

Leistungselektronik - Formelsammlung

L. Mazzoleni

Inhaltsverzeichnis

25. November 2016

| | |
|--|-----------|
| 1 Halbleiter | 2 |
| 1.1 Kristallgitter | 2 |
| 1.2 Dotierung | 2 |
| 1.3 pn-Übergang | 2 |
| 2 Diode | 3 |
| 2.1 Ersatzschaltbild | 3 |
| 2.2 Grundformeln | 3 |
| 2.3 Schaltverhalten und Schaltverluste | 3 |
| 3 Transistor | 4 |
| 3.1 Bipolarer Transistor | 4 |
| 3.2 Darlington-Transistoren | 5 |
| 3.3 MOSFET | 5 |
| 3.4 IGBT | 5 |
| 3.5 Transistoren im Vergleich | 6 |
| 4 Thyristoren | 7 |
| 4.1 Thermische Eratzschaltung | 7 |
| 4.2 Abschaltbarer Thyristor | 7 |
| 4.3 IGCT | 7 |
| 5 Stromrichterschaltung | 8 |
| 5.1 Gruppierung | 8 |
| 5.2 Kennzeichnung | 8 |
| 5.3 Ungesteuerter Gleichrichter | 9 |
| 5.4 Gesteuerte Gleichrichter | 11 |
| 5.5 Wechselstrom-Schalter/Steller | 12 |
| 6 Gleichstromumrichter | 13 |
| 6.1 Buck-Converter | 13 |
| 6.2 Boost-Converter | 13 |
| 6.3 Inverse-Converter | 13 |
| 7 Grundformeln | 14 |
| 7.1 Leistungen | 14 |
| 7.2 Fourier | 15 |
| 8 Idiotenseite | 16 |

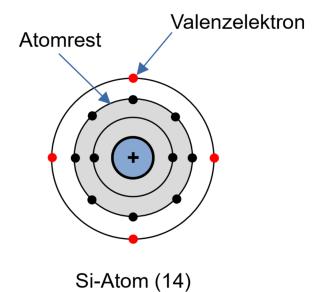
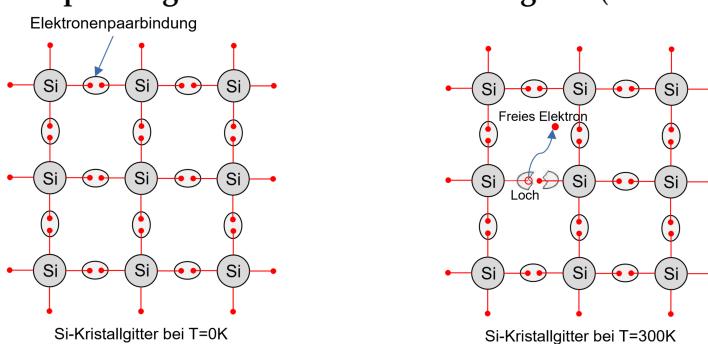
1 Halbleiter

- **Metallische Leiter:** der Stromtransport wurde durch Elektronen erzeugt.
- **Isolatoren:** der Stromtransport wurde durch Isolatoren erzeugt.
- **Halbleiter:** die Leitfähigkeit liegt irgendwo zwischen Metallen und Isolatoren.
Die wichtigsten Halbleiter sind Si, Ge, CuO₂ und GaAs
- **Dotierte Halbleiter:** Durch kontrollierte Verunreinigung (Dotierung) der reinen Halbleiterwerkstoffe kann die Leitfähigkeit wesentlich verändert werden.

1.1 Kristallgitter

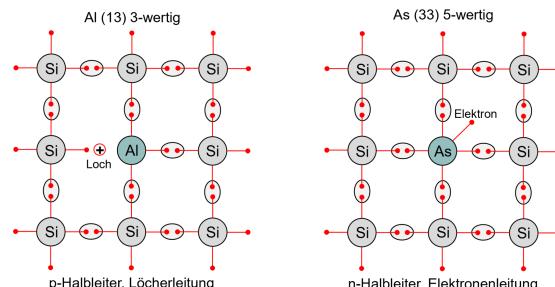
Durch die thermische Bewegung der Atomem um ihre Ruhelage im Kristallgitter ist es möglich einige **Elektronenpaarbindungen** aufzubrechen.

Auf diese weise ein gelöstes Elektron bewegt sich im Kristallgitter frei und hinterlässt eine **positiv geladene Lücke im Kristallgitter** (Defektelektron).



1.2 Dotierung

Durch eine Dotierung des Halbleitermaterials mit Fremdatomen ist es möglich die Ladungsträgerdichte effizient zu kontrollieren:



1.3 pn-Übergang

1.3.1 Diffusionsstrom

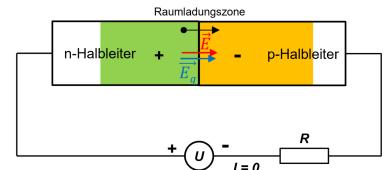
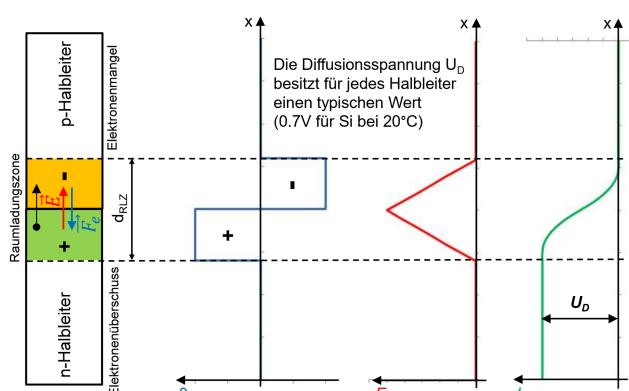
Der Diffusionsstrom wird durch den Ladungsträgeraustausch zwischen beiden Halbleitergebieten erzeugt und dadurch verschwinden in der Grenzschicht alle freien Ladungsträger.

Durch die Elektronenwanderung entsteht im n-Teil des Grenzgebiets die **ortsfeste** Positive Ladung(+). Die ein-diffundierten Elektronen erzeugen im p-Teil des Grenzgebiets die **ortsfeste** negative Ladung (-). Die ortsfesten Ladungen erzeugen das elektrische Feld in der Raumladungszone und damit auch den Driftstrom.

Der Driftstrom ist gegen den Diffusionsstrom gerichtet. Sobald die Ströme gleich sind, ist eine stabile Raumladungszone etabliert.

1.3.2 pn-Übergang mit äusserer Spannung

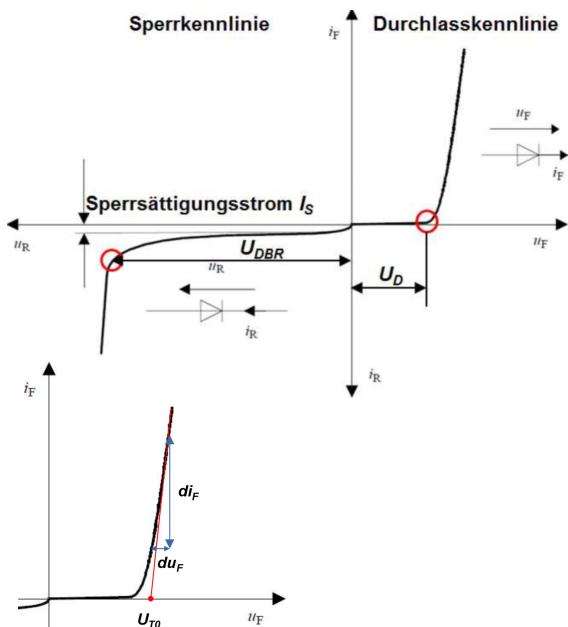
Die Spannungsquelle ist an den pn-Übergang in **Sperrrichtung** geschalten. Die Spannung U vergrössert die Breite der Raumladungszone. Der Strom kann nicht über den pn-Übergang fliessen.



