

LEHRBUCH

Joachim Specovius

Grundkurs Leistungselektronik

Bauelemente, Schaltungen und Systeme

10. Auflage



Springer Vieweg

Grundkurs Leistungselektronik

Joachim Specovius

Grundkurs Leistungselektronik

Bauelemente, Schaltungen und Systeme

10. Auflage



Springer Vieweg

Joachim Specovius
Beuth Hochschule für Technik Berlin
Berlin, Deutschland

ISBN 978-3-658-30398-3 ISBN 978-3-658-30399-0 (eBook)
<https://doi.org/10.1007/978-3-658-30399-0>

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.d-nb.de> abrufbar.

© Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH, ein Teil von Springer Nature 2003, 2008, 2009, 2010, 2011, 2013, 2015, 2017, 2018, 2020

Das Werk einschließlich aller seiner Teile ist urheberrechtlich geschützt. Jede Verwertung, die nicht ausdrücklich vom Urheberrechtsgesetz zugelassen ist, bedarf der vorherigen Zustimmung des Verlags. Das gilt insbesondere für Vervielfältigungen, Bearbeitungen, Übersetzungen, Mikroverfilmungen und die Einspeicherung und Verarbeitung in elektronischen Systemen.

Die Wiedergabe von allgemein beschreibenden Bezeichnungen, Marken, Unternehmensnamen etc. in diesem Werk bedeutet nicht, dass diese frei durch jedermann benutzt werden dürfen. Die Berechtigung zur Benutzung unterliegt, auch ohne gesonderten Hinweis hierzu, den Regeln des Markenrechts. Die Rechte des jeweiligen Zeicheninhabers sind zu beachten.

Der Verlag, die Autoren und die Herausgeber gehen davon aus, dass die Angaben und Informationen in diesem Werk zum Zeitpunkt der Veröffentlichung vollständig und korrekt sind. Weder der Verlag, noch die Autoren oder die Herausgeber übernehmen, ausdrücklich oder implizit, Gewähr für den Inhalt des Werkes, etwaige Fehler oder Äußerungen. Der Verlag bleibt im Hinblick auf geografische Zuordnungen und Gebietsbezeichnungen in veröffentlichten Karten und Institutionsadressen neutral.

Planung/Lektorat: Reinhard Dapper

Springer Vieweg ist ein Imprint der eingetragenen Gesellschaft Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH und ist ein Teil von Springer Nature.

Die Anschrift der Gesellschaft ist: Abraham-Lincoln-Str. 46, 65189 Wiesbaden, Germany

Vorwort

Wie viele Gebiete der Elektrotechnik, so entwickelt sich auch die Leistungselektronik in einem schnellen Tempo weiter. Aktuelle Halbleiterbauelemente, hier sei speziell auf den IGBT hingewiesen, haben zusammen mit hochintegrierter digitaler Signalverarbeitung zu einem unvergleichbaren Zuwachs im Einsatz von Leistungshalbleitern in vielen neuen Anwendungsfeldern wie z. B. im Automobilbereich (*eMobility*), der Telekommunikation sowie der Licht- und Haushaltsgerätetechnik geführt. Hinzu kommen verstärkt Forderungen nach effizienter Energieanwendung, zentraler und dezentraler Energiebereitstellung unter Einbindung regenerativer Energiequellen sowie mobile Energieanwendungen einschließlich elektrischer Fahrzeugantriebe in Hochvolt-Technik und mit konduktiver und induktiver Ladetechnik. Kaum ein Industriezweig kann daher auf leistungselektronische Einrichtungen verzichten. Die Leistungselektronik hat sich zu einer Schlüsseltechnologie entwickelt.

Kenntnisse auf dem Gebiet der Leistungselektronik werden daher in vielen Fachgebieten benötigt. Eine elektrische Anlage entsteht durch das Zusammenwirken vieler elektrischer Komponenten und Geräte. Während in der breiten Anwendung zunehmend auf fertige Komponenten zurückgegriffen werden kann, deren Funktionen über Software spezifiziert werden, tritt die Notwendigkeit für das Verständnis der inneren Wirkungsweise z. B. von DCDC-Wandlern oder Frequenzumrichtern und Filtereinrichtungen für viele Anwender immer mehr in den Hintergrund. Anwendende sind gehalten die vorgegebenen Anwendungs-, Montage- und Inbetriebnahmerichtlinien zu beachten um so einen sicheren Betrieb der fertigen Einrichtung zu gewährleisten. Während diese „festgelegten Tätigkeiten“ sich in vielen Berufszweigen durch Zusatzschulungen leicht ergänzen lassen sollte eine Hochschulausbildung auf dem Gebiet der Leistungselektronik auch zukünftig auf das Verständnis des Zusammenwirkens von Bauelementen, Schaltungen und Systemen ausgerichtet sein.

Dieses Lehrbuch ist kein Lesebuch! Es soll Lesenden helfen sich in das Gebiet der Leistungselektronik einzuarbeiten und bietet schwerpunktmäßig fachliche Vertiefungen an. Der Aufbau dieses Buches ist so gestaltet, dass Lesende sich zunächst an allgemein gehaltenen Begriffen orientieren können. Im Anhang sind ergänzende Literaturhinweise angegeben, auf die bei Bedarf verwiesen wird. In Bachelor- und Master-Studiengängen

hat sich die Konzeption dieses Lehrbuches für die eigenständige Erarbeitung des Lehrinhaltes praktisch bewährt.

Dieses Lehrbuch erscheint nun in der 10. Auflage. Seit dem Erscheinungsjahr der 1. Auflage im Jahr 2003 war das Ziel in jeder Auflage aktuelle Entwicklungen einzuflechten. An dieser Stelle möchte ich meinen Dank den Studierenden, und Lesenden aussprechen, die durch ihre konstruktiven Hinweise und Fragestellungen zum Erfolg dieses Lehrbuches beigetragen haben. Anregungen zur Weiterentwicklung dieses Lehrbuches sind unter joachim.specovius@t-online.de jederzeit willkommen.

Dem *Springer Vieweg Verlag*, insbesondere dem Cheflektor Herrn Reinhard Dapper und Frau Andrea Broßler, danke ich für die sehr gute Zusammenarbeit.

An dieser Stelle möchte ich auch meinen besonderen Dank meiner Familie aussprechen, ohne deren Geduld und Rücksicht ein solches Lehrbuch nicht möglich gewesen wäre.

Berlin
im Sommer 2020

Joachim Specovius

Formelzeichen

a	Koeffizient einer Fourier-Reihe, Aussteuerung, Tastverhältnis
A	Aussteuerungsgrad, Fläche
B	Stromverstärkung
C	Kapazität
C_S	Sperrsichtkapazität
C_{th}	Wärmekapazität
c_{th}	spezifische Wärmekapazität
c_M	Drehmomentkonstante
C	Konstante
D	Tastgrad, Verzerrungsleistung
d_x	relative induktive Gleichspannungsänderung
d_{RLZ}	Breite der Raumladungszone
e	Quellenspannung im Lastkreis, Elementarladung
E	elektrische Feldstärke
f	Frequenz
f_s	Schaltfrequenz
g_i	Grundschwingungsgehalt (Strom)
g_u	Grundschwingungsgehalt (Spannung)
H	magnetische Feldstärke
i_B	Basisstrom
i_d	Gleichstrom
i_D	Diodenstrom
i_{RBM}	negativer Basisstrom, Maximalwert
i_{FBM}	positiver Basisstrom, Maximalwert
i_K	Kommutierungsstrom
i_{Ph}	Photostrom
I	Stromeffektivwert
I_d	Gleichstrom
I_{dAV}	Gleichstrom-Mittelwert

I_{dRMS}	Gleichstrom-Effektivwert
I_E	Einraststrom
I_H	Haltestrom
I_{FAV}	Mittelwert des Durchlassstromes
I_{FRMS}	Effektivwert des Durchlassstromes
I_R	Sperrstrom
I_{RM}	Rückwärtsstrom, Maximalwert
I_S	Sperrsättigungsstrom
I_{TQM}	Abschaltstrom eines GTO
i_N	Netzstrom
i	Augenblickswert des Stromes
i_G	Gatestrom
i_P	Primärstrom
i_S	Sekundärstrom
j	Stromdichte
k	Konstante
L	Induktivität
L_d	Glättungsinduktivität
L_h	Hauptinduktivität
L_K	Kommutierungsinduktivität
L_N	Netzinduktivität
L_σ	Streuinduktivität
M	Drehmoment, Gegeninduktivität, Modulationsgrad
N	Diodenfaktor, Windungszahl
n	Ordnungszahl, Drehzahl Elektronenkonzentration
n_p	Anzahl paralleler Elemente
n_R	Anzahl serieller Elemente
P	Wirkleistung
P_d	ideelle Gleichstromleistung
p	Momentanleistung, Löcherkonzentration, Pulszahl
Q	Blindleistung, elektrische Ladung
q	elektrische Ladung, Kommutierungszahl
Q_s	Speicher- oder Nachlaufladung
Q_F	Restladung
Q_1	Grundschwingungsblindleistung
Q_{rr}	Sperrverzugsladung
R	Ohmscher Widerstand
R_{th}	thermischer Widerstand
r	differentieller Widerstand, Reflexionsfaktor
S	Scheinleistung

S_T	Bauleistung eines Transformators
s	Schalfunktion, Schlupf
T	Periodendauer, Temperatur
t_{gd}	Zündverzugszeit
t_{gr}	Durchschaltzeit
t_{gs}	Zündausbreitungszeit
t_{on}	Einschaltzeit
t_q	Freiwerdezeit
t_{rr}	Sperrverzugszeit
t_S	Speicherzeit
u	Spannung, Momentanwert
u_d	Gleichspannung
$u_{d\sim}$	Wechselanteil einer Gleichspannung
u_0	Anfangsüberlappungswinkel
u_α	Überlappungswinkel
U	Spannung, Effektivwert
U_d	Gleichspannung (Mittelwert)
U_{di}	Gleichspannung (ideell)
U_{di0}	Gleichspannung (ideell, $\alpha = 0$)
U_{dia}	Gleichspannung (ideell, $\alpha > 0$)
U_{dx}	Induktive Gleichspannungsänderung
U_F	Durchlassspannung
u_F	Augenblickswert der Durchlassspannung
U_R	Sperrspannung
U_T	Thyristor-, Temperaturspannung
U_{T0}	Schleusenspannung
U_{Th}	Threshold voltage
U_{dRMS}	Gleichspannung (Effektivwert)
u_R	Augenblickswert der Sperrspannung
u_L	Spannung an einer Induktivität
u	Spannung, Augenblickswert
ii	Transformatorübersetzung
u_P	Primärspannung eines Transformators
u	Scheitelwertzeiger
U	Effektivwertzeiger
$w_{U,I}$	Welligkeit von Spannung oder Strom
W	Energie
w_i	Breite des eigenleitenden Gebietes
X	Reaktanz
Z	Impedanz, Wellenwiderstand
α	Steuerwinkel/Koordinatenachse

β	Steuerwinkel/Koordinatenachse
δ	Dämpfung, Reduktionsfaktor, Stromflusswinkel
Δ	Differenz
ε	Dielektrizitätskonstante
γ	Lösch-, Schonzeitwinkel
η	Wirkungsgrad
μ	Beweglichkeit, magnetische Permeabilität
ϑ	Temperatur
λ	Leistungsfaktor
ν	Ordnungszahl
ϱ	Raumladungsdichte
σ	spezifische Leitfähigkeit
τ	Zeitkonstante
Ψ	verketteter magnetischer Fluss
φ	Phasenwinkel, Potenzial
Φ	magnetischer Fluss
ω	Kreisfrequenz

Indizes

A	Anode, Akzeptor
A	Ambient (Umgebung)
AV	Arithmetisches Mittelwert
B	Basis
C	Kollektor, Case (Gehäuse)
D	Drain, Donator
d	Gleichgröße
E	Emitter
F	Durchlassrichtung
G	Gate, Steueranschluss
K	Kathode, Kühlkörper
max	Größtwert
min	Kleinstwert
R, r	Sperrrichtung, Relativ
RM	Maximalwert in Rückwärtsrichtung
RMS	Effektivwert
S	Source
T	Durchlassrichtung bei Thyristoren
V	Verlustleistung
VZ	Verzerrungsanteil
0	Leerlauf, Resonanz, Vakuum
~	Wechselanteil

Abkürzungen

AC	Alternating Current (Wechselstrom)
AFE	Active Front End
AV	Average Value (Mittelwert)
BT	Bipolartransistor
CSI	Current Source Inverter (IWR)
DAM	Drehstrom Asynchronmaschine
DC	Direct Current (Gleichstrom)
DSM	Drehstrom Synchronmaschine
DSR	Direkte Selbstregelung
GTO	Gate turn off(-Thyristor)
IEGT	Injection Enhancement Gate Transistor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Insulated Gate Commutated-Thyristor
IWR	Wechselrichter mit eingeprägtem Strom (CSI)
LDO	Low Drop Output
MOSFET	Metall Oxid Semiconductor
PFC	Power Factor Correction
PG	Pulsgleichrichter
PLG	Polradlagegeber
PWM	Pulse Width Modulation
PWR	Pulswechselrichter
RMS	Root-Mean-Square (Effektivwert)
SCR	Silicon Controlled Rectifier
SEI	Solid Electrolyte Interphase
SiC	Siliciumcarbid
SOA	Safe Operating Area
THC	Total Harmonic Current

UWR	Wechselrichter mit eingeprägter Spannung (VSI)
ZCS	Zero Current Switch
VSI	Voltage Source Inverter (UWR)
ZVS	Zero Voltage Switch
4QS	Vierquadrantensteller

Schreibweisen

Die Symbole physikalischer Größen sind kursiv gesetzt (z. B. \mathbf{U} oder \mathbf{I}), ihnen kann ein beliebiger Wert zugewiesen werden. Dagegen sind Zahlen wie e oder π sowie Einheiten und Symbole mathematischer Operatoren (z. B. das Differenzialzeichen d oder auch das Symbol für den Imaginärteil j) steil gesetzt.

Physikalische Zusammenhänge können entweder im Zeit- oder Frequenzbereich beschrieben werden. Symbole physikalischer Größen im Zeitbereich sind stets klein gesetzt (z. B. u , i , p bzw. $\hat{u}, \hat{i}, \hat{p}$ für die Scheitelwerte, bei sinusförmigen Größen heißt der Scheitelwert *Amplitude*). Symbole zeitlich konstanter Größen wie Mittel- oder Effektivwerte sind groß gesetzt (\mathbf{U} , \mathbf{I} , \mathbf{P}). Vektoren sind am Pfeil über den Symbolen zu erkennen (z. B. \vec{E}). Komplexe Größen (z. B. $\underline{\mathbf{U}}$, $\underline{\mathbf{I}}$) haben zur Kennzeichnung eine Unterstreichung. Bei den entsprechenden Zeigergrößen wird zwischen Effektivwertzeigern ($\hat{\underline{U}}$, die Zeigerlänge entspricht dem Effektivwert) und Scheitelwertzeigern (\hat{u} , die Zeigerlänge entspricht dem Scheitelwert) unterschieden.

Inhaltsverzeichnis

1	Was ist Leistungselektronik?	1
2	Grundlagen	5
2.1	Die elektrische Leitfähigkeit	6
2.1.1	Eigenleitung	7
2.1.2	Störstellenleitung.....	9
2.2	Der pn-Übergang	10
2.2.1	Der pn-Übergang mit äußerer Spannung.....	12
2.2.2	Der pn-Übergang im Durchlassbetrieb	12
2.2.3	pn-Übergang in Sperrrichtung beansprucht	14
2.2.4	Die Durchbruchmechanismen des pn-Überganges	14
2.2.5	Die optimale Gestaltung des pn-Übergangs	16
	Literatur	18
3	Dioden	19
3.1	pn-Diode.....	19
3.1.1	Modellbildung einer realen pn-Diode	20
3.1.2	Die Verlustleistungsberechnung	22
3.2	pin-Diode	24
3.2.1	Das Sperrverhalten	24
3.2.2	Das Durchlassverhalten.....	25
3.2.3	Das Schaltverhalten.....	26
3.2.3.1	Einschalten.....	27
3.2.3.2	Ausschalten	28
3.2.3.3	Schaltverluste.....	29
3.2.4	Reihenschaltung	31
3.2.5	Parallelschaltung	33
3.2.6	Einsatzkriterien für Dioden	35
3.3	Solarzelle	36
	Literatur	40

4 Transistoren	41
4.1 Bipolartransistor.....	41
4.1.1 Aufbau.....	42
4.1.2 Wirkungsweise	42
4.1.3 Schaltverluste	44
4.1.4 Der bipolare Leistungstransistor	47
4.1.5 Die Arbeitspunkte des bipolaren Transistorschalters	48
4.1.6 Nichtsättigungsbetrieb (aktiver Bereich, $u_{BC} < 0$)	48
4.1.7 Quasisättigungsbetrieb ($u_{BC} > 0$)	48
4.1.8 Übersättigungsbetrieb	49
4.1.9 Darlington-Transistoren	51
4.1.10 Vergleich Bipolartransistor – Schalter.....	52
4.2 Betriebsarten	53
4.2.1 Schalten einer ohmsch-induktiven Last.....	54
4.2.2 Schalten eines eingeprägten Stromes	57
4.2.2.1 Weiches Schalten	57
4.2.2.2 Hartes Schalten.....	58
4.2.3 RCD-Beschaltung	59
4.3 Der IG-Feldeffekttransistor (MOSFET).....	61
4.3.1 Aufbau.....	61
4.3.2 Die Kennlinie	65
4.3.3 Die Gatekapazität	67
4.3.4 Neuere Entwicklungsrichtungen	68
4.4 Der IG-Bipolar Transistor (IGBT)	69
4.4.1 Aufbau.....	69
4.4.2 Durchlasseigenschaften.....	70
4.4.3 Das Schaltverhalten.....	72
4.4.3.1 Einschalten	72
4.4.3.2 Ausschalten	74
4.4.4 Sperr- und Blockierverhalten	75
4.4.5 Neuere Entwicklungsrichtungen	76
4.5 Treiberschaltungen	78
4.5.1 Gateanschluss	82
4.5.2 Ausführung einer IGBT-Ansteuerung	82
4.5.2.1 Ansteuerung eines Halbbrückenmoduls.....	84
4.5.2.2 Impulslogik	85
4.5.2.3 Ventilbelastung	87
4.6 Aufbau- und Verbindungstechnik	88
4.6.1 Problematik	88
4.6.2 Gehäuseformen	89
4.6.2.1 Diskrete Bauelemente	89
4.6.2.2 IGBT-Leistungsmodule	91

4.6.3	Eigenschaften von Leistungsmodulen	93
4.6.3.1	Lastwechselfestigkeit	93
4.6.3.2	Verhalten bei Moduldefekt	94
4.6.3.3	Parasitäre Induktivitäten	94
4.6.3.4	EMV-Verhalten	95
Literatur		95
5	Thyristoren	97
5.1	Aufbau und Wirkungsweise	97
5.2	Kennlinie	99
5.3	Das Einschaltverhalten	100
5.3.1	Überschreiten der zulässigen Blockierspannung	100
5.3.2	Überschreiten der zulässigen Spannungssteilheit	100
5.3.3	Gatestromzündung	100
5.4	Ausschalten	103
5.4.1	Netzgeführter Betrieb	104
5.4.2	Selbstgeführter Betrieb	104
5.5	Ausführungsformen	106
5.5.1	Amplifying Gate-Struktur	107
5.5.2	Zweirichtungs-Thyristoren	107
5.5.3	Der asymmetrisch sperrende Thyristor	108
5.5.4	Der lichtzündbare Thyristor	108
5.6	Abschaltbarer Thyristor (GTO)	108
5.6.1	Der asymmetrisch sperrende GTO	108
5.6.2	Ansteuerung	109
5.6.2.1	Einschalten	109
5.6.2.2	Ausschalten	109
5.6.3	Betriebsbedingungen für einen GTO	111
5.6.4	IGCT	112
5.7	Auswahl von Leistungsbauelementen	112
6	Wärme Management	113
6.1	Die Verlustleistung	113
6.2	Das thermische Ersatzschaltbild	115
6.2.1	Der innere Wärmewiderstand $R_{th,JC}$	116
6.2.2	Der äußere Wärmewiderstand $R_{th,CA}$	117
6.2.3	Der Wärmewiderstand des Kühlkörpers	117
6.2.4	Die Wärmekapazität C_{th}	119
6.3	Kühlmedien	123
6.3.1	Luftkühlung	123
6.3.2	Wasserkühlung	124
6.3.3	Siedekühlung	125
Literatur		126

7	Stromrichterschaltungen	127
7.1	Grundfunktionen	127
7.2	Kennzeichnung von Stromrichterschaltungen	127
7.3	Einteilung nach der inneren Wirkungsweise	128
7.4	Leistungssteuerverfahren	129
7.5	Mittelpunktschaltung M1	130
7.5.1	Bauleistung des Transformators	133
7.5.2	Kapazitive Last	135
7.5.3	Ohmsch-induktive Last	137
7.5.4	Ohmsch-induktive Last mit Freilaufdiode	138
7.6	Wechselwegschaltung W1	140
7.6.1	Stellerbetrieb mit ohmscher Last	140
7.6.2	Stellerbetrieb mit ohmsch-induktiver Last	142
7.6.3	Schaltbetrieb mit ohmsch-induktiver Last	144
	Literatur	144
8	Wechselstromschaltungen	145
8.1	Die Mittelpunktschaltung M2U	145
8.2	Die gesteuerte Mittelpunktschaltung M2C	146
8.2.1	Die Wirkungsweise des Steuergenerators	147
8.2.2	Gleichspannungsbildung	148
8.2.2.1	Ohmsche Last	148
8.2.2.2	Ohmsch-induktive Last	148
8.2.2.3	Aktive Last	151
8.2.3	Ventilbelastung	153
8.2.4	Trafo- und Netzgrößen	155
8.2.5	Bemessung einer Glättungsinduktivität	156
8.2.6	Die Kommutierung	158
8.2.6.1	Überlappung	160
8.2.6.2	Die induktive Gleichspannungsänderung	163
8.3	Die Brückenschaltung B2	165
8.3.1	Die halbgesteuerte Brückenschaltung B2H	167
8.3.2	Ventilbelastung	167
8.3.3	Bauleistung des Transformators	167
	Literatur	169
9	Drehstromschaltungen	171
9.1	Die Mittelpunktschaltung M3	171
9.1.1	Gleichspannungsbildung	171
9.1.1.1	Ohmsche Last	173
9.1.1.2	Aktive Last	175

9.1.2	Ventilbelastung	176
9.1.2.1	Spannung	176
9.1.2.2	Strom	178
9.1.3	Netzstrom	178
9.1.4	Die Kommutierung	180
9.1.4.1	Einfluss auf die Gleichspannung	180
9.1.4.2	Berechnung des induktiven Gleichspannungsabfalls	181
9.1.4.3	Einfluss auf die Ventilspannung	185
9.2	Die Brückenschaltung B6	186
9.2.1	Gleichspannungsbildung	186
9.2.2	Leitzustände der Ventile	187
9.2.3	Steuerkennlinie	188
9.2.4	Stromrichtereingangsstrom	190
9.2.5	Netzstrom	190
9.2.6	Bauleistung des Transformators	192
9.3	Zündimpulse	193
9.3.1	Gleichspannungsbildung	195
9.3.2	Einfluss der Kommutierungen	197
9.3.3	Auswirkungen nicht idealer Glättung auf die Gleichspannung	200
9.4	12-pulsige Schaltungen	201
9.4.1	Stromrichter-Reihenschaltung	203
9.4.2	Stromrichter-Parallelschaltung	203
9.4.3	Höherpulsige Schaltungen	206
9.5	Hochspannungs-Gleichstrom Übertragungstechnik	207
10	Netzrückwirkungen	211
10.1	Blindleistungsverhalten	211
10.1.1	Die Kennlinie der Steuerblindleistung	212
10.1.2	Oberschwingungsblindleistung	214
10.2	Stromoberschwingungen	215
10.2.1	Stromglättung	215
10.2.2	Spannungsglättung	218
10.2.2.1	Passive PFC-Schaltung	220
10.2.2.2	Aktive PFC-Schaltung	220
10.2.2.3	Vier Quadranten Steller	223
10.3	Spannungsoberschwingungen	225
10.3.1	B2-Schaltung	227
10.3.2	B6-Schaltung	229
	Literatur	234

11 Lastgeführte Stromrichter	235
11.1 Schwingkreiswechselrichter.	235
11.1.1 Betrieb mit eingeprägter Gleichspannung.	235
11.1.2 Betrieb mit eingeprägtem Gleichstrom	239
11.2 Vergleich der Wechselrichtertypen.	240
11.3 Schwingkreiswechselrichter mit abschaltbaren Ventilen.	241
11.3.1 Strom- und spannungsloses Schalten	243
11.3.2 Anwendungsbeispiel zum stromlosen Schalten (ZCS)	244
Literatur.	246
12 Selbstgeführte Stromrichter	247
12.1 Wechselrichter mit eingeprägter Spannung (UWR).	247
12.1.1 Mittelpunktschaltung mit AC-seitigem Mittelpunkt	248
12.1.2 Ausführungsbeispiel mit Thyristorschalter	248
12.1.3 3-phasige Brückenschaltungen	252
12.1.3.1 Betrieb mit passiver Last	253
12.1.3.2 Betrieb mit einer Drehfeldmaschine	255
12.1.3.3 Wechselrichter mit Phasenfolgelösung	257
12.2 Wechselrichter mit eingeprägtem Strom (IWR).	259
12.2.1 Prinzip	259
12.2.2 Wechselrichter mit Phasenfolgelösung	263
12.2.2.1 Die Wechselrichtervorladung	266
12.2.2.2 Anfahrverhalten	266
Literatur.	268
13 Die Wirkungsweise selbstgeführter UWR	269
13.1 Schaltungen in Zweipunkttechnik (2-level-inverter)	269
13.1.1 Schaltfunktionen	271
13.1.2 Kurzzeit-Mittelwert	273
13.1.3 Der Modulator	274
13.1.4 Modulationsfunktion	274
13.1.5 Aussteuerung	276
13.1.6 1-phasige Brückenschaltung	277
13.1.6.1 Grundfrequenztaktung	278
13.1.6.2 Schwenksteuerung	279
13.1.6.3 Pulsweitenmodulation	280
13.1.7 3-phasige Brückenschaltung	281
13.1.7.1 Die Spannungsbildung	281
13.1.7.2 Der Zwischenkreisstrom	284
13.2 Schaltungen in Mehrpunkttechnik (Multi-Level-Inverter).	289
13.2.1 Schaltungen in Dreipunkttechnik (3-level-inverter)	290

13.2.1.1	1-phasige Brückenschaltung	294
13.2.1.2	3-phasige Brückenschaltung	295
13.2.2	Schaltungen in Vierpunkttechnik (4-level-inverter)	297
14	Drehstromgrößen in Raumzeigerdarstellung	301
14.1	Raumzeigertransformation.....	301
14.2	Stromrichterspeisung	305
15	Steuerverfahren für UWR	309
15.1	Begriffe.....	310
15.2	Die Grundfrequenzsteuerung.....	314
15.3	Die Pulsweitenmodulation (PWM)	316
15.3.1	1-phasige Mittelpunktschaltung	317
15.3.2	1-phasige Brückenschaltung	320
15.4	Schaltfunktionen für 3-phasige Schaltungen	322
15.4.1	Taktsteuerung	322
15.4.2	Pulssteuerung	323
15.4.3	Steuerkennlinie	325
15.4.4	Off-line optimierte Schaltfunktionen	327
15.4.5	Eliminationsmethode.....	328
15.4.6	Optimierte Pulsmuster.....	329
15.4.7	Raumzeigermodulation	330
Literatur.	333
16	Stromrichter und Maschinen	335
16.1	Gleichstrommaschinen.....	335
16.2	Elektronikmotor	338
16.3	Der geschaltete Reluktanzmotor (SRM)	340
16.4	Stromrichtermotor	343
16.5	Drehfeldmaschinen	347
16.6	Zusatzverluste durch Stromrichterspeisung	351
16.7	Leistungssteuerung bei konstanter Ständerfrequenz	353
16.7.1	Drehstromsteller W3	354
16.7.2	Pulsgesteuerter Läuferwiderstand	355
16.7.3	Stromrichterkaskade	357
16.7.3.1	Ausführung mit Stromzwischenkreis	358
16.7.3.2	Ausführung mit Spannungszwischenkreis	360
16.8	Leistungssteuerung bei variabler Ständerfrequenz	361
16.8.1	Prinzip des Direktumrichters.....	361
16.8.2	3-phasiger Direktumrichter	364
16.8.3	Frequenzumrichter.....	365

16.8.3.1	<i>U/f</i> -Kennliniensteuerung	367
16.8.3.2	Feldorientierte Regelung	368
16.8.4	Abschätzung der Zwischenkreisgrößen.	371
16.9	Energieeffizienz von elektrischen Antrieben	373
Literatur		378
17	Leistungselektronik und EMV.	379
17.1	Grundbegriffe	379
17.2	Störgrößen – Ursachen	381
17.2.1	Störgröße Spannungssteilheit	381
17.2.2	Störgröße Stromsteilheit	382
17.2.3	Auswirkungen parasitärer Elemente	384
17.3	Störfestigkeit	387
17.4	Störvermögen	388
17.4.1	Leitungsgebundene Störungen	388
17.4.2	Nicht leitungsgebundene Störungen	388
17.4.2.1	Kapazitive Beeinflussungen	388
17.4.2.2	Induktive Beeinflussungen	389
17.4.2.3	Elektromagnetische Beeinflussungen.	390
17.4.3	Psophometrischer Störstrom	390
17.5	Netzfilter.	391
17.6	Motoranpassung an den Stromrichter	396
17.6.1	Lagerströme	396
17.6.2	Wanderwellenprobleme	397
17.6.3	Ausgangsfilter	400
17.6.4	Ableitströme	402
17.7	Weitere Maßnahmen	403
Literatur		406
18	Gleichspannungswandler	407
18.1	Tiefsetzsteller	407
18.2	Ausführungsbeispiel zum Tiefsetzsteller	408
18.3	Gleichstromsteller	409
18.4	Gleichstromsteller mit aktiver Last	411
18.5	Lückbetrieb	413
18.6	Hochsetzsteller	417
18.7	Hoch-Tiefsetzsteller	420
18.8	Sperrwandler	422
18.9	Durchflusswandler	423
18.9.1	Eintaktwandler.	424
18.9.2	Gegentaktwandler	425
18.9.3	Vollbrückenwandler.	426

18.10	Resonanzwandler	429
18.10.1	Der LC-Resonanzwandler	430
18.10.2	Der LLC-Resonanzwandler	432
18.10.3	Schaltverluste	433
18.11	Schaltnetzteile	439
18.11.1	Sekundär getaktetes Netzteil (AC-DC-Wandler)	440
18.11.2	Primär getaktetes Netzteil (AC-DC-Wandler)	441
18.11.3	Elektronischer Transformator (AC-AC-Wandler)	441
18.11.4	Pulsgleichrichter	442
18.11.5	Kontaktlose Energieübertragungssysteme	443
18.11.6	Energiesparlampen	445
	Literatur	448
19	Stromversorgungen	449
19.1	Energieversorgungsnetze	449
19.2	Unterbrechungsfreie Stromversorgungen	452
19.2.1	Online-Systeme	453
19.2.2	Offline-Systeme	453
19.3	Photovoltaische Stromversorgungen	454
19.3.1	Wechselrichter Wirkungsgrad	456
19.3.2	Einfluss der Netzimpedanz	456
19.3.3	Leistungsflussteuerung mit FACTS	458
19.4	Brennstoffzellen-Stromversorgungen	459
19.5	Energiespeicher	461
	Literatur	467
20	Konzepte für elektrische Fahrzeugantriebe	469
20.1	Speichertechnologien für Elektrofahrzeuge	472
20.2	Bordnetz	478
20.3	Fahrzeug- und Ladetechnologien	479
20.3.1	Ladebetriebsarten	480
20.3.2	Ladeverbund	482
	Literatur	485
	Stichwortverzeichnis	487



Was ist Leistungselektronik?

1

Elektrische Energie steht im Allgemeinen in Form einer Gleichspannung oder als ein- bzw. mehrphasige Wechselspannung zur Verfügung. Viele Verbraucher benötigen elektrische Energie in angepasster Form, zum Beispiel als Wechselspannung mit veränderbarer Amplitude und Frequenz für den Betrieb von drehzahlvariablen Antrieben z. B. in Werkzeug-, Positionier- oder Fahrzeugantrieben oder als geregelte Gleichspannung für den Betrieb von elektronischen Geräten. Der Energiefloss kann sich auch umkehren, so dass im Bremsbetrieb Energie zurückgewonnen werden kann. Hierdurch steigt der Wirkungsgrad an und der Verschleiß mechanischer Bremsen wird verringert. Bei Ausfall des Energieversorgungsnetzes können die Verbraucher mit Hilfe leistungselektronischer Einrichtungen aus einer Batterie versorgt werden.

Die Leistungselektronik formt die bereitgestellte elektrische Energie in die vom Verbraucher benötigte Form um. Diese Umwandlung erfolgt verlustarm durch den Einsatz elektronischer Schalter. Durch den Schalterbetrieb unterscheidet sich die Leistungselektronik von der Analogelektronik, bei der eine Spannungsumformung durch lineare Stellglieder (Transistor) ähnlich wie bei einem Spannungsteiler erfolgt und daher mit hohen Verlusten verbunden ist. Leistungselektronik ist nach Abb. 1.1 das Bindeglied zwischen dem Energieerzeuger und dem Energieverbraucher. In das Fachgebiet der Leistungselektronik eingeschlossen sind die erforderlichen Mess-, Steuer- und Regeleinrichtungen.

