

Leistungselektronik & Elektrische Antriebe

Zusammenfassung


Joel von Rotz & Andreas Ming /  [Quelldateien](#)

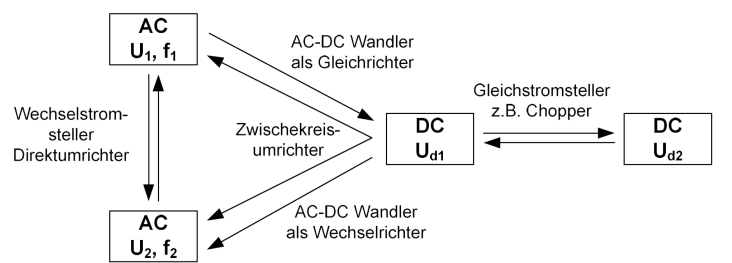
Table of contents

Einführung	1
Gleichstromsteller <i>Chopper</i>	1
Ungesteuerter Netzgeführter Gleichrichter	2
Gesteuerter Netzgeführter Gleichrichter	2
Grundlagen	2
Mechanik	2
Luftspalt	4
Fourier Reihe (<i>periodisch</i>)	4
Linearer Mittelwert	4
Effektivwert	5
Gleichstrommaschine	5
Aufbau	5
Ersatzschaltung <i>Fremderregt</i>	5
Ersatzschaltung <i>Nebenschlussmaschine</i>	6
Ersatzschaltung <i>Seriemaschine</i>	7
Ankerrückwirkung	7
Abwärtssteller	8
Standard DC-Last	8
Nicht idealer Stromverlauf	9
Glättungskondensator	9
Arbeitspunkteinstellung	9
Lückbetrieb	9
Toleranzbandsteuerung	9
Aufwärtssteller	10
Vierquadrantensteller	10
Gleichstromsteller mit GTO	10
Fremdgeführte Gleichrichter	10
Einphasiger Gleichrichter	11
Leistung bei L-Glättung	12
Netzurückwirkung L-Glättung	12
Belastung der Halbleiter bei L-Glättung	12
Dreiphasige Gleichrichter	12
$\alpha = 0^\circ$	12
$\alpha = 30^\circ$	13
$\alpha = 45^\circ$	13
$\alpha = 60^\circ$	13
$\alpha = 90^\circ$	13
Belastung der Halbleiter dreiphasig	13
Leistungshalbleiter	13
Übersicht	13
Diode	14
Trägerstauereffekt <i>TSE</i>	14

Transformatoren	14
Parameterbestimmung	14
Leerlaufversuch	14
Drehfeldmaschinen	14
Synchronmaschine (SM)	15
Asynchronmaschine (ASM)	15
Selbstgeführter Wechselrichter	15
Umrichter	15

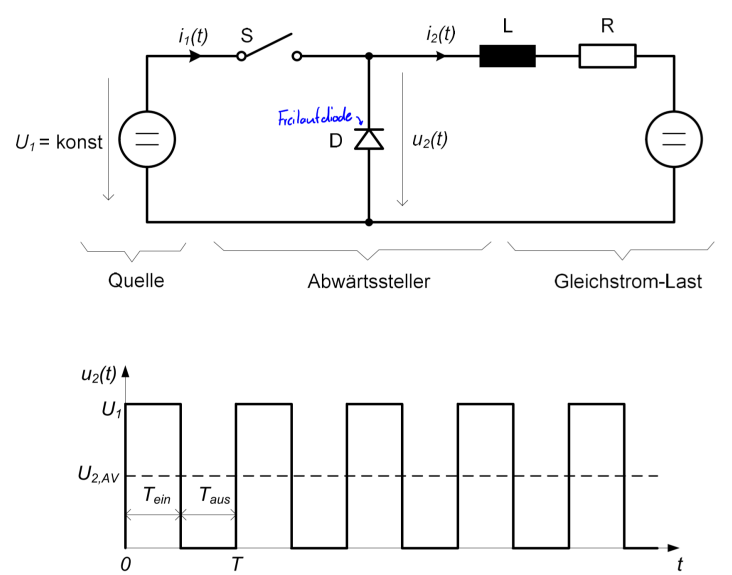
Einführung

Stromrichter sind Leistungselektronische Geräte welche dort eingesetzt werden wo zwischen der Speisung und dem Verbraucher eine Umformung der Stromart, der Spannung oder der Frequenz erforderlich ist.



Gleichstromsteller Chopper

Der Gleichstromsteller basiert auf dem zerhacken der Eingangsspannung

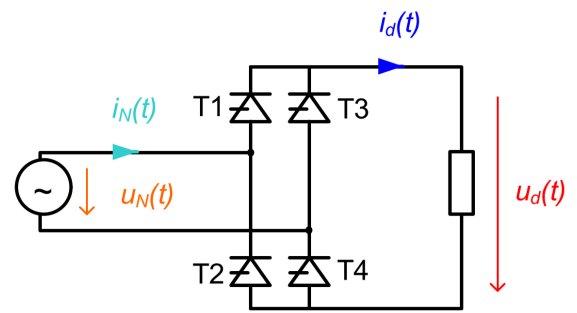


Die Ausgangsspannung wird durch das Verhältnis $\frac{T_{ein}}{T}$ festgelegt, wobei der Mittelwert eben diesem Tastverhältnis a folgt

$$U_{avg} = \frac{T_{ein}}{T} \cdot U_1 = a \cdot U_1$$

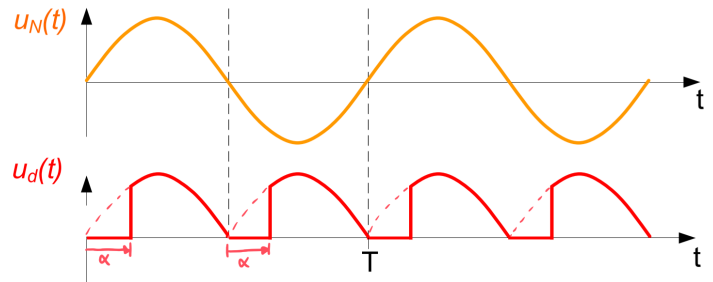
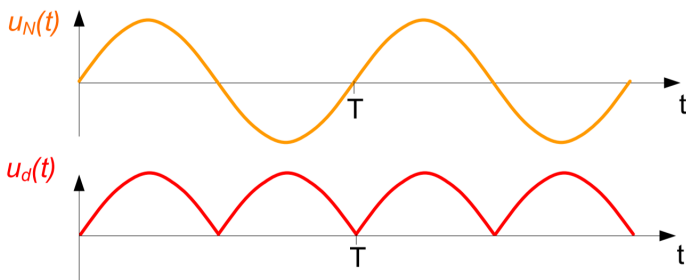
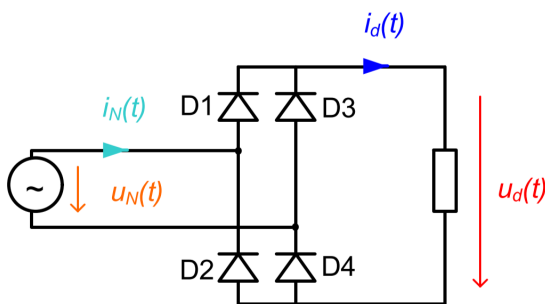
Der Schalter S stellt einen Halbleiter dar, der abschaltbar sein muss. Die Schaltung hat die Eigenschaften

- Selbstgeführt bzw. zwangskommutiert
- Abwertsteller $U_{2_{avg}} < U_1$
- Halbleiter wird als Schalter betrieben, wodurch dieser praktisch keine Verlustleistung aufweist ($u \approx 0 \rightarrow p_v \approx 0$, $i = 0 \rightarrow p_v = 0$)
- Hoher Wirkungsgrad



Ungesteuerter Netzgeführter Gleichrichter

Die Ausgangsspannung U_d (*direct*) steht im festen Verhältnis zur Eingangsspannung U_N , ist also *ungesteuert*.



Die Ausgangsspannung ist nun zusätzlich abhängig vom Steuerwinkel α

$$U_d(\alpha) = \frac{1 + \cos \alpha}{\pi} \hat{U} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} \cdot U_{RMS} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

$$\approx 0.9 \cdot U_{RMS} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

Grundlagen

Mechanik

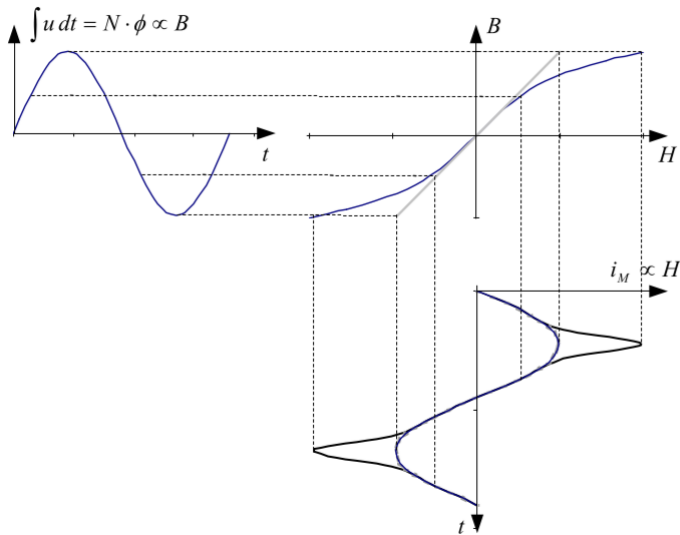
Die Ausgangsspannung ist gegeben mit

$$U_{d_{avg}} = \frac{2}{\pi} \hat{U} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{RMS} \approx 0.9 \cdot U_{RMS}$$