2 Diode

Eine Diode besteht aus PN Übergängen und ist deswegen ein nichtlineares Element:

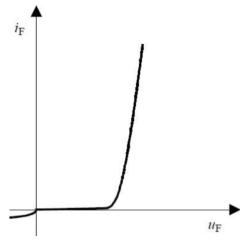
| | |
|-----------|---|
| U_{DBR} | Durchbruchspannung |
| U_D | Diffusionsspannung (0.7V Si) |
| U_F | Flussspannung |
| U_R | Sperrspannung |
| i_F | Diffusionsstrom, Strom in Durchlassrichtung |
| i_R | Leckstrom, Strom in Sperrichtung |



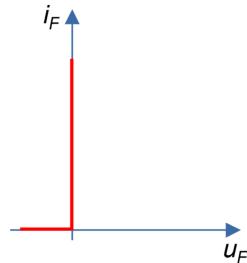
| | |
|---------------------------|-------------------------------------|
| i_f, u_F | Durchlassrichtung |
| U_{T0} | Schwellenspannung |
| $r_f = \frac{dU_F}{di_F}$ | Differenzieller Durchlasswiderstand |

2.1 Ersatzschaltbild

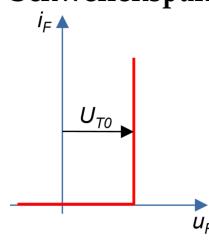
Reale Diode



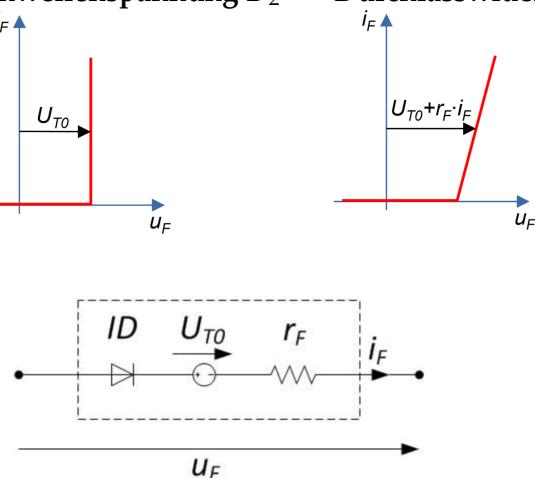
Ideale Diode (D_1)



Diode D_1 mit der Schwellenspannung D_2



Diode D_2 mit dem Durchlasswiderstand (D_3)



2.2 Grundformeln

| | |
|------------------|---|
| Flussspannung | $u_F = U_{T0} + i_F \cdot r_F$ |
| Momentanleistung | $p(t) = u_F(t) \cdot i_F(t)$ |
| Verlustleistung | $P_v = U_{T0} \cdot I_{FAV} + r_F \cdot I_{FRMS}^2$ |
| I_{FAV} | arithmetische Mittelwert von i_F |
| I_{FRMS} | Effektivwert von i_F |

2.3 Schaltverhalten und Schaltverluste

Durchlassverzug:

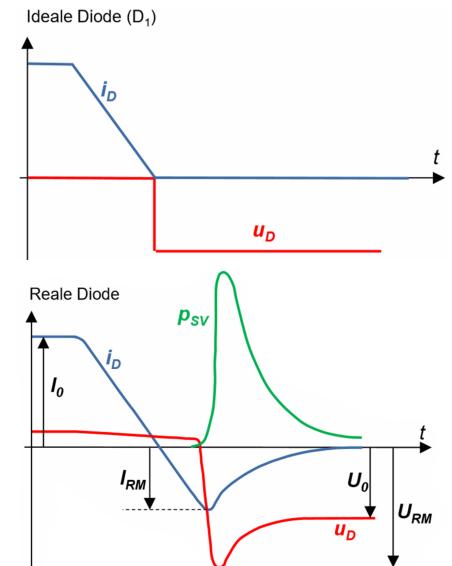
freie Ladungsträger müssen zuerst die Ladungsfrei Zone "füllen"

Sperrverzug

freie Ladungsträger müssen zuerst das Gebiet des pn-Überganges freiräumen

Diese Erscheinungen sind wichtig bei $\frac{du}{dt} > 100V/\mu s$ und $\frac{di}{dt} > 10A/\mu s$

| | |
|----------|------------------------------|
| I_{RM} | Maximalwert des Rückstroms |
| U_{RM} | Maximalwert der Rückspannung |



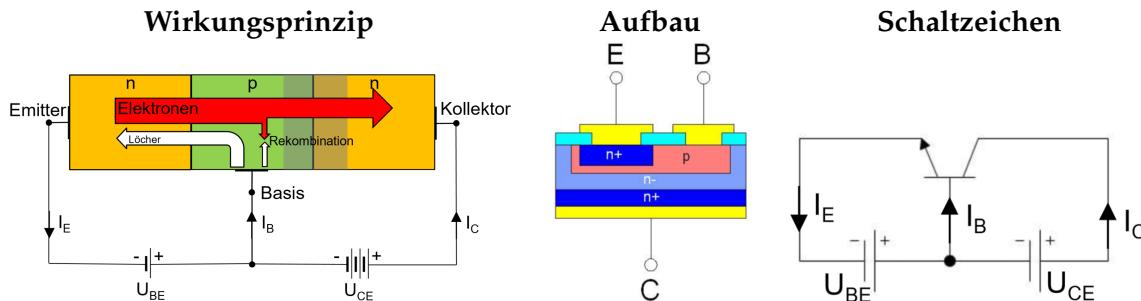
3 Transistor

3.1 Bipolarer Transistor

3.1.1 Wirkungsprinzip

Ein Bipolartransistor besteht aus drei dünnen dotierten Halbleiterschichten, d.h. aus zwei pn-Übergängen. Gemäß der Reihenfolge und dem Dotierungstyp der Schichtung werden Bipolartransistoren in npn- und pnp-Typen unterteilt.

Als Leistungstransistoren werden überwiegend npn-Transistoren in der Emitter-Schaltung verwendet



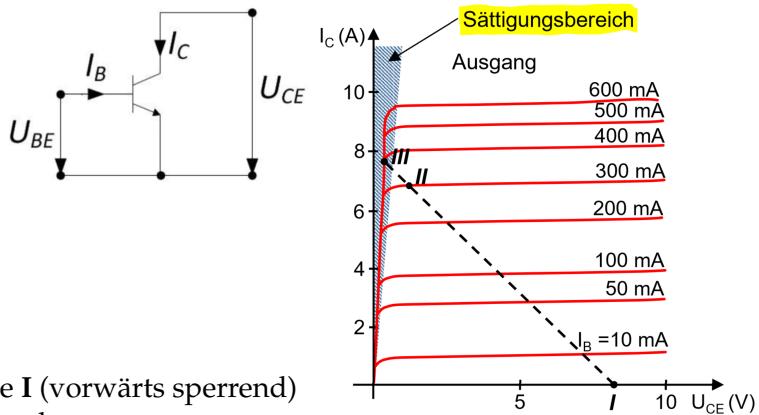
3.1.2 Schaltverhalten

Im Sättigungsbereich ist der Basisstrom so gross, dass sich in der Basiszone mehr Ladungsträger befinden als für den Kollektorstrom nötig ist.

Die beiden pn-Übergänge sind in die Durchlassrichtung polarisiert. $U_{BE} > U_{CE}$ und $U_{BC} > 0$

$$\text{Im Verstärkungsbereich gilt: } \beta = \frac{I_C}{I_B}$$

Im Schaltbetrieb werden die Arbeitspunkte I (vorwärts sperrend) und III (Durchlassbetrieb -Sättigung) verwendet.

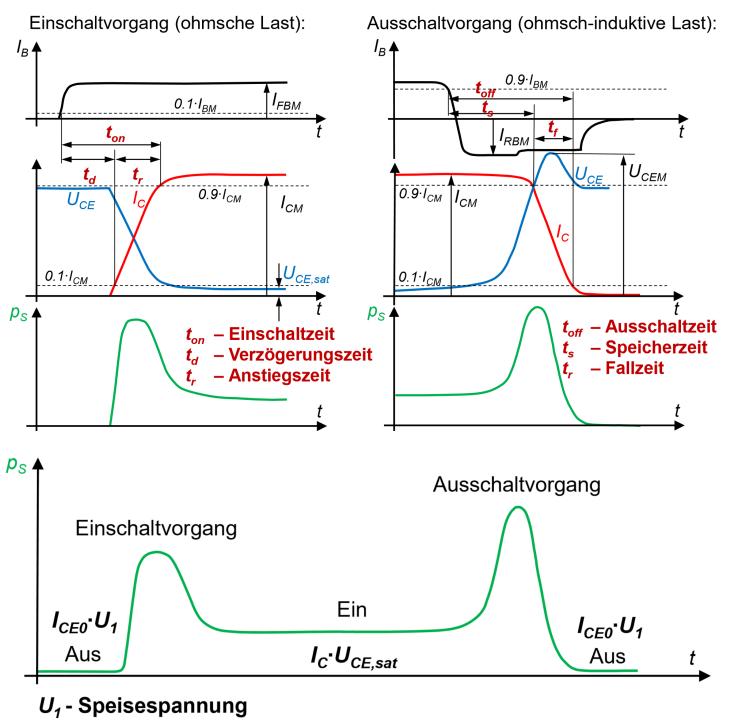


3.1.3 Kennwerte

| | |
|------------|--|
| U_{CES} | Kollektor-Emitter-Sperrspannung Der höchstzulässige Wert der U_{CES} bei Ansteuerung mit einer negativen U_{BE} . |
| U_{CEO} | Kollektor-Emitter-Sperrspannung Der höchstzulässige Wert der U_{CE} bei offenem Basisanschluss |
| I_{CAVM} | Kollektor-Dauergrenzstrom Der höchstzulässige Wert des Gleichstrom-Mittelwerts bei vorgegebener Temperatur |
| I_{CRM} | periodischer Kollektor-Spitzenstrom der höchstzulässige Wert eines Pulstromes mit angegebener Periodendauer und Einschaltdauer |

3.1.4 Verluste

- Einschaltverluste
- Ausschaltverluste
- Durchlassverluste
- Sperrverluste



3.2 Darlington-Transistoren

Der Stromverstärkungsfaktor der Leistungstransistoren ist relativ klein. Deswegen ist ein strarker Basisstrom für diese Transistoren notwendig. Ein Darlington-Transistor löst dieses Problem.