Der größte Nutzen der Leistungselektronik besteht derzeit in einer verbesserten Energieeffizienz leistungselektronischer Systeme. Dazu tragen reduzierte Verluste in den Bauelementen sowie optimierte Steuer- und Regelungsverfahren bei. Darüber hinaus führt der zunehmende Einsatz der Leistungselektronik zu einer erhöhten Zuverlässigkeit elektrischer Systeme und zu Geräusch- und Gewichtsreduktionen. Leistungselektronik ist daher eine Schlüsseltechnologie mechatronischer Systeme. Da elektrische Energie in unterschiedlichen Formen eingesetzt wird, wie z. B. als Gleich-, Wechsel-

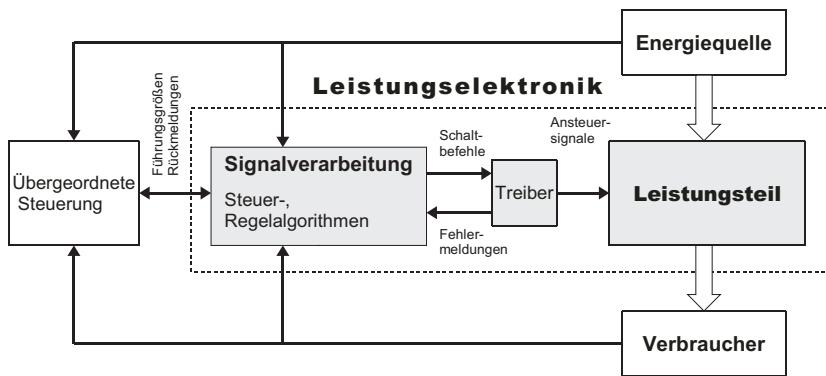


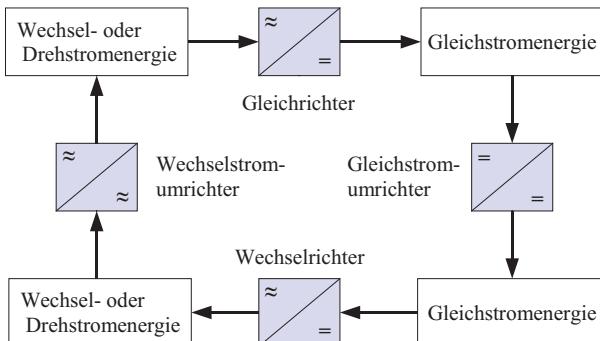
Abb. 1.1 Übersicht

oder Drehstromenergie, so sind bei der Energieumformung verschiedene Funktionen erforderlich, die in Abb. 1.2 dargestellt sind.

Die Leistungselektronik kann auf eine jahrzehntelange Entwicklung zurückblicken. Nach der Entdeckung der Ventilwirkung eines Lichtbogens wurde 1902 der *Quecksilberdampf-Gleichrichter* entwickelt. Mit diesem Stromrichterventil entstand auch der Begriff der Stromrichtertechnik. Die Möglichkeit zur verlustarmen Steuerung des Energieflusses durch Anwendung der Gittersteuerung brachte ab 1925 den Durchbruch für stromrichtergespeiste Anlagen und Antriebe. Eine neue Entwicklung setzte ab 1958 mit *Halbleiterbauelementen* ein. Diese Bauelemente führten zu Anlagen mit vergleichsweise geringem Gewicht und geringem Platzbedarf bei hohem Wirkungsgrad und hoher Zuverlässigkeit. Mitte der sechziger Jahre folgte schließlich aus der Stromrichtertechnik der Begriff der **Leistungselektronik**.

Die zunehmende Schaltleistung der Bauelemente ist mit immer kürzeren Schaltzeiten verbunden. Die gleichzeitig zunehmende Leistungsdichte leistungselektronischer Geräte führt zum einen zur gegenseitigen Beeinflussung der Bauelemente durch elektrische und magnetische Felder sowie die Abstrahlung dieser Felder nach Außen

Abb. 1.2 Grundfunktion der Leistungselektronik ist die Umformung elektrischer Energie.
Der Leistungsbereich reicht von Milliwatt (mW , $10^{-3} W$) bis Gigawatt (GW , $10^9 W$)



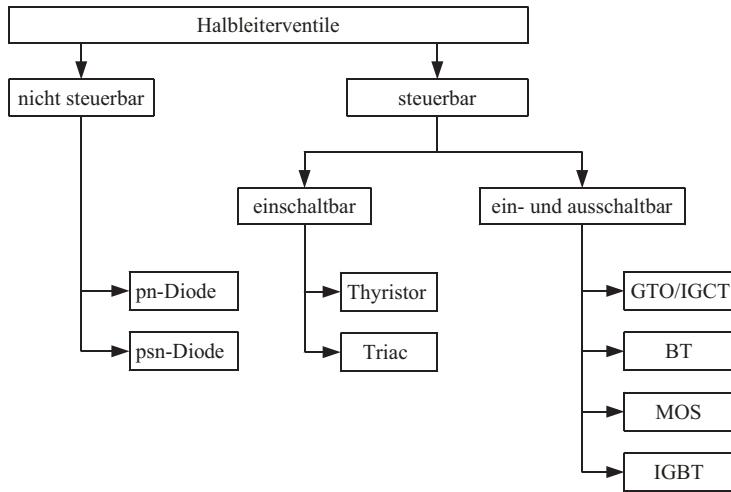


Abb. 1.3 Übersicht über heute eingesetzte Halbleiterventile

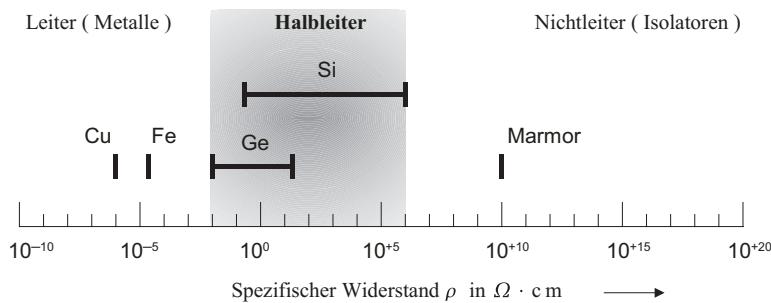
(Elektromagnetische Verträglichkeit, EMV), zum anderen werden effektive Kühlsysteme zur Abführung der elektrischen Verlustleistung erforderlich. Beide Problemfelder bestimmen im Wesentlichen die Leistungsfähigkeit und Ausführung moderner leistungselektronischer Geräte und Anlagen. Einen Überblick über derzeit eingesetzte – und in diesem Lehrbuch behandelte Halbleiterventile – zeigt Abb. 1.3.



Grundlagen

2

Als Halbleiter werden Elemente bzw. Verbindungen bezeichnet, deren spezifischer Widerstand bei Normaltemperatur (25 °C) zwischen den Werten von Metallen und Isolatoren liegt. Typische Halbleitermaterialien sind Germanium und Silizium. Im Unterschied zu den Metallen weist der elektrische Widerstand von Halbleitern einen negativen Temperaturkoeffizienten auf, d. h. der Widerstand sinkt, wenn die Temperatur steigt. Ein reiner Halbleiter ist beim absoluten Nullpunkt (0 K) ein Isolator. Das Verhalten von Si- bzw. Ge-Halbleitern wird mit dem Ziel beschrieben, das Verständnis für den Leitungsmechanismus von Halbleiter-Bauelementen zu fördern und deren Kennlinien und Einsatzbedingungen zu verstehen.



2.1 Die elektrische Leitfähigkeit

Die Stromstärke I in einem Leiter ist nach Gl. 2.1 definiert als Elektrizitätsmenge q , die je Zeiteinheit durch den Leiterquerschnitt A fließt.

$$\text{mit } q = e \cdot n \text{ in } \frac{\text{As}}{\text{cm}^3} \quad \text{folgt für } I = e \cdot n \cdot v \cdot A \text{ in A} \quad (2.1)$$

e = Elementarladung ($1,602 \cdot 10^{-19}$ As)

n, p = Konzentration beweglicher Ladungsträger in cm^{-3}

v = Driftgeschwindigkeit in Richtung des elektrischen Feldes in cm/s

A = Fläche in cm^2

Bezieht man den Strom I auf den Querschnitt A , so erhält man für die Stromdichte j :

$$\text{Stromdichte: } j = \frac{I}{A} = e \cdot n \cdot v \text{ in } \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \quad (2.2)$$

Mit der spezifischen Leitfähigkeit σ und der Feldstärke E folgt für die Stromdichte j :

$$j = \sigma \cdot E \text{ in } \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \quad [E] = \frac{\text{V}}{\text{cm}}, [\sigma] = \frac{1}{\Omega \text{cm}} \quad (2.3)$$

Durch Umstellen von Gl. 2.3 folgt für die spezifische Leitfähigkeit σ .

$$\sigma = \frac{j}{E} = e \cdot n \cdot \frac{v}{E} = e \cdot n \cdot \mu \text{ in } \Omega^{-1} \text{ cm}^{-1} \text{ mit } \mu = \frac{v}{E} \text{ (Beweglichkeit)} \quad (2.4)$$

Der Quotient v/E wird als Beweglichkeit μ bezeichnet und ist ein Maß dafür, wie schnell sich die Ladungsträger im Gitterverband bei gegebener elektrischer Feldstärke E in Feldrichtung bewegen können. Die Bewegung wird durch häufige Zusammenstöße behindert, so dass für die Ladungsträger nur eine mittlere Geschwindigkeit angegeben werden kann. Die Werte für μ liegen bei Metallen zwischen ($10 \dots 100$) cm^2/Vs , für Halbleitermaterialien wie Germanium und Silizium zwischen ($400 \dots 4000$) cm^2/Vs .

Während bei Metallen die Leitfähigkeit nur durch die Anzahl freier Elektronen bestimmt wird, sind im Halbleiter neben den freien Elektronen (Konzentration n) auch Defektelektronen bzw. Löcher (Konzentration p) vorhanden. Löcher und Elektronen zeigen unterschiedliche Beweglichkeiten ($\mu_n \approx 3\mu_p$). Daher wird Gl. 2.4 erweitert zu:

$$\text{Leitfähigkeit } \sigma = e \cdot \mu_n \cdot n + e \cdot \mu_p \cdot p \text{ in } \Omega^{-1} \text{ cm}^{-1} \quad (2.5)$$

Typische μ -Werte für Germanium (Ge) und Silizium (Si) sowie zusätzlich für Siliziumcarbid (SiC) zeigt Tab. 2.1.

Durch Einsetzen von Gl. 2.5 in Gl. 2.3 erhält man für die Stromdichte j :

$$j = \sigma \cdot E = E(e \cdot \mu_n \cdot n + e \cdot \mu_p \cdot p) \quad (2.6)$$

Tab. 2.1 Kennwerte von Halbleitermaterialien

Größe		Ge	Si	SiC	Einheit
Elektronenbeweglichkeit	μ_n	3900	1900	800	cm^2/Vs
Defektelektronenbeweglichkeit	μ_p	1900	425	115	cm^2/Vs
Bandabstand	E_g	0,67	1,1	3,2	eV
Max. Feldstärke	E_{\max}	0,1	0,25	2,4	MV/cm

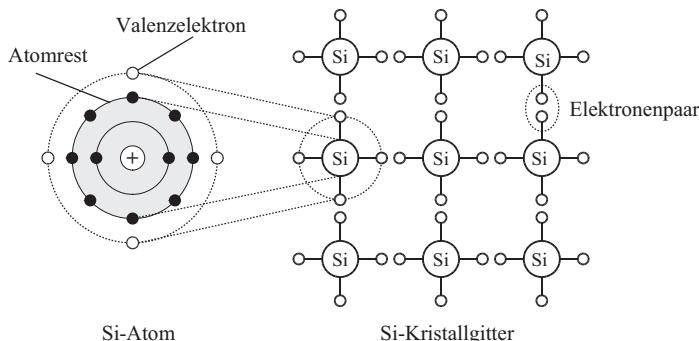
Mit Gl. 2.4 erhält man schließlich:

$$j = e \cdot (n \cdot v_n + p \cdot v_p) \quad (2.7)$$

- Der Strom i setzt sich bei Halbleitern immer aus einem Löcherstrom und einem Elektronenstrom zusammen. Löcher- und Elektronenstrom zeigen unterschiedliche Leitfähigkeiten.

2.1.1 Eigenleitung

Den Aufbau des Kristallgitters von Silizium bei $T = 0 \text{ K}$ zeigt idealisiert Abb. 2.1. Bei einer Temperatur größer 0 K bewegen sich die Atome regellos um ihre Ruhelage im Kristallgitter. Durch die kinetische Energie der Elektronen besteht die Möglichkeit für das Aufbrechen einer Bindung, d. h. ein (Valenz-)Elektron kann sich aus dem Atomverband lösen und sich im Kristallgitter als Ladungsträger frei bewegen (Abb. 2.2). Ein gelöstes Elektron hinterlässt eine positiv geladene Lücke im Kristallgitter (*Loch, Defektelektron*), so dass gleichzeitig zwei Ladungsträger entstehen. Die Bildung eines Leitungselektrons ($-$) und eines Defektelektrons ($+$) wird als **Generation** bezeichnet.

**Abb. 2.1** Aufbau eines Siliziumkristallgitters

Bei 0 K gibt es keine freien Ladungsträger und damit ist kein Stromfluss möglich.

- Das Material verhält sich bei 0 K wie ein Isolator.

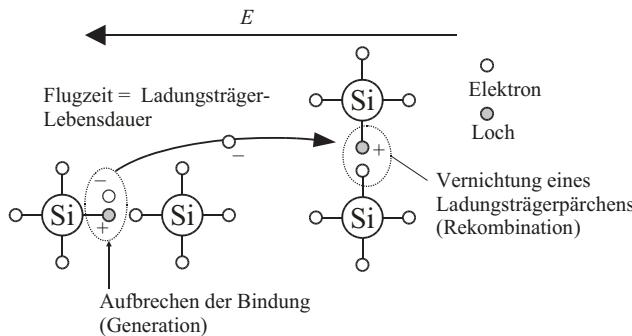


Abb. 2.2 Prinzip der Eigenleitung

Es entsteht immer ein Elektronen-Loch-Paar. Die Generation kann durch thermische Energie oder durch Photonenergie erfolgen.

Durch Energiezufuhr steigt die intrinsische Trägerdichte an

Ein benachbartes Leitungselektron, welches ebenfalls aus dem Atomverband gelöst ist, kann die positive Lücke wieder schließen (**Rekombination**) und es wird Energie frei. Generation und Rekombination stehen im Gleichgewicht, d. h. zu jedem freien Elektron gehört eine positive Fehlstelle im Kristallgitter ($n = p$). Die Anzahl an p - und n -Ladungsträgern ist temperaturproportional und wird als **intrinsische Trägerdichte** n_i nach Gl. 2.8 beschrieben.

$$\text{intrinsische Trägerdichte } p \cdot n = n_i = n_{i0}^2 \cdot T^3 \cdot e^{-\frac{E_g}{kT}} \quad (2.8)$$

T = Absolute Temperatur

E_g = Bandabstand

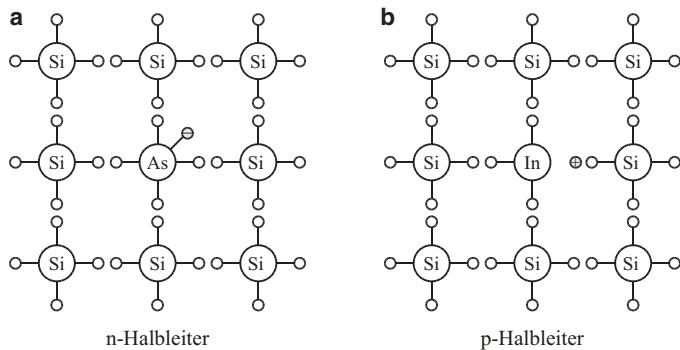
k = $1,380658 \cdot 10^{-23}$ J/K, Boltzmann-Konstante

n_{i0} (Si) = $4,62 \cdot 10^{15}$ cm $^{-3}$ K $^{-3/2}$

Im absoluten Nullpunkt ($T = 0$ K) sind nach Gl. 2.8 keine freien Ladungsträger vorhanden. Bei Raumtemperatur ($T = 300$ K) beträgt für Silizium die Ladungsträgerdichte n_i ca. $10^{10}/\text{cm}^3$. Dann entsteht unter dem Einfluss eines äußeren elektrischen Feldes E im Halbleiter ein Stromfluss, der als **Eigenleitung** bezeichnet wird. Die Defektelektronen (Löcher) bewegen sich in Feldrichtung, die Elektronen bewegen sich gegen die Feldrichtung. Die Stromdichte kann bei Eigenleitung ausgehend von Gl. 2.7 wegen $n = p$ durch Gl. 2.9 beschrieben werden.

$$j = e \cdot n \cdot (v_n + v_p) \quad (2.9)$$

Ferner können Ladungsträger durch Photonen ausreichender Energie freigesetzt werden sowie durch eine gezielte Verunreinigung des Halbleiters mit Fremdatomen, der Dotierung.

**Abb. 2.3** Dotiertes Silizium

a 5-wertig Arsen (As), Phosphor (P), Antimon (Sb)

b 3-wertig Bor (B), Aluminium (Al), Gallium (Ga), Indium (In)

2.1.2 Störstellenleitung

Die Entwicklung von Halbleiter-Bauelementen war erst möglich, als man die Ladungsträgerdichte gezielt festlegen konnte. Durch eine Dotierung des Halbleitermaterials mit Fremdatomen ist eine Einstellung der Ladungsträgerdichte bei einer definierten Temperatur möglich. Da die Fremdatome Störstellen im Halbleiterkristall erzeugen, spricht man von einer **Störstellenleitung**. Je nach Wertigkeit der Fremdatome erhält man ein Material mit Elektronenüberschuss (n-Halbleiter, Elektronenleitung) oder Elektronenmangel (p-Halbleiter, Löcherleitung). Wird das 4-wertige Silizium mit einem 5-wertigen Material wie z. B. Phosphor, Arsen, Antimon dotiert, so steht in Abb. 2.3a pro Fremdatom ein überschüssiges Elektron als Leitungselektron zur Verfügung. Die Bindungskräfte dieses überschüssigen Elektrons sind im Siliziumgitter stark herabgesetzt und es kann leicht aus dem Atomverband gelöst werden. Wird das 4-wertige Silizium mit einem 3-wertigen Material dotiert, so verschluckt die positive Fehlstelle des nicht gebundenen vierten Si-Elektrons förmlich ein Elektron und es herrscht Elektronenmangel ($p > n$, **p-Halbleiter**). Es kommt in Abb. 2.3 b zu einer Löcherleitung. Sowohl die n- als auch die p-Halbleiter sind trotzdem nach Außen elektrisch neutral. In den n-Gebieten werden die für den Stromfluss verantwortlichen beweglichen Elektronen durch zahlenmäßig gleich viele ortsfest im Siliziumgitter sitzende positive Ladungen (Donatoren) kompensiert. Die positiv geladenen beweglichen Löcher in den p-Gebieten werden durch die ortsfesten negativen Ladungen (Akzeptoren) kompensiert. Ein n- oder p-dotiertes Gebiet entspricht einem ohmschen Widerstand. Die Leitfähigkeit des Halbleiters kann durch Dotierung um bis zu vier Zehnerpotenzen eingestellt werden. Sind alle Störstellen im Halbleiter ionisiert, so spricht man von einer Störstellenerschöpfung. Bei extrem tiefen Temperaturen (<70 K) sind viele Störstellen nicht ionisiert, und es besteht eine Störstellenreserve. Die eingestellte Trägerdichte wird nicht erreicht. Bei hohen

Temperaturen übersteigt die Eigenleitungs-Trägerdichte die Dotierungsdichte, wodurch die eingestellte Trägerdichte ebenfalls unwirksam wird.

- Der praktische Einsatz von Halbleiterbauelementen kann daher nur in einem bestimmten Temperaturbereich erfolgen (typisch: $-40^{\circ}\text{C} < \vartheta < 160^{\circ}\text{C}$).
- Aufgrund der nach Tab. 2.1 höheren Beweglichkeit von Elektronen gegenüber Löchern hat der n-Typ bei gleichem Querschnitt eine bessere elektrische Leitfähigkeit als der p-Typ.

2.2 Der pn-Übergang

Berühren sich ein p-dotiertes und ein n-dotiertes Halbleitermaterial, so spricht man im Grenzgebiet von einem *pn-Übergang*. Im n-Gebiet herrscht im Vergleich zum p-Gebiet ein Elektronenüberschuss. Dieser Überschuss will sich durch Diffusion in das p-Gebiet ausgleichen. Es kommt zu einem Ladungsträgeraustausch zwischen beiden Gebieten, dem **Diffusionsstrom**. Elektronen des n-Gebietes diffundieren in die positiven Fehlstellen des p-Gebietes. Dabei erzeugen die eindiffundierten Elektronen ortsfeste negative Ladungen ($-$) im p-Gebiet. Im n-Gebiet entstehen durch die Elektronenabwanderung ortsfeste positive Ladungen ($+$). Durch Diffusion verschwinden im Laufe der Zeit alle frei beweglichen Ladungsträger aus der Grenzschicht. Die Folge ist eine sehr geringe elektrische Leitfähigkeit in der Grenzschicht (Isolator). Die beiderseits des pn-Überganges angelagerten Ladungen erzeugen in der Grenzschicht die Feldstärke E , die wiederum eine Elektronenbewegung gegen die Feldrichtung hervorruft, den **Driftstrom**. Der Driftstrom ist gegen den Diffusionsstrom gerichtet und behindert den Ladungsausgleich. Sobald der Driftstrom gleich dem Diffusionsstrom ist, findet keine Veränderung der Ladungsverteilung mehr statt, und man erhält eine stabile Ladungsverteilung in der Grenzschicht, die als **Raumladungszone (RLZ)** nach Abb. 2.4 bezeichnet wird. Die Breite der Raumladungszone hängt von der Höhe der Dotierung ab. Je geringer

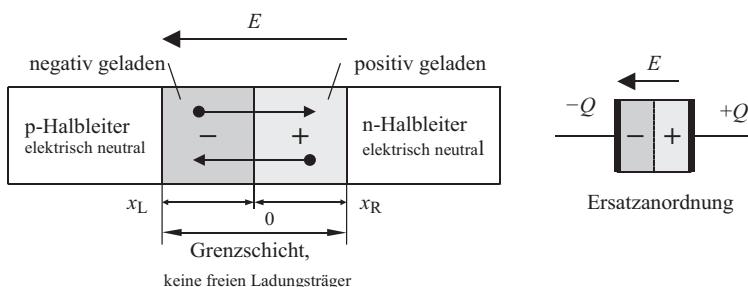


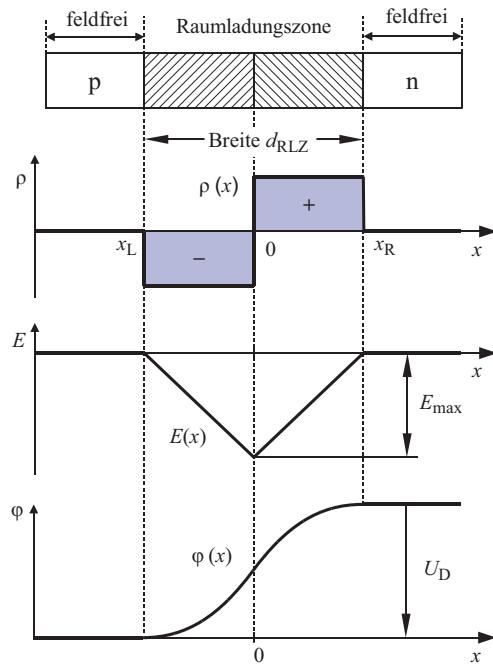
Abb. 2.4 Symmetrischer pn-Übergang

Die Grenzschicht wird als Raumladungszone (RLZ) bezeichnet

Abb. 2.5 Feldstärke- und Potenzialverlauf eines ungestörten symmetrischen pn-Überganges

- Im **extrinsischen** Temperaturbereich ist die Trägerdichte temperaturunabhängig (Normaler Betriebszustand).
- Bei hohen Temperaturen, im **intrinsischen** Temperaturbereich, steigt die Trägerdichte mit zunehmender Erwärmung an (Kein normaler Betriebszustand).

$$U_D = \varphi(x_R) - \varphi(x_L)$$



die Dotierung ist, desto weiter dehnt sich die Raumladungszone aus. Die ortsfeste Ladung links und rechts vom pn-Übergang wird durch die **Raumladungsdichte** $\rho(x)$ beschrieben. Die Integration der Raumladungsdichte über das Volumen $dV = A dx$ (A : Querschnittsfläche) liefert in Gl. 2.10 die Gesamtladung Q .

$$\text{Ladung im n-Gebiet: } +Q = \int_0^{x_R} \rho(x) A dx \quad (2.10)$$

Wird in Abb. 2.5 angenommen, dass die Raumladungsdichte $\rho(x)$ über x abschnittweise konstant ist, so vereinfacht sich die Integration in Gl. 2.10 zu:

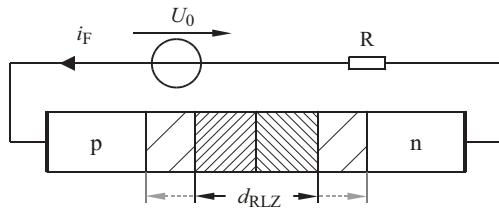
$$+Q = +\rho A x_R \quad \text{bzw.} \quad -Q = -\rho A x_L \quad (2.11)$$

x_R bzw. x_L sind bei der angenommenen symmetrischen Dotierung gleich der halben Breite der Raumladungszone (d_{RLZ}). Bezieht man Gl. 2.10 auf die Dielektrizitätskonstante ϵ des Halbleitermaterials, so erhält man mit Gl. 2.12 eine Aussage über die von der Raumladungsdichte $\rho(x)$ hervorgerufene **elektrische Feldstärke** $E(x)$ im Halbleitermaterial (eindimensionale Poisson-Gleichung).

$$\text{Feldstärke: } E(x) = \frac{1}{\epsilon} \cdot \int_{x_L}^x \rho(x) dx = \frac{\rho \cdot x}{\epsilon} \quad \text{für } \rho(x) = \rho = \text{konstant} \quad (2.12)$$

Abb. 2.6 pn-Übergang in Durchlassrichtung gepolt

- Die Breite der Raumladungszone d_{RLZ} ändert sich mit der angelegten Spannung U_0



Die Integration der Feldstärke $E(x)$ liefert mit Gl. 2.13 schließlich den Verlauf des **elektrischen Potenzials** $\varphi(x)$. Die Potenzialdifferenz $\Delta\varphi = \varphi(x_R) - \varphi(x_L)$ wird als **Diffusionsspannung** U_D bezeichnet. Die Diffusionsspannung U_D besitzt für jedes Halbleitermaterial einen typischen Wert. Für Silizium beträgt U_D bei Raumtemperatur ca. 0,7 V.

$$\text{Potenzialverlauf } \varphi(x) = - \int_{x_L}^x E(x) \, dx = - \frac{\rho \cdot x^2}{\epsilon \cdot 2} \quad (2.13)$$

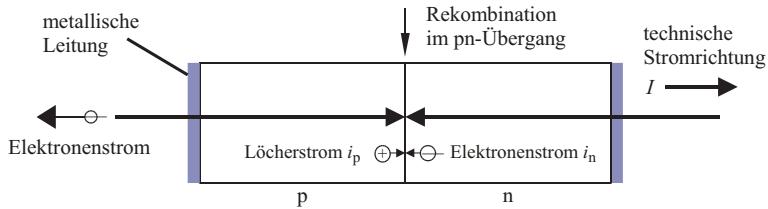
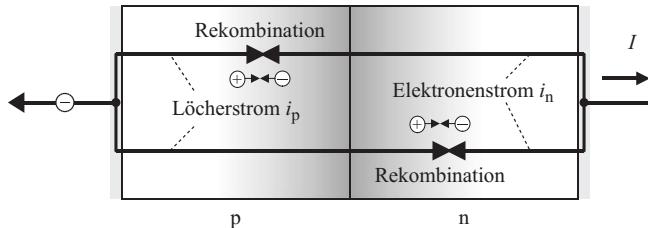
2.2.1 Der pn-Übergang mit äußerer Spannung

Legt man an die pn-Struktur nach Abb. 2.6 eine elektrische Spannung, so wird die Feldstärke E über der Raumladungszone je nach Polarität verstärkt oder geschwächt. Änderungen der Feldstärke beeinflussen aber den Driftstrom, so dass sich mit der angelegten Spannung die Breite der Raumladungszone d_{RLZ} ändert.

Wenn die äußere Spannung U_0 entgegen gerichtet ist zur Diffusionsspannung U_D , so wird der Driftstrom geschwächt. In der Folge wird die isolierende Raumladungszone schmäler. Erreicht U_0 den Wert der Diffusionsspannung U_D , so ist die Raumladungszone völlig abgebaut, d. h. die Ladungsträgerfreie Zone verschwindet und die isolierende Wirkung der Raumladungszone ist aufgehoben. Ein Stromfluss über den pn-Übergang hinweg ist nun möglich. Diese Polung wird daher mit **Durchlassrichtung** bezeichnet. Im Falle der entgegengesetzten Spannungspolarität wird die Raumladungszone durch den verstärkten Driftstrom breiter, ein Stromfluss ist in dieser Polung nicht möglich. Diese Polung wird mit **Sperrrichtung** bezeichnet.

2.2.2 Der pn-Übergang im Durchlassbetrieb

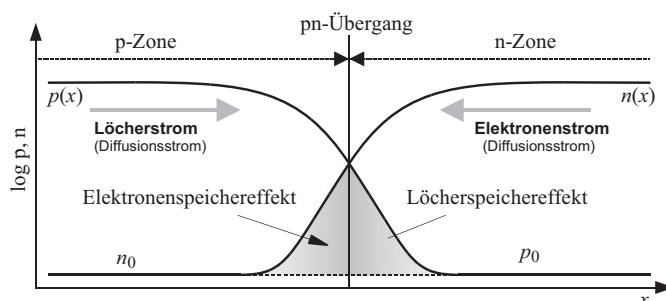
Ist die äußere Spannung in Durchlassrichtung gepolt und größer als die Diffusionsspannung U_D , so fließt scheinbar ein Elektronenstrom durch den pn-Übergang. Damit der pn-Übergang an den Stromkreis angeschlossen werden kann, sind in Abb. 2.7 metallische Kontakte jeweils an der n- bzw. p-Zone vorgesehen. In der n-Zone bildet sich ein Elektronenstrom i_n , in der p-Zone ein Löcherstrom i_p aus. Die Ladungsträger, also Löcher und Elektronen, bewegen sich als **Diffusionsströme** aufeinander zu.

**Abb. 2.7** Stromfluss im idealen pn-Übergang**Abb. 2.8** Stromfluss beim realen pn-Übergang

Beim Zusammentreffen Loch-Elektron findet eine Rekombination statt, beide Ladungsträger sind damit in ihrer Wirkung neutralisiert.

Bei einem idealen pn-Übergang würde diese Rekombination unmittelbar am pn-Übergang erfolgen. In realen Halbleitern verläuft dieser Rekombinationsvorgang auch beiderseits des pn-Überganges. Deshalb sind in Abb. 2.8 die Rekombinationsvorgänge nicht unmittelbar am pn-Übergang abgebildet. Man bezeichnet die in die anders dotierte Zone „übergegangenen“ Ladungsträger jeweils als Minoritätsladungsträger. So sind Elektronen in der n-Zone zwar Majoritätsladungsträger, in der p-Zone aber Minoritätsladungsträger.

Die Rekombinationsvorgänge links und rechts vom pn-Übergang erzeugen im zeitlichen Mittel eine Ladungsträgerverteilung, wie sie in Abb. 2.9 über der x -Achse dargestellt ist. Die Ausdehnung der Raumladungszone sei vernachlässigbar klein, die p- und n-Zone ist feldfrei.

**Abb. 2.9** Ladungsträgerkonzentration in der Umgebung des pn-Übergangs

Majoritätsladungsträger diffundieren jeweils als Minoritätsladungsträger in die gegenüberliegende, entgegengesetzt dotierte Zone ein und ermöglichen durch Rekombination im Bereich des pn-Überganges die Stromübergabe von Löcherstrom (p-Zone) zu Elektronenstrom (n-Zone). Je nachdem wie vollständig diese Rekombination erfolgt, verbleiben jenseits des pn-Überganges unterschiedliche Ladungsmengen (Speicherladung, Diffusionsladung). Diese übergabefähige Ladung Q ist von der Höhe des Durchlassstromes I_d und der Lebensdauer der Minoritätsladungsträger τ_L abhängig und berechnet sich nach Gl. 2.14.

$$Q = I_d \cdot \tau_L \quad \tau_L = 1 \mu\text{s} \dots 10 \mu\text{s} \quad (2.14)$$

Solange diese Ladungsträger existieren, besteht unabhängig von der Polung der äußeren Spannung eine elektrische Leitfähigkeit.

- Bei bipolaren Leistungshalbleitern beeinflusst die gespeicherte Ladung Q das dynamische Verhalten beim Übergang vom Sperr- in den Leitzustand bzw. vom Leit- in den Sperrzustand (Trägerspeichereffekt).

2.2.3 pn-Übergang in Sperrrichtung beansprucht

Durch Anlegen einer Spannung in Sperrrichtung werden die Majoritätsladungen jeweils zu den Rändern abgezogen (Abb. 2.10), wodurch sich die Raumladungszone RLZ verbreitert und die Feldstärke E_{\max} in der Raumladungszone ansteigt. Die Minoritätsladungen (Trägerdichten n_0 bzw. p_0) werden von der Feldstärke E über die Raumladungszone hinweg abgesaugt. Hierdurch entsteht der Sperrstrom i_{R-M} , der bereits bei kleinen Spannungen (0,1 V) unabhängig von der Höhe der Spannung U_R ist und daher als Sperrsättigungsstrom I_S bezeichnet wird. Die in der RLZ befindlichen thermisch generierten freien Ladungsträger werden von der Spannung U_{RLZ} ebenfalls abgesaugt. Da diese Trägeranzahl auch proportional zur Breite d_{RLZ} ist, stellt sich zusätzlich zu i_{R-M} ein temperatur- und (über d_{RLZ}) spannungsabhängiger Sperrstrom i_{R-th} ein. Dieser verdoppelt sich etwa alle 6 K. Es gilt: $i_R \approx I_S + i_{R-th}$. Die maximal zulässige Feldstärke des Halbleitermaterials E_{\max} begrenzt die Spannungsfestigkeit. Der Grenzwert E_{\max} beträgt nach Tab. 2.1 für Silizium ca. 25 kV/mm, für Siliziumcarbid ca. 240 kV/mm.