Gesteuerter Netzgeführter Gleichrichter

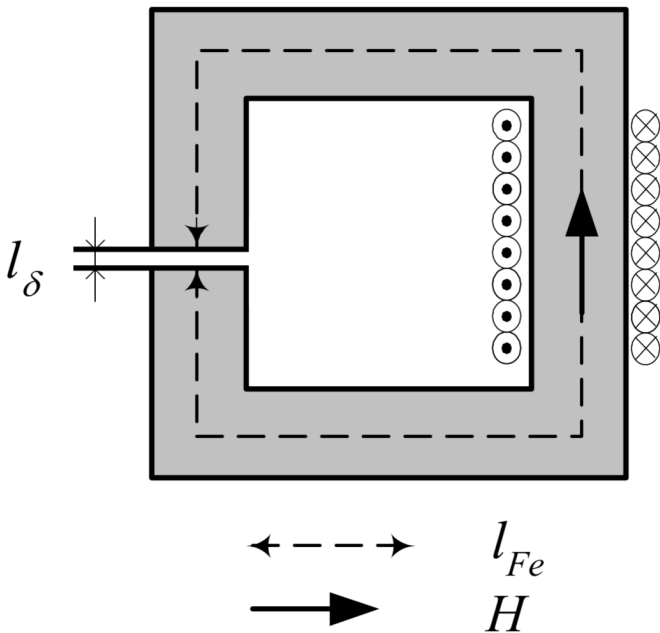
Werden anstelle Dioden *Thyristoren* eingesetzt, erhält man einen *gesteuerten* Gleichrichter.

Translatorisch		Rotatorisch	
Weg	$s [m]$	Winkel	$\varphi [1]$
Geschwindigkeit	$\frac{ds}{dt} [\frac{m}{s}]$	Kreisfrequenz	$\omega = \frac{d\varphi}{dt} [\frac{1}{s}]$
	$v = r \cdot \omega [\frac{m}{s}]$		$\omega = 2\pi \frac{n[\frac{1}{min}]}{60[\frac{s}{min}]} [rad]$
Beschleunigung	$\frac{dv}{dt} = \frac{d^2s}{dt^2} [\frac{m}{s^2}]$	Winkelbeschleunigung	$\frac{d\omega}{dt} = \frac{d^2\varphi}{dt^2} [\frac{1}{s^2}]$
Masse	$m[kg]$	Trägheitsmoment	$J[kg \cdot m^2]$
Kraft	$F = m \cdot a[N]$	Drehmoment	$M = J \cdot \dot{\omega}[Nm]$
			$M = F \cdot r_{\perp}[Nm]$
Impuls	$B = m \cdot v [\frac{kg \cdot m}{s}]$	Drall	$D = J \cdot \omega [\frac{kg \cdot m^2}{s}]$
Leistung	$P = F \cdot v[W]$	Leistung	$P = M \cdot \omega[W]$
Energie	$W = \int p(t) \cdot dt[Ws]$	Energie	$W = \int p(t) \cdot dt[Ws]$
kin. Energie	$W_{kin} = \frac{mv^2}{2}[Ws]$	kin. Energie	$W_{kin} = \frac{J\omega^2}{2}[Ws]$
pot. Energie	$W_{pot} = \int F(s) \cdot ds[Ws]$	pot. Energie	$W_{pot} = \int M(\varphi) \cdot d\varphi[Ws]$
	$W_{pot} = m \cdot g \cdot h[Ws]$		
Zentrifugalkraft	$F = \frac{mv^2}{r}[N]$	Zentrifugalkraft	$F = mr\omega^2[N]$
Trägheitsmomente			
Hohlzylinder		$J = \frac{m}{2} r^2 = \frac{\pi l \rho}{2} r^4$	
Zylindermantel ($\delta \ll r$)		$J = \frac{m}{4} (2r - \delta)^2 = 2\pi l \rho r^3 \delta$	
Kugel		$J = \frac{2m}{5} r^2 = \frac{8}{15} \pi \rho r^5$	



Luftspalt

In Drosseln mit Luftspalt wird dabei die Feldstärke vornehmlich durch die Luftspalllänge bestimmt. Bei sehr grossem μ_r kann der Anteil der Eisenweglänge am Umlaufintegral sogar vernachlässigt werden. Der **Fluss** ϕ ist im Luftspalt und im Eisen gleich, ebenso die Querschnittsfläche A .



Durchflutung $\theta = \oint \vec{H} \cdot d\vec{s} =$
 $[A] \quad H_{Fe} \cdot l_{Fe} + H_{\delta} \cdot l_{\delta} = \sum I = N \cdot I$

magnetische Feldstärke $H_{Fe} = \frac{B}{\mu_0 \mu_r} = \frac{\phi}{\mu_0 \mu_r A}$

Magnetischer Fluss $\phi \approx \frac{N \cdot I \cdot \mu_0 \cdot A}{l_{\delta}}$

$[Vs]; [Wb]$

$$H_{Fe} = \frac{N \cdot I}{\mu_r \cdot l_{\delta}}$$

$$H_{\delta} = \frac{B}{\mu_0} = \frac{\phi}{\mu_0 A}$$

$$H_{\delta} = \frac{N \cdot I}{l_{\delta}}$$

Fourier Reihe (periodisch)

Ein periodisches Signal

$$s(t \pm mT_0) = s(t) \quad -\infty < t < +\infty \quad \text{Mit } m = 1, 2, 3, \dots$$

lässt sich als reelle Fourier Reihe darstellen

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_1 t) + b_n \sin(n\omega_1 t)] \quad \text{mit } \omega_1 = 2\pi f_1 = \frac{1}{T_1}$$

Wobei der Koeffizient a_0 direkt aus dem **Mittelwert** \bar{X} abgeleitet werden kann

$$X_{AV} = \bar{X} = \frac{a_0}{2} = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} x(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} x(\omega_1 t) d(\omega_1 t)$$

Ist $x(\omega_1 t)$ eine *gerade Funktion* (Bsp. Kosinus) $x(\omega_1 t) = x(-\omega_1 t)$ so gilt

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} [x(\omega_1 t) \cdot \cos(n\omega_1 t)] d(\omega_1 t), \quad b_n = 0$$

Ist $x(\omega_1 t)$ eine *ungerade Funktion* (Bsp. Sinus) $x(\omega_1 t) = -x(-\omega_1 t)$ so gilt

$$a_n = 0, \quad b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} [x(\omega_1 t) \cdot \sin(n\omega_1 t)] d(\omega_1 t)$$

Daraus erhält man das Linienspektrum mit

$$\hat{X}_n = X_{n,p} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \varphi_n = \arctan\left(\frac{a_n}{b_n}\right)$$

Damit lässt sich das Signal $x(t)$ durch ein Summe von Sinusfunktionen mit Phasenverschiebung darstellen

$$x(t) = \bar{X} + \sum_{n=1}^{\infty} [\hat{X}_n \cdot \sin(n\omega_1 t + \varphi_n)]$$

Das Amplitudenspektrum wird oft in der y-Achse logarithmisch dargestellt

$$\hat{X}_n[dB] = 20 \log_{10} \left(\frac{\hat{X}_n[V]}{X_B[V]} \right)$$

als Bezugswert X_B wird oft der Effektivwert des Signals oder die Amplitude der Grundschwingung verwendet.

Linearer Mittelwert

$$X_{MW} = X_{AV} = \bar{X} = \frac{a_0}{2} = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} x(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} x(\omega_1 t) d(\omega_1 t)$$

Effektivwert

$$X_{eff} = X_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} x^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} x^2(\omega_1 t) d(\omega_1 t)}$$

Der Effektivwert lässt sich auch aus dem Mittelwert eines Signals und den Amplituden der Oberschwingungen berechnen

$$X_{eff} = X_{rms} = \sqrt{\bar{X}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\hat{X}_n^2}{2}} = \sqrt{\bar{X}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} X_{n,rms}^2}$$

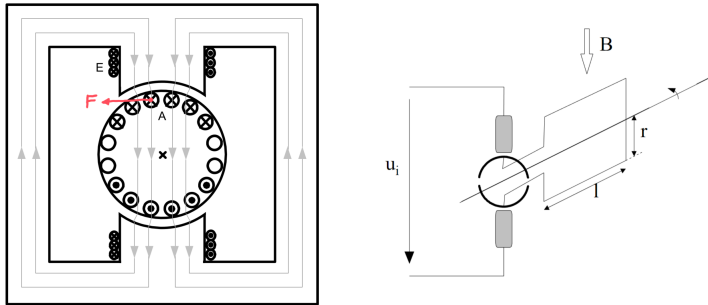
Rein Sinusförmig gilt

$$\hat{X} = \sqrt{2} X_{eff}$$

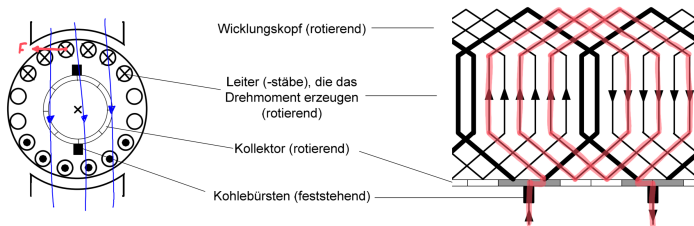
Gleichstrommaschine

Aufbau

Durch die *Erregerwicklung* fließt der *Erregerstrom*, welcher ein magnetisches Feld erzeugt, das den Luftspalt und den Rotor durchdringt. Bei permanenterregten Gleichstrommaschinen wird das Feld mit einem Permanentmagnet erzeugt