3.2.1 Formeln

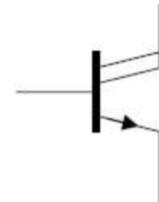
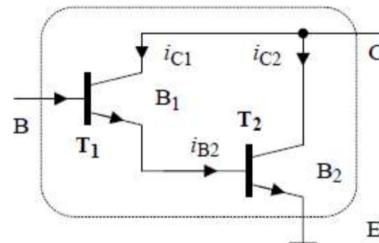
$$\beta_1 = \frac{i_{C1}}{i_{B1}} \quad \beta_2 = \frac{i_{C2}}{i_{B2}}$$

$$i_{E1} = i_{C1} + i_{B1} = (1 + \beta_1)i_{B1} = i_{B2}$$

$$i_{C2} = \beta_2 i_{B2} = \beta_2 i_{E1} = \beta_2 (1 + \beta_1) i_{B1} = \beta_{ges} i_{B1}$$

$$\beta_{ges} = \beta_2 (1 + \beta_1) \approx \beta_1 \beta_2$$

3.2.2 Aufbau



3.2.3 Vor und Nachteile

- + Gleichbleibender Platzbedarf, höhere Stromverstärkung
- + $B \approx B_1 \cdot B_2$ im Bereich < 1000
- + $\beta \approx \beta_1 \cdot \beta_2$ im Bereich $< 50'000$
- grosse Phasenverschiebung
- für Hochfrequenzanwendungen ungeeignet
- langsame Schaltzeiten
- doppelte Basis-Emitter-Spannung

Für effiziente Schaltanwendungen eignen sich Darlingtontransistoren wegen diesen Nachteilen kaum.

3.3 MOSFET

Die elektrische Leitfähigkeit des Substrats ist durch ein el. Feld gesteuert. Das el. Feld ruft im Substrat eine Influenzladung hervor.

Die Gate-Elektrode ist durch ein Metaloxid vom Substrat isoliert.

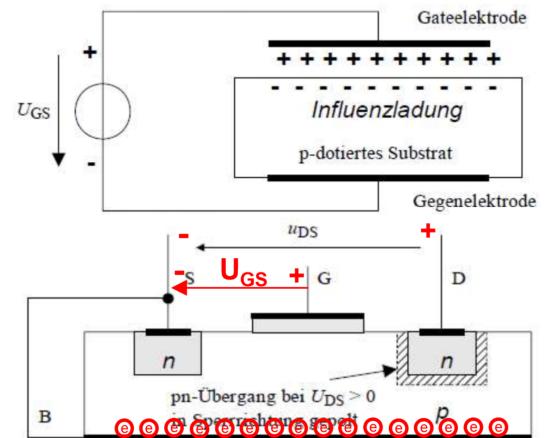
S = Source D = Drain

G = Gate B = Bulk(Substrat)

U_{DS} ist positiv damit ist der rechte pn-Übergang in Sperrrichtung gepolt. Deswegen kann kein Strom in beide Richtungen fließen.

→ Der Transistor ist selbstsperrend.

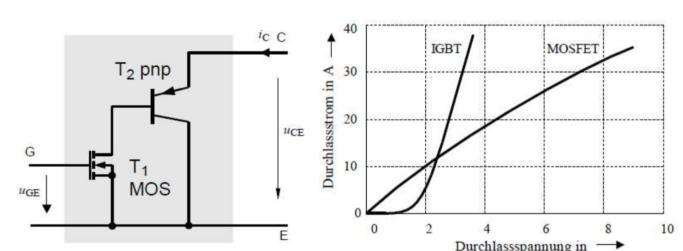
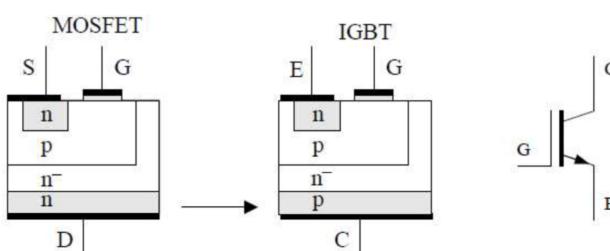
⚠ Sobald eine positive Spannung zwischen G und S angelegt ist, entsteht ein leitfähiger n-Kanal und damit auch ein Strom vom D- zum S-Anschluss.



3.4 IGBT

Der IGBT setzt sich aus einem Bipolartransistor T_2 und einem MOSFET T_1 zusammen.

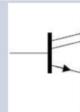
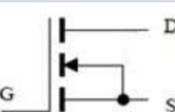
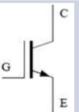
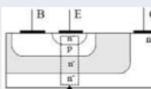
n- ist eine schwach dotierte Zone, welche zur Erhöhung der Spannungsfestigkeit verwendet wird.



3.4.1 Eigenschaften

- Über die Kollektor-Emitter-Strecke fällt mindestens die Schleusenspannung ab
- kleine Durchlassverluste bei hohen Strömen
- in Rückwärtsrichtung nur begrenzt Sperrfähig
- Grosse Sperrverluste vor allem beim Abchläten

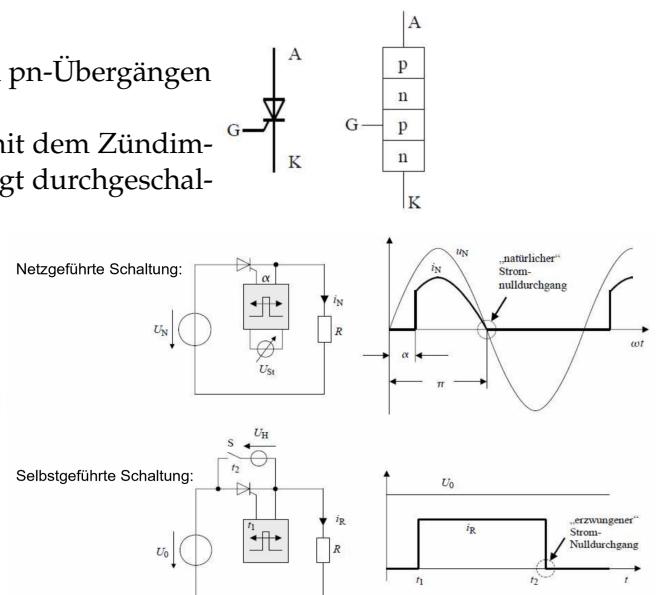
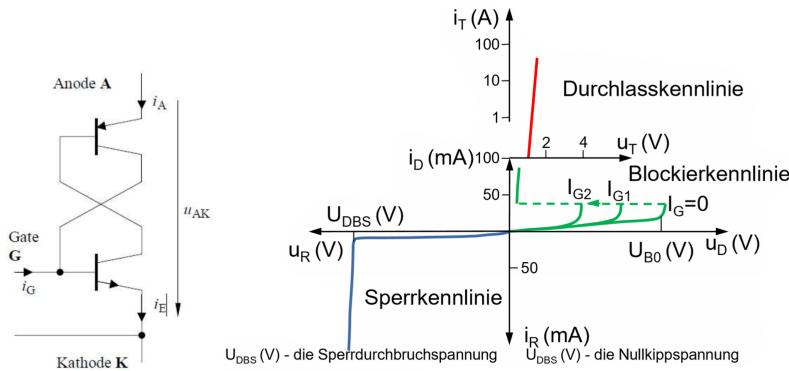
3.5 Transistoren im Vergleich

| | Darlington-Transistor | MOSFET | IGBT |
|---|---|--|---|
| Schalsymbol |  |  |  |
| Schichtaufbau |  |  |  |
| Sperrverhalten- Obergrenze | mittel | niedrig | hoch |
| Steuergenerator - Aufwand - Leistung | mittel hoch | gering niedrig | gering niedrig |
| Schaltverhalten - Einschaltzeit - Abschaltzeit - Verlustleistung | mittel lang hoch | kurz kurz niedrig | mittel kurz niedrig |
| Durchlassverhalten - Stromtragfähigkeit - Verlustleistung | hoch niedrig | niedrig hoch | hoch niedrig |
| Pulsfrequenz | 4kHz | 250kHz | 20kHz |

4 Thyristoren

Ein Thyristor besteht aus vier Halbleiterschichten d.h. aus drei pn-Übergängen
Thyristoren sind einschaltbare Bauelemente.