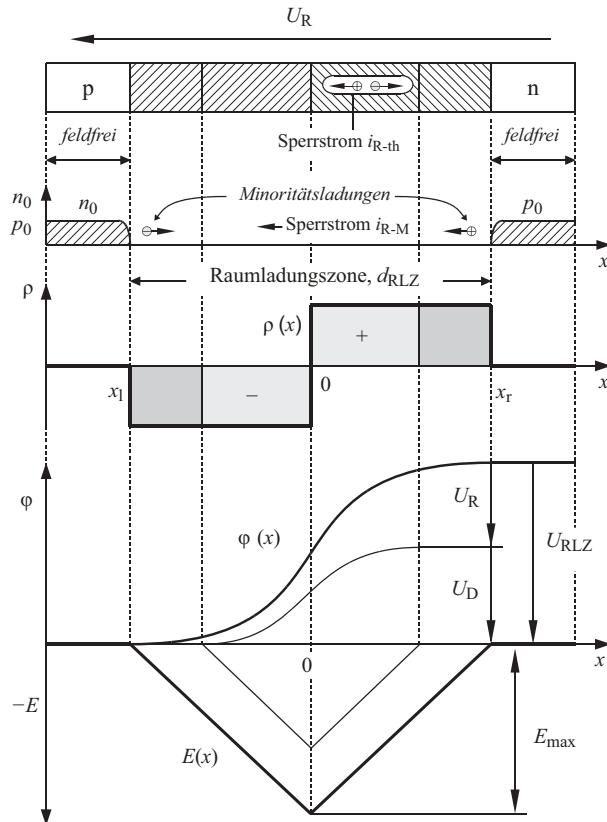
2.2.4 Die Durchbruchmechanismen des pn-Überganges

Durch Eigenleitungsprozesse befinden sich in der Raumladungszone nach Gl. 2.8 immer freie Ladungsträger. Die Elektronen bewegen sich unter dem Einfluss der elektrischen Feldstärke E und der thermischen Energie in der Raumladungszone und stoßen ab und zu mit einem Siliziumatom zusammen, wobei Bewegungsenergie vom Elektron auf das im zeitlichen

Abb. 2.10 Symmetrischer pn-Übergang in Sperrrichtung belastet

Die angelegte Spannung U_R und die Diffusions-spannung U_D bilden die Spannung über die Raumladungszone U_{RLZ} : $U_{RLZ} = U_D + U_R$. Für die Breite der Raumladungszone (d_{RLZ}) gilt: $d_{RLZ} \sim \sqrt{U_{RLZ}}$

- a) In der RLZ entsteht durch thermische Prozesse der temperaturabhängige Sperrstrom i_{R-th} .
- b) Die Minoritätsladungen werden durch U_{RLZ} über die RLZ abgesaugt, wodurch der Sperrstrom i_{R-M} fließt. Für $U_R > 100$ mV bleibt i_{R-M} konstant und wird als Sperrsättigungsstrom I_S bezeichnet. Si: $i_{R-th} > i_{R-M}$



Mittel ortsfeste Siliziumatom übertragen wird. Wenn die Feldstärke E groß genug ist, kommt es vor, dass ein Elektron zwischen zwei Zusammenstößen eine so große kinetische Energie aufgenommen hat, dass beim nächsten Zusammenstoß mit einem Siliziumatom ein Valenzelektron aus einer Bindung herausgeschlagen werden kann. (Stoßionisierung, Abb. 2.11). Es entsteht ein zusätzliches Elektronen-Loch-Paar, das durch weitere Zusammenstöße zusätzliche Ladungsträger generiert. Der Sperrstrom steigt somit ab einer bestimmten „kritischen Feldstärke“ durch eine Art Kettenreaktion lawinenartig an, weshalb man vom **Lawinen-Durchbruch** bzw. *Avalanche*-Durchbruch spricht.

- Mit steigender Temperatur nimmt die freie Weglänge (Beschleunigungsstrecke) ab, so dass es zu einem Anstieg der Durchbruchsspannung mit der Temperatur kommt (PTC).

Bei stark dotierten pn-Übergängen kommt es bei steigender Sperrspannung dazu, dass die Raumladungszone zu schmal ist, als dass in ihr aufeinander folgende Stoßprozesse stattfinden könnten. Die freien Elektronen verlassen die Raumladungszone, bevor sie mit Siliziumatomen zusammengestoßen sind. Zwar stoßen sie außerhalb der

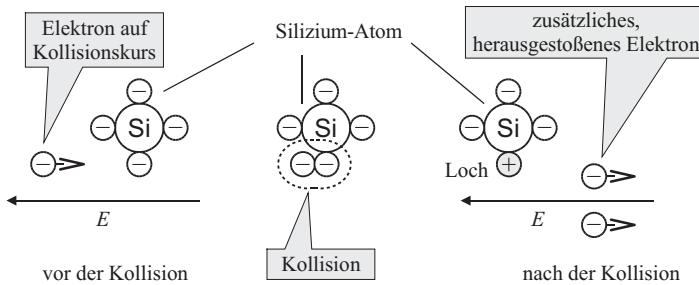


Abb. 2.11 Stoßionisation

Raumladungszone noch mit einem Siliziumatom zusammen und können ein Elektronen-Loch-Paar erzeugen, doch dieses Ladungsträgerpaar trägt nicht zum Sperrstrom bei, da außerhalb der Raumladungszone kein elektrisches Feld wirksam ist. Wird die Feldstärke in Abb. 2.12 jedoch so groß, dass durch die Feldstärke selbst in der Raumladungszone Elektronen aus ihrer Bindung herausgerissen werden, so entstehen zusätzliche Elektronen-Loch-Paare, die ebenfalls zu einem plötzlichen Anstieg des Sperrstromes führen. Dieser Fall wird als **Zener-Durchbruch** bezeichnet.

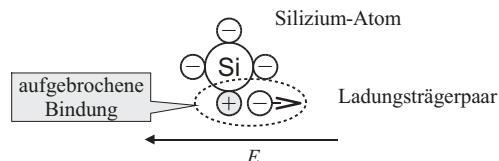
- Mit steigender Temperatur wird das Aufbrechen der Bindungen beschleunigt, wodurch es zu einem Abfall der Durchlassspannung kommt (NTC-Verhalten).

2.2.5 Die optimale Gestaltung des pn-Übergangs

Die Fläche, die $E(x)$ mit der x -Achse einschließt, ist proportional zur Spannung über der Raumladungszone (U_{RLZ}). Daraus folgt, dass der pn-Übergang mit einer starken Dotierung nach Abb. 2.13b eine geringere Breite d_{RLZ} aufweist als bei einer schwachen Dotierung nach Abb. 2.13a und deshalb bei gleicher Spannung eine (hier um ΔE) höhere Feldstärke hat.

- Zur Erzielung einer hohen Spannungsfestigkeit muss eine schwache Dotierung gewählt werden, um die auftretende Feldstärke E_{\max} zu begrenzen.
- Eine schwache Dotierung hat wegen der geringen Anzahl an Ladungsträgern aber einen hohen Durchlasswiderstand zur Folge.

Abb. 2.12 Zener-Effekt



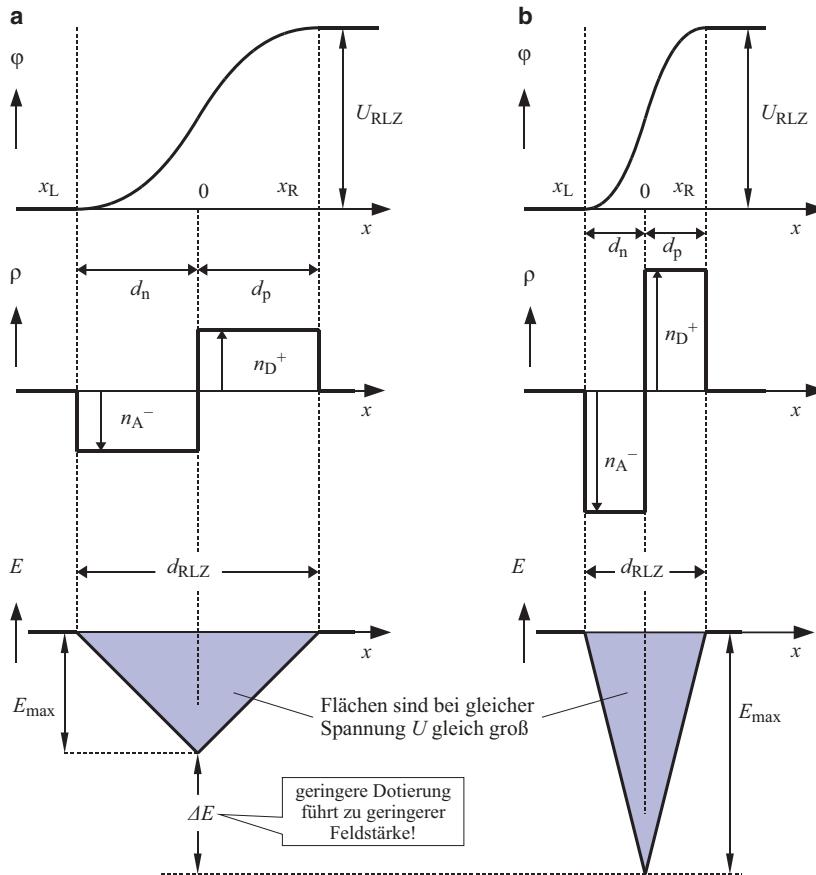


Abb. 2.13 Feldstärkeverlauf bei gleicher Spannung und unterschiedlicher Dotierung

Ein pn-Übergang kann somit nur entweder für ein gutes Durchlassverhalten oder für eine hohe Spannungsfestigkeit bemessen werden.

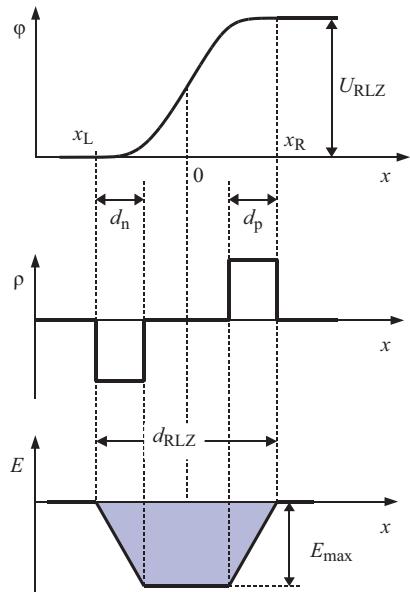
- Für Leistungsanwendungen werden Bauelemente benötigt, die sehr gute Durchlass-eigenschaften mit gleichzeitig sehr hoher Spannungsfestigkeit verbinden.

Im Weiteren wird gezeigt, wie eine hohe Spannungsfestigkeit zusammen mit einem geringen Durchlasswiderstand realisiert werden kann. Eine Möglichkeit zur Erzielung dieser Forderungen besteht in der unsymmetrischen Dotierung des pn-Überganges.

Das optimale Durchlassverhalten zeigt die Dotierung mit einer eigenleitenden Mittelschicht, die so genannte **pin-Struktur** nach Abb. 2.14. Weitere Einzelheiten siehe [1, 2].

Im Durchlassbetrieb wird die Mittelschicht von beiden Seiten mit Ladungsträgern überschwemmt. Die Ladungsträgerzahl – und damit die Leitfähigkeit – wächst mit dem

Abb. 2.14 Feldstärkeverlauf bei eigenleitender Mittelschicht
 pin (i: intrinsic, eigenleitend)
 Ist die mittlere Schicht schwach n-dotiert (n^-), so lautet die Bezeichnung: psn (s: soft, schwach dotiert)



Durchlassstrom an. Daraus resultiert ein sehr niedriger Durchlasswiderstand der Mittelschicht.

- Die pin oder psn Struktur wird für Leistungsbauelemente gewählt, weil sie
 - eine hohe Sperrspannungsfestigkeit bietet und
 - einen geringen Durchlasswiderstand aufweist.
- Der Auf- und Abbau der Leitfähigkeit in der Mittelschicht benötigt Zeit. Dies zeigt sich in einem ungünstigen dynamischen Verhalten.

Literatur

1. Müller: *Grundlagen der Halbleiter-Elektronik*. Berlin Heidelberg: Springer, 1979
2. Schröder: *Leistungselektronische Bauelemente*. Berlin Heidelberg, New York: Springer, 2006



Dioden

3

3.1 pn-Diode

Die praktische Ausführung eines pn-Überganges wird als **Diode** bezeichnet. Eine Diode ist ein *nichtlineares Bauelement*. Wird an eine Diode eine Wechselspannung angelegt, so fließt ein Strom im Wesentlichen nur in Durchlassrichtung. Auf Grund der Dotierung ist der Strom in Sperrrichtung i_R (*Reverse current*) bis zu 10^7 mal kleiner als der Durchlassstrom i_F (*Forward current*). Er verschwindet wegen der Minoritätsladungen in den feldfreien Bahngebieten der Diode nicht völlig, erreicht aber bei Sperrspannungen ab ca. 100 mV den Wert des Sperrsättigungsstromes I_S (*peak reverse current*) und bleibt konstant. In der RLZ entstehen wegen der Eigenleitung ständig neue Ladungsträger. Unter dem Einfluss der Feldstärke fließt daher zusätzlich ein temperaturabhängiger Sperrstrom. Dieser **verdoppelt sich bei Si etwa alle 6 K**. Die Anzahl dieser Ladungsträger ist auch von der Breite der RLZ – und damit von der Höhe der Sperrspannung Sperrspannung – abhängig. Das elektrische Verhalten einer idealen Diode wird zusammen mit dem Verhalten einer realen Diode in Abb. 3.1 für eine konstante Sperrschichttemperatur dargestellt. Für eine mathematische Beschreibung einer Diode mit einem idealen pn-Übergang gilt die *Shockleysche Diodengleichung* Gl. 3.1.

$$I = I_S \cdot (e^{\frac{U}{NUT}} - 1) \quad (3.1)$$

I_S : Sperrsättigungsstrom $\approx 10^{-10}$ A

U_T ≈ 26 mV (300 K)

N : Diodenfaktor, $N = 1 \dots 3$

3.1.1 Modellbildung einer realen pn-Diode

Die Kennlinie der Diode nach Abb. 3.1 unterscheidet sich von der idealen Kennlinie nach Gl. 3.1. Einflussgröße in Durchlassrichtung ist im Wesentlichen der ohmsche Bahnwiderstand R_S . Zur Nachbildung der Durchlasskennlinie dient daher eine Ersatzschaltung nach Abb. 3.2.

Mit Gl. 3.1 erhält man für den Zusammenhang zwischen u_F und i_F in Abb. 3.2:

$$u_F = N \cdot U_T \cdot \ln \frac{i_F + I_S}{I_S} + R_S i_F \quad (3.2)$$

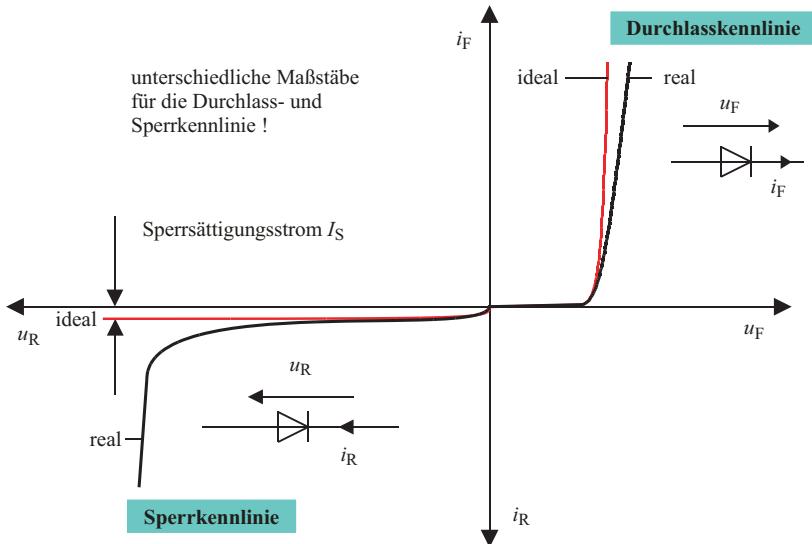


Abb. 3.1 Kennlinie einer Diode mit idealem und realem pn-Übergang

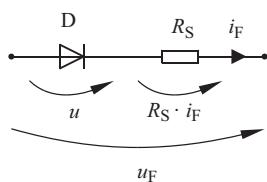


Abb. 3.2 Einfluss des Bahnwiderstandes R_S (Idealisierung)

Die Durchlassspannung u_F setzt hierbei zusammen aus dem Anteil des idealen pn-Überganges (Diode D (u)) und dem ohmschen Spannungsabfall am Bahnwiderstand R_S ($R_S i_F$)

Durch Ableitung der Gl. 3.2 nach dI erhält man den differenziellen Widerstand r_F . Dabei geht man zur Vereinfachung von einem im Vergleich zu I_S großen Durchlassstrom i_F aus [1].

$$r_F = \frac{du_F}{di_F} = \frac{N \cdot U_T}{i_F} + R_S \quad \text{für : } i_F \gg I_S \quad (3.3)$$

Gl. 3.3 zeigt, dass mit zunehmendem Durchlassstrom sich der Wert von r_F einem konstanten Wert, dem ohmschen Bahnwiderstand R_S annähert. Zur näherungsweisen Verlustleistungsberechnung einer pn-Diode bei zeitveränderlichen Strömen wird daher eine **Knick-Kennlinie** nach Abb. 3.3 verwendet. Diese Kennlinie enthält nur zwei Parameter:

- die **Schwellenspannung U_{T0}** (*Threshold voltage*) und
- den **differenziellen Widerstand r_F** (*slope resistance*)

U_{T0} und r_F sind in Dioden-Datenblättern angegeben oder werden einer gemessenen Kennlinie entnommen. Die Ventilwirkung wird in der Ersatzschaltung durch die ideale Diode D (Kennlinie nach Abb. 3.4a dargestellt. Zur Bestimmung von r_F wird je nach Hersteller eine Tangente bei Nennstrom $i_F = I_{FAV}$ an die gemessene Kennlinie oder durch 2 vorgegebene Stromwerte (z. B. I_{FAV} und $3 I_{FAV}$) eine Gerade (Sekante) gelegt. Die Steigung dieser Geraden entspricht dem differenziellen Widerstand r_F . U_{T0} folgt aus dem Schnitt der Geraden mit der u_F -Achse (genauere Untersuchungen erfolgen mit einer Reihenentwicklung nach Gl. 3.7).

Abb. 3.3 Modellbildung einer pn-Diode
(D: ideales Ventil, konstante Halbleiter-Temperatur angenommen)

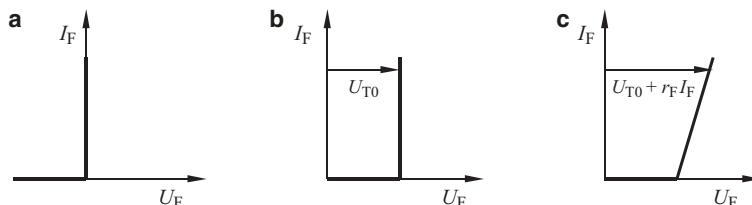
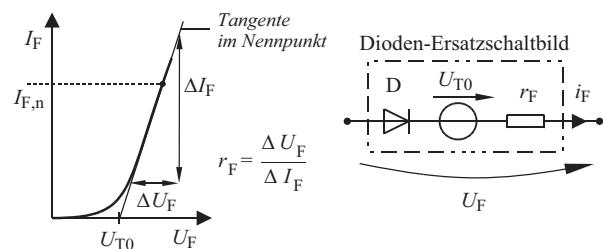


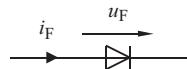
Abb. 3.4 (Knick-)Diodenkennlinien: **a** ideale Diode, **b** Diode mit Schwellenspannung U_{T0} , **c** wie **b** aber mit r_F

Abb. 3.4a–c zeigt den Einfluss der verschiedenen Modellgrößen auf die Kennlinie. Für Schaltungsuntersuchungen genügt die Kennlinie nach Abb. 3.4a als ideale Diode, zur Verlustleistungsberechnung bei zeitveränderlichem Strom dient die Ersatzkennlinie nach Abb. 3.4c.

3.1.2 Die Verlustleistungsberechnung

Die Verlustleistung P_V berechnet sich bei zeitveränderlichen Größen aus dem zeitlichen Mittelwert der Momentanleistung $p(t)$. Bei einer Diode in Durchlassbetrieb beträgt die Momentanleistung $p(t)$:

$$p(t) = u_F \cdot i_F$$



Mit Hilfe der Ersatzschaltung nach Abb. 3.3 und den Parametern U_{T0} und r_F lässt sich für die Durchlassspannung u_F die Gl. 3.4 angeben:

$$u_F = U_{T0} + r_F \cdot i_F \quad (3.4)$$

Für die Verlustleistung P_V ergibt sich damit:

$$P_V = \frac{1}{T} \int_0^T u_F \cdot i_F \cdot dt = U_{T0} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i_F \cdot dt + r_F \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i_F^2 \cdot dt$$

Mit den Abkürzungen I_{FAV} für den arithmetischen Mittelwert und I_{FRMS} für den Effektivwert lässt sich damit für die Verlustleistung P_V angeben:

$$P_V = U_{T0} \cdot I_{FAV} + r_F \cdot I_{FRMS}^2 \quad (3.5)$$

In Datenblättern werden die Verlustleistungen für häufig vorkommende sinus- und rechteckförmigen Kurvenformen die Mittelwerte bzw. Effektivwerte der Ströme in Diagrammen angegeben. **Bei reinem Gleichstrombetrieb sind Mittel- und Effektivwert gleich.** Eine Verlustleistungsberechnung nach Gl. 3.5 erfolgt dann mit den Werten direkt aus der Kennlinie nach Abb. 3.5. Eine Diodenkennlinie mit den entsprechenden Grenzwerten für unterschiedliche Temperaturen zeigt beispielhaft Abb. 3.6.

$$P_V = I_d \cdot U_F(I_d) \quad (3.6)$$

Bei zeitveränderlichen Strömen wird zur näherungsweisen Berechnung von P_V die reale Durchlasskennlinie (Abb. 3.6) durch eine Knickkennlinie nach Abb. 3.3 mit den Kennwerten U_{T0} und r_F ersetzt.

Abb. 3.5 Gleichstrombetrieb einer Diode

Die Strom- und Spannungs-werte können im Gleichstrom-betrieb mit der Kennlinie direkt ermittelt werden

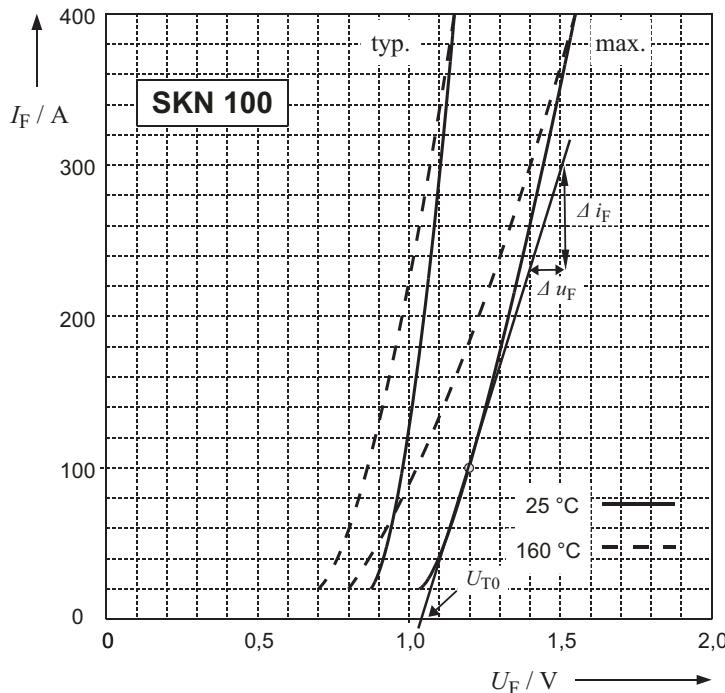
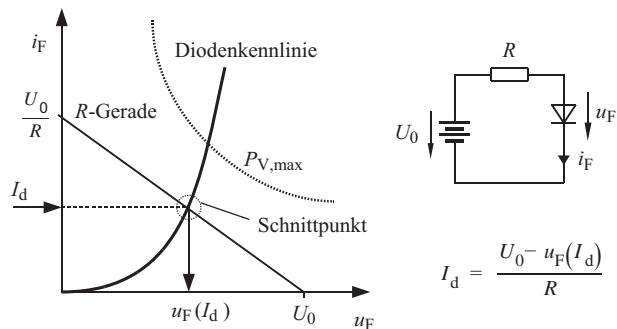


Abb. 3.6 Beispielkennlinie einer Diode

Die Kennlinien streuen um einen Mittelpunkt. Zur Orientierung sind daher die typische und die max. mögliche Durchlassspannung angegeben. Die starke Temperaturabhängigkeit der Kennlinien ist durch Kennlinien für die maximale Sperrsichtstemperatur dargestellt. Die Ersatzgerade erhält man durch Anlegen einer Tangente in den Arbeitspunkt.

U_{T0} : Schnittpunkt mit der u_F -Achse

$$r_F = \frac{\Delta u_F}{\Delta I_F}$$

3.2 pin-Diode

Zur Vergrößerung der Spannungsfestigkeit einer Diode kann eine schwache Dotierung der p- und n-Schichten gewählt werden (siehe Abschn. 2.2.5), mit dem Nachteil eines hohen Bahnwiderstandes und damit hoher Durchlassverluste. Für Spannungen > 1 kV erhält man ein besseres Durchlassverhalten, wenn zwischen einer hochdotierten p- und n-Schicht eine eigenleitende Zwischenschicht (i-Schicht von *intrinsic*) der Breite w_i ($w_i \approx 2$ Diffusionsweglängen, entspricht ca. 100–300 µm) eingefügt wird (pin-Diode). Oft ist die Mittelschicht fertigungsbedingt schwach n-dotiert (n^-), was durch die Bezeichnung psn-Diode (s-Schicht, schwach dotiert) ausgedrückt wird. Abb. 3.7 zeigt den Aufbau einer pin-Leistungsdiode [2]. Darin sind auch die Spannungsabfälle für den Durchlassbetrieb angegeben. Bei einer pin-Diode ist ein Kompromiss zwischen Durchlass- und Sperr- und Schaltverhalten erforderlich.

3.2.1 Das Sperrverhalten

Die Mittelschicht vergrößert gegenüber der pn-Diode die Sperrspannungsfestigkeit um mindestens den Faktor 5. Die Sperrspannung wird in den drei Zonen der pin-Struktur, hauptsächlich im i-Gebiet aufgebracht, wodurch die Feldstärke E sich über einen erweiterten Bereich erstreckt. Im dargestellten Fall nach Abb. 3.8 verläuft die Feldstärke über die gesamte Mittelschicht bis in die rechte n-Schicht. In der n-Schicht wird die Feldstärke zu Null abgebaut, weshalb diese Schicht hierbei als *Stoppschicht* bezeichnet wird.

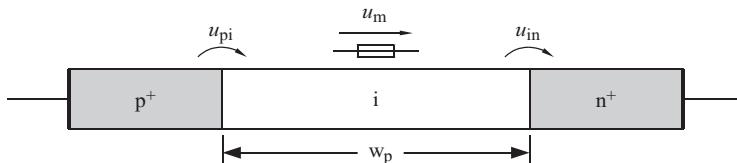
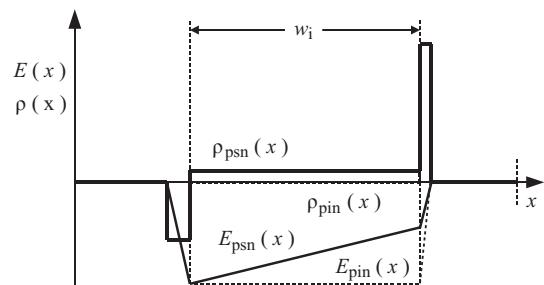


Abb. 3.7 Aufbau einer pin-Leistungsdiode

Abb. 3.8 Raumladungsdichte und Feldstärke einer psn- und pin-Diode

- Bei einer pin-Diode verläuft die Raumladungsdichte $\rho(x)$ im Mittelgebiet bei Null, und $E(x)$ ist im Mittelgebiet konstant



3.2.2 Das Durchlassverhalten

Das Mittelgebiet wird proportional zum Durchlassstrom mit p- und n-Ladungsträgern überschwemmt (Diffusionsstrom). Die Rekombination im Mittelgebiet führt zu guten Durchlasseigenschaften. Abb. 3.9 zeigt zusätzlich zu den Diffusionsströmen in den p- und n-Zonen den Rekombinationsstrom i_r über das eigenleitende Gebiet. Der Spannungsabfall der Diode im Durchlassbetrieb, U_F , setzt sich nach Abb. 3.7 aus drei Anteilen zusammen. Der Spannungsabfall über dem Mittelgebiet, U_m , ist abhängig von der Stromdichte (j_F) und kann bei sehr kleinen Stromdichten praktisch vernachlässigt werden. Dann liegt näherungsweise das Durchlassverhalten einer normalen pn-Diode vor. Bei Stromdichten zwischen 1 bis 100 A/cm² steigt die Leitfähigkeit des Mittelgebietes proportional zum Durchlassstrom (im Mittelgebiet fast nur Diffusionsstrom!) durch Überschwemmung mit p- und n-Ladungsträgern an, so dass U_m praktisch konstant bleibt (ca. 50 mV).

Bei noch höheren Stromdichten machen sich Rekombinationsvorgänge an den Rändern des Mittelgebietes, ein Anstieg des Driftstromes und eine Abnahme des Diffusionsstromes im Mittelgebiet bemerkbar, so dass U_m sich zunehmend proportional zu $\sqrt{i_F}$ verhält. Zwar kann auch für diese Durchlasskennlinie eine Knickkennlinie nach Abb. 3.3 angegeben werden, die Gültigkeit ist aber nur für einen Arbeitspunkt hinreichend genau. Für eine allgemein gültige Kennlinie geben viele Hersteller aufbauend auf Gl. 3.2 eine Gleichung vom Typ Gl. 3.7 mit den bauteilspezifischen Kennwerten **A, B, C** und **D** an.

$$U_F = \mathbf{A} + \mathbf{B} \cdot i_F + \mathbf{C} \cdot \ln \left(\frac{i_F}{\mathbf{A}} \right) + \mathbf{D} \cdot \sqrt{i_F} \quad (3.7)$$

Die Kennwerte werden in Datenblättern zur genauen Nachbildung der Durchlasskennlinie zur Verfügung gestellt. Abb. 3.10 zeigt beispielhaft drei unterschiedliche Dioden-Durchlasskennlinien, berechnet mit Gl. 3.7 und den Kennwerten nach Tab. 3.1 (Quelle: Dynex).

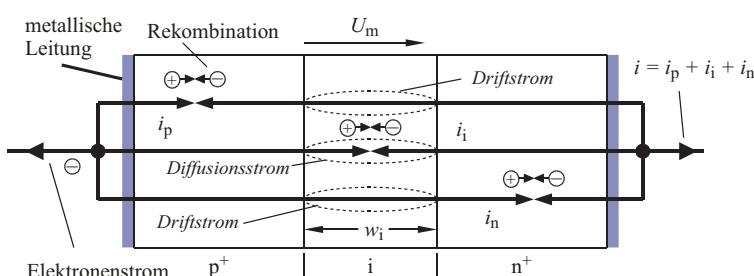


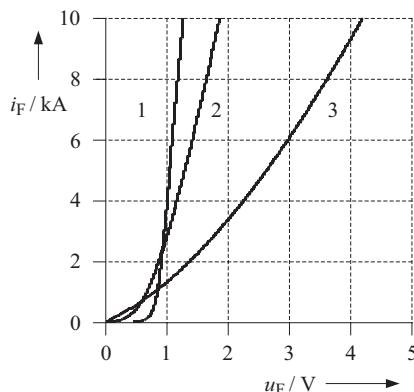
Abb. 3.9 Stromfluss bei einer realen pin-Diode, Einfluss des Mittelgebietes

Tab. 3.1 Bauteilspezifische Koeffizienten

		Diodendaten ^a		Kennwerte für Gl. 3.7 ^b			
Kurve	Typ	U_{RRM}	I_{FAVM}	A	B	C	D
1	DS2101	1500 V	7810 A	0,08171	0,10035	$5,71812 \cdot 10^{-5}$	- 0,0052908
2	DS2907	5200 V	4914 A	- 0,04360	0,10422	$7,60000 \cdot 10^{-5}$	0,0024300
3	DS2012	6000 V	1320 A	0,81965	- 0,13673	$5,73000 \cdot 10^{-5}$	0,0424350

^a Gehäusetemperatur 75 °C, U_{RRM} und I_{FAVM} ist in Abschn. 3.2.6 definiert.

^b Der Gültigkeitsbereich (Strombereich, Gehäusetemperatur) ist zu beachten.

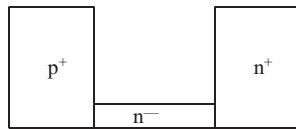
**Abb. 3.10** Durchlasskennlinien verschiedener Leistungsdioden nach Gl. 3.7 mit den Kennwerten nach Tab. 3.1

Der Durchlassstrom ist mit maximal 10 kA gerechnet worden.