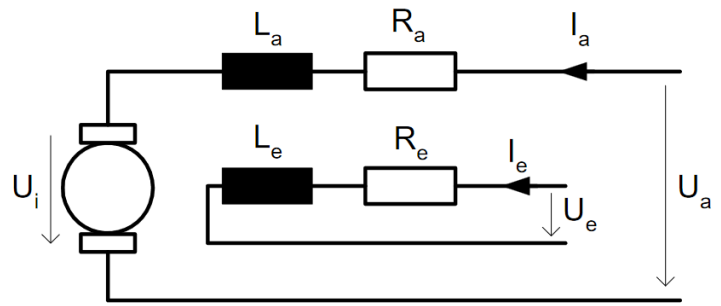


Die Wicklungen sind dabei so auf den Rotor gewickelt, dass ein kontinuierlicher Stromkreis über mehrere Windungen zustande kommt



Ersatzschaltung Fremderregt

Für den elektrischen Teil einer *fremderregten* Maschine ergibt sich folgendes Ersatzschaltbild



Die Hauptgleichungen (als Verbrauchersystem, d.h. im Motorbetrieb):

Ankerkreis (Stator)

$$U_a = R_a \cdot I_a + L_a \cdot \frac{dI_a}{dt} + U_i$$

Erregerkreis (Rotor)

$$U_e = R_e \cdot I_e + L_e \cdot \frac{dI_e}{dt}$$

Mechanisch

$$M_{el} = M_{Last/Welle} + M_{Reibung} + J \frac{d\omega_m}{dt}$$

Elektr. ↔ Mech.

$$U_i = c \cdot \phi \cdot \omega_m$$

$$\omega_m = 2\pi f_m = 2\pi \frac{n [\text{min}^{-1}]}{60 [\frac{s}{\text{min}}]}$$

$$M_{el} = c \cdot \phi \cdot I_a$$

i Maschinenkonstante c

Enthält unter anderem die Windungszahl. Sie ist bekannt oder kann messtechnisch ermittelt werden.

Erregerfluss

$$\phi = \frac{L_e}{N_e} \cdot I_e$$

Stationär gilt

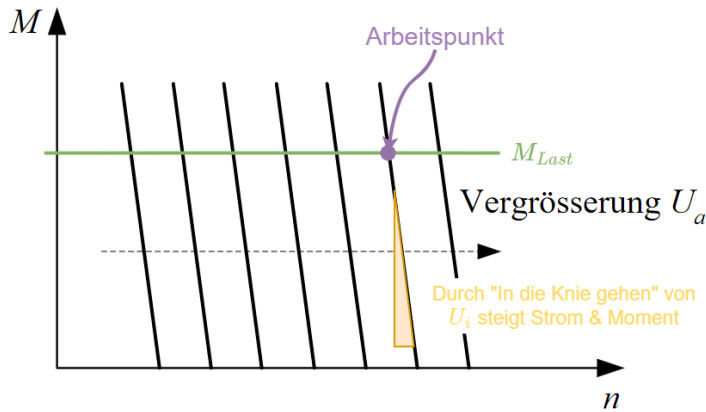
$$U_a = U_i + R_a \cdot I_a = c \cdot \phi \cdot \omega_m + R_a \cdot I_a \quad \phi \text{ konstant, wenn } I_e \text{ konstant}$$

Im **Leerlauf** ($M = 0$, $I_a = 0$, $U_a = U_i$) gilt

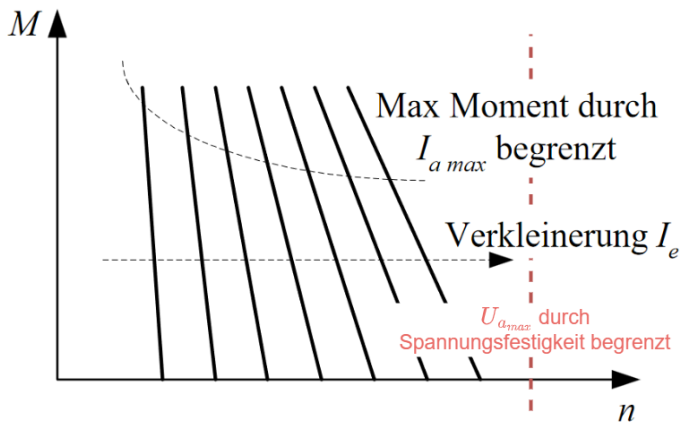
$$\omega_{m0} = \frac{U_a}{c\phi} \quad n_0 = \omega_{m0} \cdot 2\pi \frac{n [\frac{1}{\text{min}}]}{60 [\frac{s}{\text{min}}]}$$

Bei **konstantem** Fluss und **veränderlicher** Ankerspannung gilt

$$\omega_m = \frac{U_a}{c\phi} - \frac{R_a}{c^2\phi^2} \cdot M_{el}$$

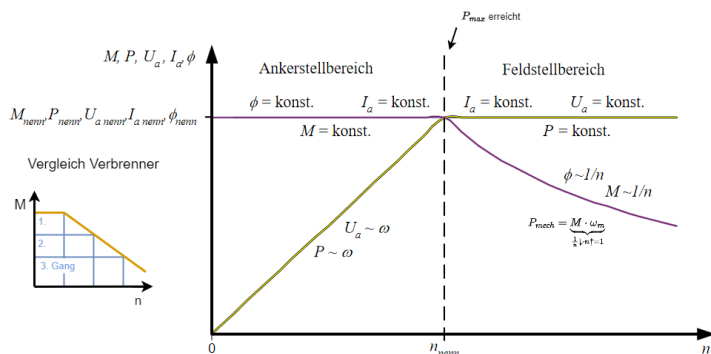


Bei **veränderlichem Fluss** und **konstanter Ankerspannung** erhält man folgende *M-n-Kennlinie*



man erhält somit eine Drehzahlregelung über die Ankerspannung oder den Erregerfluss. Erfolgt eine Drehzahlerhöhung durch Verkleinerung des Erregerflusses, spricht man von **Feldschwächung**. Allgemein streben Gleichstrommaschinen eine *Gleichgewichtsposition* an, bei der gilt

$$U_a = U_i = c \cdot \underbrace{\phi \omega_m}_{\phi \uparrow \omega \downarrow \mid \phi \downarrow \omega \uparrow}$$



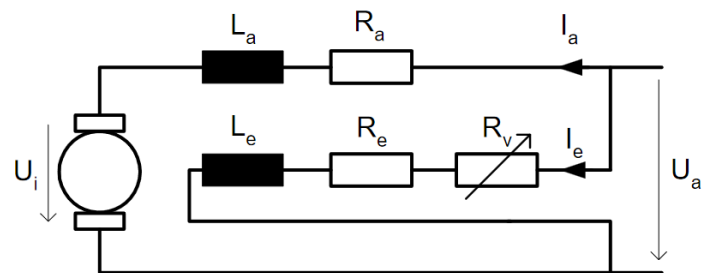
Zum umkehren der Drehrichtung muss entweder der Fluss oder

der Ankerstrom umgekehrt werden. Unter **Vierquadrantbetrieb** versteht man den Betrieb in beide Drehrichtungen, wobei sowohl Motor- als auch Generatorbetrieb möglich ist

Generatorbetrieb	Motorbetrieb
$U_a < 0$ und $I_a, \phi > 0$ oder: $U_a > 0$ und $I_a, \phi < 0$	$U_a, I_a, \phi > 0$ oder: $U_a, I_a, \phi < 0$
$U_a, I_a < 0$ und $\phi > 0$ oder: $U_a, I_a > 0$ und $\phi < 0$	$I_a < 0$ und $U_a, \phi > 0$ oder: $I_a > 0$ und $U_a, \phi < 0$
Motorbetrieb	Generatorbetrieb

Ersatzschaltung Nebenschlussmaschine

Für den elektrischen Teil einer *Nebenschlussmaschine* gilt folgendes Ersatzschaltbild



Durch die Schaltungsart sind Erregerkreis und Ankerkreis parallel geschaltet ($U_a = U_e$), so wird die Erregung über den Vorwiderstand R_v beeinflusst

$$\phi = \frac{L_e}{N_e} \cdot I_e = \frac{L_e}{N_e} \cdot \frac{U_a}{R_e + R_v}$$