Thyristoren sind einschaltbare Dioden. Thyristoren werden mit dem Zündimpuls der Zwischen Gate (G) und Kathode (K) kurzzeitig anliegt durchgeschalten.



4.1 Thermische Eratzschaltung

Thermische Kenngrössen

Wärmeleistung P [W]

Temperaturunterschied ϑ [K]

Wärmewiderstand R_{th} K/W

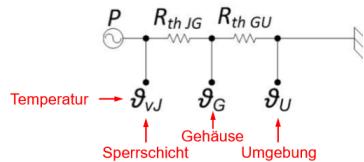
Elektrische Kenngrössen

Strom I [A]

Spannung $[V]$

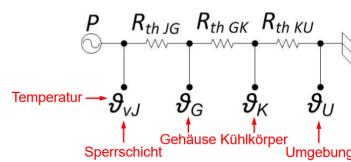
Widerstand (V/A)

4.1.1 Thyrisor ohne Kühlung



$$\vartheta_{vJ} - \vartheta_U = P \cdot (R_{th JG} + R_{th GU})$$

4.1.2 Thyrisor mit Kühlung



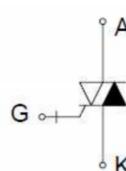
$$\vartheta_{vJ} - \vartheta_U = P \cdot (R_{th JG} + R_{th GK} + R_{th KU}) \quad R_{th KU} = \frac{\Delta \vartheta}{P}$$

4.2 Abschaltbarer Thyristor

(GTO = Gate-Turn-Off)

Der GTO schaltet aus, wenn ein ausreichend hoher negativer Gate-Strom auftritt.

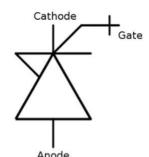
Amplitude des Gate-Stromes muss 20% bis 30% des abzuschaltenden GTO-Stromes betragen.



4.3 IGCT

Integrated Gate-Commutated Thyristor IGCT sind die Weiterentwicklung der GTO.

Sie werden hauptsächlich für Mittelspannungsumrichter eingesetzt.



5 Stromrichterschaltung

5.1 Gruppierung

5.1.1 nach Steuerung

- Ungesteuerte Stromrichter:

Das Verhältniss von Eingangs- zu Ausgangsspannung wird durch die Stromrichterschaltung festgesetzt

- Gesteuerte Stromrichter

Das Verhältniss von Eingangs- zu Ausgangsspannung wird durch Steuereingriff am Halbleiterschalter verändert.

5.1.2 nach Führung

Kommuntierung WIKI

Bzw nach der Herlkunft der Kommutierungsspannung.

Kommutierung bedeutet die Wechselung des Stromflusses von einem HL-Ventil auf ein anderes.

- Netzgeführte Schaltung

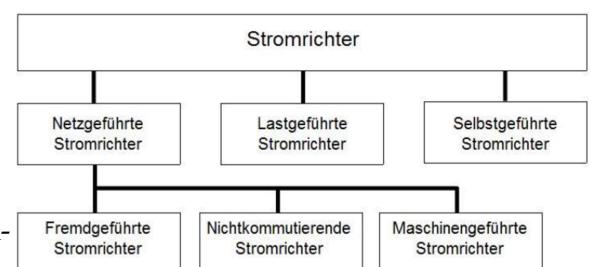
Kommutierungsspannung vom Netzwerk

- Lastgeführte Schaltung

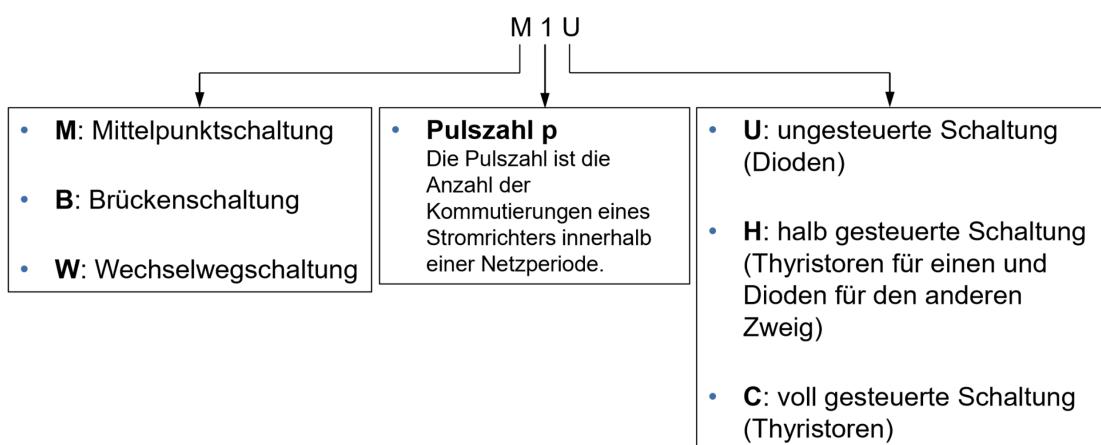
Kommutierungsspannung wird durch Lastkreis (zb Synchromotor) gesteuert

- Selbstgeführte Schaltung

Kommutierungsspannung wird selbst erzeugt



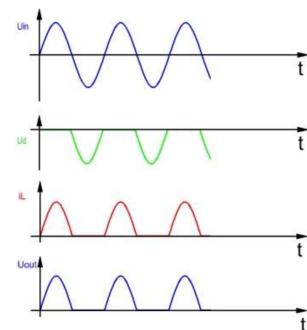
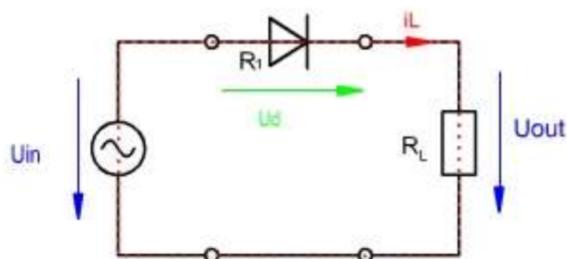
5.2 Kennzeichnung



Gleichrichter WIKI

5.3 Ungesteuerter Gleichrichter

5.3.1 M1U

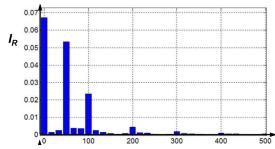
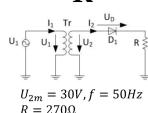


Die Diode wird als Ideal betrachtet → keine Schwellenspannung oder Innenwiderstand

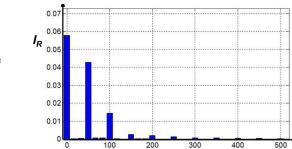
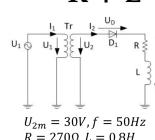
| | | |
|--|--|--|
| Grundgleichungen | $U_2 = U_D + U_R$ $U_R = I_2 \cdot R$ $\bar{U}_{OUT} = \frac{\hat{U}}{\pi}$ | |
| Durchlassrichtung $0 < \omega t < \pi$ | $U_2 = U_R \quad U_D = 0$ | |
| Sperrrichtung $\pi < \omega t < 2\pi$ | $U_2 = U_D \quad U_R = 0$ | |
| Wirkleistung der Last R | $P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p(\alpha) d\alpha = \frac{U_{R RMS}^2}{R}$ | |

Oberwellen

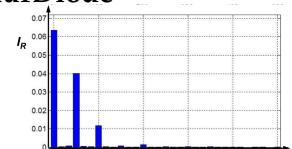
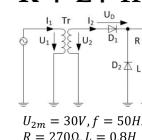
R