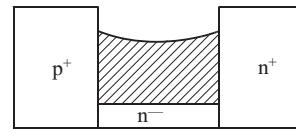
- Mit den Kennwerten A, B, C, D kann die Verlustleistung einer Diode über einen weiten Arbeitsbereich genauer ermittelt werden als mit der Knickkennlinie. Die Knickkennlinie ist nur für einen Arbeitspunkt exakt

3.2.3 Das Schaltverhalten

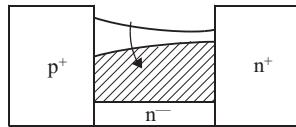
Die Mittelschicht ist im Durchlassbetrieb mit Diffusionsladungen überschwemmt. Diese Diffusionsladungen müssen beim Einschalten in das Mittelgebiet eingebracht werden, beim Ausschalten müssen die Ladungen aus der Mittelschicht wieder ausgeräumt bzw. durch Rekombination abgebaut werden. Beim Schaltvorgang ändert sich also die Anzahl an Ladungsträgern im Mittelgebiet, weshalb hier von transienten Trägerdichten gesprochen wird. In Abb. 3.11 sind unterschiedliche Leitzustände einer psn-Diode dargestellt.



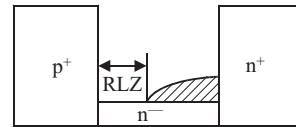
Dotierungsprofil der psn-Struktur



Durchlassbetrieb ($i_F > 0$), das schwach dotierte Mittelgebiet ist mit Ladungsträgern überschwemmt



Beginn des Ausschaltvorganges ($i_F < 0$)
Die Ladungsträger werden aus dem Mittelgebiet abgezogen. Dabei sind die leichtbeweglichen Elektronen zuerst vom linken Rand weg



Tail-Phase ($i_F \rightarrow 0$)
Ende des Ausschaltvorganges, die restlichen Löcher müssen bei Strom Null durch Rekombination im schwach dotierten Mittelgebiet abgebaut werden.
Die RLZ nimmt Spannung auf.

Abb. 3.11 Zum Schaltverhalten der psn-Diode

3.2.3.1 Einschalten

Die härteste Belastung einer pin-Diode liegt beim Einschalten eines eingeprägten Stromes mit einer Steilheit größer $100 \text{ A}/\mu\text{s}$ vor, so wie es bei Freilaufdioden häufig der Fall ist. Beim Einschalten ist das Mittelgebiet nur eigenleitend und muss von den Rändern her mit Ladungsträgern angefüllt werden. Während dieser Zeit verhält sich die Diode wie ein transienter Widerstand und es entsteht eine transiente Überspannung. Die pin-Diode zeigt beim Einschalten ein induktives Verhalten. Zur Beschreibung des Einschaltverhaltens dient eine Ersatzschaltung nach Abb. 3.12. Nach dem Öffnen des Schalters S zum Zeitpunkt t_0 fließt der eingeprägte Strom I_0 über die Diode D. Bei einer hohen Stromsteilheit kommt es zu Überspannungen (\hat{u}_D in Abb. 3.13). Dieser Effekt wird als „Forward-Recovery-Effekt“ bezeichnet. Er verschwindet bei abnehmender Stromsteilheit, weil sich das Mittelgebiet durch den Ventilstrom rechtzeitig mit Ladungsträgern anreichern kann [3].

Abb. 3.12 Einschalten mit eingeprägtem Strom

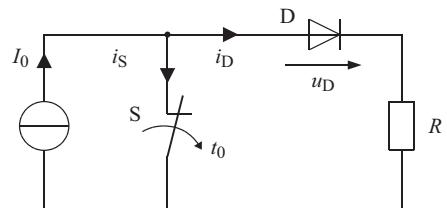
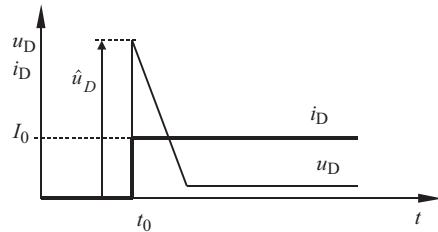


Abb. 3.13 Prinzipieller Spannungs- und Stromverlauf einer pin- bzw. psn-Diode beim Einschalten mit eingeprägtem Strom

- Der Scheitelwert \hat{u}_D kann 200 ... 300 V betragen



3.2.3.2 Ausschalten

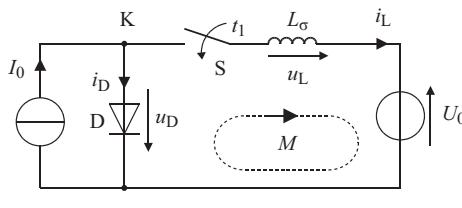
Zur Beschreibung des Ausschaltverhaltens einer Leistungsdiode dient eine Ersatzschaltung nach Abb. 3.14. Für $t < t_1$ sei $i_D = I_0$. Zum Ausschalten der Diode wird bei $t = t_1$ der Schalter S geschlossen. U_0 baut in der Induktivität L_σ den Strom i_L auf. Die Steilheit von i_L ist durch U_0 und L_σ bestimmt.

Für den resultierenden Diodenstrom i_D folgt aus der Knotenpunktgleichung:

$$t < t_1: i_D = I_0 \quad t \geq t_1: i_D = I_0 - \frac{U_0}{L_\sigma} \cdot (t - t_1) \quad (3.8)$$

Abb. 3.15 zeigt den Stromverlauf und die Spannung an der Diode. Nach dem Erreichen des Stromnulldurchganges von i_D zum Zeitpunkt $t = t_2$ muss zunächst das Mittelgebiet der Diode von Ladungsträgern ausgeräumt werden. Das Ventil leitet deshalb auch noch nach dem Stromnulldurchgang weiter. Für Zeiten größer t_3 kann sich die Raumladungszone RLZ aufbauen, d. h. die Diode beginnt bei t_3 eine Sperrspannung aufzunehmen. Bei t_4 liegt die volle Spannung U_0 an der Diode, der Rückstrom hat seinen Maximalwert I_{RM} (*peak reverse recovery current*) erreicht. Für $t > t_4$ verschwinden die restlichen Ladungsträger im i-Gebiet durch Rekombination, so dass der Rückwärtsstrom einen steilen Stromanstieg zu Null hin aufweist. Man bezeichnet diesen Abklingvorgang in Abb. 3.15 mit „Soft-Recovery“. Sollten in diesem Zeitabschnitt jedoch keine Ladungsträger mehr im i-Gebiet vorhanden sein, so reißt der Diodenstrom plötzlich ab, ein Vorgang, der mit „Hard-Recovery“ bzw. „Snap-Off“ bezeichnet wird.

Da sich das Vorzeichen der Stromsteilheit di/dt beim Erreichen des maximalen Rückstromes I_{RM} umkehrt, addiert sich nach Abb. 3.14 die Spannung u_L zu U_0 und die Diode wird mit einer gefährlich hohen Sperrspannung belastet. In der Praxis führt



$$\text{K: } \sum_i I = 0 = i_D - I_0 + i_L \\ i_D = I_0 - i_L$$

$$\text{mit: } i_L = \frac{U_0}{L_\sigma} t$$

$$\text{und } I_0 = \text{konstant}$$

Abb. 3.14 Erzwungener Ausschaltvorgang einer Diode

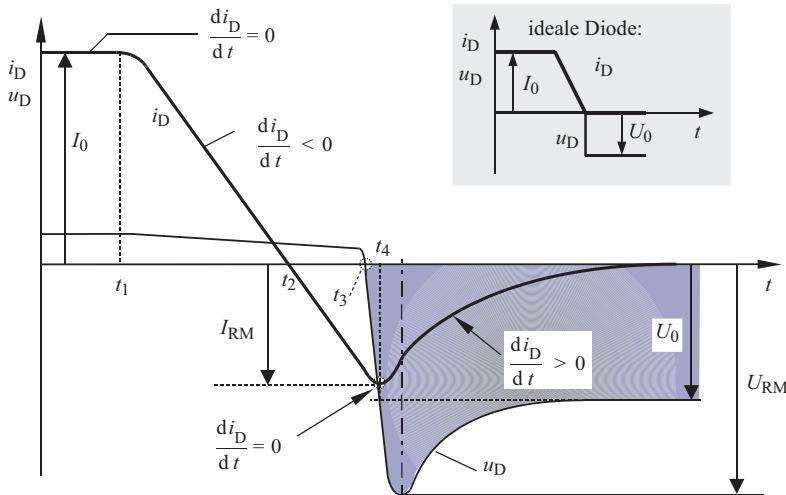


Abb. 3.15 Ventilspannung und -strom beim Ausschaltvorgang einer Diode

in diesem Zeitpunkt das Zusammenwirken der Dioden-Sperrsichtkapazität mit den Leitungsinduktivitäten zu Eigenschwingungen. Abb. 3.16 zeigt den typischen Verlauf von Diodenstrom und -spannung bei einem Abschaltvorgang. Abhilfe gegen hohe Überspannungen bietet eine zusätzliche Beschaltung mit einem RC-Glied. Diese Beschaltung nach Abb. 3.17 wird als Träger-Stau-Effekt (**TSE**)-Beschaltung bezeichnet. Sobald die Diode ihre Sperrfähigkeit erlangt, wechselt der Rückstrom I_{RM} , der durch L_σ eingeprägt ist, auf die RC-Beschaltung und lädt den Kondensator C . Dieser Vorgang ist beendet, sobald die in der Induktivität L_σ gespeicherte Energie abgebaut ist. Die Wirkung einer TSE-Beschaltung zeigt die Simulation nach Abb. 3.16 mit $R = 5 \Omega$, $C = 3 \mu\text{F}$, $L_\sigma = 10 \mu\text{H}$. Siehe auch [2, 4]. Die Spannungsüberhöhung Δu_C ermittelt sich näherungsweise nach der in Abb. 3.17 angegebenen Gleichung.

3.2.3.3 Schaltverluste

Schaltverluste treten auf, sobald Ventilspannung und Ventilstrom beim Schaltvorgang ungleich Null sind. In Abb. 3.18 sind der Ventilstrom i_V und der Momentanwert der Schaltverluste p_S beim Ausschaltvorgang dargestellt. Es ist zu erkennen, dass im Wesentlichen die Restladung Q_F für die Schaltverluste p_S verantwortlich ist. Die Rückstromspitze I_{RM} ist im Wesentlichen vom Gleichstrom I_0 zu Beginn der Abschaltung und von der Stromsteilheit di/dt abhängig (vgl. Abb. 3.19). (Hinweis: die Schaltverluste P_S werden als zeitlicher Mittelwert des Momentanwertes p_S über den Ausschaltvorgang ermittelt, siehe auch Abschn. 3.1.2 und 4.1.3).

Die Sperrverzugsladung Q_{rr} in Abb. 3.18 ermittelt sich nach Gl. 3.9. (Bei Erwärmung von 25 °C auf 150 °C erfolgt eine Verdopplung bis Verachtfachung von Q_{rr} [3])

Abb. 3.16 Simulation des typischen Abschaltverhaltens einer Leistungsdiode (siehe Abb. 3.14)

Vergleich:

- ohne Beschaltung
- mit Beschaltung

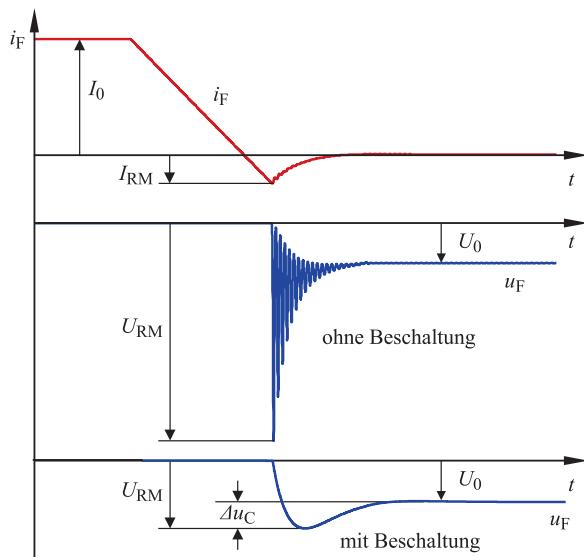


Abb. 3.17 TSE-Beschaltung einer Diode

$$\Delta u_C \approx I_{RM} \sqrt{\frac{L_\sigma}{C}}$$

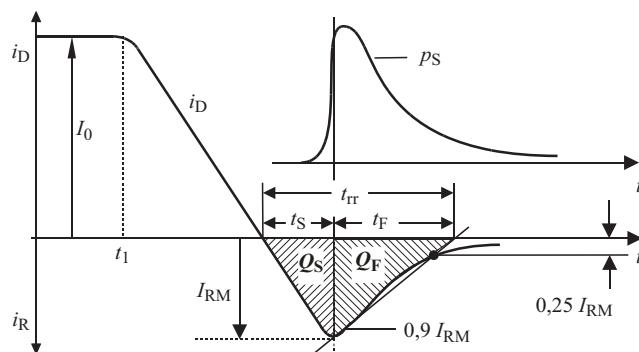
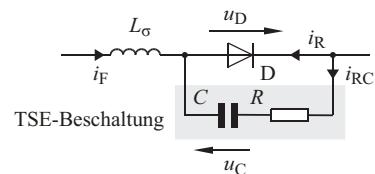


Abb. 3.18 Strom, Ladung und Verlustleistung beim Ausschaltvorgang

Q_S : Nachlaufladung

Q_F : Restladung, Hauptursache der Schaltverluste

t_{tr} : Sperrverzugszeit

t_s : Speicherzeit

t_f : Rückstromfallzeit

p_S : Verlustleistung

$$Q_{rr} = Q_s + Q_F = \int i_R dt \quad (3.9)$$

Der Abbau der Sperrverzugsladung verzögert den Ausschaltvorgang. Dieser Einfluss wird durch die Sperrverzugszeit t_{rr} berücksichtigt. Die Definition von t_{rr} ist in Abb. 3.18 mit Hilfe einer Geradenkonstruktion dargestellt. Der hier dargestellte Fall der Zwangslösung eines Diodenstromes nach Abb. 3.18 mit einer Gleichspannung entspricht einem Belastungsfall, der in der Praxis z. B. bei **Freilaufdioden** (*Freewheeling Diodes*) auftritt.

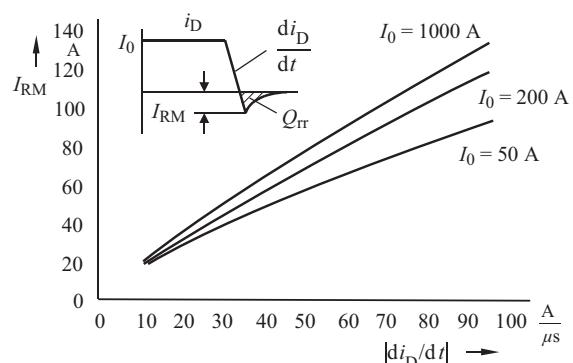
Ein anderes Anwendungsgebiet sind **Gleichrichterdioden** (*Rectifier-Diodes*) in Netzgleichrichterschaltungen. Hierbei erfolgt die Lösung des Diodenstromes durch eine sinusförmige Netzspannung, so dass der Stromverlauf eine vergleichsweise geringere Steilheit aufweist. Das Problem der Rückstromspitze ist jedoch in allen Fällen gegeben und macht eine Beschaltung erforderlich. Die typische Abhängigkeit der Rückstromspitze I_{RM} von der Stromhöhe zu Beginn des Ausschaltvorganges (I_0) und der Stromsteilheit zeigt Abb. 3.19. Weitere Anwendungsgebiete für Dioden sind **Beschaltungsdioden** (*Snubber-Diodes*) sowie Umschwingdioden (*Crow Bar Diodes*) in selbstgeführten Stromrichtern.

3.2.4 Reihenschaltung

Wird die Sperrspannung Sperrspannung U_{RM} für eine Diode zu hoch, so wird eine Reihenschaltung von n_R Dioden vorgenommen. Weil der Sperrstrom für alle in Reihe geschalteten Dioden gleich groß ist, stellt sich über die Sperrkennlinien in Abb. 3.20 eine statisch unsymmetrische Spannungsaufteilung ein. D_1 wird in diesem Beispiel mit der Spitzensperrspannung U_{RRM} belastet. Die Gesamtspannung u_R ist die Summe der Einzelspannungen ($u_R = u_{R1} + u_{R2}$).

Durch zusätzliche Symmetrierwiderstände R_S parallel zu den Dioden muss diese statische Unsymmetrie in zulässigen Grenzen gehalten werden. Zur Dimensionierung

Abb. 3.19 Typischer Verlauf der Rückstromspitze I_{RM} bei verschiedenen Anfangsströmen I_0 und Stromsteilheiten



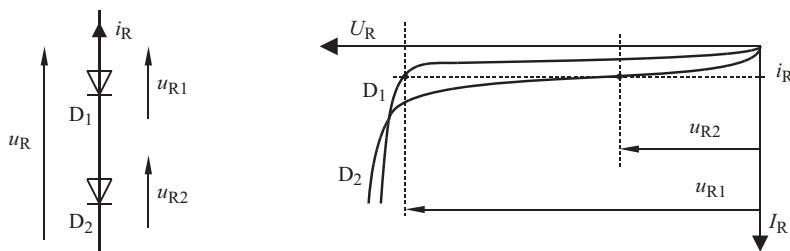


Abb. 3.20 Statische Spannungsaufteilung einer Dioden-Reihenschaltung ($n_R = 2$)

des Widerstandes R_S in Abb. 3.21 wird der Strom im Widerstand mit dem 3 ... 6-fachen des Sperrstromes I_S bei maximaler Sperrsichttemperatur angenommen. Dann arbeitet die Schaltung näherungsweise als unbelasteter Spannungsteiler.

Sperrt eine der Dioden früher als die restlichen Dioden, so wird diese Diode bis zum Sperren der restlichen Dioden mit der gesamten Sperrspannung belastet. Es tritt beim Ausschalten eine dynamische Spannungsunsymmetrie auf. Zur Begrenzung der Spannungsbelastung wird der Beschaltungskondensator C_S so gewählt, dass er sich durch die Differenz der Sperrverzugsladungen ΔQ_{rr} der n_R Dioden um max. $\Delta U (= n_R U_R - U_m)$ auflädt. Für ΔQ_{rr} wird in Gl. 3.10 näherungsweise 0,3 Q_{rr} angenommen. (U_{RRM} : Spitzensperrspannung, U_m : Gesamtspannung, m : Fehlverteilungsfaktor analog zu Gl. 3.15)

$$\Delta U = m \cdot n_R U_{RRM} - U_m = \frac{\Delta Q_{rr}}{C_S} \rightarrow C_S > \frac{(n_R - 1) \cdot \Delta Q_{rr}}{m \cdot n_R \cdot U_{RRM} - U_m} \quad (3.10)$$

Aufgrund der zusätzlichen Verlustleistungen (Verluste in den Serienwiderständen, n_R -fache Diffusionsspannung, durch Kondensatoren erhöhte Speicherladung) ist eine Reihenschaltung insbesondere bei Freilaufdioden nicht anzustreben.

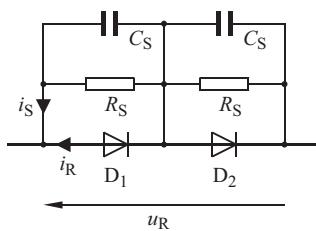


Abb. 3.21 Statische und dynamische Spannungssymmetrierung bei einer Dioden-Reihenschaltung ($n_R = 2$)

- Beim Ausschalten tritt zusätzlich zur TSE-Spannungsbelastung eine dynamische Überspannung aufgrund unterschiedlicher Speicher- bzw. Sperrverzugsladungen auf

3.2.5 Parallelschaltung

Zur Erhöhung der Stromtragfähigkeit wird eine Parallelschaltung von Dioden nach Abb. 3.22 vorgenommen. Bei gleichen Kennlinien erfolgt die Stromaufteilung symmetrisch, d. h. bei zwei Dioden ($n_p = 2$) führt jede Diode genau 50 % des Gesamtstromes und es gilt: $i_{F1} = i_{F2}$. Praktisch führen Toleranzen zu einer unsymmetrischen Stromaufteilung und damit auch zu unterschiedlichen Verlustleistungen der Dioden. Die Stromfehlverteilung führt somit zu einer geringeren Stromtragfähigkeit der Parallelschaltung als es der Summe der zulässigen Einzelströme (Dauergrenzstrom I_{FAVM}) entspricht.

Zur Abschätzung der realen Stromaufteilung müssen die einzelnen Durchlasskennlinien bekannt sein (Messung). Die Kennlinien sind temperaturabhängig (NTC-Verhalten). Abb. 3.23 zeigt zwei typische Diodenkennlinien bei gleichen Sperrschicht-Temperaturen.

Für eine Abschätzung der Stromaufteilung wird für eine Diode die um $\Delta\vartheta$ vergrößerte Temperatur gewählt. Ausgehend von der gemeinsamen Durchlassspannung u_F (über die mittlere Kennlinie bestimmt) können in Abb. 3.23 die Diodenströme i_{F1} und i_{F2} abgelesen werden. Der zulässige Gesamtstrom I_T einer Parallelschaltung ist durch die höher belastete Diode bestimmt und kleiner als die Summe der einzelnen Maximalströme I_M .

$$\text{Gesamtstrom einer Parallelschaltung } I_T < n_p \cdot I_M \quad (3.11)$$

Die Reduzierung beschreibt der **Reduktionsfaktor δ** (*derating factor*) nach Gl. 3.12.

$$\text{Derating bzw. Reduktionsfaktor } \delta = 1 - \frac{I_T}{n_p \cdot I_M} < 1 \quad (3.12)$$

I_T = Gesamtstrom der Parallelschaltung

I_M = Zulässiger Maximalstrom eines Bauelementes (DC-current rating)

n_p = Anzahl parallelgeschalteter Bauelemente.

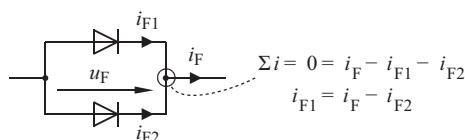


Abb. 3.22 Parallelschaltung von $n_p = 2$ Dioden

Die Parallelschaltung erzwingt eine gemeinsame Durchlassspannung u_F und damit unterschiedliche Ventilströme

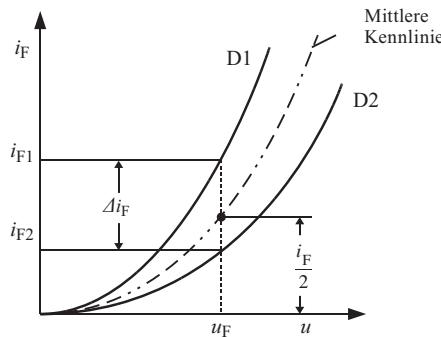


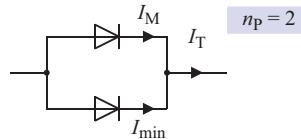
Abb. 3.23 Zwei parallele Dioden ($n_p = 2$) mit ungleichen Kennlinien

D1 führt einen um Δi_F höheren Strom als D2 und hat deshalb eine höhere Verlustleistung. Die Temperatur von D1 wird ansteigen, die von D2 sinken.

Folge: Die höhere Verlustleistung von D1 führt wegen des NTC-Verhaltens zu einem Anstieg von Δi_F .

Abhilfe: zum Parallelschalten nur selektierte Kennlinien verwenden

Beispiel



$$I_M = 800 \text{ A}$$

$$I_{\min} = 640 \text{ A}$$

$$\delta = 1 - \frac{800 \text{ A} + 640 \text{ A}}{2 \cdot 800 \text{ A}} = 0,1$$

Durch Umstellung der Gleichung (3.12) erhält man für I_T :

$$I_T = (1 - \delta) \cdot n_p \cdot I_M \quad (3.13)$$

Bei der Bemessung der Stromtragfähigkeit I_T einer Parallelschaltung von n_p Elementen trifft man folgende Annahmen (worst case):

- Ein Bauelement führt bei max. Sperrsichttemperatur den Maximalstrom I_M .
- Alle weiteren Bauelemente führen den Minimalstrom I_{\min}

$$I_T = I_M + (n_p - 1)I_{\min} \quad (3.14)$$

Die Abweichung der Strombelastung der Elemente einer Parallelschaltung beschreibt man durch den **Fehlverteilungsfaktor m** (*mis-sharing factor*)

$$m = \frac{I_M - I_{\min}}{I_M} \quad (3.15)$$

Zu beachten ist, dass der „mis-sharing factor“ m vom Temperaturkoeffizienten (TC) abhängt. Bei positivem TC (PTC) vergrößert das überlastete Element seinen Durchlasswiderstand und vermindert so die Fehlverteilung.

- PTC-Bauelemente sind selbstsymmetrierend und lassen sich daher einfach parallel schalten.

Elemente mit negativen TC (NTC) vermindern bei Überlastung ihren Durchlasswiderstand und verstärken so die Fehlverteilung. NTC-Elemente sind daher problematisch bei einer Parallelschaltung (vgl. Abb. 3.23). Diese Tatsache ist auch bei der Parallelschaltung von Transistormodulen mit integrierten Dioden zu berücksichtigen.

3.2.6 Einsatzkriterien für Dioden

Abb. 3.24 zeigt den typischen Verlauf der Spannungsbelastung einer Diode im Gleichrichterbetrieb. Bei der Spannungsfestigkeit einer Diode wird zwischen einer periodischen Spannungsbelastung U_{RR} (repetitive peak reverse blocking voltage), wie sie bei Wechselspannungsanwendungen z. B. durch periodische Kommutierungsvorgänge auftreten, und nicht periodische Spannungsspitzen U_{RS} (surge peak reverse blocking voltage), wie sie z. B. durch Schalthandlungen im Versorgungsnetz auftreten können, unterschieden. Zur Auswahl einer Diode werden dem Spannungsverlauf u_R die Werte für U_{RR} und U_{RS} entnommen.

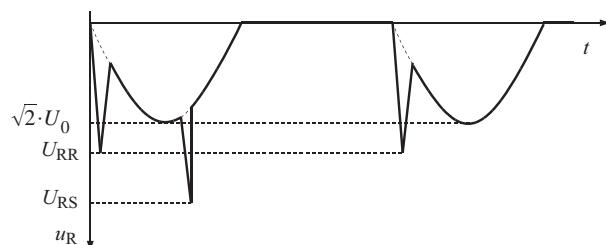
Eine Diode kann folgende Spannungsfestigkeiten aufweisen:

- $U_{RSM} > U_{RS}$

U_{RSM} (Maximum surge peak reverse blocking voltage) ist die maximale Spannung, die eine Diode sperren kann. Überschreitet u_R diesen Wert, so kommt es zum Ausfall der Diode (Kurzschluss). Bei der Angabe von U_{RSM} wird eine Wiederholfrequenz von 5 Hz angenommen.

Abb. 3.24 Sperrspannungsverlauf einer Diode

Definition von U_{RS} und U_{RR}



- **$U_{RRM} > U_{RR}$**

U_{RRM} (Maximum repetitive peak reverse blocking voltage) ist die maximale Spannung, welche die Diode als 10 ms-Sinushalbschwingung mit 50 Hz wiederholt sperren kann. Überschreitet u_R diesen Wert, so kommt es zu einem thermischen Durchbruch, und damit ebenfalls zum Ausfall der Diode (typisch: $U_{RRM} = U_{RSM} - 100 \text{ V}$, Bemessung: $U_{RRM} \geq 2,5 \hat{u}_0$).

Für den Durchlassstrom i_F wurden folgende Werte definiert:

- **I_{FAVM}**

Die Stromtragfähigkeit einer Diode wird durch den Gleichstrom-Mittelwert I_{FAVM} (Maximum average forward current) ausgedrückt. I_{FAVM} bezieht sich auf eine 180° Sinushalbschwingung bei einer Gehäusetemperatur von 85 °C. Zwar ist diese Definition willkürlich, erlaubt aber einen Vergleich der Strombelastbarkeit von Dioden unter einheitlichen Bedingungen.

- **I_{FSM}**

I_{FSM} ist der maximale Spitzenstrom (Maximum peak forward surge current), den eine Diode als einmalige 10 ms-Sinushalbschwingung mit anschließender Abschaltung (Erholzeit) ohne Zerstörung führen kann. Dieser Wert ist Grundlage zur Bemessung von Sicherungen und Schaltgeräten für einen Fehlerfall (Kurzschluss, Überstrom).

- **i^2t**

Folgt aus der Integration des Durchlassstromes. Bei Erreichen des zulässigen Grenzwertes z. B. infolge einer Überlast muss der Strom abgeschaltet werden (Abkühlungspause).

3.3 Solarzelle

Eine Solarzelle hat physikalisch den gleichen Aufbau wie eine pn-Diode, die n-seitige Metallelektrode (Kathode) ist aber lichtdurchlässig ausgeführt, z. B. als Gitterstruktur (Abb. 3.25b). Bei Lichteinfall generieren die Photonen im Halbleiter Elektronen-Löcherpaare. Im Bereich der Raumladungszone (RLZ) trennt die Feldstärke E diese Ladungen und zieht die Elektronen in das n-Gebiet, Löcher in das p-Gebiet. Über den äußeren Stromkreis (Widerstand R) wandern die Elektronen zum p-Gebiet und rekombinieren mit den dort befindlichen Löchern.

In Sperrrichtung kommt es zu einem kontinuierlichen Stromfluss, dessen Intensität i_{ph} über einen Proportionalitätsfaktor c_0 von der Bestrahlungsstärke E bestimmt ist.

$$\text{Photostrom } i_{ph} = c_0 \cdot E \quad (3.16)$$

Der Photostrom erzeugt am Widerstand R (Abb. 3.25a) einen Spannungsabfall U . Diese Spannung U ist für den pn-Übergang in Durchlassrichtung gepolt. Beim Erreichen der Schwellenspannung wird die äußere Spannung U durch die (Durchlass-) Kennlinie des pn-Überganges begrenzt. Die Spannung in Durchlassrichtung (U_F) beträgt bei Silizium ca. 0,5 V. Das Produkt von Durchlassstrom und -Spannung ist kleiner Null, d. h. der

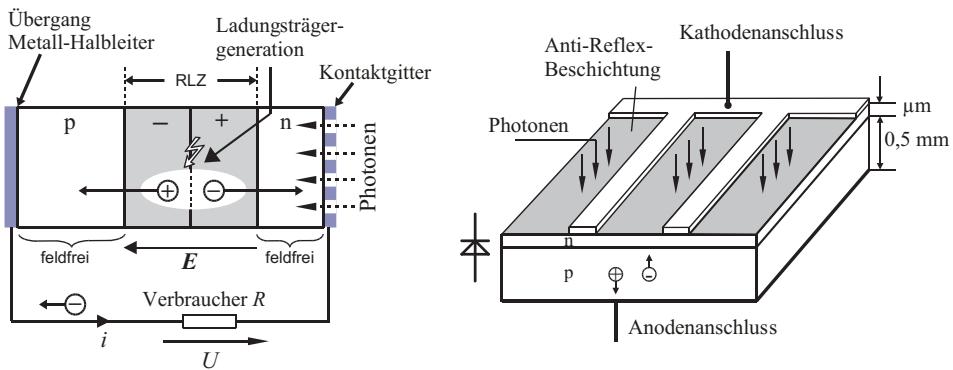


Abb. 3.25 Aufbau und Wirkungsweise einer Solarzelle

pn-Übergang liefert elektrische Energie. Die Schaltung nach Abb. 3.26. dient zur Aufnahme einer U_F (I_F)-Kennlinie bei unterschiedlichen Bestrahlungsstärken (mit S_H einstellbar). Die Kennlinie zeigt Abb. 3.27b. Durch den Photostrom i_{ph} wird die normale Diodenkennlinie in Abb. 3.27a nach unten verschoben, d. h. es fließt ein Sperrstrom (Abb. 3.27b). Für Solarzellen üblich ist die „positive“ Darstellungsart nach Abb. 3.27c.

Durch Verringerung des äußeren Widerstandes kann der Strom i bis zum Kurzschlusswert (I_K) gesteigert werden, bei gleichzeitiger Abnahme der äußeren Spannung U_F . Als Ersatzschaltbild zur Nachbildung der Strom- Spannungskennlinie der Solarzelle kann ein Modell Abb. 3.28 gewählt werden. Der Photostrom i_{ph} wird darin durch eine Stromquelle erzeugt, die über eine reale Diode D kurzgeschlossen ist.