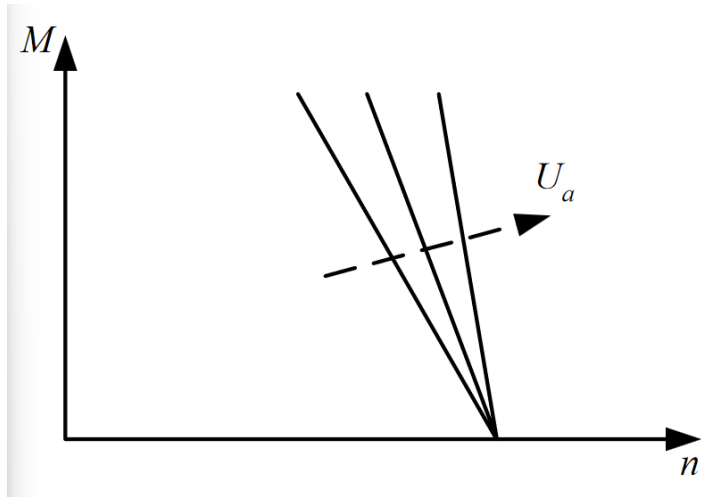
Im **Leerlauf** gilt

$$\omega_m = \frac{N_e(R_e + R_v)}{c \cdot L_e}$$

Für die Drehzahlabhängigkeit des Moments gilt

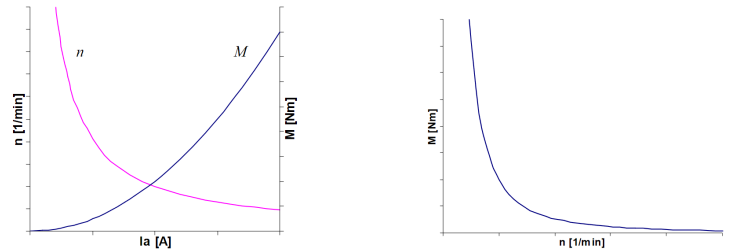
$$\omega_m = \frac{N_e(R_e + R_v)}{c \cdot L_e} - \frac{R_a \cdot (R_e + R_v)^2 \cdot N_e^2}{(c \cdot L_e \cdot U_a)^2} \cdot M_{el}$$

Eine höhere Klemmenspannung U_a bewirkt also eine flachere *M-n-Charakteristik*



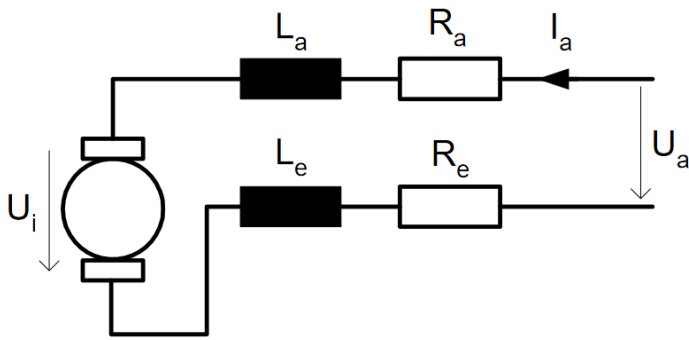
$$U_a = \begin{cases} \text{Allg.} & U_a = U_i + (R_a + R_e) \cdot I_a + (L_a + L_e) \frac{dI_a}{dt} \\ \text{DC:} & U_a = U_i + (R_a + R_e) \cdot I_a \\ \text{AC:} & U_a^2 = (U_i + (R_a + R_e) \cdot I_a)^2 + (\omega_e \cdot (L_a L_e) \frac{dI_a}{dt})^2 \end{cases}$$

Die Seriemaschine darf **nicht** im Leerlauf betrieben werden, da dort die Drehzahl sehr hoch ist ($\omega_m \propto \frac{1}{\sqrt{M}}$). Siehe:



Ersatzschaltung Seriemaschine

Für den elektrischen Teil einer *Seriemaschine* gilt folgendes Ersatzschaltbild



Durch die Schaltungsart sind Erregerkreis und Ankerkreis in Serie geschaltet ($I_a = I_e$)

$$\phi = \frac{L_e}{N_e} \cdot I_e = \frac{L_e}{N_e} \cdot I_a$$

$$\omega_m = \frac{U_a - (R_a + R_e)I_a}{c \frac{L_e}{N_e} I_a} = \frac{U_a}{c\phi} - \frac{(R_a + R_e)I_a}{c\phi} \quad \text{mit } \phi \propto I$$

Zur Vereinfachung schreibt man

$$c_1 = c \frac{L_e}{N_e}$$

und damit gilt

$$\omega_m = \frac{U_a}{\sqrt{c_1} \sqrt{M}} - \frac{R_a + R_e}{c_1} \propto \frac{1}{\sqrt{M}}$$

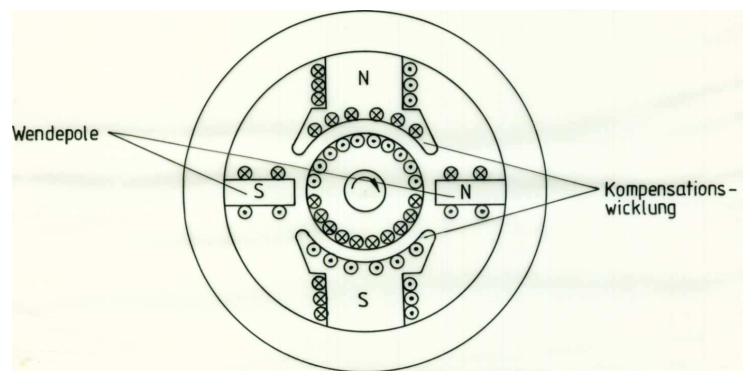
Zudem gilt für die U_a und I_a , mit $U_i = c_1 \omega_m I_a$

Ankerrückwirkung

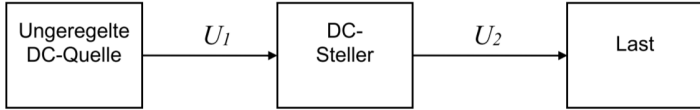
Die **Ankerrückwirkung** entsteht durch die Überlagerung des Erregerfeldes mit dem Ankerfeld und beeinflusst das Luftspaltfeld im Motorbetrieb. Im ungesättigten Zustand heben sich Flussverstärkung und Flusschwächung auf, wodurch die induzierte Spannung der Maschine unverändert bleibt. Im gesättigten Zustand führt die Ankerrückwirkung jedoch zu einer Verringerung der induzierten Spannung. Zudem können durch Feldverzerrungen große Spannungsdifferenzen zwischen benachbarten Kollektorlamellen entstehen, was zu einem Rundfeuer längs des Kollektors führen kann.

Bei großen Maschinen werden **Kompensationswicklungen** eingesetzt, um Feldverzerrungen unter den Hauptpolen auszugleichen. Sie befinden sich in den Polschuhen der Hauptpole und werden ebenfalls vom Ankerstrom durchflossen. Bei der Compoundmaschine wird ein ähnliches Verfahren angewendet, bei dem sowohl eine Serieerregewicklung als auch eine fremderregte Nebenschlusswicklung vorhanden sind. Dadurch kann ein Gleichstromgenerator mit lastunabhängiger Ausgangsspannung realisiert werden.

Zur Verbesserung der Kommutierung werden **Wendepolwicklungen** in der geometrisch neutralen Zone angeordnet. Sie werden vom Ankerstrom durchflossen und induzieren eine Spannung in den Windungen, in denen der Strom das Vorzeichen wechselt, um die Stromwendung zu unterstützen. Bei kleineren, kostengünstigen Motoren werden diese Wicklungen jedoch oft weggelassen.



wandeln

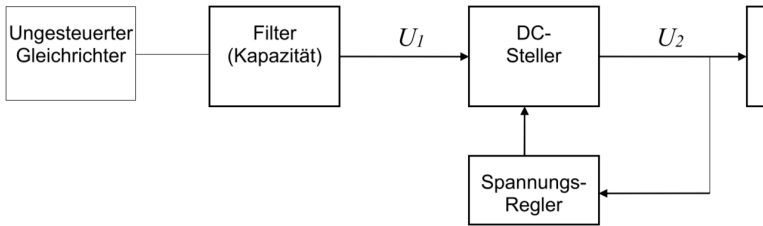


$$P_2 = U_{2AV} I_{2AV} = a U_1 I_{2AV}$$

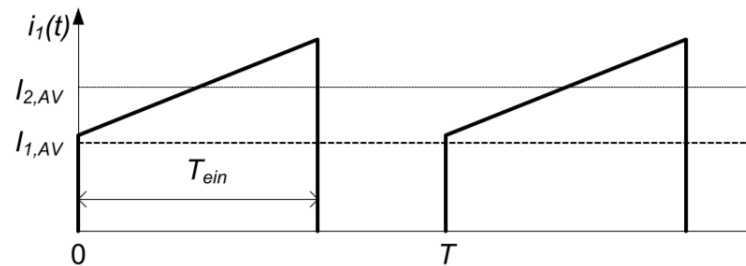
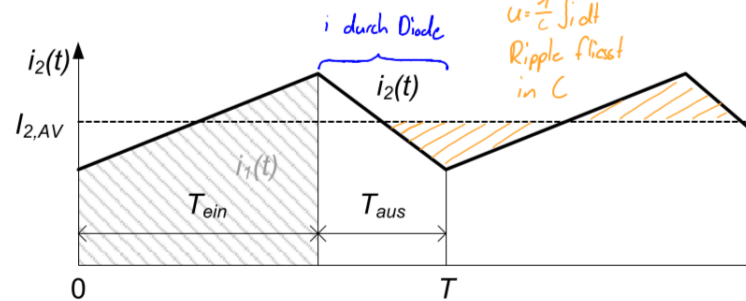
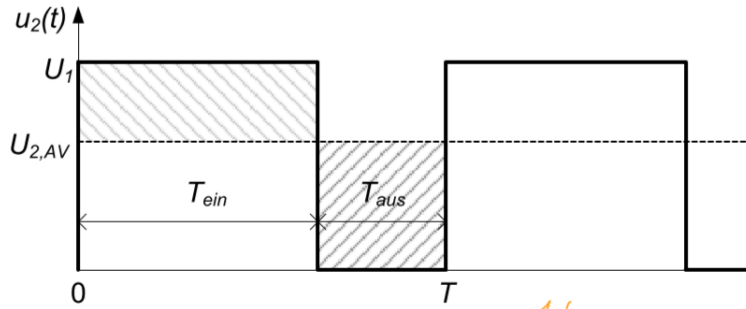
Und damit

$$I_{1AV} = a I_{2AV}$$

Die Eingangsspannung U_1 wird oft mit einem ungesteuerten Gleichrichter erzeugt, folgt also zufälligen Netzspannungsschwankungen. Die Ausgangsspannung U_2 kann durch einen Regelkreis auf den gewünschten Wert eingestellt werden