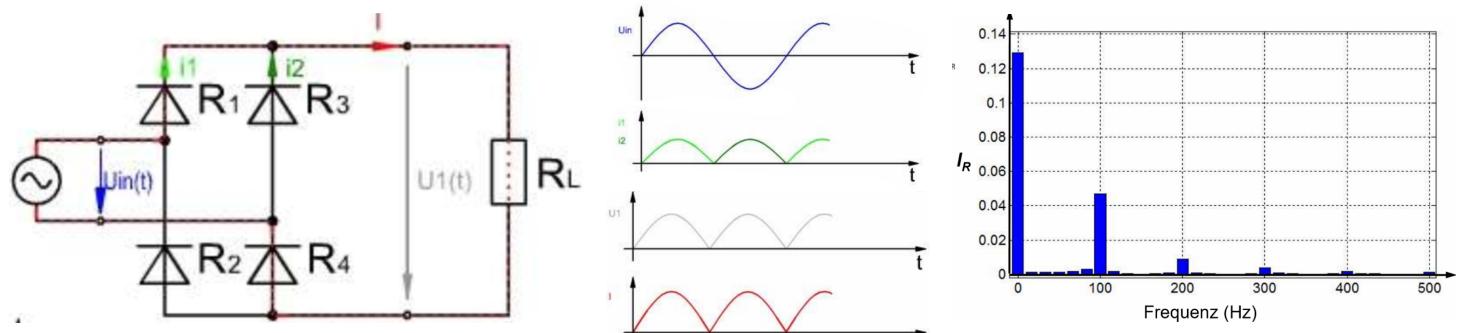
R + L



R + L + freilaufDiode



5.3.2 B2U

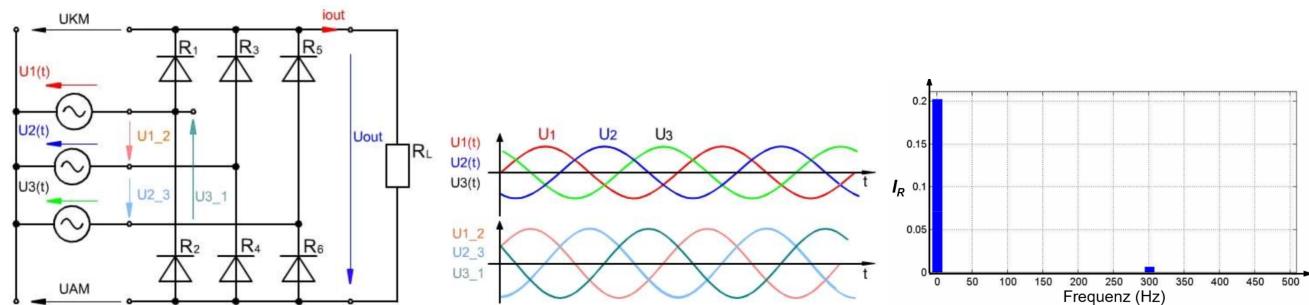


Im Gegensatz zur M1U-Schaltung wird hier die negative Netzspannung zur Gleichrichtung genutzt.
Die Schaltung wird oft mit Glättungskondensator betrieben.

Grundgleichungen

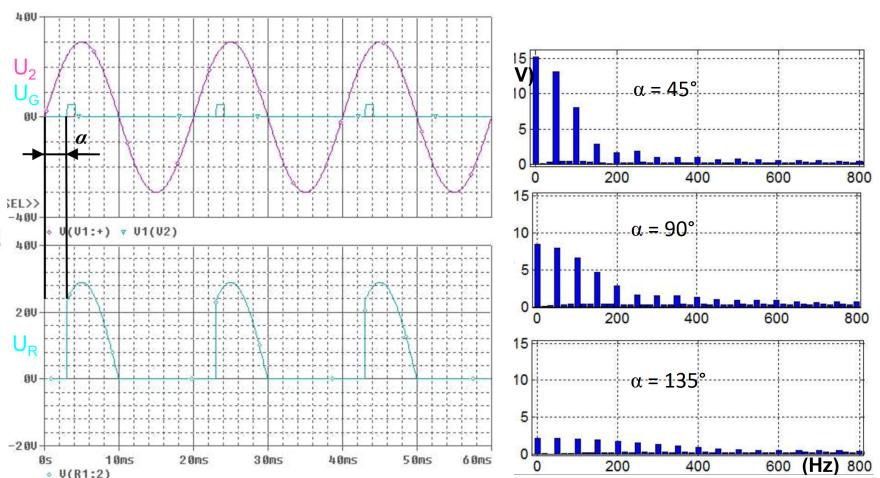
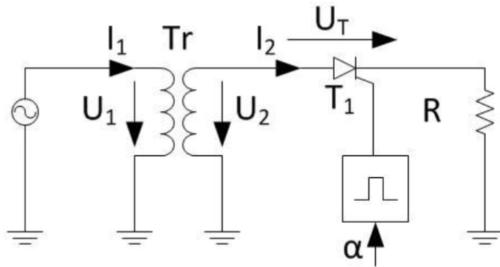
$$\bar{U}_{OUT} = 2 \frac{\hat{U}}{\pi}$$

5.3.3 B6U



5.4 Gesteuerte Gleichrichter

5.4.1 M1C



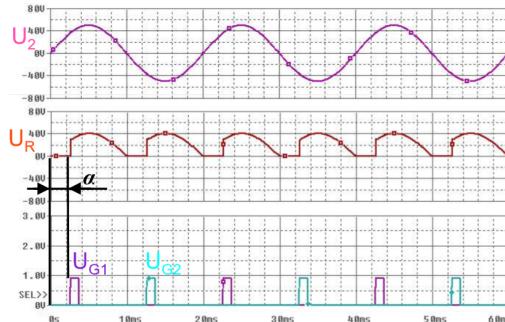
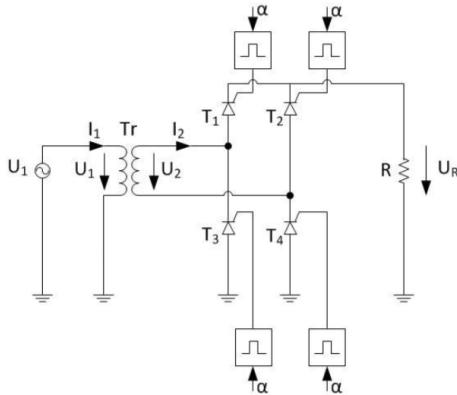
Grundgleichungen

$$\bar{U}_{OUT} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \hat{U}_2 \cdot \sin(\beta) d\beta$$

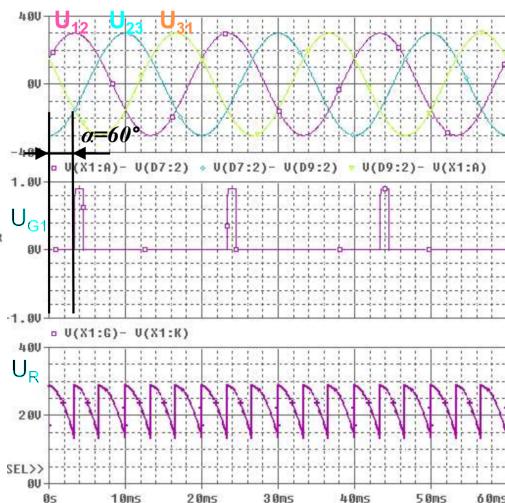
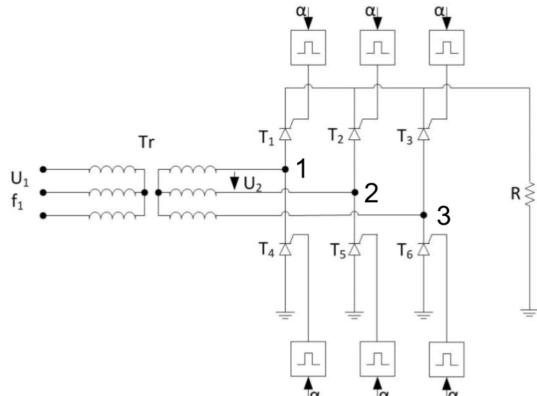
$$= \frac{\hat{U}_2}{2\pi} (1 + \cos(\alpha))$$