Der Zusammenhang zwischen Diodenstrom I_R und -spannung U_F in Abb. 3.27c wird ideal durch die Shockleysche Diodenkennlinie nach Gl. 3.1 beschrieben. Der Verbraucherstrom stellt sich abhängig von der Klemmenspannung u_F ein. Diesen idealisierten Zusammenhang beschreibt Gleichung (3.17) für den Knoten K in Abb. 3.28.

$$i_R = i_{ph} - I_S \cdot (e^{-\frac{u_F}{mU_T}} - 1) \quad (3.17)$$

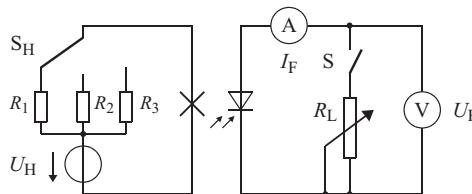


Abb. 3.26 Messschaltung für die Kennlinie nach Abb. 3.27b

S_H : Lichtintensität E

S : Leerlaufschalter (U_0 -Messung)

R_L : Belastungswiderstand

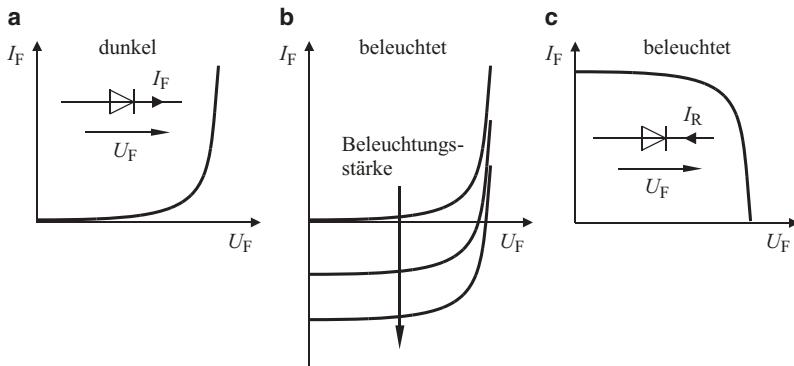
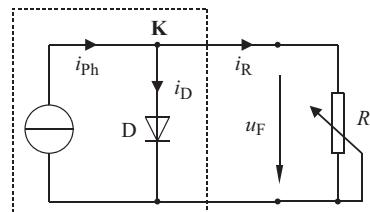
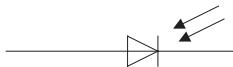


Abb. 3.27 Zur Kennlinie eines beleuchteten pn-Überganges

Abb. 3.28 Ersatzschaltbild einer Solarzelle zur Nachbildung der gemessenen Kennlinie



I_S : 10^{-10} A Sperrsättigungsstrom

m : 1 ... 5 Diodenfaktor

Abb. 3.29 zeigt die Kennlinie der Klemmenspannung u bei unterschiedlichen Belastungswiderständen R . Die Schnittpunkte mit den Achsen sind der Leerlaufpunkt (U_0) und der Kurzschlusspunkt (I_K). Die Beleuchtungsstärke und die Temperatur seien konstant. Der Punkt der maximalen Leistungsabgabe wird mit MPP (*maximum power point*) bezeichnet. Der äußere Stromkreis sollte so ausgeführt werden, dass das Produkt von Strom und Spannung stets ein Maximum ergibt. Bei wechselnden Beleuchtungsverhältnissen muss dazu der Arbeitspunkt nachgeregt werden. Da es sich um eine nicht-lineare Kennlinie handelt, trifft die bei der Leistungsanpassung übliche Maßnahme $R_i = R_A$ nur näherungsweise zu (der Wirkungsgrad ist bei der Leistungsanpassung maximal und beträgt 50 %). Zur graphischen Ermittlung des optimalen Betriebspunktes kann eine Konstruktion nach Abb. 3.29 durchgeführt werden. Die Widerstandsgesetze ① wird parallel verschoben, bis sie im Punkt MPP eine Tangente an die Spannungskennlinie bildet ②. Die optimale Verbraucher-Widerstandsgesetze (R_{opt}) verläuft durch den MPP-Punkt. Im Betrieb werden unterschiedliche elektronische Such- und Probierverfahren zur optimalen Arbeitspunkteinstellung eingesetzt [5].

Die Bestrahlungsstärke E steuert die Anzahl freier Ladungsträger, die Spannung selbst ist von der Materialkombination bestimmt und kann durch die Lichtintensität bzw. -farbe (d. h. Wellenlänge bzw. Photonenenergie) nicht über den materialtypischen

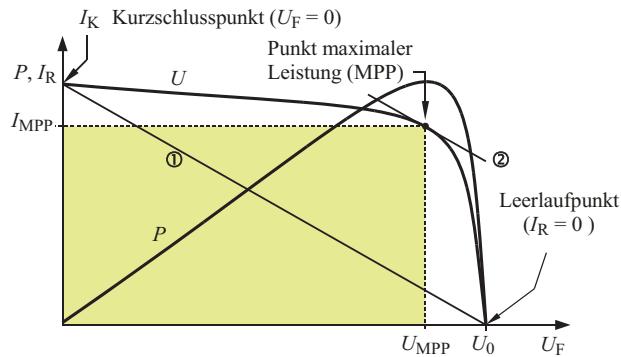


Abb. 3.29 Belastungskennlinie einer Solarzelle (Strom, Leistung) und optimaler Arbeitspunkt

①: Widerstandsgerade der Quelle

$$R_{i,\text{Quelle}} = \frac{U_0}{I_K}, R_{\text{opt}} = \frac{U_{\text{MPP}}}{I_{\text{MPP}}}$$

②: Tangente an der U-Kennlinie, parallel zu ①

Wert gesteigert werden (Abb. 3.30a). Großen Einfluss hat die Temperatur der Solarzelle (Paneltemperatur ϑ , Abb. 3.30b). Mit zunehmender Paneltemperatur sinkt die Zellen-Leerlaufspannung ($\Delta U_0 \approx 3 \dots 5 \text{ mV/K}$) und steigt der Kurzschlussstrom ($\Delta I_K \approx 1 \text{ mA/K}$). Solarpanele sind sehr empfindlich gegenüber Teil-Abschattungen (z. B. durch Laub, Schnee, Schatten durch Bäume, Wolken usw.). Hierdurch bricht die Leistung selbst großflächiger Solaranlagen deutlich ein.

- Insgesamt sinkt die Leistungsausbeute mit zunehmender Paneltemperatur.
- Die Panelfläche muss gleichmäßig beleuchtet sein.
- Die spektrale Empfindlichkeit der Solarzelle muss der Lichtwellenlänge angepasst sein.

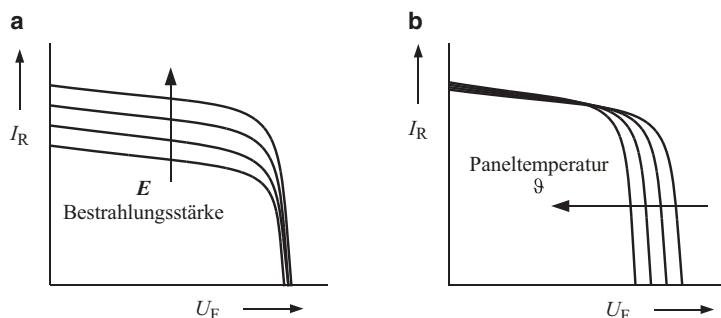


Abb. 3.30 Einfluss der Bestrahlungsstärke E und der Paneltemperatur ϑ

Literatur

1. Reisch: *Halbleiter-Bauelemente*. Berlin Heidelberg: Springer, 2005
2. Schröder: *Leistungselektronische Bauelemente*. Berlin Heidelberg, New York: Springer, 2006
3. Semikron (Hrsg.): *Applikationshandbuch 2015*. Nürnberg: Semikron, 2015
4. Jäger, Stein: *Leistungselektronik*. Berlin Offenbach: VDE, 2000
5. Quaschning: *Regenerative Energiesysteme*. München Wien: Hanser, 2013



Transistoren

4

Zu Beginn der Entwicklung abschaltbarer Halbleiter-Bauelemente wurde der Bipolar-Transistor (BT) für den unteren und mittleren Leistungsbereich eingesetzt. Heute sind BTs aus vielen Anwendungen verschwunden, ihre Funktion wurde vielfach durch MOSFETs und IGBTs ersetzt. Trotzdem bildet die bipolare Transistorstruktur weiterhin den Kern vieler modernen Bauelemente, so dass ihre Kenntnis für das Verständnis der Wirkungsweise moderner Leistungsbaulemente wie z. B. GTO-Thyristoren oder IGBTs nach wie vor von großer Wichtigkeit ist. Im Folgenden wird daher zunächst der Bipolartransistor für kleine Leistungen vorgestellt, der im weiteren auch als Signaltransistor bezeichnet wird. Hierbei geht es um den Aufbau, die Wirkungsweise und Transistor-Kennwerte speziell für den Schalterbetrieb. Schließlich wird der Leistungs-Bipolartransistor mit seinen typischen Unterschieden zum Signaltransistor behandelt. Aufbauend auf der bipolaren Transistorstruktur wird der Thyristor und der GTO-Thyristor bzw. IGCT vorgestellt. Nach Einführung des MOSFET-Leistungstransistors folgt schließlich der IGBT, das heutige „Arbeitspferd“ der Leistungselektronik. Im IGBT sind die Vorzüge bipolarer Transistoren (Leistung) mit denen des MOSFET (Ansteuerung) vereint. Mit dem IGBT lassen sich derzeit Spannungen bis über 6 kV bzw. Ströme über 3 kA mit einem vergleichsweise geringen Steueraufwand beherrschen.

4.1 Bipolartransistor

Der Bipolartransistor (BT) besitzt eine npn-Struktur, zeichnet sich durch ein hohes Sperr- und Schaltvermögen aus und hat durch sein Sättigungsverhalten geringe Durchlassverluste. Der BT ist ein stromgesteuertes Bauelement, entsprechend hoch ist der Ansteueraufwand.

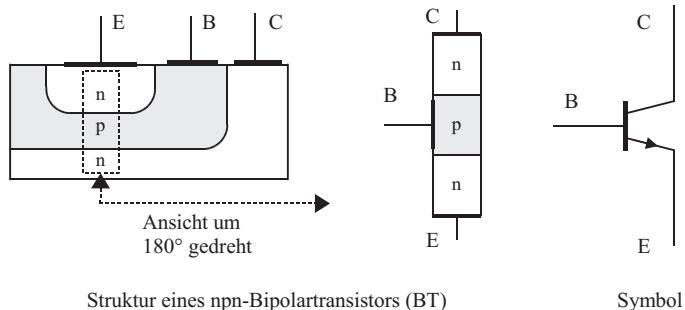


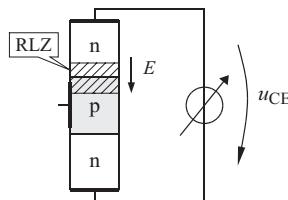
Abb. 4.1 Aufbau und Symbol eines Bipolartransistors

4.1.1 Aufbau

Den Aufbau und die symbolische Darstellung zeigt Abb. 4.1. Der BT verfügt über drei Anschlüsse: den Basis- (B), den Emitter- (E) und den Kollektoranschluss (C).

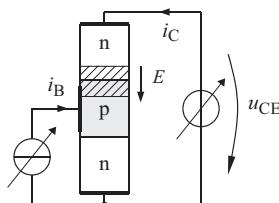
4.1.2 Wirkungsweise

$U_{CE} > 0$, offene Basis



Bei offener Basis führt die Kollektor-Emitterspannung u_{CE} zum Aufbau einer Raumladungszone (RLZ). Über der RLZ tritt die Feldstärke E auf. Überschreitet E den zulässigen Wert E_{\max} ($u_{CE} > U_{CE0}$), so kommt es zum Sperrsichtschicht-Durchbruch, dem so genannten 1. Durchbruch. Bis zum 1. Durchbruch ist der Kollektorstrom praktisch vernachlässigbar.

$U_{CE} > U_{BE}$, aktiver Betrieb



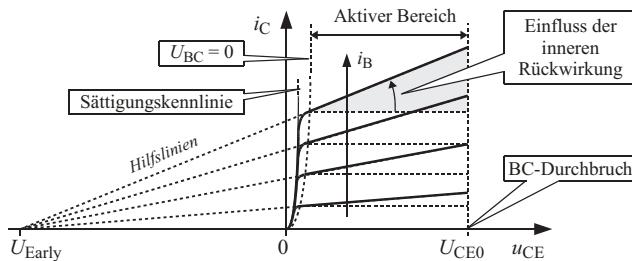
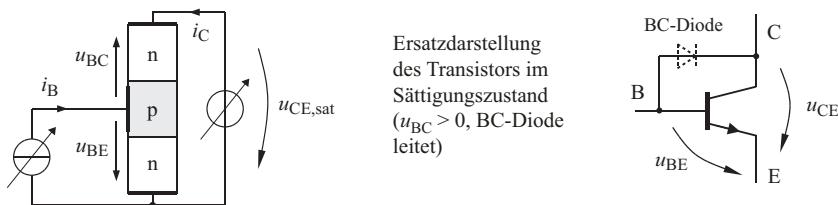


Abb. 4.2 Idealisierte Konstruktion der Ausgangskennlinie

Wird zusätzlich in die Basis der Basisstrom i_B eingespeist, so bewegen sich Elektronen vom Emitter in die Basiszone, d. h. es werden Elektronen in die Basiszone emittiert. Elektronen, die bis zum Rand der RLZ vordringen, werden von der dort anliegenden Feldstärke E über die RLZ hin zum Kollektor abgesaugt. Dadurch fließt ein Sperrstrom über den np-Übergang, der Kollektorstrom i_C . Die Größe von i_C lässt sich über den Basisstrom i_B steuern (Abb. 4.2). Das Verhältnis von i_C zu i_B wird als Stromverstärkung B bezeichnet.

Mit wachsender Spannung u_{CE} breitet sich die RLZ immer weiter in die Basiszone aus. Die Feldstärke E wirkt daher auch auf Elektronen, die den Rand der RLZ vorher noch nicht erreicht hatten. Die Folge ist ein mit steigender Spannung u_{CE} anwachsender Kollektorstrom i_C , obwohl i_B konstant bleibt. Dieser Effekt wird als „innere Rückwirkung“ oder „Early-Effekt“ bezeichnet. Die Ausgangskennlinien verlaufen dadurch nicht mehr parallel, sondern mit einer leichten Steigung. Die Konstruktion des Kennlinienverlaufes in Abb. 4.2 erfolgt mit einer Hilfsgröße, der Early-Spannung U_{Early} .

$U_{CE} < U_{BE}$, Sättigungsbetrieb



Ist u_{CE} kleiner als u_{BE} , so existiert keine RLZ und die Kollektor-Basis-Diode leitet. Der Transistor wird dann als gesättigt bezeichnet. Der Spannungsabfall u_{CE} kann in diesem Fall nicht größer werden als u_{BE} . Die Grenzkennlinie für den Sättigungsbetrieb ($u_{BC} = 0$) stellt somit eine Diodenkennlinie dar.

- Der bipolare Schaltransistor wird deshalb eingeschaltet stets in Sättigung betrieben, da hierbei der geringste Spannungsabfall am Transistor ($u_{CE,\text{sat}}$) – und damit die geringste (Durchlass-) Verlustleistung – auftritt. (typische Sättigungsspannung $u_{CE,\text{sat}} \leq 2,5$ V)

Kenngrößen im Schalterbetrieb

Die wesentlichen technischen Eigenschaften des bipolaren Transistors als abschaltbares elektronisches Ventil werden mit folgenden Größen beschrieben:

I_{CAVM}

ist der höchste Wert des Gleichstrom-Mittelwertes bei vorgegebener Temperatur;

I_{CRM}

ist der höchstzulässige Wert eines Pulssstromes mit angegebener Periodendauer und definierter Einschaltdauer;

U_{CES}

höchstzulässiger Wert der Kollektor-Emitterspannung bei Ansteuerung mit einer negativen Basis-Emitterspannung U_{BE} ;

U_{CEO}

höchstzulässiger Wert der Kollektor-Emitterspannung bei offenem Basisanschluss;

$U_{CE,sat}$

geringstmöglicher Spannungsabfall im eingeschalteten Zustand.

Für die Arbeitsweise als Schalter interessieren zwei Arbeitspunkte bzw. Schaltzustände:

EIN Durchlassbetrieb ($u_{CE} = u_{CE,sat}$)

AUS Vorwärtssperrend

4.1.3 Schaltverluste

Beim Wechsel des Schaltzustandes treten Schaltverluste p_S auf. Abhängig von den Eigenschaften des Transistors und der Schaltung unterscheiden sich die Schaltverluste beim Ein- und Ausschaltvorgang. Der Momentanwert der Schaltleistung p_S berechnet sich mit Gl. 4.1.

$$p_S = u_{CE} \cdot i_C \quad (4.1)$$

Der Spitzenwert der Schaltleistung \hat{p}_S überschreitet die zulässige Verlustleistung P_V des Transistors um ein Mehrfaches und kann mehrere 10 kW betragen. Die Einschaltenergie W_{on} folgt aus der Integration der Momentanleistung während des Einschaltvorganges mit Gl. 4.2.

$$W_{on} = \int_t^{t+I_{on}} p_S dt \quad \text{in Ws} \quad (4.2)$$

Die Einschaltenergie liegt bei typ. $\leq 0,5$ Ws. Die Einschaltzeit t_{on} wird nach Abb. 4.3 vom 10 %-Punkt des Basisstromes i_{FB} aus zum 90 %-Punkt des Kollektorstromes i_C gezählt.

Das Abschaltverhalten eines übersteuerten Bipolartransistors mit ohmsch-induktiver Last zeigt Abb. 4.4. Dargestellt sind der Kollektorstrom i_C , die Kollektor-Emitterspannung u_{CE} und die Schaltleistung p_S zusammen mit dem Basisstrom i_B . Aus dem

Abb. 4.3 Einschaltvorgang einer ohmschen Last

t_d : Verzögerungszeit

t_r : Anstiegszeit

t_{on} : Einschaltzeit, $t_{on} = t_d + t_r$

i_{CM} : Maximalwert des Kollektorstromes

i_{FB} : Basisstrom (positiv)

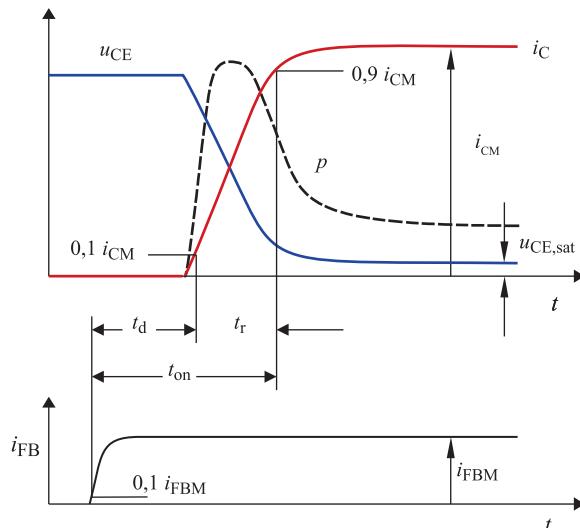


Abb. 4.4 Ausschaltvorgang einer ohmsch-induktiven Last

t_s : Speicherzeit

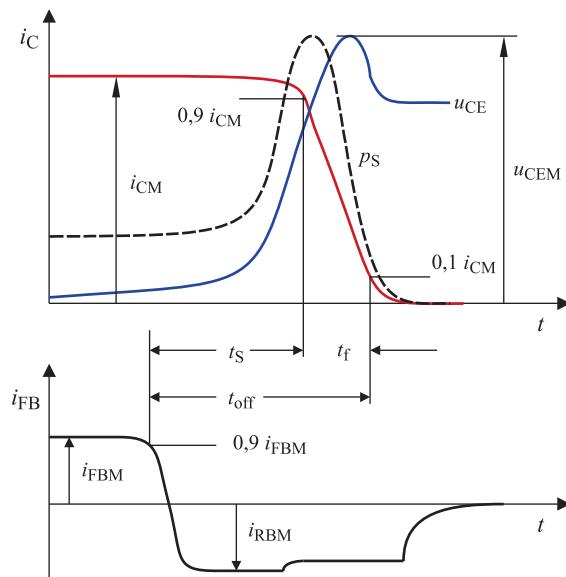
t_f : Fallzeit

t_{off} : Ausschaltzeit,

$t_{off} = t_s + t_f$ i_{FBM} : maximaler Basisstrom in Vorwärtsrichtung

i_{RBM} : maximaler Basisstrom in Rückwärtsrichtung

u_{CEM} : Maximalwert der Kollektor-Emitterspannung



zeitlichen Verlauf des Basis- und Kollektorstromes sind die *Speicherzeit* t_S und die *Fallzeit* t_f definiert. Die Speicherzeit t_S tritt nur bei einer vorherigen Übersteuerung des Transistors auf. Die *Ausschaltzeit* t_{off} ist die Summe von t_S und t_f . Sie ist aus praktischen Gründen zwischen dem 90 %-Punkt des Basisstromes und dem 10 %-Punkt des Kollektorstromes definiert.

$$W_{off} = \int_t^{t+t_{off}} p_S dt \quad \text{in Ws} \quad (4.3)$$

Die Ausschaltenergie W_{off} beträgt typisch 1,5 Ws und wird hauptsächlich durch das Trägheitsverhalten während der Speicherzeit t_S und der Fallzeit t_f verursacht. Die Höhe der tatsächlich auftretenden Ausschaltenergie W_{off} hängt auch von der Steilheit der Kollektor-Emitterspannung u_{CE} ab. Nur durch eine optimierte RCD-Beschaltung kann W_{off} auf die entsprechenden Angaben im Datenblatt abgesenkt werden.

Die Einschaltenergie W_{on} ergibt zusammen mit der Ausschaltenergie W_{off} , der Schaltfrequenz f_S die Schaltverluste P_S . Mit den Durchlassverlusten P_D erhält man die Gesamtverluste P_V eines Halbleiterchalters nach Gl. 4.4.

$$P_V = P_D + P_S \quad \text{mit } P_S = (W_{on} + W_{off}) \cdot f_S \quad \text{in W} \quad (4.4)$$

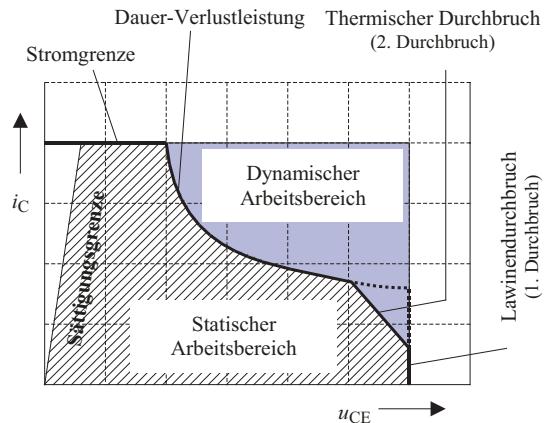
Die Schaltverluste P_S verhalten sich proportional zur Schaltfrequenz f_S . In der Praxis wird die Schaltfrequenz f_S höchstens so groß gewählt, dass P_S gleich den Durchlassverlusten P_D ist. Da unterschiedliche Bauelemente auch unterschiedliche Schaltenergien aufweisen, lassen sich je nach Bauelement auch unterschiedliche Schaltfrequenzen realisieren. Beim Bipolartransistor liegt die obere Grenze für f_S bei 5 kHz.

Während des Ein- und Ausschaltvorganges kommt es im Transistor kurzzeitig zu inhomogenen Ladungsverteilungen mit der Folge unterschiedlicher Stromdichten.

- So konzentriert sich beim Einschalten der Strom zunächst nur in kleinen Gebieten der Basis-Emittergrenze, so dass eine hohe Stromdichte beim Einschalten den Transistor durch lokale Überhitzung gefährdet.
- Beim Ausschalten sind die Ladungsträger im zentralen Emitterbereich verteilt. Eine hohe Spannungssteilheit beim Ausschalten führt daher ebenfalls zu lokalen Leistungsspitzen, die den Transistor zerstören können (*2. Durchbruch*).

Für einen sicheren Betrieb hat man deshalb das i_C - u_{CE} -Kennlinienfeld in unterschiedliche Bereiche aufgeteilt. Es gibt Bereiche, in denen Arbeitspunkte für einen Dauerbetrieb liegen können (statischer Betrieb), Bereiche für einen Kurzzeitbetrieb wie es z. B. bei Schaltvorgängen auftritt (dynamischer Betrieb) und Bereiche, in denen keine Arbeitspunkte zugelassen werden. Das zulässige Gebiet wird als sicherer Arbeitsbereich (*Safe Operating Area*) **SOA** bezeichnet und in das Ausgangskennlinienfeld eingetragen (siehe Abb. 4.5). Man unterscheidet einen sicheren Arbeitsbereich jeweils für den Ein- und Ausschaltvorgang. Der Einschaltvorgang (mit positiver Ansteuerung) wird durch den sicheren Vorwärts-Arbeitsbereich (**Forward Bias SOA, FBSOA**) in Abb. 4.5 beschrieben,

Abb. 4.5 Zulässige Arbeitsbereiche eines Bipolartransistors (SOA)
Bei Schalthandlungen liegen die Strom- und Spannungswerte kurzzeitig innerhalb des „dynamischen Arbeitsbereiches“



der Ausschaltvorgang (mit negativer Ansteuerung) wird durch den sicheren Rückwärts-Arbeitsbereich (**Reverse Bias SOA, RBSOA**) beschrieben. Der sichere Arbeitsbereich darf auch bei Schaltvorgängen nicht verlassen werden.

4.1.4 Der bipolare Leistungstransistor

Zur Leistungssteuerung muss ein Schalttransistor hohe Ströme schalten können und eine hohe Spannungsfestigkeit aufweisen. Zur Erhöhung der Spannungsfestigkeit ist analog zur psn-Diode eine schwach dotierte Zone n^- in den n- Kollektor eingebbracht. Hierdurch unterscheidet sich der Leistungstransistor nach Abb. 4.6 vom Signaltransistor nach Abb. 4.1. Die Einfügung der schwach dotierten Zone n^- führt jedoch zu einer verringerten Stromverstärkung des Leistungstransistors. Der Ansteuerungs-Leistungsbedarf ist daher entsprechend hoch.

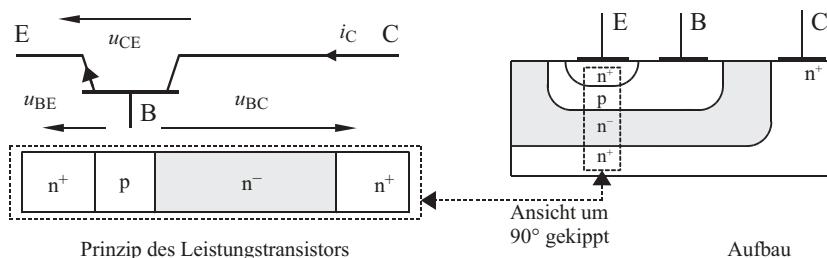


Abb. 4.6 Prinzip und Aufbau eines bipolaren Leistungstransistors

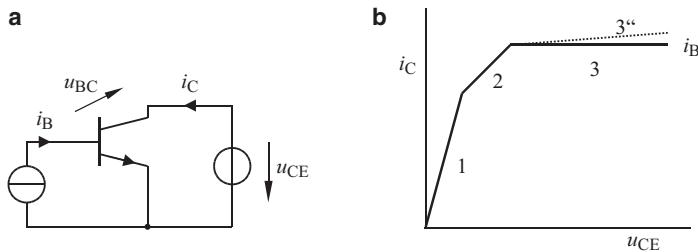


Abb. 4.7 Messschaltung und Ausgangskennlinie eines Leistungstransistors

4.1.5 Die Arbeitspunkte des bipolaren Transistorschalters

Wird bei konstantem Basisstrom i_B die Spannung u_{CE} von 0 V bis zu einem Maximalwert verändert, so erhält man eine Ausgangskennlinie nach Abb. 4.7 b. Die drei Abschnitte dieser Kennlinie werden mit Sättigung (1), Quasisättigung (2) und aktiver Bereich (3) bezeichnet. Kennzeichen ist die Polarität der Basis-Kollektordiodespannung u_{BC} .

1	Sättigungsbereich	$u_{BC} > 0$	Basis-Kollektordiode leitet	$u_{CE} < u_{BE}$
2	Quasisättigung	$u_{BC} > 0$	Wie 1	
3	aktiver Bereich	$u_{BC} < 0$	Basis-Kollektordiode sperrt	$u_{CE} > u_{BE}$
3''	aktiver Bereich	$u_{BC} < 0$	Wie 3, aber mit Early-Effekt	

4.1.6 Nichtsättigungsbetrieb (aktiver Bereich, $u_{BC} < 0$)

Die Kollektor-Emitter-Spannung u_{CE} ist so hoch, dass der Basis-Kollektor-Übergang gesperrt ist. Es existiert in Abb. 4.8 am (kollektorseitigen) pn-Übergang eine Raumladungszone (RLZ), deren Weite von u_{CE} abhängt. Das (emitterseitige) Diffusionsdreieck geht in der Basis auf Null zurück. Das Gefälle des Diffusionsdreiecks ist durch den Kollektorstrom i_C festgelegt. Der Widerstand im n^- -Gebiet des Kollektors ist aufgrund der wenigen Ladungsträger relativ hoch. Zwar ist i_C durch i_B eingeprägt, der Early-Effekt führt aber trotzdem zu einem geringen Anstieg des Kollektorstromes mit u_{CE} .

4.1.7 Quasisättigungsbetrieb ($u_{BC} > 0$)

Der Basis-Kollektor-Übergang ist in Abb. 4.9 durchlassgepolzt. Das Diffusionsdreieck geht in der Basis nicht auf Null zurück. Hierdurch entfällt die RLZ am pn-Übergang, und es bildet sich auch im schwach dotierten Bereich n^- ein Diffusionsdreieck. Durch die zusätzlichen Ladungsträger in der schwach dotierten Zone geht der Kollektor-Bahnwiderstand

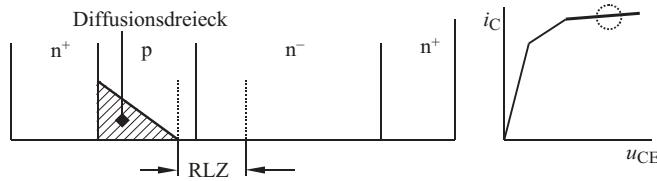


Abb. 4.8 Ladungsverteilung im ungesättigten Betrieb (durch RLZ hoher Spannungsabfall)

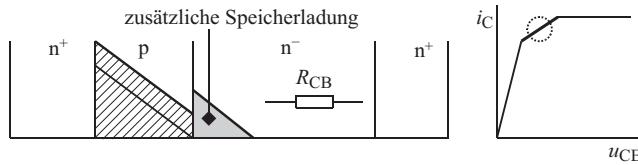


Abb. 4.9 Quasisättigungsbetrieb

R_{CB} zurück. Die Steigung der Ausgangskennlinie ist bezogen auf den aktiven Bereich größer. Infolge des Diffusionsdreiecks in der n⁻-Zone baut sich eine zusätzliche Speicherladung Q_S auf, wodurch sich das dynamische Verhalten des Transistors verschlechtert.

Reicht das Diffusionsdreieck in der n⁻-Zone bis zum Rand der hoch dotierten Kollektorzone n⁺ (Abb. 4.10), so ist die schwach dotierte Zone mit Ladungsträgern überfüllt und der Kollektor-Bahnwiderstand ist praktisch Null. Es gibt nahezu keinen Spannungsabfall mehr über der schwach dotierten Zone. **Dies ist der typische Betriebspunkt eines Leistungstransistors.**

Sättigungsspannung $u_{CE,sat}$ (siehe Abb. 4.7):

$$u_{CE} = u_{BE} + u_{CB} \quad \text{mit: } u_{CB} \approx -u_{BE} \quad \text{gilt: } u_{CE} = u_{CE,sat} \leq u_{BE} \quad (4.5)$$

4.1.8 Übersättigungsbetrieb

In Abb. 4.11 erstreckt sich das Diffusionsdreieck im Kollektor bis in das n⁺-Gebiet hinein. Zwar hat der Transistor in diesem Zustand den geringsten Widerstand, infolge der großen Speicherladung Q_S weist er aber die schlechtesten dynamischen Eigenschaften auf.

Transistorschalter werden aber in der Regel im Sättigungsbereich betrieben, um einen geringen Spannungsabfall zu erreichen. Der Sättigungszustand wirkt sich beim Umschalten wegen des Auf- und Abbaus der Diffusionsladungen nachteilig aus. Das Ausschaltverhalten wird dann durch eine negative Steuerspannung verbessert. Den Abbau der Speicherladung mit und ohne negativer Steuerspannung zeigt Abb. 4.12.

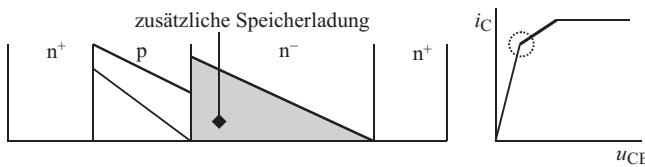


Abb. 4.10 Betrieb an der Sättigungsgrenze

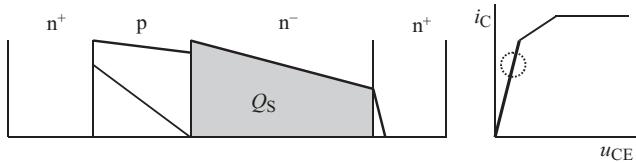
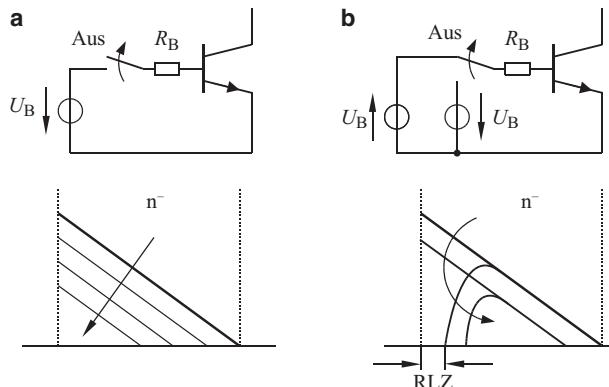


Abb. 4.11 Übersättigungsbetrieb

Abb. 4.12 Ausschaltvorgang ohne (a) und mit negativem Basisstrom (b). Ein negativer Basisstrom liefert zusätzliche Elektronen in die n⁻-Zone. Durch die intensive Rekombination existieren am pn⁻-Übergang schnell keine freien Ladungsträger mehr, und es kann sich eine RLZ ausbilden



- a) Abbau der Basisladung nur durch Rekombination im schwach dotierten Gebiet.
 b) Durch den negativen Basisstrom bildet sich schnell eine Raumladungszone RLZ aus. Dadurch kann die CE-Strecke Spannung aufnehmen, obwohl die Speicherladung noch nicht völlig abgebaut ist. Aus dieser Tatsache resultieren hohe Ausschaltverluste. Der Abbau der restlichen Ladungsträger erfolgt durch Rekombination, was im schwach dotierten Bereich einen vergleichsweise langen Zeitraum beansprucht. Hieraus resultiert der Schweifstrom bei Ausschalten (Tail-Strom).

Eine Vermeidung des Übersättigungsbetriebes kann durch Begrenzung der Ansteuerspannung mit einer „Clamp“-Schaltung nach Abb. 4.13 erreicht werden.