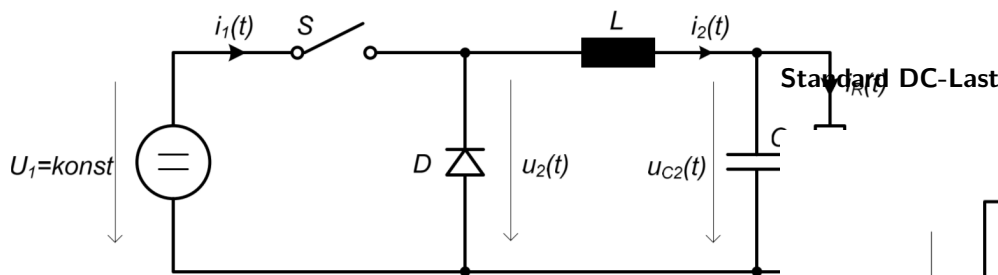
Wir erhalten also folgende Strom- / Spannungsverläufe im stationären Betrieb



Folgende Gleichstromsteller sind hauptsächlich im Einsatz

Tiefsetz- oder Abwärtssteller	step-down (buck) converter	$U_2 < U_1$
Hochsetz- oder Aufwärtssteller	step-up (boost) converter	$U_2 > U_1$
Hochsetz-Tiefsetz-Steller / Vierquadrantensteller	buck-boost converter / full bridge converter	$U_2 < U_1$ oder $U_2 > U_1$
Durchfluss- und Sperrwandler	integrierter Trafo	

Abwärtsteller

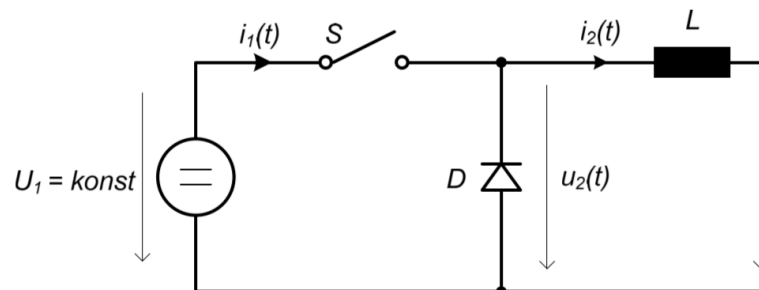


Durch Regelmässiges ein- und ausschalten von S , lässt sich über die Impulsdauer der Mittelwert (AV = average) der Ausgangsspannung U_2 einstellen

$$U_{2AV} = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ein}} u_2(t) dt = \frac{T_{ein}}{T} U_1 = a U_1 \quad \text{mit } a = \frac{T_{ein}}{T}$$

Unter der Annahme, dass der Steller verlustfrei arbeitet, gilt

$$P_1 = U_1 I_{1AV}$$

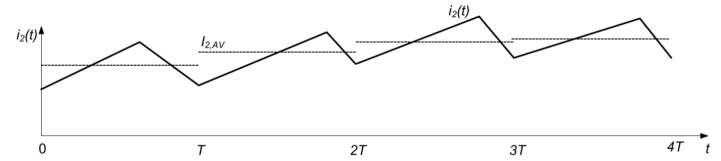
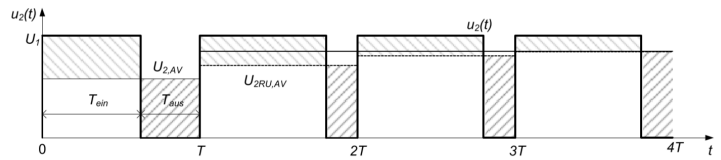


Da der Mittelwert der Spannung über L im stationären Betrieb null sein muss, gilt

$$U_{2AV} = R \cdot I_{2AV} + U_0 \quad \text{bzw.} \quad I_{2AV} = \frac{U_{2AV} - U_0}{R}$$

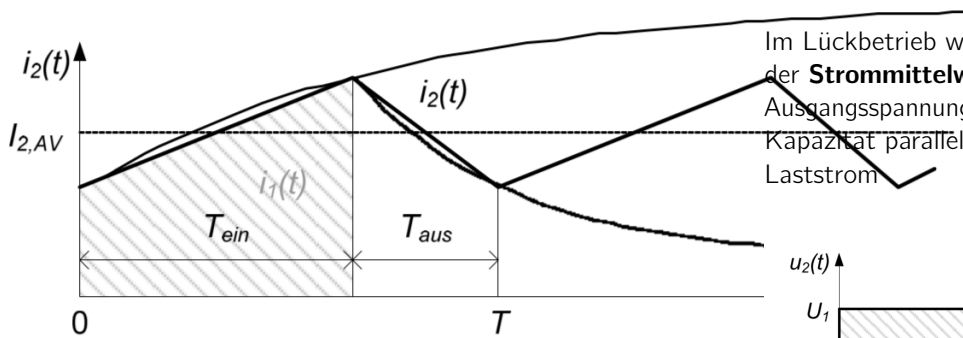
Allgemein gilt

$$u_2 = L \cdot \frac{di}{dt} + R \cdot i + U_0$$



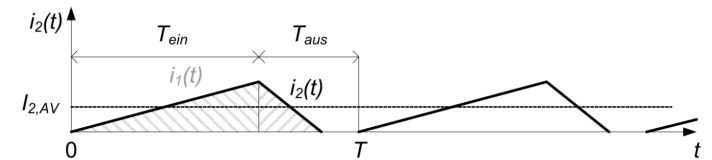
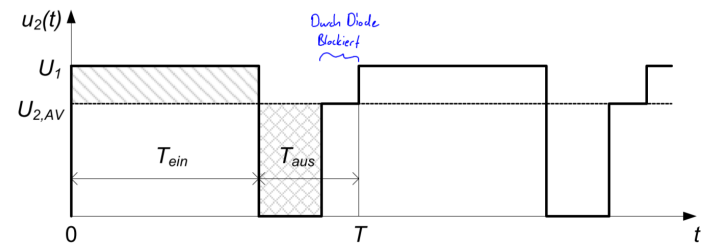
Nicht idealer Stromverlauf

Bei einer hohen Induktivität, wird der Strom $i_2(t)$ gut geglättet. Ist die Induktivität jedoch nicht sehr hoch oder die Taktfrequenz nicht deutlich kleiner als die Zeitkonstante $\tau = \frac{L}{R}$, setzt sich der Stromverlauf aus Ausschnitten von e-Funktionen zusammen



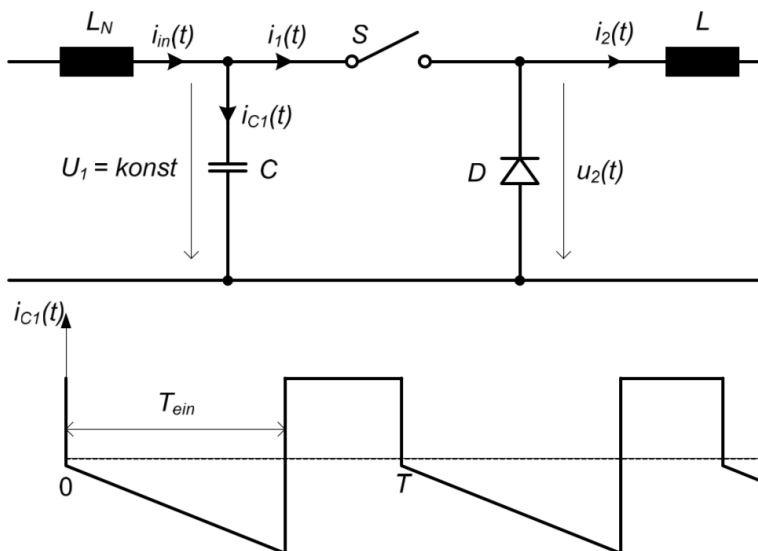
Lückbetrieb

Im Lückbetrieb wird $i_2(t)$ periodisch null. Das ist der Fall, wenn der **Strommittelwert kleiner als der halbe Stromripple** ist. Die Ausgangsspannung wird bei Vorhandensein einer genügend grossen Kapazität parallel zum Lastwiderstand höher und abhängig vom Laststrom