$$\beta = \omega t$$

5.4.2 B2C



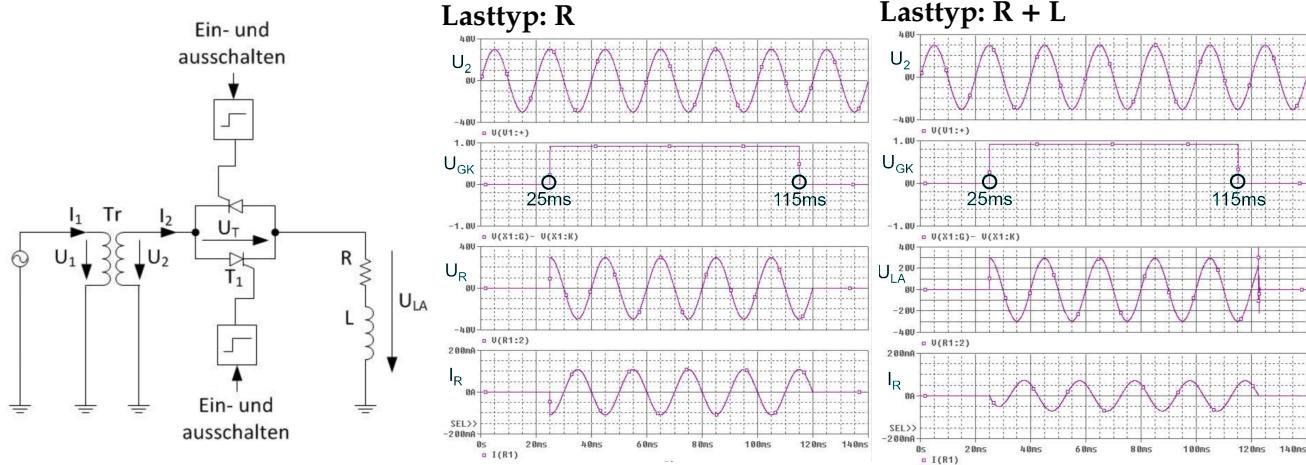
5.4.3 B6C



5.5 Wechselstrom-Schalter/Steller

5.5.1 Wechselstrom-Schalter

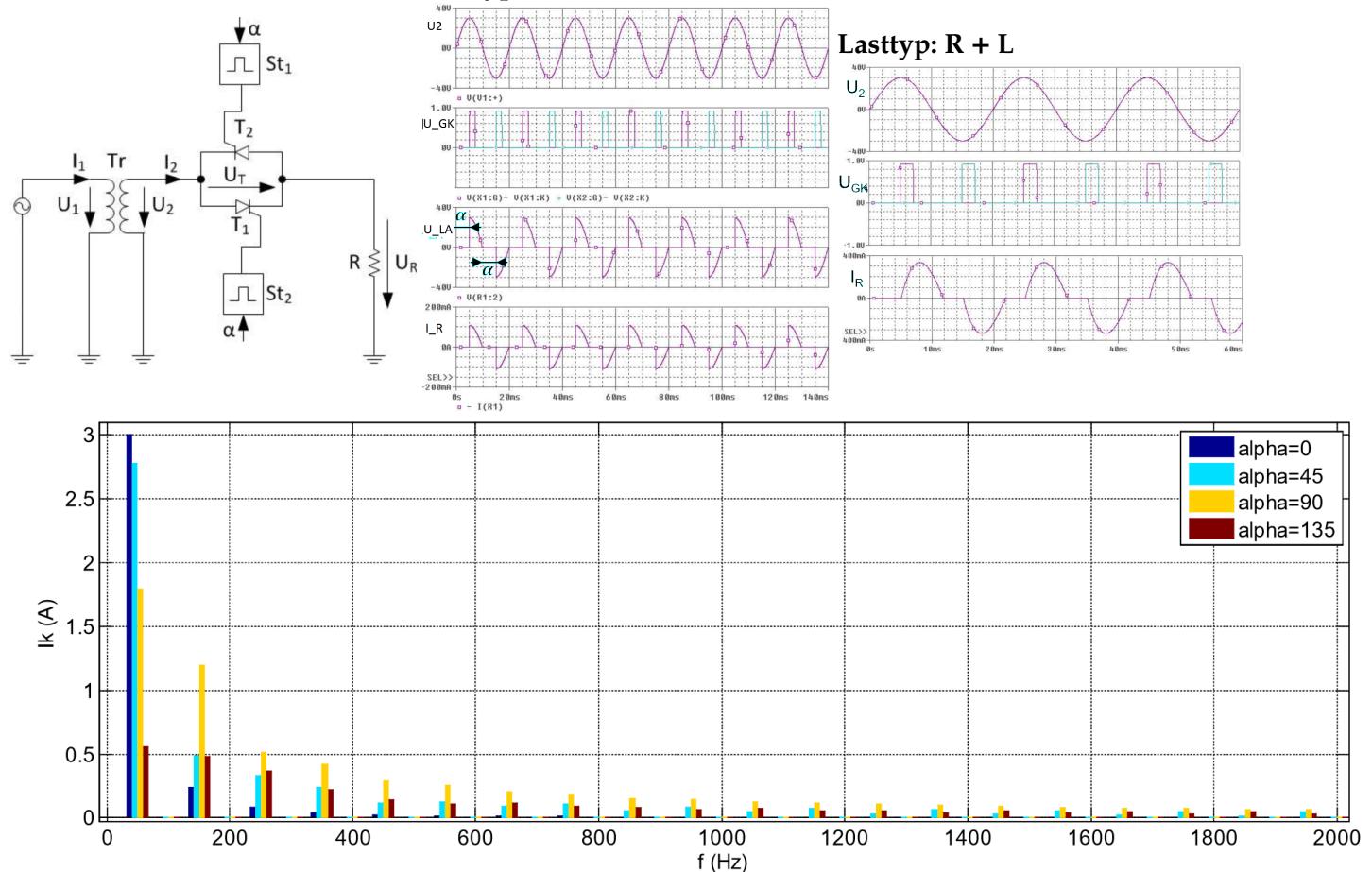
Wegen dem Polaritätswechsel besteh der Wechselstromschalter aus zwei antiparallelen Thyristoren, welche die Stromhalbschwingung abwechselnd ausführen.



5.5.2 Wechselstrom-Steller

Im vergleich mit den Wechselstrom-Schalter, welche eimaligs Ein- oder Ausschalten von Wechselstromkreisen ermöglichen, erlaubt der Wechselstrom-Steller in jeder Halbperiode wiederholtes Einschalten, wobei der Strom vom Zündzeitpunkt bis zm Nulldurchgang fliesst.

Lasttyp: R



6 Gleichstromumrichter

Ein Gleichstromumrichter dient zur Änderung von: **Polarität, Spannung, Strom.**

6.1 Buck-Converter

Tiefsetzsteller (Buck-Converter) $U_a < U_e$

Rechnung ohne C

$$\tau = \frac{L_1}{R_1} \quad T_s = T_{on} + T_{off}$$

$$V_1 = i_L \cdot R_1 + L_1 \cdot \frac{di_L}{dt} \quad 0 < t < T_{on}$$

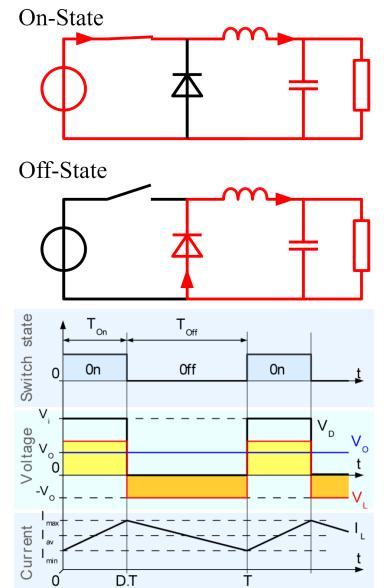
$$0 = i_L \cdot R_1 + L_1 \cdot \frac{di_L}{dt} \quad T_{on} < t < T_s$$

$$i_L = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_1}{R_1} \cdot \frac{e^{-\frac{T_{off}}{\tau}} - 1}{1 - e^{-\frac{T_s}{\tau}}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad 0 < t < T_{on}$$

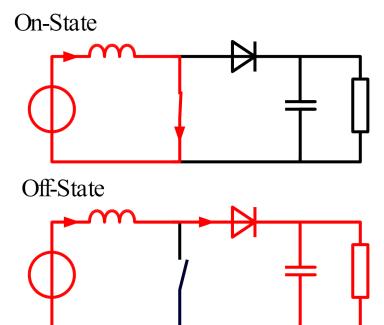
$$i_L = \frac{V_1}{R_1} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T_{on}}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T_s}{\tau}}} \cdot e^{-\frac{t-T_{on}}{\tau}} \quad T_{on} < t < T_s$$

$$T_{on} = -\tau \cdot \ln \frac{i_{Lmin}}{i_{Lmax}} = -\frac{L_1}{R_1} \cdot \ln \frac{i_{Lmin}}{i_{Lmax}}$$

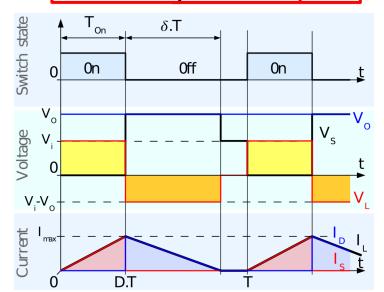
$$T_{off} = -\tau \cdot \ln \left(\frac{\frac{1}{i_{Lmax}} \cdot \frac{V_1}{R_1} - 1}{\frac{1}{i_{Lmax}} \cdot \frac{V_1}{R_1} - e^{-\frac{T_{off}}{\tau}}} \right)$$