- a) Für den Basisstrom i_B folgt mit den Maschenumläufen M1 und M2:

$$\text{M1: } u_{BC} = u_D - R_B \cdot i_B \quad \text{M2: } u_{BC} = u_{BE} - u_{CE}$$

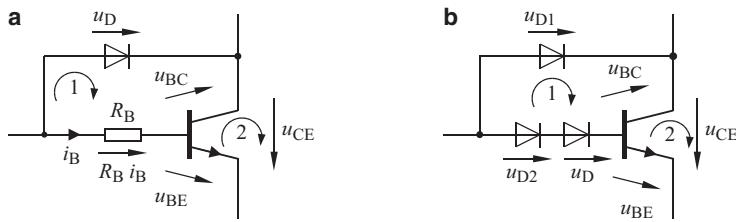


Abb. 4.13 Möglichkeiten zur Vermeidung der Übersättigung

Durch Gleichsetzen und nach i_B auflösen folgt:

$$i_B = \frac{1}{R_B} \cdot (u_{CE} + u_D - u_{BE}) \quad (4.6)$$

Unter der Annahme, dass u_D (ca. 0,35 V bei einer Schottky-Diode) und u_{BE} konstant sind, ändert sich i_B mit u_{CE} . Über den Basiswiderstand kann die Übersättigung eingestellt werden. Der Basisstrom i_B „läuft“ dann mit der Spannung u_{CE} mit, so wie es in Abb. 4.14b dargestellt ist. Zum Vergleich zeigt Abb. 4.14a die Arbeitspunkte, die sich bei einem festen Basisstrom i_B abhängig von u_{CE} einstellen würden.

- b) In Abb. 4.13b erfolgt die Nachführung des Basisstromes i_B indirekt über u_{BE} . Durch die Anzahl der Dioden D (Gesamtschwellspannung) kann die Sättigung eingestellt werden.

$$u_{BC} = u_{D1} - u_D - u_{D2} \quad \text{sowie:} \quad u_{BC} = u_{BE} - u_{CE}$$

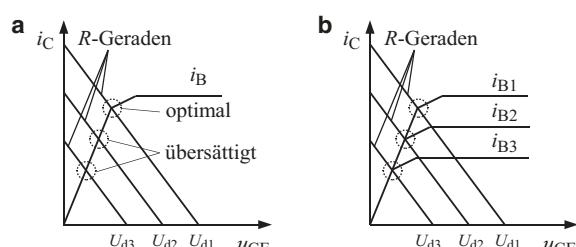
folgt mit $u_{D1} = u_{D2}$

$$u_{BE} = u_{CE} - u_D \quad (4.7)$$

4.1.9 Darlington-Transistoren

Hochspannungstransistoren haben eine relativ kleine Stromverstärkung. Ein bipolarer Leistungstransistor wird deshalb oft in Darlington-Schaltung ausgeführt. Durch die Hintereinanderschaltung mehrerer Transistoren (Abb. 4.15) erhält man eine wesentlich

Abb. 4.14 a Übersättigung durch geänderte Betriebsspannung U_d
b Nachführung von i_B mit u_{CE}



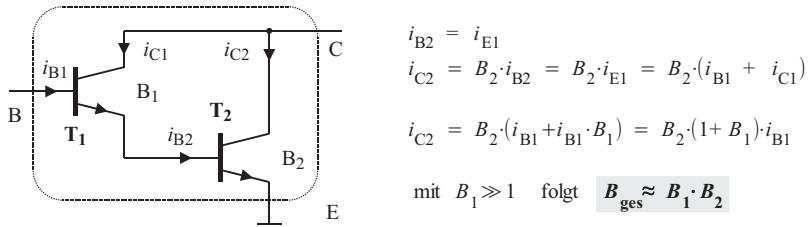


Abb. 4.15 Prinzipieller Aufbau eines Darlington-Transistors

größere Gesamt-Stromverstärkung B_{ges} . Der Basisstrom für die Ansteuerung bleibt in der Größenordnung von 1 A. Eine zusätzliche Beschaltung nach Abb. 4.16 verringert die Ausschaltzeit (turn-off time).

4.1.10 Vergleich Bipolartransistor – Schalter

Wird ein mechanischer Schalter S durch einen Transistorschalter T ersetzt, so ändert sich das Systemverhalten. Am Beispiel einer Lampensteuerung lassen sich die wesentlichen Unterschiede aufzeigen. Dazu wird eine Lampe mit $R_{\text{kalt}} \ll R_{\text{warm}}$ über einen Transistor T und über einen mechanischen Schalter S eingeschaltet (Abb. 4.17). Es zeigt sich, dass der Transistor mit seiner Strom einprägenden Wirkung den Einschaltstrom der Lampe nahezu ausgleicht. Selbst der Kurzschlussstrom wird vom Transistor durch seine nicht-lineare Kennlinie begrenzt (Abb. 4.18). Deshalb ist eine Schmelzsicherung bei einem Transistorschalter nur bedingt wirksam. Der Vorteil des idealen Schalters S ist der im Vergleich zum Transistor vernachlässigbare Spannungsabfall im Durchlassbetrieb, wodurch nur sehr geringe Durchlassverluste entstehen. Mit dem Transistorschalter kann die Leistung der Lampe linear gesteuert werden. Dabei sind zwei Betriebsarten möglich, die nachfolgend beschrieben werden.

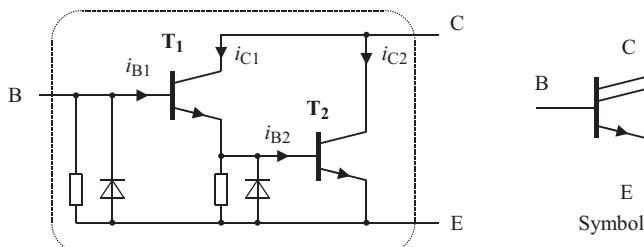


Abb. 4.16 Einstufige Darlingtonsschaltung mit verbesserter Ansteuerung

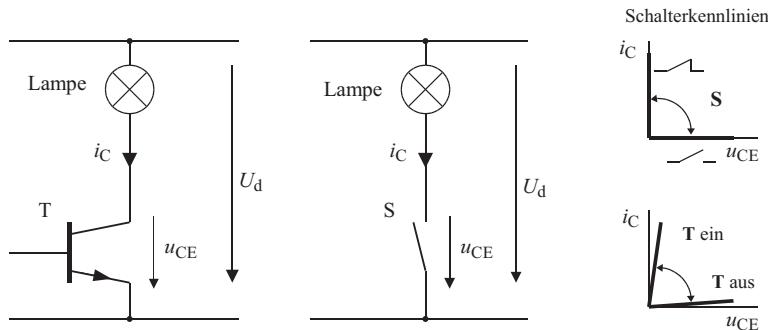
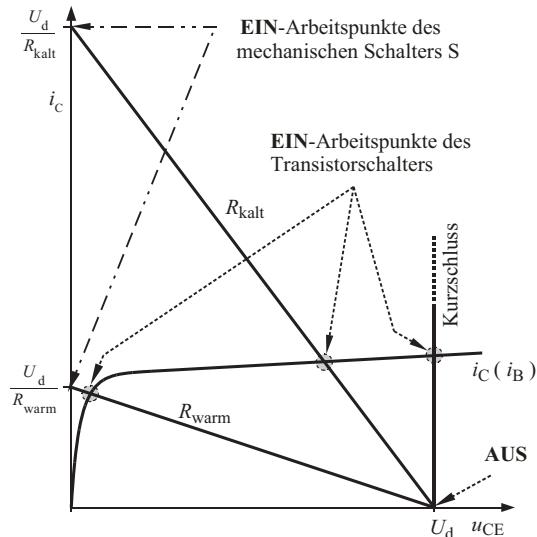


Abb. 4.17 Schalten eines nichtlinearen Widerstandes (z. B. einer Lampe)

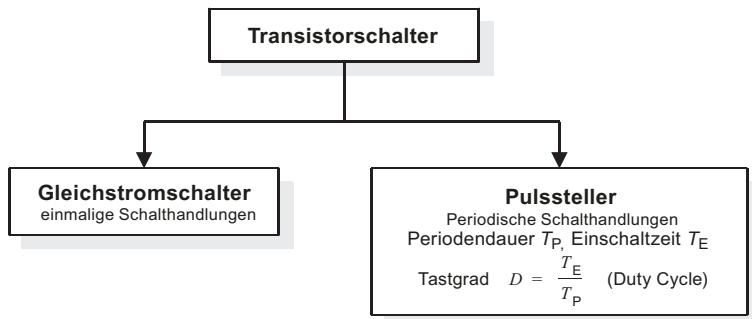
Abb. 4.18 Einschalten eines nichtlinearen ohmschen Verbrauchers mit einem mechanischen Schalter S und einem Transistor T

- Der Transistor wirkt durch seine nichtlineare Kennlinie strombegrenzend



4.2 Betriebsarten

Ein Transistorschalter kann als Gleichstromschalter zum Betätigen von typischen Gleichstromlasten, wie z. B. einer Lampe oder einem Stellmotor, oder als Pulsssteller zum periodischen Steuern eines Mittel- oder Effektivwertes eingesetzt werden. Die Steuerung als Pulsssteller kann mit einer konstanten oder zeitveränderlichen Pulsfrequenz f_p erfolgen.



Für den Kollektorstrom i_C (Abb. 4.19), der eine Mischgröße darstellt, lassen sich der Mittelwert I_{CAV} und der Effektivwert I_{CRMS} bestimmen. Man wählt im Pulsbetrieb als Zeitbasis der Mittelwertbildung die Periodendauer T_P (Kurzzeit-Mittelwert). Mit der Annahme eines zeitlich konstanten Gleichstromes I_d folgen für den Mittelwert I_{CAV} und Effektivwert I_{CRMS} die Beziehungen:

Effektivwert (Root Mean Square, RMS) Mittelwert (Average, AV)

$$I_{CRMS} = \sqrt{\frac{1}{T_P} \int_0^{T_E} i_C^2 dt} = I_d \cdot \sqrt{\frac{T_E}{T_P}} \quad i_C = I_{CAV} = \frac{1}{T_P} \int_0^{T_E} i_C dt = I_d \cdot \frac{T_E}{T_P}$$

- Der Unterschied zwischen Effektiv- und Mittelwert entsteht durch den Wechselanteil, der bei der Mittelwertbildung herausfällt.

4.2.1 Schalten einer ohmsch-induktiven Last

Die Arbeitsweise der Schaltung nach Abb. 4.20 mit ohmsch-induktiver Last ist von mehreren Zuständen gekennzeichnet, die in Abb. 4.21 (t_0-t_5) dargestellt sind:

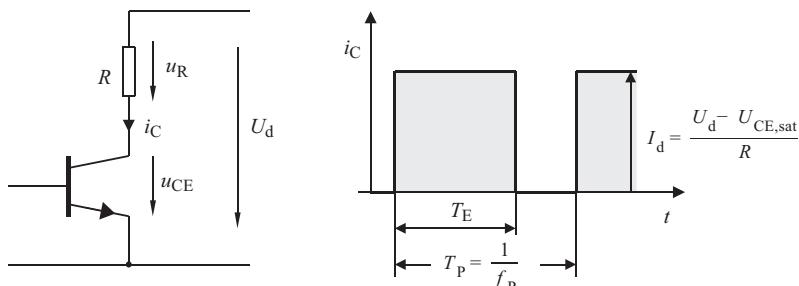


Abb. 4.19 Transistorschalter im Pulsbetrieb

Abb. 4.20 Ohmsch-induktive Last

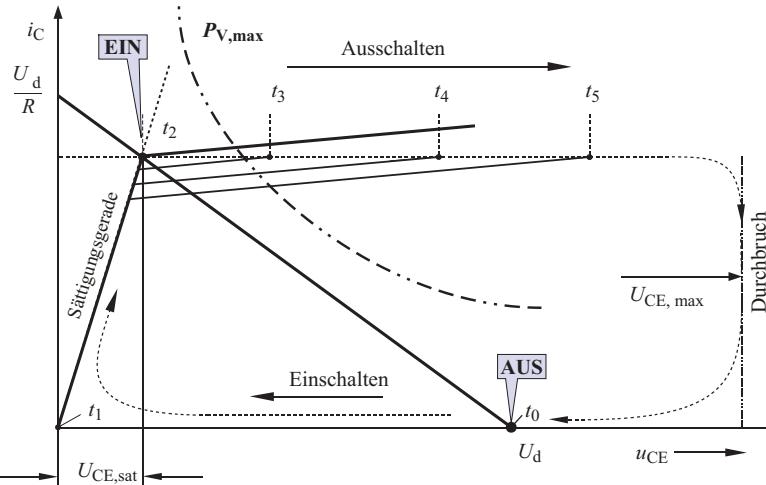
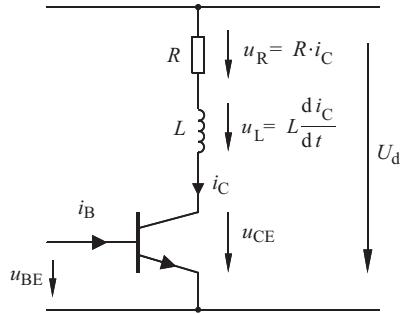


Abb. 4.21 Ein- und Ausschaltvorgang ohne Freilaufdiode

Statische Zustände

1. **AUS:** $i_C = 0 \text{ A}$, $u_{CE} = U_d$
2. **EIN:** i_C und u_{CE} sind bestimmt durch den Arbeitspunkt von Widerstands- und Sättigungsgerade (Abb. 4.21).

Dynamische Zustände

EINSCHALTEN

Beim Einschaltvorgang (t_0 in Abb. 4.21) bricht die Spannung u_{CE} sehr schnell auf Null zusammen (t_1) und der Strom i_C steigt von 0 mit der Zeitkonstanten $\tau = L/R$ näherungsweise exponentiell an, bis der Arbeitspunkt EIN nach Gl. 4.8 erreicht ist (t_2). Gleichzeitig steigt u_{CE} von 0 auf den Wert der Sättigungsspannung $U_{CE,\text{sat}}$ im Arbeitspunkt an.

$$i_C = \frac{U_d - U_{CE,\text{sat}}}{R} \quad (4.8)$$

Die Induktivität L nimmt während dieser Zeit die Energie W_L nach Gl. 4.9 auf.

$$W_L = \frac{1}{2} L i_C^2 \quad (4.9)$$

AUSSCHALTEN

Der Kollektorstrom i_C ist durch die Induktivität L eingeprägt (t_3-t_5). Beim Ausschalten muss die Energie W_L der Induktivität L abgebaut werden. Diese Energie wird größtenteils im Transistor in Wärme umgewandelt. Während der Transistor hochohmig wird, kommt es zu einer Spannungsüberhöhung an der Kollektor-Emitterstrecke.

$$M: \sum U = 0 = -u_{CE} - u_L - u_R + U_d \rightarrow u_{CE} = U_d - u_R - u_L \quad \text{mit } u_L < 0$$

Bei hinreichend großer Stromsteilheit kann die Spannung u_{CE} die Spannungsfestigkeit der Kollektor-Basis-Diode ($U_{CE,max}$) überschreiten, wodurch der Transistor im Durchbruch betrieben wird. Sobald die Energie W_L abgebaut ist, wird i_C zu Null und die Spannung u_{CE} fällt auf U_d . Durch die auftretende Verlustleistung ist der Transistor thermisch gefährdet.

Zur Vermeidung des Durchbruchs setzt diese Betriebsart eine geringe Flankensteilheit des Kollektorstromes i_C voraus, jedoch steigt die Verlustleistung des Transistor an.

Zum Schutz des Schaltransistors beim Abschaltvorgang vor Überspannungen und zur Reduzierung der Schaltverluste muss die ohmsch-induktive Last nach Abb. 4.22 induktivitätsfrei mit einer Freilaufdiode D_F beschaltet werden. Durch die Freilaufdiode wird u_{CE} auf ideal U_d begrenzt. Die Stromübernahme der Freilaufdiode erfolgt, sobald die Ventilspannung u_{DF} positiv ist. Die Ventilspannung wird in Abb. 4.22 aus dem Maschenlauf M ermittelt.

Während beim Ausschaltvorgang in Abb. 4.22 der Transistor hochohmig wird, steigt bei annähernd konstantem Kollektorstrom i_C die Spannung u_{CE} auf den Wert der Eingangsgleichspannung U_d an. Überschreitet u_{CE} den Wert von U_d , so ist $u_{DF} > 0$ und die Freilaufdiode übernimmt schlagartig den Laststrom i_L . Nach der Stromübergabe auf die Freilaufdiode wird der Laststrom von der Induktivität L weiterhin aufrecht erhalten, sinkt aber mit der Zeitkonstanten τ auf Null (ideale Diode angenommen). Wegen $di/dt < 0$ ist u_L negativ. Um den Abbau von i_L zu beschleunigen, wird zur Freilaufdiode D_F in Abb. 4.22 eine Z-Diode Z in Reihe geschaltet. Hierdurch arbeitet die Induktivität auf eine Gegenspannung (Zener-Spannung U_Z) und wird bei gleicher Zeitkonstanten τ schneller entmagnetisiert (Abb. 4.24). Wie in Abb. 4.23 dargestellt, ist u_{CE} während des Freilaufs um die Zener-Spannung vergrößert auf $u_{CE} = U_d + U_Z$. Die Spannungsfestigkeit des Transistors bestimmt daher die zulässige Zener-Spannung.

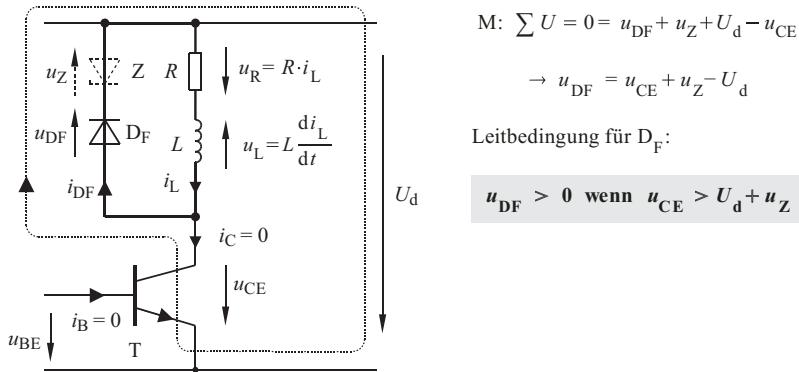


Abb. 4.22 Schalter mit Freilaufdiode und zusätzlicher Z-Diode zum beschleunigten Abbau der Energie W_L (Entmagnetisierung)

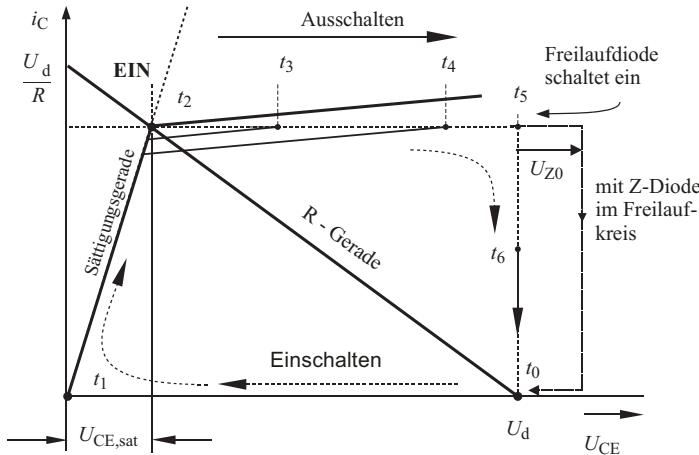


Abb. 4.23 Ein- Aus-Schaltvorgang mit idealer Freilaufdiode und Z-Diode

4.2.2 Schalten eines eingeprägten Stromes

4.2.2.1 Weiches Schalten

In einem Stromkreis nach Abb. 4.25 werden Schaltvorgänge durch die Induktivität des Stromkreises bestimmt. Beim Einschalten des Transistors T bricht die Spannung u_{CE} sofort auf ≈ 0 zusammen. Die Steilheit von i_C wird durch U_d und L_σ bestimmt. Beim Ausschalten bestimmt der Transistor T zur Spannungsbegrenzung über die Ansteuerung die Stromsteilheit.

Die Spannungsbelastung des Transistors ist beim Ausschalten durch die Summe von Betriebsspannung und induzierter Spannung $u_{L\sigma}$ gegeben. Die Stromsteilheit muss dann

Abb. 4.24 Stromverlauf beim Abschalten einer Induktivität mit und ohne Z-Diode im Freilaufzweig. Durch U_Z will sich der Strom i_L theoretisch umkehren. Im Stromnulldurchgang ist die Energie der Induktivität L abgebaut und der Strom bleibt 0

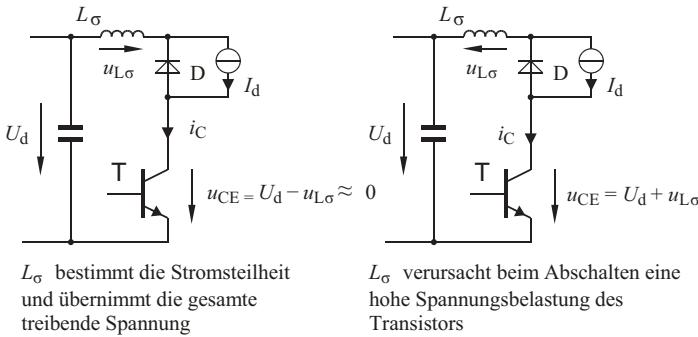
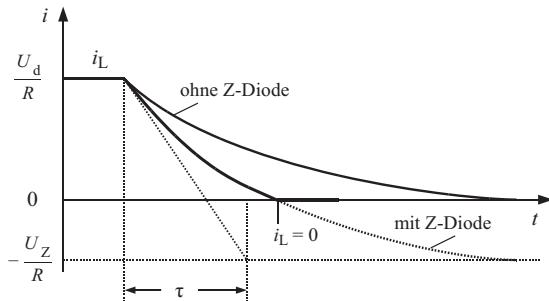


Abb. 4.25 Ein- und Ausschalten eines induktiven Stromkreises

so begrenzt sein, dass $u_{L\sigma}$ zusammen mit U_d nicht den Transistor zerstört. Den Verlauf der Ströme und Spannungen zeigt Abb. 4.26.

4.2.2.2 Hartes Schalten

In einem induktivitätsfreien Stromkreis nach Abb. 4.27 ist die Stromsteilheit allein durch den Transistor T bestimmt. Überspannungen treten (ideal) nicht auf. Die Spannung u_{CE} bleibt während des gesamten Einschaltvorganges auf dem Wert der Betriebsspannung U_d . Die Folge sind hohe Einschaltverluste.

Unvermeidliche parasitäre Induktivitäten des Stromkreises führen beim Einschalten jedoch zu einer reduzierten Spannung u_{CE} und so zu einer Einschalt-Entlastung des Transistors. Beim Ausschalten belasten diese Induktivitäten den Transistor jedoch mit einer Überspannung. Abhilfe kann hier ein Entlastungsnetzwerk (RCD-Beschaltung, Abschn. 4.2.3) bringen. Der in Abb. 4.28b dargestellte Verlauf der Arbeitspunkte beim Ein- und Ausschaltvorgang muss innerhalb des vorgegebenen sicheren Arbeitsbereiches (SOA) entsprechend Abb. 4.5 liegen.

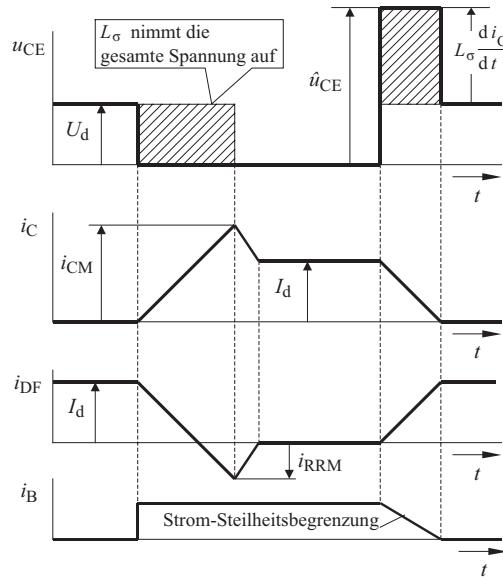


Abb. 4.26 Schalten eines eingeprägten Stromes in einem stark induktiven Stromkreis (weiches Schalten)

- Beim Einschalten bricht die Spannung u_{CE} fast auf Null zusammen, so dass es nur geringe Einschaltverluste gibt.
- Beim Ausschalten muss die Stromsteilheit so gering gewählt werden, dass die induzierte Spannung nicht den Transistor gefährdet (Durchbruch).
- Die in der Induktivität gespeicherte Energie W_L muss beim Ausschalten im Transistor in Wärme umgewandelt werden. Dies ist mit hohen Ausschaltverlusten verbunden

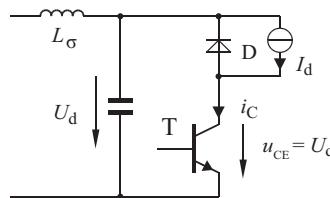


Abb. 4.27 Hartes Schalten, Ersatzschaltbild

Beim harten Schalten arbeitet der Transistor direkt an der Spannung des Kondensators. Der Stromkreis ist daher, abgesehen von unvermeidbaren Leitungsinduktivitäten, induktivitätsfrei

4.2.3 RCD-Beschaltung

Zur Spannungsentlastung des Transistors T wird beim Ausschaltvorgang ein Kondensator C parallel zur Kollektor-Emitterstrecke geschaltet. Bei jedem Ausschaltvorgang wird der Kondensator mit der Energie der parasitären Induktivität L_σ des Stromkreises geladen.

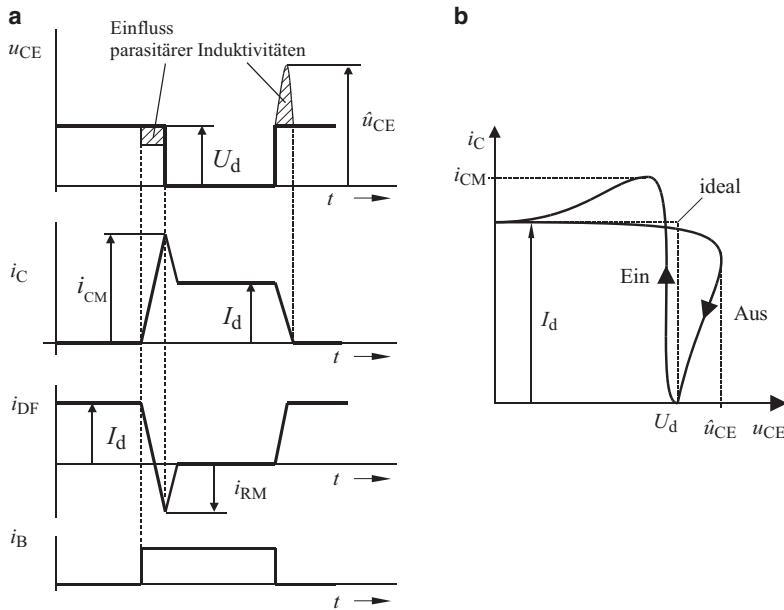


Abb. 4.28 Hartes Schalten

Die Stromsteilheit wird beim Ein- und Ausschalten vom Transistor vorgegeben. Beim Einschalten liegt annähernd die volle Betriebsspannung an der Kollektor-Emitterstrecke. Die Induktivität des Stromkreises muss so klein sein, dass beim Abschalten die maximal zulässige Kollektor-Emitterspannung nicht überschritten wird. Die Schaltüberspannung begrenzt letztlich den tatsächlich abschaltbaren Strom

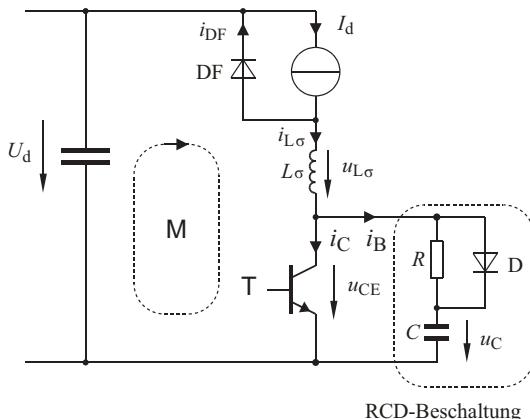
(L_σ beschreibt auch die parasitäre Induktivität des Kondensators und der internen Verschaltung des Transistors (5–20 nH)). Mit der Kapazität C kann die maximale Spannungsbelastung des Transistors \hat{u}_{CE} nach Gl. 4.10 festgelegt werden. Damit der Kondensator beim Einschaltvorgang nicht den Transistor überlastet, erfolgt die Entladung von C über einen in Reihe geschalteten Widerstand R . Die Diode D leitet beim Ausschalten den Ladestrom am Widerstand R vorbei und zwingt den Entladestrom beim Einschalten über den Widerstand R . Die Entladearbeit des Kondensators ($> 3 R \cdot C$) begrenzt die maximale Schaltfrequenz des Transistors.

Zur Wirkungsweise: In Abb. 4.29 leitet T und führt den Kollektorstrom $i_C = I_d$. Der Kondensator C sei vollständig entladen. Wird der Basisstrom des Transistors abgeschaltet, sinkt der Kollektorstrom i_C und wird zu 0. Der von L_σ eingeprägte Strom fließt nun in den Kondensator C . Der Kondensator wird mit I_d über die Diode D geladen. Die Spannung u_{CE} verhält sich wie u_C . Überschreitet u_{CE} den Wert der Eingangsspannung U_d , schaltet die Freilaufdiode D_F durch und der Freilaufkreis ist aktiv. Der Kondensator C nimmt noch die Energie der parasitären Induktivitäten des Stromkreises auf und bleibt

Abb. 4.29 Transistorschalter mit RCD-Beschaltung zur Kompensation der parasitären Induktivität des Stromkreises

Die RCD-Beschaltung

- verringert die Spannungsbelastung der Kollektor-Emitterstrecke und
- reduziert die Schaltverluste



geladen bis T wieder einschaltet. Dann entlädt sich C über R und der CE-Strecke von T. Mit Gl. 4.10 kann die Spannungsbelastung des Kondensators abgeschätzt werden.

$$\hat{u}_{CE} = U_d + \Delta u_C \quad \text{mit } \Delta u_C = I_d \cdot \sqrt{\frac{L_\sigma}{C}} \quad (4.10)$$

4.3 Der IG-Feldeffekttransistor (MOSFET)

4.3.1 Aufbau

Beim MOSFET wird die elektrische Leitfähigkeit eines Substrates durch ein elektrisches Feld gesteuert. Der prinzipielle Aufbau eines MOSFET nach Abb. 4.30 entspricht dem eines Kondensators. Zwischen zwei Elektroden befindet sich ein p-dotiertes Substrat. An den Elektroden sei die Spannung U_{GS} wirksam. Das von dieser Spannung erzeugte elektrische Feld E ruft im Substrat **Influenzladungen** hervor. Diese Ladungen, im p-Gebiet sind das Elektronen, bewirken eine elektrische Leitfähigkeit des Substrates (Kanalbildung). Ohne äußere Spannung gibt es keine Influenzladungen und somit auch keine elektrische Leitfähigkeit. Zur Steuerung eines Stromes muss diese Anordnung entsprechend Abb. 4.31 abgewandelt werden.

Im p-Substrat befinden sich jetzt zusätzlich zwei n-dotierte Bereiche mit den Anschlüssen S (Source) und D (Drain). Über diese Anschlüsse soll der gesteuerte Stromfluss erfolgen. Zur Erzeugung des elektrischen Feldes dienen die Anschlüsse G (Gate) und B (Bulk, Substrat). Die Gateelektrode ist durch ein Metalloxid vom Substrat isoliert. Deshalb wird dieser Transistor typ als Metall-Oxid-Semiconductor, kurz MOSFET, bezeichnet. Ohne äußere Spannungen bilden sich an den pn-Übergängen Raumladungszonen aus. Für den praktischen Einsatz wird der Substratanschluss B mit dem Sourceanschluss S direkt

Abb. 4.30 Prinzip des Feldeffekttransistors

- Steuerung der Leitfähigkeit durch ein elektrisches Feld

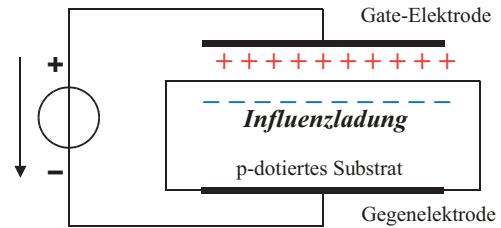
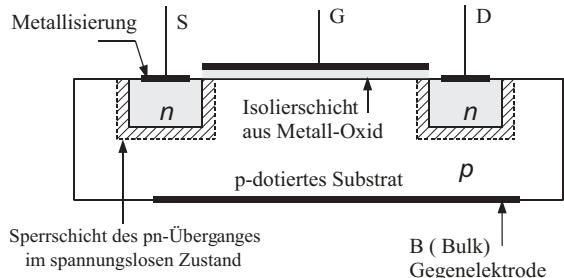


Abb. 4.31 Praktische Ausführung eines MOSFET



verbunden. Wird an die Anschlüsse D und S nun eine positive Spannung U_{DS} angelegt, so ist in Abb. 4.32 der rechte pn-Übergang in Sperrrichtung, der linke in Durchlassrichtung gepolt. Ein Stromfluss kann in beiden Richtungen nicht erfolgen. Man nennt diesen Transistor typ daher **selbstsperrend**.

Wird zusätzlich die Steuerspannung U_{GS} angelegt, so kommt es aufgrund des elektrischen Feldes E im Substrat zu einer Elektronenansammlung unter der Gate-Elektrode. Bei ausreichender Spannung ($U_{GS} \geq U_{Th}$, $U_{Th} = 3 \dots 5 \text{ V}$) bildet sich zwischen Source und Drain ein *leitfähiger Elektronenkanal (n-Kanal, Inversionsschicht)* aus, und es kann bei $U_{DS} > 0$ ein Elektronenstrom vom Drain zum Source-Anschluss fließen, daher die Bezeichnung *unipolar-Transistor*. Die Elektronenleitung hat einen positiven Temperaturkoeffizienten (PTC).