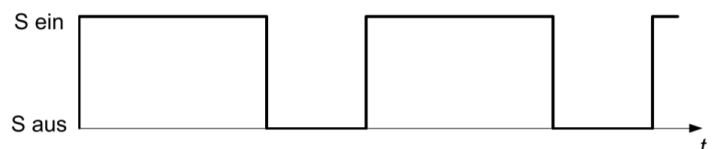
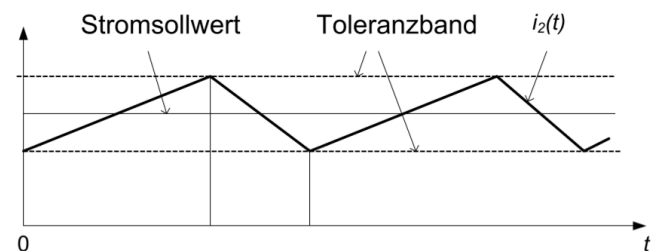
Glättungskondensator

Wird die Quelle mit einem Glättungskondensator ausgestattet, wird dieser mit unten dargestelltem Strom belastet



Toleranzbandsteuerung

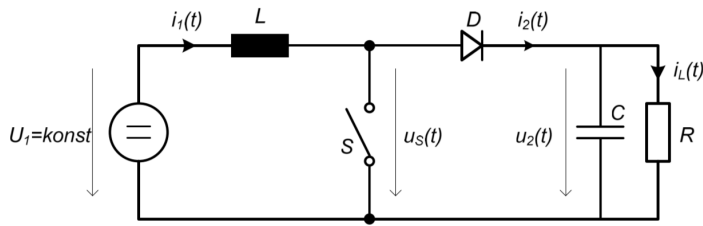
Die Toleranzbandsteuerung beschreibt ein Prinzip, das ohne Pulsdauer- und Pulsfrequenzsteuerung auskommt. Der Schalter S wird dann geschlossen, wenn der Strom nach unten aus dem Toleranzband läuft und geöffnet, wenn der Strom die obere Grenze des Toleranzbandes überschreitet.



Arbeitspunkteinstellung

Bei Erhöhung des Aussteuerungsgrades a , stellt sich ein neuer stabiler Arbeitspunkt ein

Aufwärtssteller



Durch Regelmässiges ein- und ausschalten von S , lässt sich über die Impulsdauer der Mittelwert ($AV = \text{average}$) der Ausgangsspannung U_2 einstellen

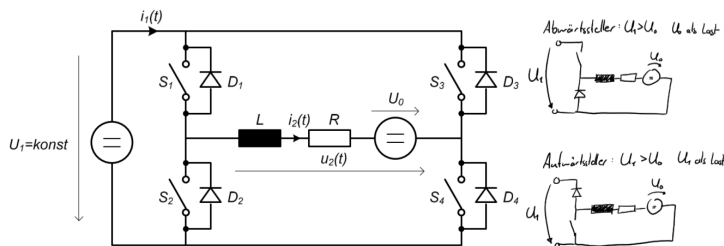
$$U_{2AV} = U_1 \frac{1}{1-a} \quad \text{mit } a = \frac{T_{\text{ein}}}{T}$$

Unter der Annahme, dass der Steller verlustfrei arbeitet, gilt

$$I_{2AV} = I_{1AV}(1-a)$$

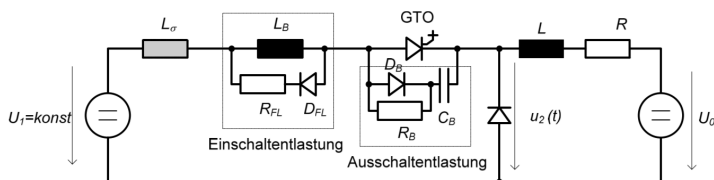
Vierquadrantensteller

Der Vierquadrantensteller (engl. Full Bridge DC-DC Converter) ist ein selbstgeführter Wechselrichter, kann aber auch als DC-Steller eingesetzt werden



Gleichstromsteller mit GTO

Bei gebrauch realer Halbleiter, müssen diese geschützt werden. Wird Ein GTO (Gate Turn Off Thyristor) eingesetzt, so müssen Strom- und Spannungssteilheit durch Entlastungsnetzwerke begrenzt werden



Stromsteilheitsbegrenzung beim Einschalten

Zur Begrenzung des Einschaltstroms wird manchmal eine zusätzliche Induktivität L_B benötigt, wenn die vorhandene Leitungsinduktivität L_σ nicht ausreicht. L_B muss jedoch mit einem Freilaufkreis (D_{FL} , R_{FL}) versehen werden, um Probleme beim Abschalten zu vermeiden. Zusammen bilden L_B , D_{FL} und R_{FL} das Einschaltentlastungsnetzwerk.

Spannungssteilheitsbegrenzung beim Abschalten

Die Spannungssteilheit beim Abschalten muss begrenzt werden, um Abschaltverluste zu minimieren und ungewolltes Wiedereinschalten zu vermeiden. Dazu wird ein Ausschaltentlastungsnetzwerk verwendet, bestehend aus einem Kondensator C_B , einem Widerstand R_B und einem Bypass-Widerstand D_B . Die Komponenten sollten nah am GTO platziert werden und eine schnell schaltende Diode sowie einen induktivitätsarmen Kondensator enthalten. Der "Snubber" genannte Vorgang reduziert auch schädliche Überspannungen für den Halbleiter. C_B sollte jedoch nicht zu gross sein, um den Schaltvorgang nicht unnötig zu verlangsamen.

Fremdgeführte Gleichrichter

Fremdgeführte Gleichrichter benötigen eine Führungsspannung, welche die Kommutierung ermöglicht. Beim fremdgeführten Gleichrichter erfolgt diese Kommutierung natürlich, die Halbleiter löschen also, weil der Strom im Halbleiter bedingt durch äussere Einflüsse null wird. Die Führungsspannung kann vom Netz kommen (*netzgeführt*), oder es kann die induzierte Spannung einer Maschine sein (*maschinen- oder lastgeführt*).

Schaltungsart

M Einwegscheidung: Sekundärstrom im Transformator bzw. der Netzstrom ist ein Gleichstrom. Der Mittelpunkt der Sekundärwicklung (Sternpunkt bei dreiphasig) muss zugänglich sein (*Mittelpunktschaltung*).

B Zweiwegscheidung: Sekundärstrom im Transformator bzw. der Netzstrom ist ein Wechselstrom. Aufgrund des Gleichrichters wird diese Schaltung als *Brückenschaltung* bezeichnet.

Phasenzahl

Aufgrund der Sekundärphasenzahl oft ein-, zwei-, drei-, oder mehrphasige Schaltung.

Pulszahl

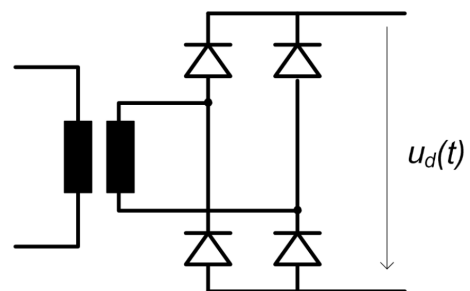
Die Pulszahl entspricht der Welligkeit der erzeugten Gleichspannung.

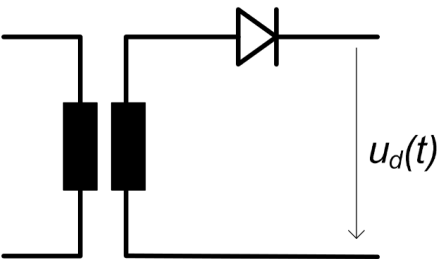
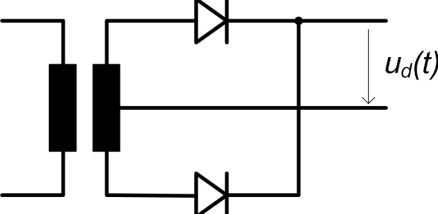
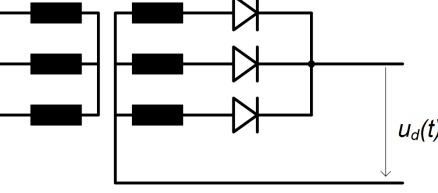
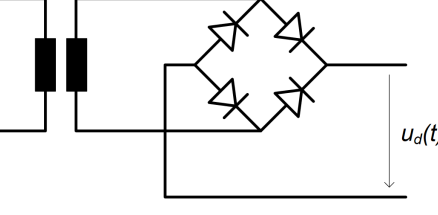
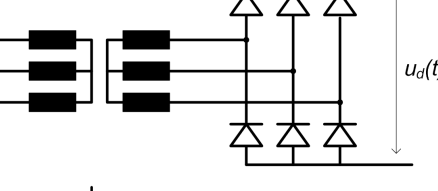
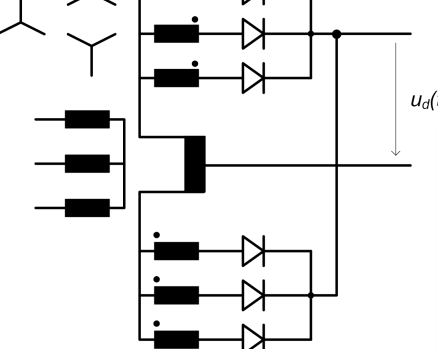
Steuerungsart

Ungesteuert (Diodengleichrichter) oder *gesteuert* (Thyristorgleichrichter).