6.2 Boost-Converter



Hochsetzsteller (Boost-Converter) $U_a > U_e$

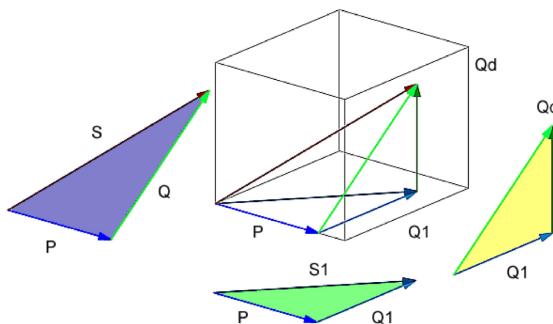


6.3 Inverse-Converter

Inverswandler, Umkehrung der Polarität

7 Grundformeln

7.1 Leistungen



Verzerrungsblindleistung entsteht, wenn I_1 und U nicht in Phase sind. Wenn Oberwellen von Spannung und Strom die gleichen Frequenzanteile besitzen entsteht keine Verzerrung.

| | | |
|--|---|---|
| Scheinleistung | $S = U \cdot I = \sqrt{P^2 + Q^2} = \sqrt{P^2 + Q_1^2 + Q_d^2}$ | i konjkolpex????? V5S10 vs V7S14 |
| Wirkleistung | $P = U \cdot I_1 \cdot \cos\varphi_1$ | |
| Blindleistung | $Q = U \cdot I_1 \cdot \sin\varphi_1 = \sqrt{Q_1^2 + Q_d^2}$ $Q_1 = S_1 \cdot \sin\varphi_1$ $Q_d = U \cdot \sqrt{\sum_{m=2}^{\infty} I_m^2} = k \cdot S$ | Q_1 = Grundschwingungs-Blindleistung Q_d = Verzerrungsleistung |
| Grundschwingungs-scheinleistung | $S_1 = U_1 \cdot I_1 = \sqrt{P^2 + Q_1^2}$ | S_1 = Grundschwingungs-Scheinleistung |
| Berechnung des Mittelwertes | $X_{AV} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{min}^{2\pi} \hat{U}_m \cdot \sin(\beta) d\beta$ | |
| Berechnung des Gleichwertes | $ X = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt$ | |
| Berechnung des Effektivwertes | $X_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt}$ | |
| Effektivwert Oberwellen | $X_{RMS_Oberwellen} = \sqrt{X_{RMS}^2 - X_{AV}^2}$ | |
| Formfaktor | $F = \frac{X_{RMS}}{ X }$ | |
| Klirrfaktor | $k = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_k^2}}$ | |
| Welligkeit | $w = \frac{X_{RMS_Oberwellen}}{ X_{AV} } = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} X_k^2}}{ X_{AV} } = \sqrt{F^2 - 1}$ | |
| Leistungsfaktor | $\lambda = \frac{P}{S} = \frac{I_1}{I} \cos\varphi_1$ | |

7.2 Fourier

7.2.1 Allgemeine Form

Eine periodische Funktion lässt sich durch eine Reihe von Sinus- und Kosinusfunktionen darstellen.

$$f(t) = \underbrace{\frac{a_0}{2}}_{\text{Gleichanteil}} + \underbrace{\sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cdot \cos(k\omega t) + b_k \cdot \sin(k\omega t))}_{\text{Wechselanteil}} = f_{AV} + \sum_{k=1}^{\infty} \underbrace{c_k}_{\substack{\text{Amplitude der Harmonischen}}} \cdot \sin(k\omega t + \varphi_k)$$

Die Koeffizienten der Entwicklung von $f(t)$ sind:

| |
|---|
| $a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) dt$ |
| $a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos(k\omega t) dt \quad (k = 0, 1, 2, \dots)$ |
| $b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \sin(k\omega t) dt \quad (k = 1, 2, 3, \dots)$ |
| $c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$ |
| $\varphi_k = \arctan(\frac{b_k}{a_k})$ |

7.2.3 Komplexe Darstellung der Fourierreihen

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k \cdot e^{jk\omega t}$$

$$c_n = \overline{c_{-n}} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cdot e^{-jn\omega t} dt$$

7.2.2 Orthogonalitätsbeziehungen

$$\int_0^T \cos(n\omega t) \cdot \cos(m\omega t) dt = \begin{cases} T, & n = m = 0 \\ \frac{T}{2}, & n = m > 0 \\ 0, & n \neq m \end{cases}$$

$$\int_0^T \sin(n\omega t) \cdot \sin(m\omega t) dt = \begin{cases} \frac{T}{2}, & n = m \\ 0, & n \neq m \end{cases}$$

$$\int_0^T \cos(n\omega t) \cdot \sin(m\omega t) dt = \begin{cases} 0, & n-m = \text{gerade Zahl} \\ \frac{2m}{m^2 - n^2}, & n-m = \text{ungerade Zahl} \end{cases}$$

7.2.4 Umrechnungsformeln

$$c_n = \overline{c_{-n}} = \frac{a_n - jb_n}{2} \quad (n = 0, 1, 2, 3, \dots \text{ wobei } b_0 = 0)$$

$$\left. \begin{array}{l} a_n = 2 \cdot \operatorname{Re}(c_n) \\ b_n = -2 \cdot \operatorname{Im}(c_n) \end{array} \right\} \quad (n = 0, 1, 2, 3, \dots, b_0 = 0)$$

7.2.5 Sätze zur Berechnung der Fourierkoeffizienten

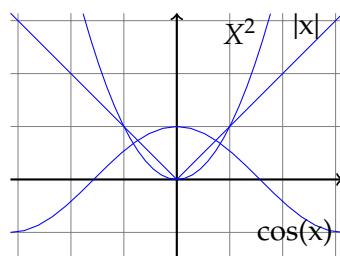
Symmetrie

Gerade

$$f(t) = f(-t)$$

Symmetrisch an Y-Achse

$$b_n = 0, a_n = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot \cos(n\omega t) dt$$

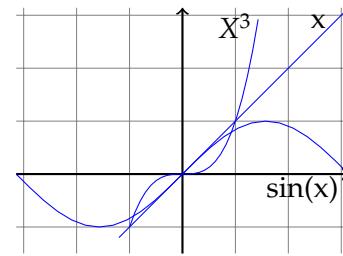


Ungerade

$$f(-t) = -f(t)$$

Punktsymmetrisch am Ursprung

$$a_n = 0, b_n = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot \sin(n\omega t) dt$$



8 Idiotenseite

8.1 SI-Vorsätze

| Symbol | Name | Wert | Binär | Symbol | Name | Wert |
|--------|-------|-----------|-----------------|----------|-------|------------|
| da | Deka | 10^1 | | d | Dezi | 10^{-1} |
| h | Hekto | 10^2 | | c | Centi | 10^{-2} |
| k | Kilo | 10^3 | $2^{10} = 1024$ | m | Mili | 10^{-3} |
| M | Mega | 10^6 | 2^{20} | y, μ | Mikro | 10^{-6} |
| G | Giga | 10^9 | 2^{30} | n | Nano | 10^{-9} |
| T | Tera | 10^{12} | 2^{40} | p | Piko | 10^{-12} |
| P | Peta | 10^{15} | 2^{50} | f | Femto | 10^{-15} |

8.2 Funktionswerte für Winkelargumente

| deg | rad | sin | cos | tan | deg | rad | sin | cos | deg | rad | sin | cos | deg | rad | sin | cos |
|-----|-----------------|----------------------|----------------------|----------------------|-----|------------------|----------------------|-----------------------|-----|------------------|-----------------------|-----------------------|-----|-------------------|-----------------------|----------------------|
| 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 90 | $\frac{\pi}{2}$ | 1 | 0 | 180 | π | 0 | -1 | 270 | $\frac{3\pi}{2}$ | -1 | 0 |
| 30 | $\frac{\pi}{6}$ | $\frac{1}{2}$ | $\frac{\sqrt{3}}{2}$ | $\frac{\sqrt{3}}{3}$ | 120 | $\frac{2\pi}{3}$ | $\frac{\sqrt{3}}{2}$ | $-\frac{1}{2}$ | 210 | $\frac{7\pi}{6}$ | $-\frac{1}{2}$ | $-\frac{\sqrt{3}}{2}$ | 300 | $\frac{5\pi}{3}$ | $-\frac{\sqrt{3}}{2}$ | $\frac{1}{2}$ |
| 45 | $\frac{\pi}{4}$ | $\frac{\sqrt{2}}{2}$ | $\frac{\sqrt{2}}{2}$ | 1 | 135 | $\frac{3\pi}{4}$ | $\frac{\sqrt{2}}{2}$ | $-\frac{\sqrt{2}}{2}$ | 225 | $\frac{5\pi}{4}$ | $-\frac{\sqrt{2}}{2}$ | $-\frac{\sqrt{2}}{2}$ | 315 | $\frac{7\pi}{4}$ | $-\frac{\sqrt{2}}{2}$ | $\frac{\sqrt{2}}{2}$ |
| 60 | $\frac{\pi}{3}$ | $\frac{\sqrt{3}}{2}$ | $\frac{1}{2}$ | $\sqrt{3}$ | 150 | $\frac{5\pi}{6}$ | $\frac{1}{2}$ | $-\frac{\sqrt{3}}{2}$ | 240 | $\frac{4\pi}{3}$ | $-\frac{\sqrt{3}}{2}$ | $-\frac{1}{2}$ | 330 | $\frac{11\pi}{6}$ | $-\frac{1}{2}$ | $\frac{\sqrt{3}}{2}$ |