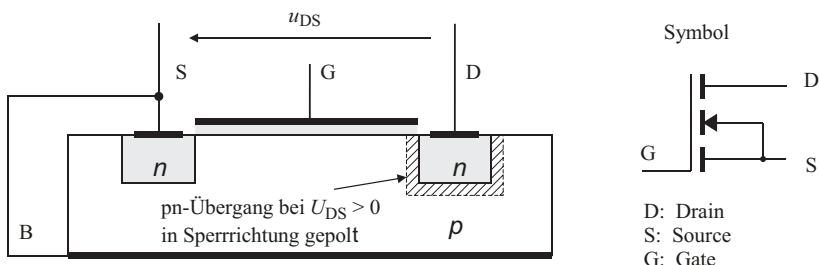
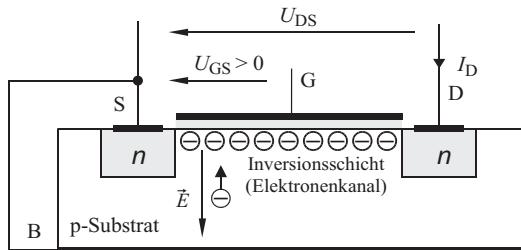


Abb. 4.32 Selbstsperrender n-Kanal MOSFET mit Symbol

Abb. 4.33 Bildung des Elektronenkanals

Bei $U_{GS} \geq U_{Th}$ existiert eine leitfähige Verbindung zwischen Source und Drain-Elektrode (Inversionsschicht bzw. Elektronenkanal)



Der in Abb. 4.33 dargestellte n-Kanal-MOSFET ist für kleine Spannungen und Ströme geeignet. Durch eine Parallelschaltung vieler Einzeltransistoren kann eine höhere Stromstärke erreicht werden. Bei der erforderlichen Parallelschaltung solcher Einzeltransistoren zu einem Leistungs-MOSFET ergeben sich folgende Probleme:

- Die Verlustleistung tritt in den stromführenden Schichten unter der Oberfläche auf. Die entstehende Wärme kann von dort schlecht abgeleitet werden und führt auf ein vertikal inhomogenes Temperaturprofil.
- Die Verbindung aller individuellen MOSFET-Einheiten untereinander durch Leiterbahnen erweist sich als kompliziert. Zudem wird die Kristallfläche nur schlecht ausgenutzt.

Der Schlüssel zur Entwicklung von Leistungs-MOSFETs besteht in der *vertikalen Anordnung der stromführenden Schichten*. Der vertikale Aufbau gestattet eine zellenförmige Strukturierung des Leistungshalbleiters und damit eine hohe Konzentration identischer MOSFET-Elemente auf einem Kristall. Durch eine regelmäßige Anordnung der vertikal aufgebauten MOSFET-Zellen ergibt sich eine homogene Verteilung der Verlustleistung. Die entstehende Wärme kann gut über das Substrat und den Drainkontakt abgeführt werden, so dass die Stromdichte verdreifacht werden kann. Dabei sorgt der positive Temperaturkoeffizient für eine gleichmäßige Stromverteilung im Kristall. Die Integrationsdichte bei Leistungs-MOSFET beträgt z. Zt. > 800.000 Transistorzellen pro cm^2 bei einer Chipfläche von $0,3 \dots 1,5 \text{ cm}^2$. Die Entwicklung des Leistungstransistors aus dem Signaltransistor zeigt Abb. 4.34. Damit der MOSFET nach Abb. 4.34a auch hohen Sperrspannungen standhalten kann, wird eine niedrig dotierte Driftzone (n^-) zwischen dem p-Gebiet unter dem Gatekontakt und der n^+ -Drainzone vorgesehen (Abb. 4.34b). Sie reduziert die Feldstärke und verhindert so einen Feldstärkedurchbruch. Praktisch die gesamte Spannung U_{DS} fällt über diesen Bereich ab. In den weiteren Schritten wird nun erreicht, dass der Drainanschluss für eine vertikale Stromführung auf die Unterseite des Substrates verlegt wird. Dabei kann zunächst der Substratanschluss B durch eine überlappende Kontaktierung im S-Bereich ersetzt werden. In Abb. 4.34 c ist die fertige Struktur eines Einzeltransistors zu erkennen. Darin ist auch die Inversdiode (*Body-Diode*) angedeutet. Abb. 4.34 d zeigt den durch Parallelschaltung entstandenen Leistungstransistor. Diese Anordnung lässt sich prinzipiell erweitern, wodurch sich hohe

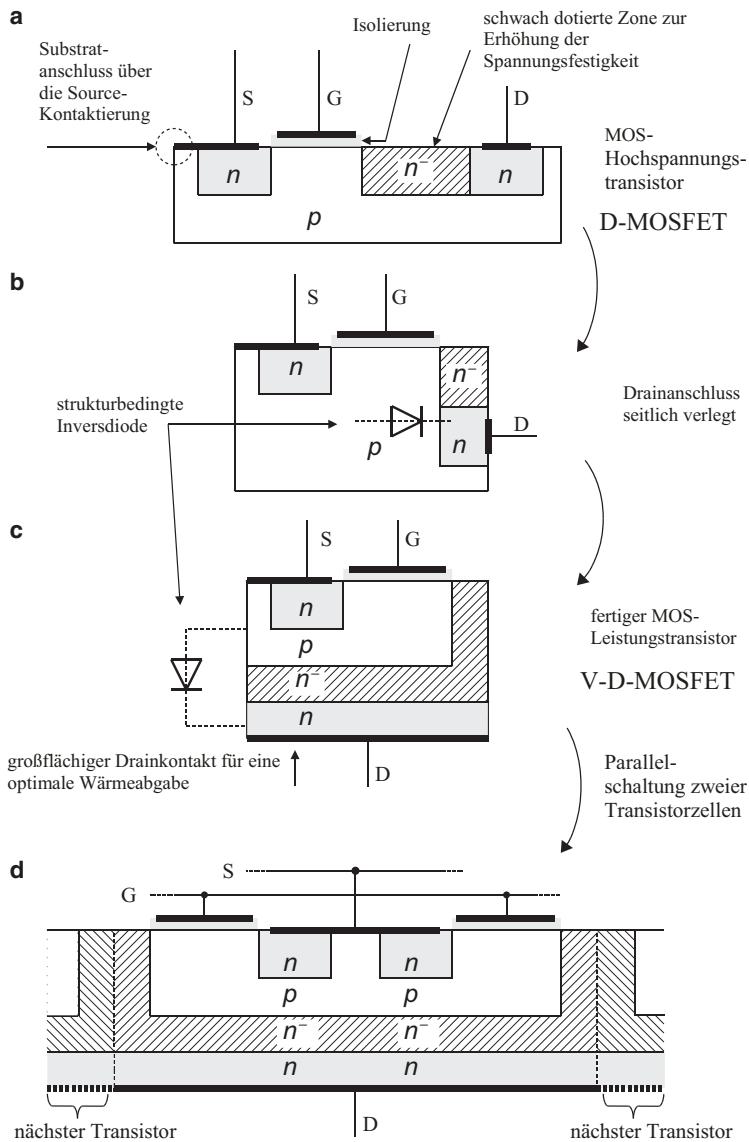


Abb. 4.34 Herleitung des MOS-Leistungstransistors

Stromstärken für einen MOSFET-Leistungstransistor erzielen lassen. Hauptanwendung derzeit bei Spannungen kleiner 200 V z. B. im Automobilsektor oder bei Schaltnetzteilen. Zur Erzielung einer höheren Spannungsfestigkeit (bis ca. 1000 V) muss die n^- -Zone verbreitert werden. Bei Verdopplung der Spannungsfestigkeit steigt jedoch der Durchlasswiderstand $r_{DS,ON}$ üblicherweise bis auf den fünffachen Wert an („Silicon

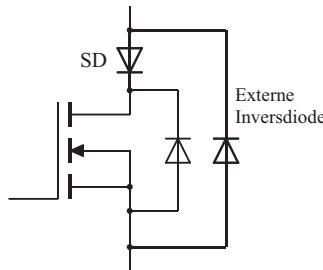


Abb. 4.35 Abschaltung der Body-Diode

Der Einsatz einer schnellen externen Inversdiode ist möglich, wenn die interne Inversdiode (Body-Diode) über eine zusätzliche Schottky-Diode (SD) ausgeschaltet wird. Es entsteht aber ein zusätzlicher Spannungsabfall in Durchlassbetrieb des MOSFET von ca. 0,4 V. (Anwendung bei induktiven Lasten bzw. hohen di/dt -Werten)

Limit“). Einer Verringerung von $r_{DS,ON}$ durch eine Vergrößerung der Siliziumfläche ist wegen der dabei sinkenden Fertigungsausbeute eine Grenze gesetzt. Bei induktiven Lasten kann das Abschaltverhalten der Inversdiode (Rückstromspitze) den MOSFET zusätzlich belasten. Abb. 4.35 zeigt die Anwendung einer externen Inversdiode zur Entlastung des MOSFET.

Vergleich eines MOSFET-Leistungstransistor mit einem Bipolartransistor:

Leistungs-MOSFET	Bipolartransistor
Spannungsgesteuerter Schalter	Stromgesteueter Schalter
Unipolarer Ladungstransport durch Elektronen (<i>n-Kanal-Typ</i>) oder durch Löcher (<i>p-Kanal-Typ</i>). Daher:	Bipolarer Ladungstransport durch Elektronen und Löcher. Daher: <ul style="list-style-type: none">• Ladungsspeicher-Effekt• Die Schaltverluste sind frequenzproportional• negativer Temperaturkoeffizient und zweiter Durchbruch• Kleiner Durchlasswiderstand bei hohen Strömen durch Ladungsträgerinjektion in die Kollektorzone
<ul style="list-style-type: none">• keine Ladungsspeicherung• frequenzunabhängige Verluste• positiver Temperaturkoeffizient• hoher Durchlasswiderstand, da keine Ladungsträgerinjektion• Strukturbedingte Inversdiode	
Der vertikale Stromfluss unterhalb des Gate-Bereiches führt auf eine nur partielle Nutzung der Siliziumfläche	Der ganzflächige Kollektor-Basis-Übergang führt auf eine optimale Ausnutzung der Siliziumfläche

4.3.2 Die Kennlinie

Ist in Abb. 4.36 die Spannung u_{GS} größer als die Threshold-Spannung U_{Th} , so existiert zwischen D und S ein leitfähiger Kanal und der MOSFET verhält sich wie ein ohmscher Widerstand. Im diesem ohmschen Bereich der Kennlinie wird der Kanalquerschnitt

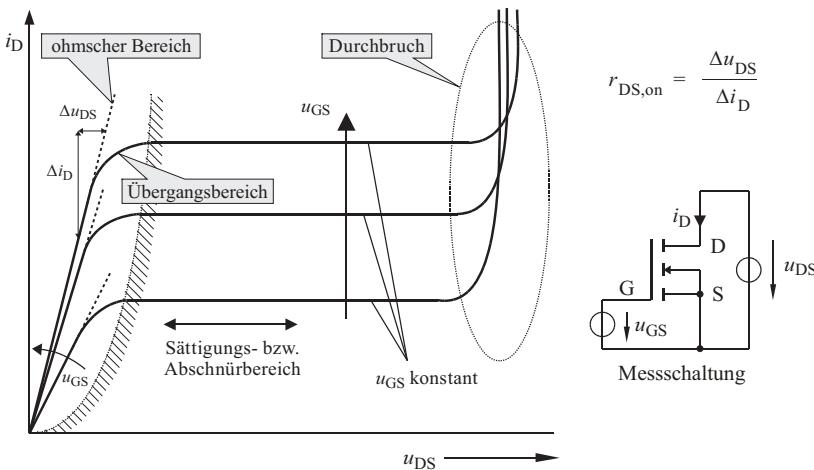


Abb. 4.36 Statische Kennlinie eines n-Kanal-MOSFET

durch Steigerung von u_{GS} vergrößert, wodurch der Widerstand $r_{DS,ON}$ abnimmt. Die Steigung der Kennlinie wächst daher mit u_{GS} . Hier liegt der Arbeitsbereich der Kennlinie für Schalteranwendungen. Der Widerstand $r_{DS,ON}$ berechnet sich aus der Steigung der Kennlinie wie in Abb. 4.36 angegeben. Wird $u_{DS} > u_{GS}$, so sperrt der drainseitige pn-Übergang und es bildet sich eine Raumladungszone (RLZ) nach Abb. 4.37 aus. Der Kanal ist am Rand der RLZ abgeschnürt (Pinch-Off-Punkt). Bei weiterer Steigerung von u_{DS} wird der Spannungsanstieg allein von der RLZ aufgenommen. Der Drainstrom bleibt daher annähernd konstant (Sättigung) bis schließlich der Durchbruch der RLZ erfolgt.

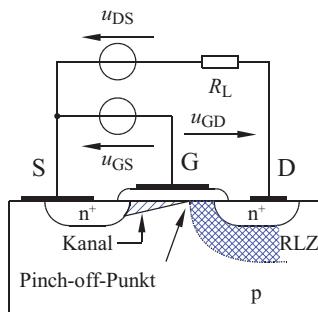


Abb. 4.37 MOSFET im Sättigungszustand

Wegen $u_{GD} < 0$ bildet sich an der Drainseite eine Raumladungszone (RLZ) aus. Der Kanal wird im gleichen Maß verkürzt. Steigt u_{DS} weiter an, so wird durch Ausweitung der RLZ der Spannungsanstieg kompensiert.

Folge: Der Drainstrom bleibt bei einem Anstieg der Spannung u_{DS} im Sättigungsbetrieb annähernd konstant

4.3.3 Die Gatekapazität

Die Gate-Elektrode eines MOSFET bildet eine Eingangskapazität, die für den Schaltvorgang durch eine Ersatzkapazität C_{ISS} beschrieben wird. Die Zusammensetzung der Ersatzkapazität zeigt Abb. 4.38. Die dargestellten Kapazitäten sind zum Teil von der Spannung u_{DS} abhängig. Die Gate-Drain Kapazität C_{GD} wird auch als Miller Kapazität bezeichnet.

C_{GS} ist eine konstante Größe, C_{GD} und C_{DS} ändern sich mit der Spannung u_{DS} . Um diesen Einfluss zu berücksichtigen, ersetzt man entsprechend Abb. 4.39 C_{GD} abhängig von der Spannung u_{DS} durch die Werte $C_{GD} = C_{GD1}$ für $u_{DS} \approx 0$ und $C_{GD} = C_{GD2}$ für $u_{DS} \gg 0$. Dabei gilt: $C_{GD1} \gg C_{GD2}$.

Zur Vereinfachung wird ferner in Gl. 4.11 die zwischen Gate G und Source S wirkende Kapazität zusammengefasst als Ersatzkapazität C_{ISS} . Datenblattangaben für C_{ISS} werden bei $u_{DS} = 25$ V, u_{GS} kleiner U_{Th} , (d. h. ohne Spannungsrückwirkung) und einer Frequenz von 1 MHz ermittelt. C_{ISS} ist somit nur eine Vergleichsgröße (siehe auch Gl. 4.14).

$$C_{ISS} = C_{GS} + C_{GD} \quad (4.11)$$

Die Kondensatoren C_{GS} und C_{GD} bilden für das Gate einen kapazitiven Spannungsteiler (Abb. 4.40). Bei offenem Gateanschluss wirkt die Spannung u_{DS} daher über C_{GD} auf den Eingang zurück.

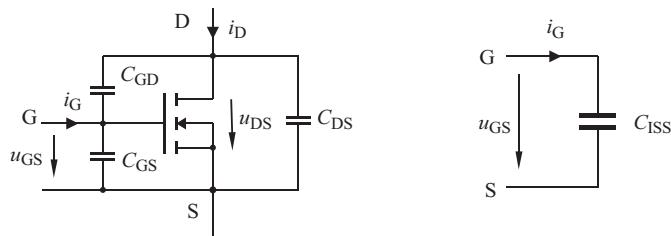
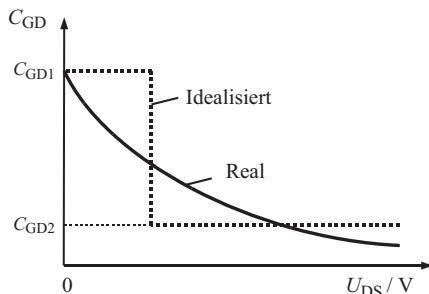


Abb. 4.38 Gate-Ersatzschaltbild und Ersatzkapazität C_{ISS} eines MOSFET

Abb. 4.39 Spannungsabhängigkeit der Gate-Drain-Kapazität



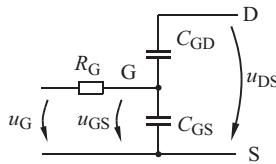


Abb. 4.40 Kapazitiver Spannungsteiler am Gateanschluss
Änderungen von u_{DS} wirken über C_{GD} auf den Eingang G zurück

Die Änderung der Gatespannung u_{GS} berechnet sich in diesem Fall als Spannungsrückwirkung zu:

$$\text{Spannungsrückwirkung: } \Delta u_{GS} = \Delta u_{DS} \frac{C_{GD}}{C_{GD} + C_{GS}} \quad (4.12)$$

Da im Schalterbetrieb u_{DS} große Spannungssteilheiten aufweist (siehe auch Abb. 4.62), besteht die Gefahr, dass C_{GS} über die kapazitive Kopplung auf U_{Th} aufgeladen wird und der MOSFET ungewollt einschaltet. Zur Einprägung der Gatespannung u_{GS} muss die Ansteuerung des Gates daher möglichst niederohmig erfolgen (kleiner Gatewiderstand R_G). Ferner kann die Gatespannung im ausgeschalteten Zustand auf negative Werte eingestellt werden. Übliche Ansteuerspannungen: Ein: $u_G = +15\text{ V}$, Aus: $u_G = -15\text{ V}$.

4.3.4 Neuere Entwicklungsrichtungen

Ziel der Entwicklungsarbeiten ist die Verringerung der Durchlassverluste in Verbindung mit einer hohen Spannungsfestigkeit. Dazu finden Optimierungen der Halbleiterstruktur statt und es werden neue Materialien eingesetzt wie z. B. Siliziumcarbid (SiC).

Abb. 4.34 zeigt die Struktur eines herkömmlichen MOSFET-Leistungstransistors. Bei dieser Struktur führt eine Verdopplung der Spannungsfestigkeit der Drain-Source-Strecke zu einem Anstieg des Durchlasswiderstand $r_{DS,on}$ in etwa auf den fünffachen Wert. Dieser Zusammenhang wird allgemein mit „Silicon-Limit“ bezeichnet.

- Bei vergleichbarer Stromtragfähigkeit wächst bei der MOS-Struktur die erforderliche Chipfläche (Exponent: 2,4–2,6) überproportional zur Spannungsfestigkeit.

Werden in die n^- -Zone des MOSFET-Leistungstransistors nach Abb. 4.41a p-leitende Gebiete eingebracht, die mit der p-Schicht verbunden sind, so erhält man die so genannte CoolMOS-Struktur eines MOSFET-Leistungstransistors nach Abb. 4.41b.

Die zusätzlichen p-Gebiete führen im Sperrzustand zu einer veränderten Feldausbildung, die bei gleicher Spannungsbelastung eine reduzierte Dicke der n^- -Zone ermöglicht und damit einen vergleichsweise geringen Durchlasswiderstand $r_{DS,on}$. Der als „Silicon-Limit“ bezeichnete Zusammenhang zwischen Sperrspannung und Durchlasswiderstand ist dadurch

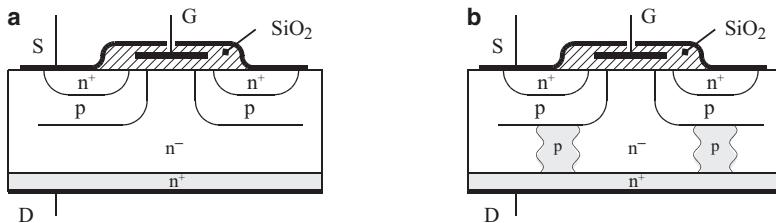


Abb. 4.41 Vergleich von MOS- und CoolMOS-Struktur. **a** MOSFET-Struktur, **b** CoolMOS-Struktur

praktisch aufgehoben, $r_{\text{DS,}on}$ wächst nur noch linear mit der Spannungsfestigkeit des Transistors.

Die CoolMOS-Struktur nach Abb. 4.41b zeigt folgende Vorteile:

- Bei gleicher Chipfläche reduziert sich $r_{\text{DS,}on}$ um den Faktor 5.
- Für einen vergleichbaren Strom ist nur noch 1/3 der Chipfläche erforderlich, bei gleichzeitig reduzierten Schalt- und Durchlassverlusten.
- Die Gatekapazität und -ladung sind um 1/3 reduziert.

Bauteile auf Basis von Siliziumkarbid zeigen gegenüber herkömmlichen Silizium-Bauteilen eine höhere Schaltgeschwindigkeit, eine höhere zulässige Junction-Temperatur, eine höhere Durchbruchfeldstärke und eine bessere Wärmeleitfähigkeit mit der Folge einer höheren Leistungsdichte. Die höhere Schaltgeschwindigkeit erlaubt deutlich höhere Schaltfrequenzen. Zusammen mit dem dadurch reduzierten Filteraufwand wird ein sehr kompakten Aufbau möglich. Zusätzlich arbeiten durch Wegfall der Rückstromspitze SiC-Dioden praktisch ohne Schaltverluste, wodurch sich der Wirkungsgrad verbessert.

4.4 Der IG-Bipolar Transistor (IGBT)

4.4.1 Aufbau

Wird ein feldgesteuertes Bauelement nicht wie der MOSFET mit einem n-leitenden Substrat, sondern, wie in Abb. 4.42 dargestellt, mit einem p-leitenden Substrat hergestellt, so erhält man den *Insulated Gate Bipolar Transistor; IGBT*.

Während der Stromfluss des MOSFET von D nach S von einem np-Übergang bestimmt ist, der als Inversdiode arbeitet, findet der Stromfluss im IGBT über eine pnp-Strecke statt und enthält somit keine strukturbedingte Inversdiode. Zum Verständnis dieser Schichtenfolge wird ein Ersatzschaltbild nach Abb. 4.43 gewählt. Der IGBT setzt sich aus einem Bipolartransistor T_2 und einem MOSFET T_1 zusammen. Zusätzlich ist ein weiterer Transistor T_3 enthalten, der über den Wannenwiderstand R_w angesteuert wird. T_2 und T_3

Abb. 4.42 Die Ableitung der IGBT-Struktur (NPT) vom MOSFET und Schaltsymbol

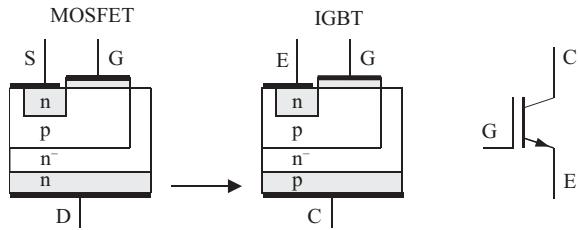
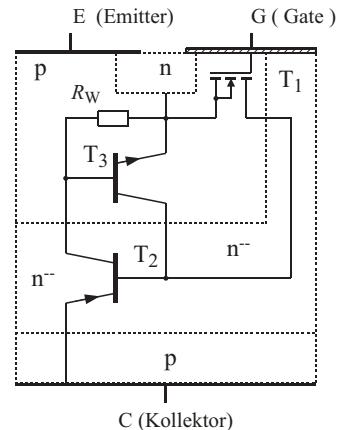


Abb. 4.43 Vollständiges Ersatzschaltbild

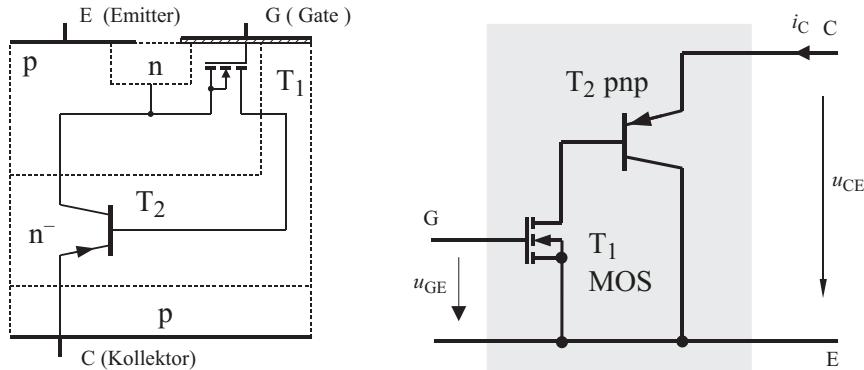
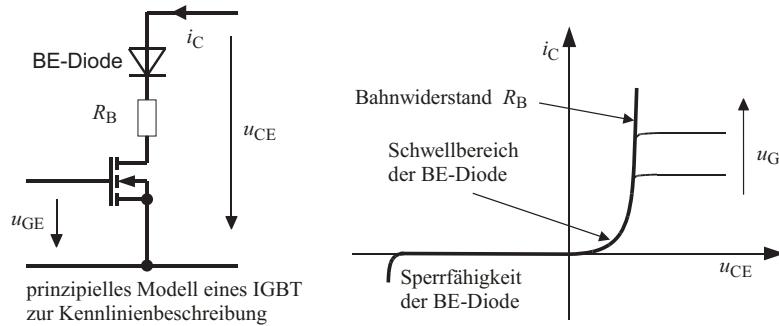


bilden eine Thyristorstruktur. Im Normalfall ist R_W so klein, dass die Basis-Emitterstrecke von T_3 kurzgeschlossen ist, wodurch diese Struktur inaktiv bleibt. Die Thyristorstruktur ist nur für den Überlastfall von Bedeutung. Der IGBT würde dann seine Steuerbarkeit verlieren (latch up). Bei der Transistorherstellung ist man bestrebt, diesen Effekt erst bei sehr hohen Strömen zuzulassen. Praktisch kann der IGBT einen Kurzschlussstrom kurzzeitig führen und abschalten. Für den normalen Betrieb des IGBT ist daher nur der MOSFET zusammen mit T_2 von Bedeutung und es genügt ein Ersatzschaltbild nach Abb. 4.44. Die Herstellung von Chipflächen größer 2 cm^2 ist derzeit wegen der geringen Strukturbreiten wirtschaftlich nicht möglich, so dass für höhere Ströme eine Parallelschaltung mehrerer IGBTs erforderlich ist. Eine gemeinsame Inversdiode kann dann optimal für die Parallelschaltung gewählt werden.

4.4.2 Durchlasseigenschaften

Das Durchlassverhalten wird durch den pnp-Transistor T_2 in Abb. 4.44 bestimmt. Es liegt ein bipolarer Leitungsmechanismus vor.

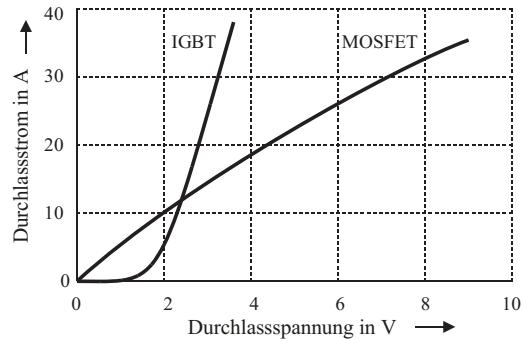
Im Ersatzschaltbild erzeugt der Basis-Emitter-Übergang des Transistors T_2 einen Durchlassspannungsabfall wie eine Diode (BE-Diode in Abb. 4.45). Dadurch ist der

**Abb. 4.44** Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines IGBT**Abb. 4.45** Durchlass- und Sperrkennlinie

Spannungsabfall des IGBT bei geringen Strombelastungen höher als der eines vergleichbaren MOSFET. Bei kleinen Betriebsspannungen bis ca. 200 V wird daher der MOSFET bevorzugt. Wie bei allen bipolaren Bauelementen, die mit einer schwach dotierten Schicht ausgestattet sind, tritt beim IGBT mit zunehmender Strombelastung eine Ladungsträgerüberschwemmung im schwachdotierten Mittelgebiet auf, d. h. die Leitfähigkeit des n-Gebietes steigt mit zunehmender Strombelastung, wodurch der Durchlasswiderstand r_{on} mit steigender Strombelastung sinkt (Leitfähigkeitsmodulation). Abb. 4.46 zeigt, dass der IGBT mit zunehmendem Strom statisch einen geringeren Spannungsabfall als der unipolare MOSFET aufweist. Die Sättigungsspannung beträgt bei einem 600 V IGBT typ. ca. 1,5 V, bei einem 1200 V IGBT ca. 2,5 V. Die Leitfähigkeitsmodulation unterliegt durch Ladungsträger Zu- und Abfuhr einer Trägheit, so dass der IGBT (wie bei der pin-Diode beschrieben) für die Spannung u_{CE} bei hochdynamischen Stromänderungen ein scheinbar induktives Verhalten zeigt.

Abb. 4.46 Vergleich der typischen Durchlassspannung von MOSFET und IGBT

- IGBT: Sättigungsspannung
- MOSFET: ohmscher Spannungsabfall



4.4.3 Das Schaltverhalten

Das Schaltverhalten wird durch den MOSFET und den pnp-Transistor im Ersatzschaltbild nach Abb. 4.47 bestimmt.

4.4.3.1 Einschalten

Durch Anhebung der Gate-Spannung u_{GE} über die Threshold-Spannung U_{Th} hinaus bildet sich im MOSFET ein leitfähiger Elektronenkanal aus. Elektronen wandern von der Source-Elektrode in die n^- -Schicht (Drift-Region), Löcher wandern von der p-Schicht ebenfalls in die Driftregion. Das n^- -Gebiet wird mit Ladungsträgern „überschwemmt“, wodurch sich eine hohe Leitfähigkeit einstellt. Aufgrund dieses Leitungsmechanismus kann der eingeschaltete IGBT wie ein Bipolartransistor betrachtet werden, dessen Basisstrom von einem MOSFET gesteuert wird. Eine typische Schalteranwendung für eine Last mit eingeprägtem Strom I_d und einer idealen Freilaufdiode D_F zeigt Abb. 4.48. In diesem Schaltbild sind zusätzlich die Gate-Emitter-Kapazität C_{GE} und Gate-Kollektor-Kapazität C_{GC} dargestellt. Diese Elemente werden analog zum MOSFET

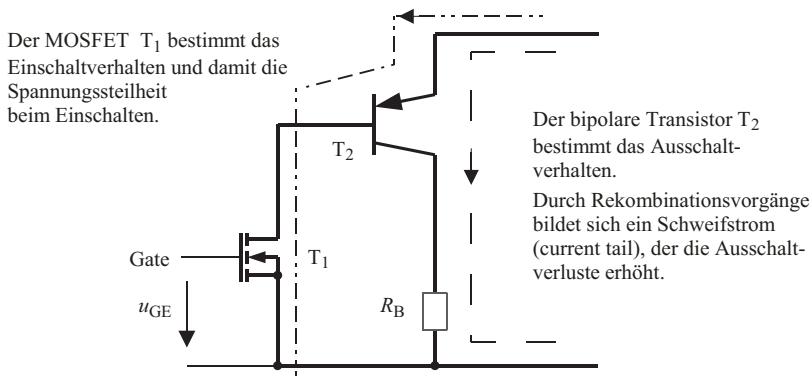


Abb. 4.47 Zum Schaltverhalten eines IGBT

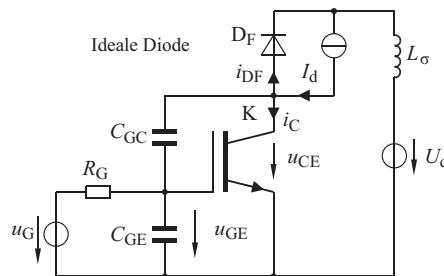


Abb. 4.48 Ein- und Ausschaltvorgang eines eingeprägten Stromes

Zu Beginn der Betrachtung sei der Transistor ausgeschaltet und die Diode leitend:

$$i_{DF} = I_d, i_C = 0 \text{ und } u_{CE} = U_d.$$

Hinweis: Bei einer realen Diode muss die Durchlassspannung U_F berücksichtigt werden, d. h. $u_{CE} = U_d + U_F$.

nach Gl. 4.11 zu C_{ISS} zusammengefasst und ergeben mit R_G die Zeitkonstante für den zeitlichen Ablauf des Schaltvorganges in Abb. 4.49. Entsprechend der Spannungsabhängigkeit von C_{GC} unterscheiden wir zwischen $\tau_1 = R_G C_{ISS}$ ($u_{CE} \approx 0$) und $\tau_2 = R_G C_{ISS}$ ($u_{CE} \gg 0$) mit $\tau_1 > \tau_2$.

Der Transistor in Abb. 4.48 sei zunächst ausgeschaltet ($u_{GE} = 0$ V), der eingeprägte Gleichstrom I_d fließt über die Freilaufdiode D_F . Am Transistor liegt die volle Betriebsspannung ($u_{CE} = U_d$). Zum Zeitpunkt t_0 beginnt die idealisierte Betrachtung eines Einschaltvorganges.