i Bsp. B2

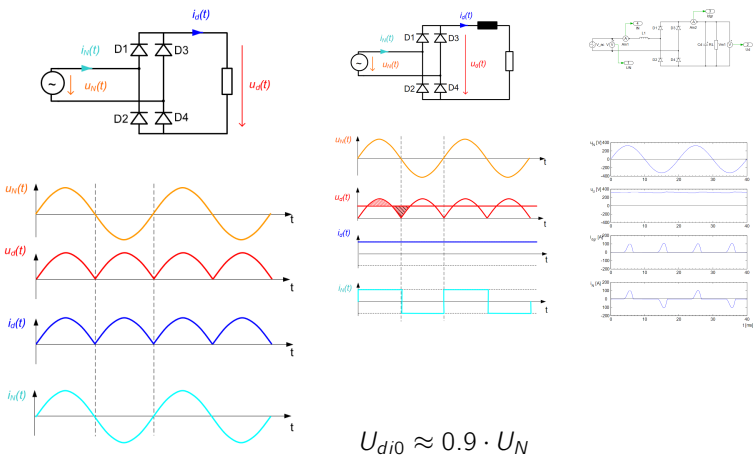
Brückenschaltung mit zweipulsiger Gleichspannung (zwei "Buckel" pro Netzperiode)



Bez.	Schaltung
M1	
M2	
M3	
B2	
B6	
DSS6	

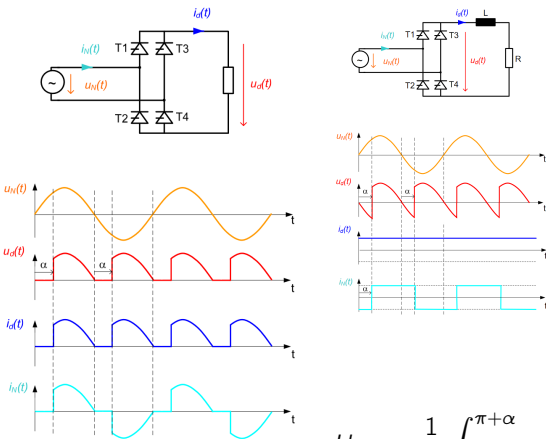
Einphasiger Gleichrichter

Ohm'sche Last	L-Glättung	C-Glättung
---------------	------------	------------



$$U_{di0} = \frac{1}{T} \int_0^T u_d dt = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi u_d d\omega$$

$$= \frac{2}{\pi} \hat{U} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_N \approx 0.9 \cdot U_N$$



$$U_{di\alpha} = \begin{cases} \sqrt{2} \cdot U_N, & 0 < \alpha < \pi \\ \sqrt{2} \cdot U_N \cdot \sin(\alpha), & \pi < \alpha < 2\pi \end{cases}$$

$$U_{di\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_\alpha^{\pi+\alpha} u_d d\omega$$

$$U_{di\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_\alpha^\pi u_d d\omega = U_{di0} \frac{1 + \cos(\alpha)}{2} = U_{di0} \cos(\alpha) = 0.9 U_N \cos(\alpha)$$

Leistung bei L-Glättung

! Im Fall der idealen Glättung des Gleichstroms I_d

$$I_{N_{eff}} = I_d$$

Für die Wirkleistung gilt

$$P_N = P_{di\alpha} = I_d \cdot U_{di\alpha} = I_d \cdot U_{di0} \cdot \cos(\alpha) = P_{di0} \cos(\alpha)$$

Für die Scheinleistung gilt

$$S_N = U_{N_{eff}} \cdot I_{N_{eff}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{di0} \cdot I_d = 1.11 \cdot P_{di0}$$

Transformator Dimensionierung

Bei $\alpha = 0$ muss der Transformator auf das 1.11-fache der übertragenen Wirkleistung ausgelegt werden. Bei grösserem α sinkt die Wirkleistung bei gleichbleibender Scheinleistung weiter ab.

Der Leistungsfaktor beträgt

$$\lambda = \frac{P_N}{S_N} = \frac{P_{di\alpha}}{1.11 \cdot P_{di0}} = 0.9 \cos(\alpha)$$

Netzurückwirkung L-Glättung

Die Fourieranalyse des rechteckförmigen Netzstroms ergibt

$$i_N(t) = \frac{4}{\pi} I_d \left(\sin(\omega t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \dots \right)$$

EMV

Die eingeführten Oberschwingungen verzerren auch die Netzspannung und führen so unweigerlich zu Störungen.

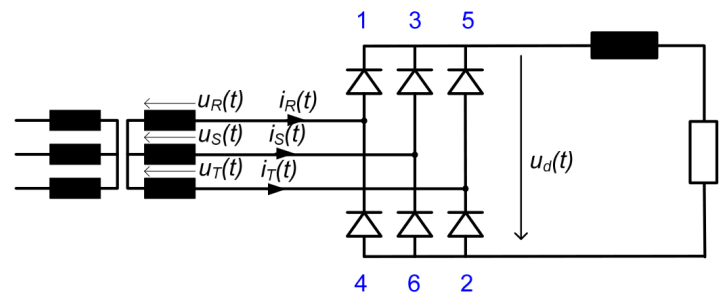
Belastung der Halbleiter bei L-Glättung

Der Strom durch die Halbleiter beträgt

$$i_{HL_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2}} I_d \quad i_{HL_{avg}} = \frac{1}{2} I_d$$

Dreiphasige Gleichrichter

Durch hinzufügen eines weiteren Phasenmodul an einen Brückengleichrichter, kann der Gleichrichter B2 dreiphasig ans Netz angeschlossen werden.



Für den Netzstrom gilt

$$i_{N_{eff}} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d$$

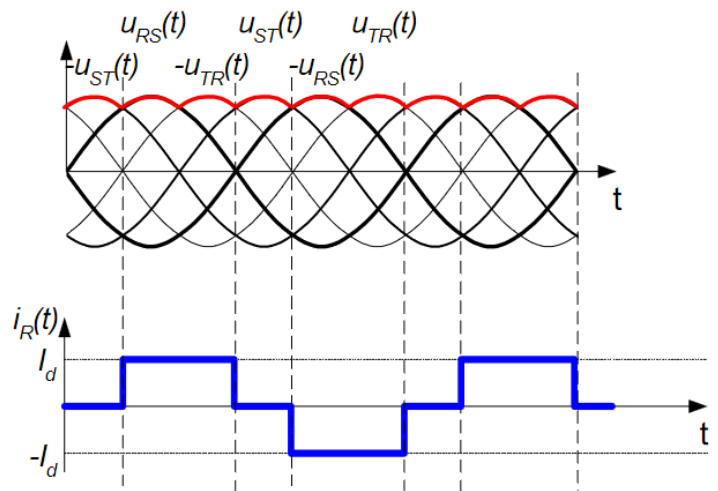
Für die Ausgangsspannung gilt analog zum zwei-phasigen Brückengleichrichter

$$U_{di0} = U_{N_{eff}} \frac{3\sqrt{2}}{\pi} = 1.35 \cdot U_{N_{eff}}$$

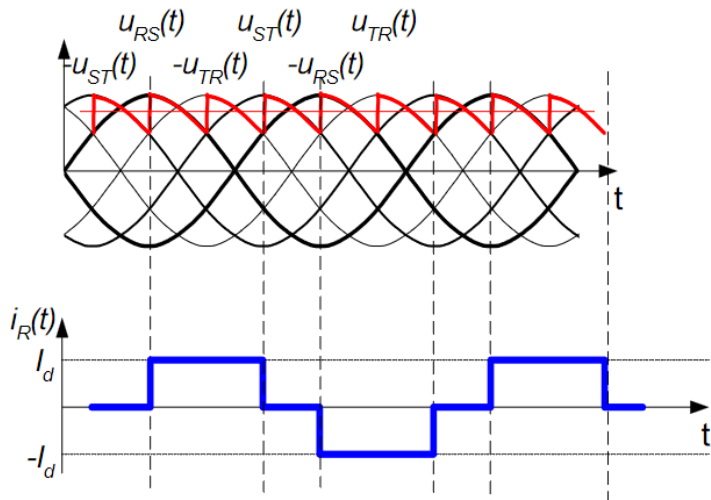
Desweiteren kann auch hier mit dem Zündwinkel die Ausgangsspannung beeinflusst werden