8.3 Periodizität

$$\cos(a + k \cdot 2\pi) = \cos(a) \quad \sin(a + k \cdot 2\pi) = \sin(a) \quad (k \in \mathbb{Z})$$

8.4 Quadrantenbeziehungen

$$\sin(-a) = -\sin(a)$$

$$\cos(-a) = \cos(a)$$

$$\sin(\pi - a) = \sin(a)$$

$$\cos(\pi - a) = -\cos(a)$$

$$\sin(\pi + a) = -\sin(a)$$

$$\cos(\pi + a) = -\cos(a)$$

$$\sin\left(\frac{\pi}{2} - a\right) = \sin\left(\frac{\pi}{2} + a\right) = \cos(a)$$

$$\cos\left(\frac{\pi}{2} - a\right) = -\cos\left(\frac{\pi}{2} + a\right) = \sin(a)$$

8.6 Additionstheoreme

$$\sin(a \pm b) = \sin(a) \cdot \cos(b) \pm \cos(a) \cdot \sin(b)$$

$$\cos(a \pm b) = \cos(a) \cdot \cos(b) \mp \sin(a) \cdot \sin(b)$$

$$\tan(a \pm b) = \frac{\tan(a) \pm \tan(b)}{1 \mp \tan(a) \cdot \tan(b)}$$

$$\sin(a) \sin(b) = \frac{1}{2}(\cos(a - b) - \cos(a + b))$$

$$\cos(a) \cos(b) = \frac{1}{2}(\cos(a - b) + \cos(a + b))$$

$$\sin(a) \cos(b) = \frac{1}{2}(\sin(a - b) + \sin(a + b))$$

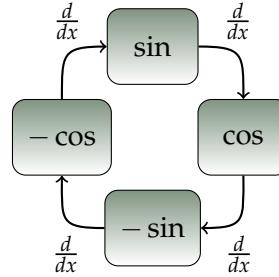
8.8 Euler-Formeln

$$\sin(x) = \frac{1}{2j}(e^{jx} - e^{-jx}) \quad \cos(x) = \frac{1}{2}(e^{jx} + e^{-jx})$$

$$e^{x+jy} = e^x \cdot e^{jy} = e^x \cdot (\cos(y) + j \sin(y))$$

$$e^{j\pi} = e^{-j\pi} = -1$$

8.5 Ableitungen



8.7 Doppel- und Halbwinkel

$$\sin(2a) = 2 \sin(a) \cos(a)$$

$$\cos(2a) = \cos^2(a) - \sin^2(a) = 2 \cos^2(a) - 1 = 1 - 2 \sin^2(a)$$

$$\cos^2\left(\frac{a}{2}\right) = \frac{1+\cos(a)}{2} \quad \sin^2\left(\frac{a}{2}\right) = \frac{1-\cos(a)}{2}$$

8.9 Summe und Differenz

$$\sin(a) + \sin(b) = 2 \cdot \sin\left(\frac{a+b}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{a-b}{2}\right)$$

$$\sin(a) - \sin(b) = 2 \cdot \sin\left(\frac{a-b}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{a+b}{2}\right)$$

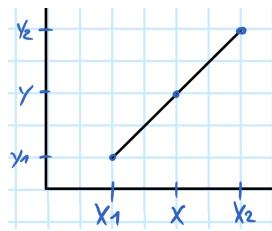
$$\cos(a) + \cos(b) = 2 \cdot \cos\left(\frac{a+b}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{a-b}{2}\right)$$

$$\cos(a) - \cos(b) = -2 \cdot \sin\left(\frac{a+b}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{a-b}{2}\right)$$

$$\tan(a) \pm \tan(b) = \frac{\sin(a \pm b)}{\cos(a) \cos(b)}$$

8.10 Geradengleichung Interpolieren

$$y(x) = y_1 + \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} (x - x_1)$$



8.11 Grad <-> Rad

$$\alpha_{rad} = \alpha_{grad} \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$\alpha_{grad} = \alpha_{rad} \cdot \frac{180}{\pi}$$

8.13 Grundelemente

Ohmscher Widerstand R

u und i können sprunghaft ändern

$$\begin{array}{c} R \\ \text{---} \\ \xrightarrow{u} \quad \xrightarrow{i} \end{array} \quad u(t) = R \cdot i(t)$$

$$i(t) = \frac{u(t)}{R}$$

$$\underline{Z}_R = R$$

nicht linear: $R_=(u) = \frac{U}{I(u)}$, $r_D = \frac{dU}{dt}|_{U_0}$

$$P = I^2 \cdot R = \frac{U^2}{R}$$

Kapazität C

u kann nicht sprunghaft ändern

$$\begin{array}{c} c \\ || \\ \xrightarrow{u} \quad \xrightarrow{i} \end{array} \quad u(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(\tau) d\tau + u(0)$$

$$i(t) = C \frac{du(t)}{dt}$$

$$\underline{Z}_C = \frac{1}{j\omega C} = -\frac{j}{\omega C}$$

$$X_C = -\frac{1}{\omega C} \quad B_C = \omega C$$

$$Q_C = -U^2 \cdot \omega C = -\frac{I^2}{\omega C}$$

$$W_C = \frac{1}{2} C U_C^2$$

Induktivität L

i kann nicht sprunghaft ändern

$$\begin{array}{c} L \\ \sim \sim \sim \\ \xrightarrow{u} \quad \xrightarrow{i} \end{array} \quad u(t) = L \frac{di(t)}{dt}$$

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_0^t u(\tau) d\tau + i(0)$$

$$\underline{Z}_L = j\omega L$$

$$X_L = \omega L \quad B_L = -\frac{1}{\omega L}$$

$$Q_L = I^2 \cdot \omega L = \frac{U^2}{\omega L}$$

$$W_L = \frac{1}{2} L I_L^2$$

8.14 Begriffe der Impedanz und Admittanz

Scheinwiderstand

$$Z = \frac{U_{eff}}{I_{eff}} = \sqrt{R^2 + X^2} \quad \text{Ohm}$$

Komplexer Widerstand Impedanz

$$\underline{Z} = R + jX = Z \cdot e^{j\varphi} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{\underline{U} \cdot \underline{U}^*}{\underline{S}^*} = \frac{\underline{U}^2}{\underline{S}^*} = \frac{S}{I^2} \quad \text{Ohm}$$

Komplexer Leitwert

Admittanz $\underline{Y} = G + jB = \frac{1}{\underline{Z}} = \frac{1}{Z} e^{-j\varphi}$

$$= \frac{I}{\underline{U}} = \frac{I}{\underline{U} \cdot \underline{U}^*} = \frac{I^2}{\underline{S}^*} = \frac{S}{I^2} \quad \text{Siemens}$$

Wirkwiderstand

Resistanz $R = \text{Re}(\underline{Z})$

$$= Z \cdot \cos(\varphi) \quad \text{Ohm}$$

Wirkleitwert

Konduktanz $G = \text{Re}(\underline{Y})$

$$\neq \frac{1}{R} \quad \text{Siemens}$$

Blindwiderstand

Reaktanz $X = \text{Im}(\underline{Z})$

$$= Z \cdot \sin(\varphi) \quad \text{Ohm}$$

Blindleitwert

Suszeptanz $B = \text{Im}(\underline{Y})$

$$\neq \frac{1}{X} \quad \text{Siemens}$$

Phasenverschiebung

$$\varphi = \varphi_u - \varphi_i = \arctan \left(\frac{\text{Im}(\underline{Z})}{\text{Re}(\underline{Z})} \right) \quad \text{Radian}$$

8.12 Eigenschaften unterschiedlicher Schwingungsformen