$$U_d = U_{di0} \cos(\alpha) = 1.35 \cdot U_{N_{eff}} \cdot \cos(\alpha)$$

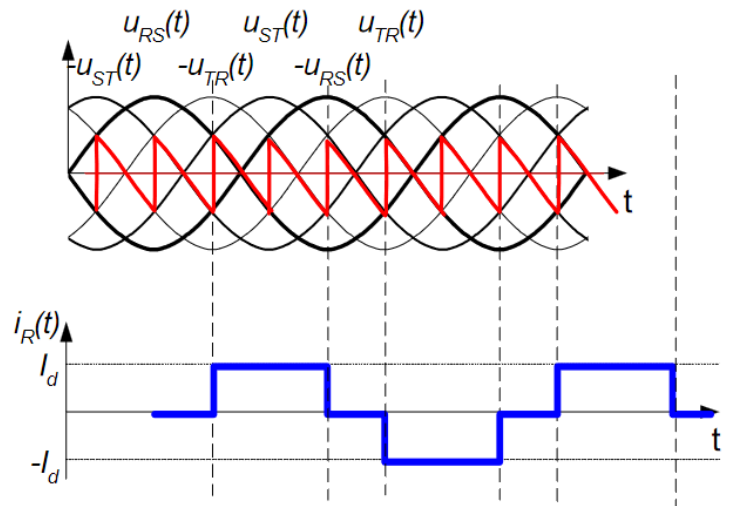
$\alpha = 0^\circ$



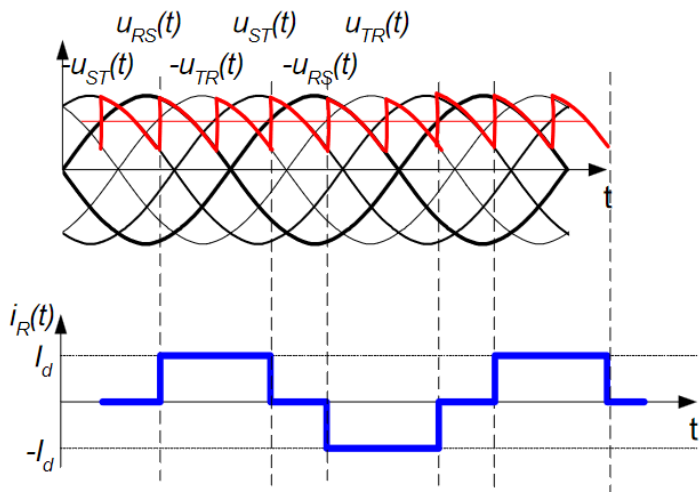
$$\alpha = 30^\circ$$



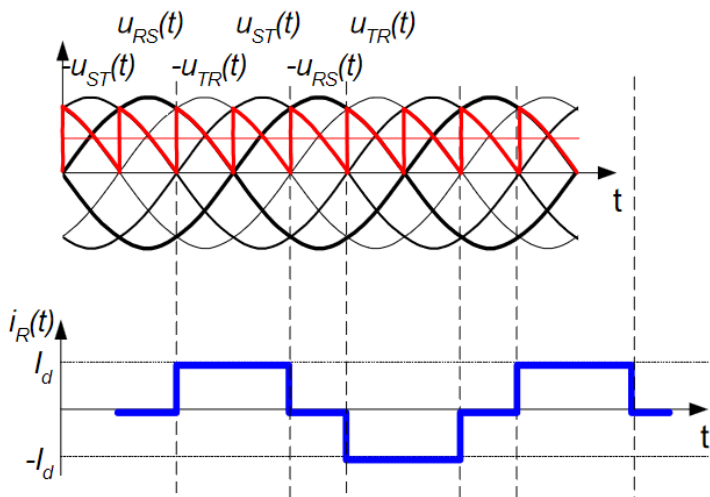
$$\alpha = 90^\circ$$



$$\alpha = 45^\circ$$



$$\alpha = 60^\circ$$



Belastung der Halbleiter dreiphasig

Der Strom durch die Halbleiter beträgt

$$i_{HL_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{3}} I_d \quad i_{HL_{avg}} = \frac{1}{3} I_d$$

Leistungshalbleiter

Übersicht

In der Leistungselektronik werden folgende Halbleiter eingesetzt:

Fremdgeführt:

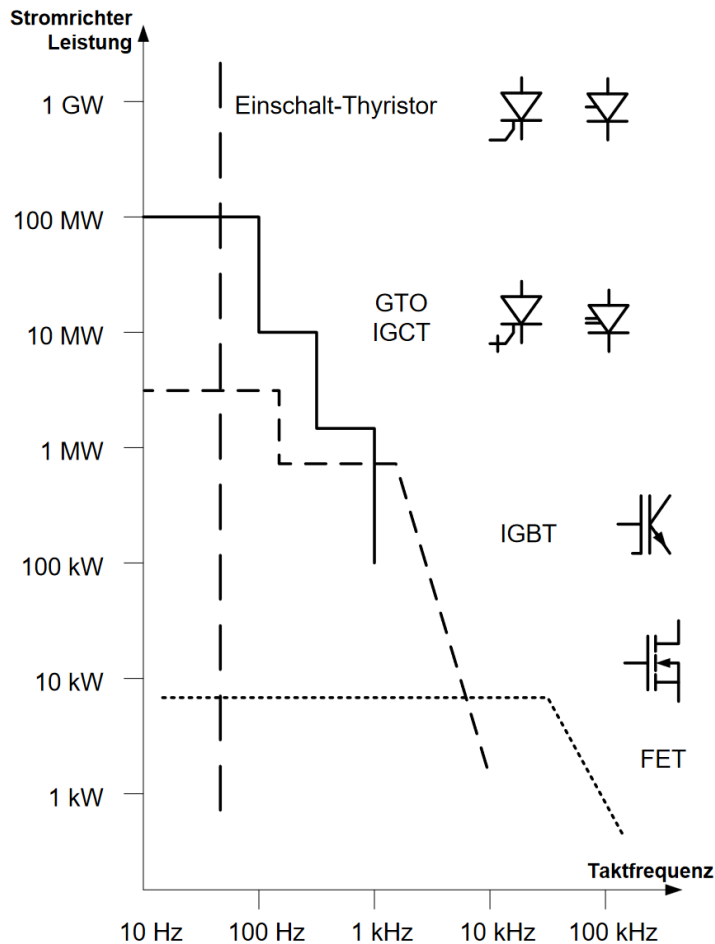
- Diode

Einschaltbar:

- Thyristor

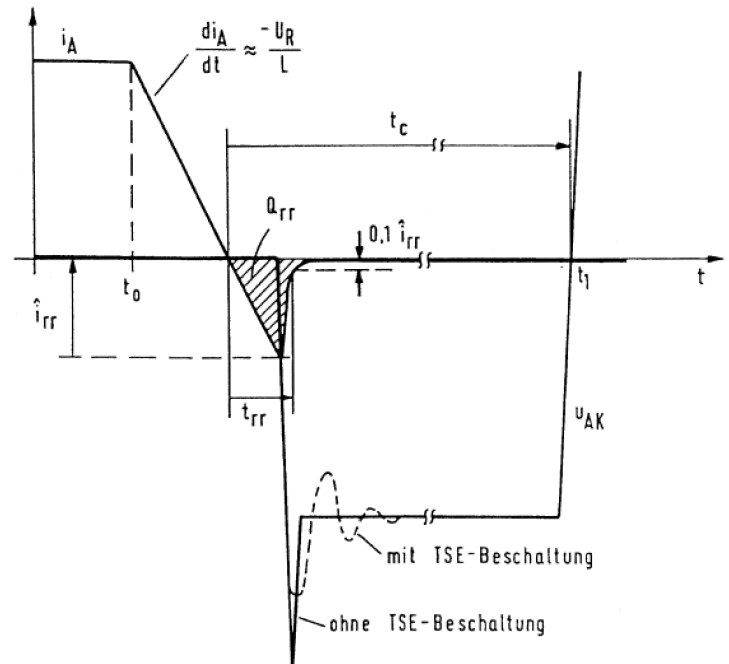
Ein- und Ausschaltbar:

- GTO (*Gate Turn Off Thyristor*)
- IGCT (*Insulated Gate Commutated Thyristor*)
- IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*)
- FET (*Feld Effekt Transistor*)
- Bipolartransistor



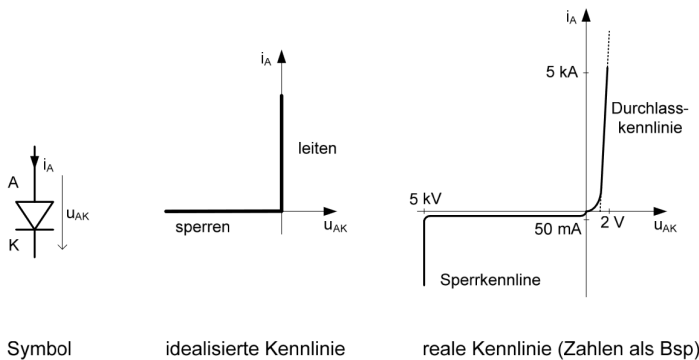
gern zu überschwemmen. Bei einem hohen di/dt beim Einschalten kann die Diode zerstört werden, da sie noch nicht vollständig leitend ist. Ähnlich erfolgt der Übergang vom leitenden zum sperrenden Zustand, bei dem die pn-Schicht von Ladungsträgern befreit werden muss, was zu Überspannungen führen kann.

Der Trägerstauereffekt kann mit der Ausschaltentlastung aus Section



Diode

Zweischicht-Element mit einem pn-Übergang



Transformatoren

Parameterbestimmung

Leerlaufversuch

Trafo wird primärseitig gespeisen und sekundärseitig offen gelassen.

Drehfeldmaschinen

i Drehfeldmaschinen

- Synchronmaschine (SM)
- Asynchronmaschine (ASM)

i Kollektormotoren

- Gleichstrommaschine (GM)
- Universalmotor

Der maximale Durchgangsstrom ist durch die Erwärmung der Diode bestimmt. Die typische maximale Junction-Temperatur beträgt $T_{jmax} = 150^\circ\text{C}$. Die Erwärmung der Diode wird durch die Kühlung und die Verluste bestimmt

$$P_V = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt = U_D I_{avg} + r_d I_{rms}^2$$

Trägerstauereffekt TSE

Der Übergang von einem sperrenden zu einem leitenden Zustand bei einer Diode erfordert Zeit, um die pn-Schicht mit Ladungsträ-

Synchronmaschine (SM) _____

Asynchronmaschine (ASM) _____

Selbstgeführter Wechselrichter _____

Umrichter _____