- t_0 : Zum Zeitpunkt t_0 wird mit der Spannungsquelle u_G das Gate mit dem Spannungshub ΔU_G (typisch: + 15 V) beaufschlagt. Die Spannung u_{GE} steigt in Abb. 4.49 von 0 V an mit der Zeitkonstanten τ_1 (da sich u_{CE} noch nicht ändert, bleibt C_{ISS} zunächst konstant).
- t_1 : Sobald u_{GE} die MOSFET-Threshold-Spannung U_{Th} erreicht (ca. 4–6 V), existiert ein leitfähiger Kanal, und der Kollektorstrom i_C steigt im weiteren Verlauf proportional zu u_{GE} an. Die Stromsteilheit von i_C wird allein durch die Spannungssteilheit von u_{GE} bestimmt. Die Freilaufdiode leitet weiter, bis der Strom i_{DF} an den Transistor T übergeben ist, und legt bis dahin das Potenzial des Knotens K auf U_d fest. Am Transistor liegt daher die Spannung $u_{CE} = U_d$. Die Folge sind hohe Einschaltverluste. Entlastend wirkt sich die Spannungsaufteilung mit der parasitären Induktivität L_σ des Stromkreises aus (siehe auch Abb. 4.28).
- t_2 : i_C erreicht sein Maximum, die Freilaufdiode entspricht das Rückwärtsstrom-Maximum ihres Reverse Recovery-Vorganges (I_{RM}). Die Freilaufdiode kann über die Raumladungszone nun Sperrspannung aufnehmen, wodurch u_{CE} zusammenbricht. Die Spannungssteilheit von u_{CE} wird durch die Entladung von C_{GC} bestimmt. Während der Entladung von C_{GC} wächst die Kapazität C_{GC} . Der Entladevorgang von C_{GC} verzögert jetzt zusammen mit dem Kapazitätsanstieg von C_{GC} den

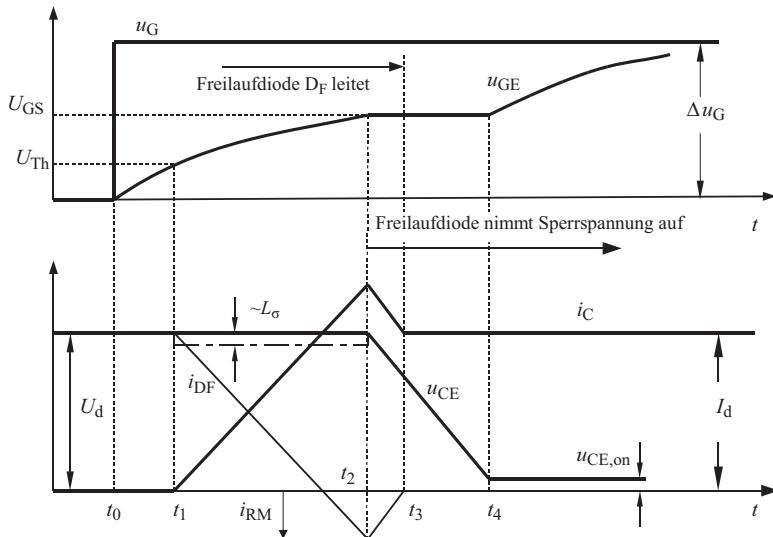


Abb. 4.49 IGBT-Einschaltvorgang bei konstantem Gleichstrom (idealisiert)

weiteren Spannungsanstieg am Gate, so dass während des Durchschaltvorganges gilt: $u_{GE} \approx U_{GS}$.

- t_3 : Die Freilaufdiode D_F ist stromlos, $i_C = I_d$.
- t_4 : Der Transistor ist durchgeschaltet. Während die nun konstante Eingangskapazität C_{iss} mit der Zeitkonstanten τ_2 nachgeladen wird, sinkt u_{CE} auf den Restwert $U_{CE, on}$.

4.4.3.2 Ausschalten

Auch der Abschaltvorgang ist in seinem zeitlichen Ablauf vom Gate-Ladezustand bestimmt. Ausgehend vom eingeschalteten Transistor in Abb. 4.50 mit $i_C = I_d$ und $u_{GE} = u_G$ folgt ein Ausschaltvorgang bei $t = t_0$:

- t_0 : Die Steuerspannung u_G wird auf 0 V umgeschaltet, u_{GE} fällt mit τ_2 ab.
- t_1 : u_{GE} erreicht U_{GS} , wodurch der IGBT im Sättigungsbereich arbeitet und u_{CE} ansteigt.
- t_2 : Bei eingeprägtem i_C beginnt u_{CE} zu steigen. Die Kapazität C_{GC} verringert sich mit steigender Spannung u_{CE} . In diesem Zustand kompensiert sich der (äußere) Ladungsabfluss vom Gate mit der durch den Kapazitätsabfall von C_{GC} im Gate frei werdenden Ladung, so dass u_{GE} während des Anstiegs von u_{CE} annähernd konstant bleibt ($u_{GE} \approx U_{GS}$).
- t_3 : u_{CE} erreicht die Betriebsspannung U_d , wodurch die Freilaufdiode D_F in Durchlassrichtung gepolt wird ($u_{DF} > 0$). Der Strom i_C fällt nun proportional zu u_{GE} (i_{DF} steigt entsprechend an). Als Folge der Änderung von i_C kommt es an der parasitären Induktivität L_σ des Stromkreises zu einer Überspannung Δu_{CE} . Zwischen $t_3 - t_4$ tritt durch L_σ somit eine erhöhte Schaltverlustleistung auf.

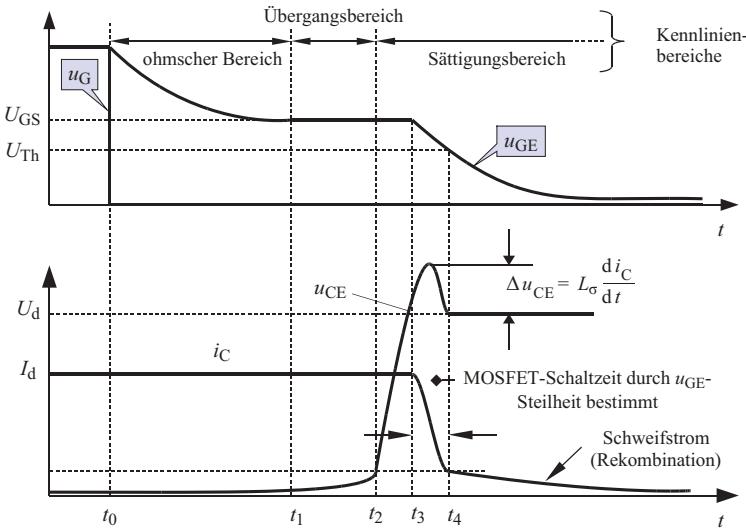


Abb. 4.50 IGBT-Ausschaltvorgang bei konstantem Gleichstrom I_d (idealisiert)

- t₄: Der MOSFET hat zum Zeitpunkt t_4 abgeschaltet. Über die Basis des Bipolartransistors kann anschließend keine Ladung mehr abfließen, und es beginnt die *Schweifstromphase*, in der die noch gespeicherte Ladung allein durch Rekombination abgebaut wird. In der n⁻-Schicht ist dieser Vorgang relativ langwierig, bis zu 5 mal (t_4-t_3) (s. Abb. 4.50). Die Vierschichtstruktur des IGBT hat beim Ausschaltvorgang wegen der schwachen Dotierung eine langsame Rekombination von Ladungsträgern in der n⁻-Schicht zur Folge. Dies führt zu einem schweifförmigen Abklingen des Kollektorstromes. Verglichen mit einem MOSFET ist der Ausschaltvorgang um ein Mehrfaches verlängert. Die Schaltverluste sind durch die verlängerte Stromführung vergrößert, weshalb die Schaltfrequenz des IGBT im Vergleich zum MOSFET abhängig von der Leistung relativ gering gewählt werden muss (siehe Abschn. 13.1.2). Abb. 4.51 zeigt zusammenfassend einen Schaltzyklus (T_p : Periodendauer):

4.4.4 Sperr- und Blockierverhalten

Die maximale Spannungsbelastung eines pn-Überganges ist erreicht, wenn die Raumladungszone die Randelektronen verbindet (*Punch Through*) oder wenn infolge eines Lawinendurchbruches die Sperrfähigkeit des pn-Überganges zusammenbricht (*Avalanche-Durchbruch*). Beide Mechanismen treten bei unterschiedlichen Spannungen auf.

Zur Vermeidung des Feldstärkedurchbruchs besitzt der IGBT wie alle anderen hochsperrenden Bauelemente eine schwach dotierte Zone n⁻. Je breiter diese Zone ist, um so höher ist die zulässige Sperrspannung, aber auch der Durchlasswiderstand r_{on} . Mit dem

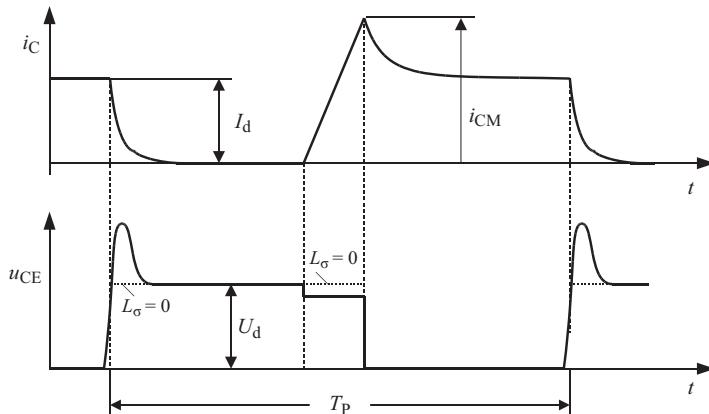


Abb. 4.51 Schaltzyklus eines hart schaltenden IGBT mit eingeprägtem Strom I_d

Ziel, den Bahnwiderstand der n^- -Zone zu verringern, wird angestrebt, deren Breite zu minimieren. Um dennoch vergleichbare hohe Sperrspannungen aufnehmen zu können, haben einige Hersteller eine hoch dotierte Zwischenschicht, den n^+ -*Bufferlayer* eingefügt. Da die Feldstärke jetzt fast bis zum Emitter durchgreifen kann, wird diese Struktur als **Punch Through-IGBT** bezeichnet. Ohne diesen Bufferlayer muss die gesamte Feldstärke innerhalb der schwach dotierten Zone (Drift-Zone) abgebaut werden. Sie darf nicht „durchgreifen“, folglich wird dieser Typ als **Non Punch Through-IGBT** bezeichnet. Der NPT-IGBT hat wegen der dickeren n^- -Schicht ein schlechteres Durchlassverhalten (typ. Sättigungsspannung 2,5 V) als der PT-IGBT. Abb. 4.52 zeigt den Feldstärkeverlauf innerhalb der IGBT-Struktur. Die Schichtdicke kann beim PT-IGBT sehr dünn ausgeführt werden, der Durchlasswiderstand r_{on} ist deshalb relativ gering. Die hohe Dotierungsdichte des pn^+ -Überganges hat aber eine geringe Sperrspannungsfestigkeit zur Folge. Wegen der zusätzlichen n^+ -Schicht entstehen ferner erhöhte Schaltverluste. Dadurch hat der NPT-IGBT eine höhere Schaltgeschwindigkeit als PT-Typen. PT-IGBT werden vorzugsweise bis zu Spannungen von 1200 V, NPT-IGBTs werden ab 1200 V eingesetzt. NPT-IGBT besitzen im Gegensatz zu PT-IGBT einen positiven Temperaturkoeffizienten, wodurch sie gut für Parallelschaltungen geeignet sind. Bei einer Parallelschaltung sollte man aber nicht vergessen, dass die integrierten Freilaufdiolen stets einen negativen Temperaturkoeffizienten haben.

4.4.5 Neuere Entwicklungsrichtungen

Ziel der laufenden Weiterentwicklung von MOSFET und IGBT sind vor allem:

- Senkung des Durchlassspannungsabfalls und der Schaltverluste
- Verbesserung der Robustheit (Überstrom, Überspannungs-, Schaltfestigkeit)

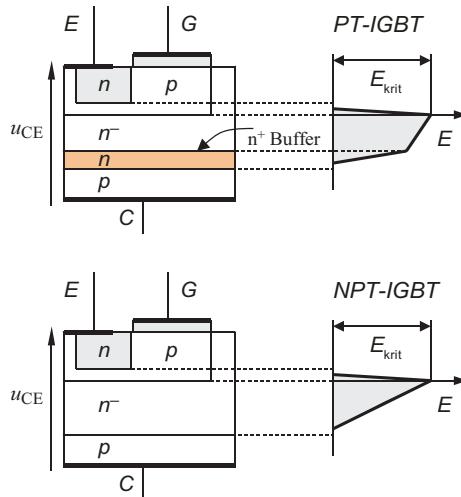


Abb. 4.52 Aufbau und Feldstärkeverlauf bei PT- und NPT-IGBT

Der PT-Typ hat bei vergleichbarer Schichtdicke und Feldstärke eine höhere Spannungsfestigkeit als der NPT-Typ. Wählt man für beide Typen die gleiche Spannungsfestigkeit, so hat der PT-Typ eine geringere Schichtdicke und damit ein besseres Durchlassverhalten als der NPT-Typ.

Die Hersteller versuchen, mit jeder Neuentwicklung die Vorteile beider Strukturen zu vereinen

- Integration von Überwachungs-, Schutz- und Treiberfunktionen

In letzter Zeit findet eine stürmische Entwicklung statt, die hauptsächlich aus der Optimierung des horizontalen und vertikalen Zellendesigns sowie der Verfeinerung der Zellenstrukturen resultiert. Jüngster Entwicklungsschritt ist das *Trench-Gate* nach Abb. 4.53.

Hierbei wird die Gate-Elektrode nicht als Ebene (Planar-Gate), sondern als senkrechter Kanal (Trench-Gate) ausgeführt, so dass sich beidseitig des Gatekanals vertikal n-leitende Kanäle ausbilden. Abb. 4.54 zeigt das Ersatzschaltbild, bei dem der MOSFET (T_1) vertikal arbeitet. Der Vorteil dieser Struktur ist zum einen die *kompaktere Bauform*, zum anderen der *verminderte Durchlasswiderstand* des IGBT. Nachteilig sind derzeit noch die etwa 3-fach vergrößerte Gatekapazität und die verminderte Kurzschlussfestigkeit.

IEGT

Eine weitere Optimierung der IGBT-Transistorstruktur, die als IEGT (Injection Enhancement Gate Transistor) bezeichnet wird, weist durch eine optimierte Ladungsträgerverteilung (ähnlich wie beim GTO) eine weiter verminderte Durchlassspannung bei gleichzeitig hoher Spannungsfestigkeit auf. Die Abschaltverluste sind beim IEGT vergleichsweise geringer als beim herkömmlichen IGBT.

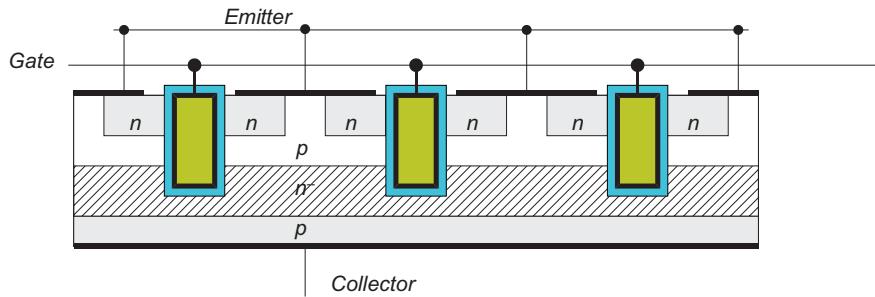


Abb. 4.53 Querschnitt durch einen IGBT in Trench-Technologie

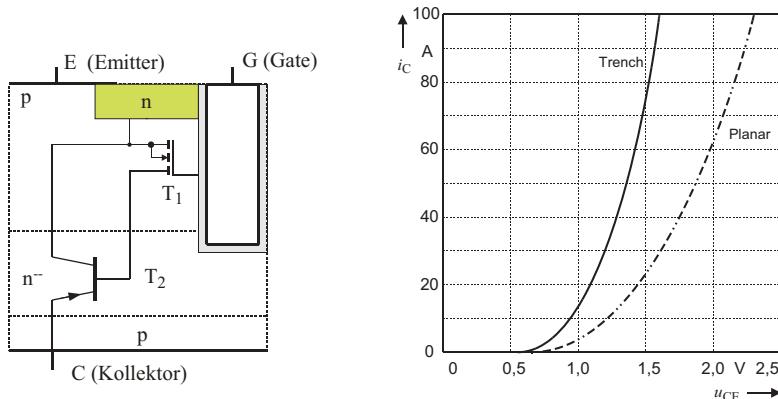


Abb. 4.54 Ersatzschaltbild des Trench-IGBT und Gegenüberstellung der Durchlassspannungen

4.5 Treiberschaltungen

Schaltungen zur Ansteuerung eines Transistors werden als *Treiberschaltung* bezeichnet. Treiberschaltungen sind das Bindeglied zwischen der digitalen Welt und den Leistungsschaltern. Zur Steuerung des Schaltzustandes eines IGBT bzw. MOSFET wird die Gatekapazität durch die Treiberschaltung aufgeladen bzw. entladen. Dabei darf die Gate-Emitterspannung u_{GE} den Wert von 20 V nicht überschreiten. Bei einer Steuerspannung von 15 V besteht ein genügender Abstand. Eine einfache Treiberschaltung zeigt Abb. 4.55. Die Gatespannung u_{GE} verläuft beim Einschaltvorgang des IGBT durch die Gatekapazität C_{IS} (Gl. 4.13) und den Widerstand R exponentiell. In der Schaltung nach Abb. 4.55 darf R wegen der Strombelastung des vorgeschalteten Ansteuertransistors T nicht zu klein gewählt werden, so dass sich eine vergleichsweise große Zeitkonstante einstellt. Zur niederohmigen Ladung bzw. Entladung der Gatekapazität des IGBT wird daher eine Gegentaktansteuerung nach Abb. 4.56 vorgesehen. R_G dient zur Begrenzung des Gatestromes i_G . IGBT-Treiberschaltungen müssen abhängig vom

Abb. 4.55 Einfache IGBT-Treiberschaltung

Die Gateaufladung erfolgt über den Kollektorwiderstand R , die Entladung über die CE-Strecke des Transistors T

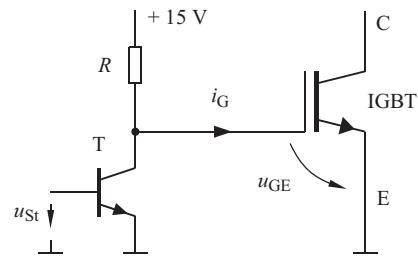
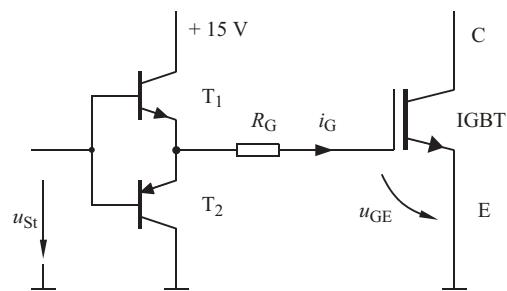


Abb. 4.56 Gegentaktansteuerung für einen IGBT



eingesetzten IGBT (z. B. für Nennströme von 200 bis 1200 A) bei einer Gatespannung von 15 V einen Spitzenwert \hat{i}_G von bis zu 15 A bereitstellen können. Die wirksame Gatekapazität C_{IN} wird für die Bemessung der Treiberschaltung zu $5C_{ISS}$ festgelegt (C_{ISS} gilt in Datenblättern nur bei $u_{CE} = 25$ V als Vergleichsgröße). Die Kapazität C_{IN} wird für die Berechnung vereinfachend als konstant angenommen. Folgendes Berechnungsbeispiel für den Gatewiderstand R_G bezieht sich auf eine IGBT-Gegentaktansteuerung nach Abb. 4.57 mit den Daten:

U_B	$U_{CE\text{-sat}}$	U_G	U_{Th}	dU/dt	C_{Iss}
1000 V	2 V	0/15 V	3 V	500 V/ μ s	4 nF

R_G ist so zu bemessen, dass die geforderte Steilheit von u_{CE} erreicht wird. Dazu muss der Ladestrom der Ersatzkapazität C_{IN} ermittelt werden:

$$i_C = C_{IN} \frac{du_{C_{IN}}}{dt} = 5 \cdot 4 \text{ nF} \frac{-500 \text{ V}}{1 \mu\text{s}} = -10 \text{ A} = -i_G$$

Aus der Maschengleichung (1) lässt sich dann R_G ermitteln. Mit:

$$-u_G + R_G i_G + u_{GE} = 0$$

folgt:

$$R_G = \frac{u_G - u_{GE}}{i_G} = 1,2 \Omega$$

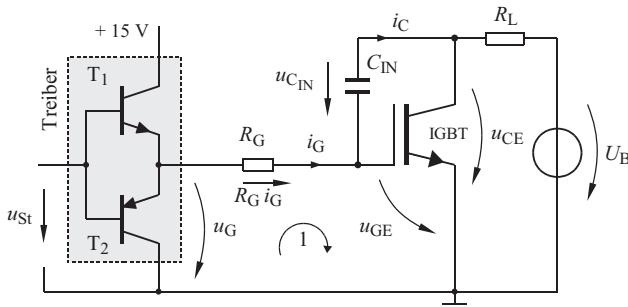


Abb. 4.57 Berechnungsbeispiel für den Gatewiderstand R_G . Die Ersatzkapazität C_{IN} ist hier vereinfachend zwischen Gate und Kollektor dargestellt (vgl. Abb. 4.38)

der Spitzenladestrom \hat{i}_G fließt kurzzeitig beim Anstieg von u_G auf 15 V.

$$\hat{i}_G = \frac{15 \text{ V}}{R_G} = 12,5 \text{ A}$$

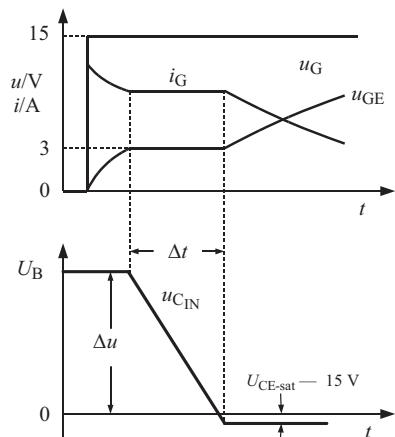
Den Verlauf der elektrischen Größen dieser Schaltung zeigt Abb. 4.58. Für die Ermittlung der Gate-Steuerleistung wird man zunächst die Gateladung ΔQ durch Messung des Gatestromes i_G und anschließender Integration nach Gl. 4.13 ermitteln.

$$\Delta Q = \int i_G \, dt \quad (4.13)$$

Mit der Gate-Spannungsänderung Δu_{GE} kann die Ersatzkapazität C_{IN} bestimmt werden:

$$\Delta Q = C_{IN} \cdot \Delta u_{GE} \quad \text{bzw.} \quad C_{IN} = \frac{\Delta Q}{\Delta u_{GE}} \quad (C_{IN} \approx 5 \cdot C_{ISS}) \quad (4.14)$$

Abb. 4.58 Zur Bemessung von R_G



C_{IN} ist die beim Einschaltvorgang für den Gate-Treiber wirksame Eingangskapazität. Für die Gate-Steuerenergie ΔW kann man daher nach Gl. 4.15 schreiben:

$$\Delta W = \Delta Q \cdot \Delta u_{GE} = C_{IN} \cdot \Delta u_{GE}^2 \quad (4.15)$$

Durch Multiplikation mit der Schaltfrequenz f_S erhält man die Gate-Steuerleistung P .

$$P = \Delta W \cdot f_S = \Delta Q \cdot \Delta u_{GE} f_S = C_{IN} \cdot \Delta u_{GE}^2 f_S \quad (4.16)$$

Diese Gate-Steuerleistung fällt in R_G an und bestimmt zusammen mit dem Eigenverbrauch des Gate-Treibers die Bemessungsleistung der Gate-Stromversorgung.

Verhalten des IGBT im Kurzschlussfall

Für den IGBT in Abb. 4.59 lassen sich zwei Kurzschlussarten unterscheiden:

- a) Der IGBT schaltet auf einen bestehenden Kurzschluss.
 - Die Stromsteilheit ist allein durch die Gate-Ansteuerung bestimmt.
- b) Der Kurzschluss ereignet sich während der IGBT bereits eingeschaltet ist.
 - In diesem Fall wird die Stromsteilheit nur vom äußeren Stromkreis (U_B , L_σ) bestimmt. Dies ist für den IGBT der härtere Fall.

Der Kurzschlussstrom wird durch die Entstättigung auf den 8 bis 10-fachen Nennstrom begrenzt. Dabei steigt u_{CE} mit der Steilheit des Kollektorstromes an. Dieser Anstieg von u_{CE} führt über C_{GC} zum Anstieg der Gate Spannung u_{GE} . Zwar ist u_{GE} im Allgemeinen

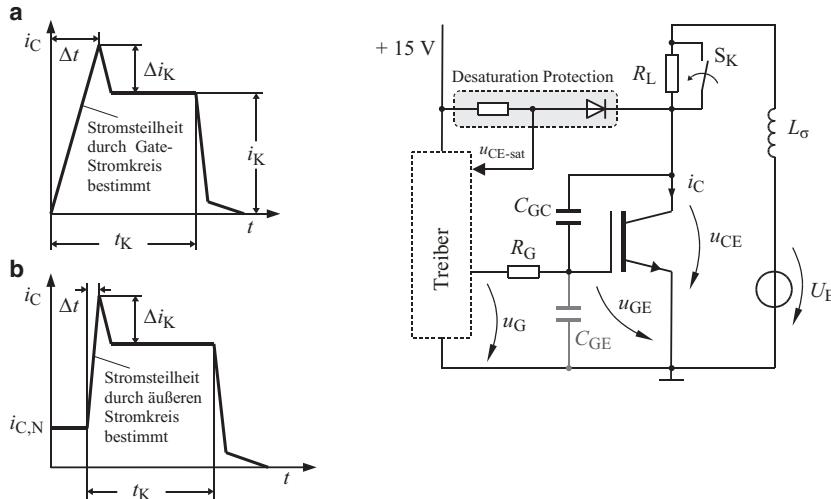


Abb. 4.59 Zum Kurzschlussfall (S_K : Kurzschließer)

a Einschalten bei bestehendem Kurzschluss

b Kurzschluss nach dem Einschalten

über Z-Dioden auf 18 V begrenzt (siehe Abb. 4.61, Z_1 und Z_2), der Anstieg von u_{GE} führt aber entsprechend der Ausgangskennlinie ($\Delta u_{GE} = + 3 \text{ V}$) zu einer typischen Überhöhung (Δi_K) des Kurzschlussstromes. Zur Vermeidung einer thermischen Überlastung bzw. selbst-Wiedereinschaltung (nach ca. 100 μs) muss der Kurzschluss innerhalb 4 μs ($\ll 10 \mu\text{s}$) abgeschaltet sein (t_K in Abb. 4.59). Die Überstrom-Erkennung erfolgt über die Sättigungsspannung $u_{CE-\text{sat}}$ (*Desaturation Protection*) entsprechend Abb. 4.59. Überschreitet die Spannung $u_{CE-\text{sat}}$ im eingeschalteten Zustand einen Grenzwert (z. B. 9 V), so erfolgt die Kurzschlussabschaltung.

4.5.1 Gateanschluss

Wegen der möglichen hohen Stromsteilheit des Kollektorstromes i_C muss bei hohen Leistungen der Einfluss der modulinternen Induktivitäten (in Abb. 4.60 mit L_S bezeichnet) auf die Gateansteuerung berücksichtigt werden. Die Maschengleichung Gl. 4.17 zeigt die Einkopplung der induktiven Spannung u_L in den Gatestromkreis bei Abb. 4.60a. Die Spannung u_L kann zu einer Beeinflussung des Gatestromes i_G (und damit zu einem Anstieg der Schaltverluste) sowie zu einer Gefährdung des Gateanschlusses durch eine eingekoppelte Überspannung führen.

Gl. 4.17 zeigt die Einkopplung des Kollektorstromes i_C über die induktive Spannung u_L in den Gatestromkreis in Abb. 4.60a.

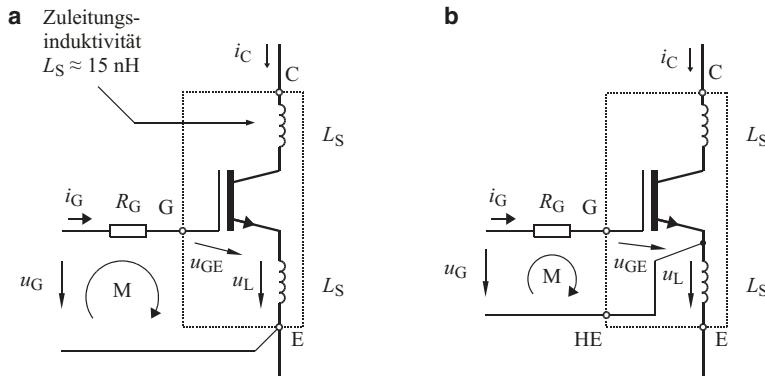
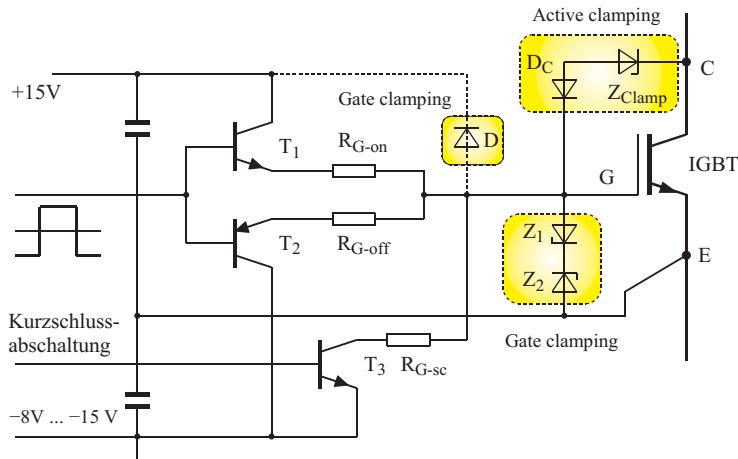
$$\begin{aligned} M: \quad \sum u &= 0 = -u_G + i_G \cdot R_G + u_{GE} + u_L \quad u_{GE} = u_G - R_G i_G - u_L \\ \text{bzw. } i_G &= \frac{u_{GE} - u_G + u_L}{R_G} \quad \text{mit } u_L = L_S \cdot \frac{di_C}{dt} \end{aligned} \quad (4.17)$$

Wie Gl. 4.18 zeigt, bleibt in Abb. 4.60 b durch den modulinternen Emitteranschluss (Hilfsemitter HE) der Gatestromkreis unbeeinflusst von der induktiven Spannung u_L .

$$\begin{aligned} M: \quad \sum u &= 0 = -u_G + i_G \cdot R_G + u_{GE} \quad u_{GE} = u_G - R_G i_G \\ \text{bzw. } i_G &= \frac{u_{GE} - u_G}{R_G} \end{aligned} \quad (4.18)$$

4.5.2 Ausführung einer IGBT-Ansteuerung

Die Einschaltzeit sollte so kurz wie möglich sein, um die Einschaltverluste den Datenblattangaben anzunähern. Der Ausschaltvorgang ist wegen der hohen di/dt -Werte und der unvermeidbaren Verdrahtungs-Induktivitäten mit einer Schaltüberspannung verbunden. Abhängig von der realen Schaltung und dem verwendeten IGBT muss das maximal zulässige di/dt für den Abschaltvorgang über den Gatewiderstand $R_{G-\text{off}}$ eingestellt werden. Die Ansteuerung erfolgt dann entsprechend Abb. 4.61 mit unterschiedlichen Schaltzeiten für den Ein- und Ausschaltvorgang. Diese Ansteuerart wird als

**Abb. 4.60** Zur Wahl der Steueranschlüsse**Abb. 4.61** Asymmetrische Ansteuerung mit zweistufiger Abschaltung und active clamping

unsymmetrisch bezeichnet. Im Fehlerfall (Kurzschluss) steigt der Kollektorstrom auf ein Mehrfaches (8- bis 10-fach) des Bemessungsstromes an. Da die Ausschaltzeit nicht von der Stromhöhe abhängig ist, steigt di/dt – und damit die Abschaltüberspannung – mit dem abzuschaltenden Strom an. Deshalb ist es erforderlich, einen Kurzschluss mit weiter reduzierter Stromsteilheit abzuschalten. Dafür wird in der Ansteuerschaltung ein zusätzlicher Eingang zur Kurzschlussabschaltung vorgesehen.

Über R_{G-sc} wird die Kurzschluss-Abschaltzeit eingestellt. Erfolgt die Abschaltung über diesen Eingang, so muss anschließend der Einschalteingang für mindestens 1 Sekunde gesperrt bleiben, um eine thermische Zerstörung zu vermeiden. Für die thermische Wechsellastfestigkeit bedeutet eine Kurzschlussabschaltung eine Reduzierung der Lebensdauer (< 1000).

Damit der IGBT auch durch Schaltüberspannungen nicht zerstört werden kann, wird die CG-Strecke mit einer Supressordiode Z_{clamp} beschaltet. Z_{clamp} hat eine Ansprechspannung unterhalb der maximal zulässigen Spannung $u_{\text{CE,max}}$. Überschreitet u_{CE} diesen Ansprechwert, so wird das Gate aufgeladen und der IGBT durchgeschaltet. Dabei steigen aber die Schaltverluste proportional zu der in L_{σ} gespeicherten Energie an. Die Z-Dioden Z_1 und Z_2 begrenzen die Gatespannung auf $\pm 18 \text{ V}$, alternativ die Diode D auf ca. $+15 \text{ V}$ (*Gate clamping*) [1, 2].

- Die direkte Rückkopplung des Kollektorpotenzials auf das Gate über ein Element mit Zener-Charakteristik (Z_{clamp} in Abb. 4.61) wird als *active clamping* bezeichnet.

4.5.2.1 Ansteuerung eines Halbbrückenmoduls

In vielen Anwendungen wird die Halbbrückenschaltung nach Abb. 4.62 als Universalschalter (Abschn. 13.1) eingesetzt. Während die low-side Gate-Ansteuerung immer auf ein festes Potenzial bezogen arbeitet, muss sich das Potenzial der high-side Gate-Spannungsversorgung frei bewegen (floaten) können. Hierbei können Spannungssteilheiten von mehreren $\text{kV}/\mu\text{s}$ auftreten. Auf diesem floatenden Potenzial muss die high-side Ansteuerung eine Gatespannung erzeugen, die um ca. 15 V höher ist als die Emitterspannung. Die Gate-Ladestromspitzen sind abhängig von der Gate-Kapazität (und damit abhängig von der Stromtragfähigkeit) und können bei einem IGBT bis zu 10 A und mehr betragen.

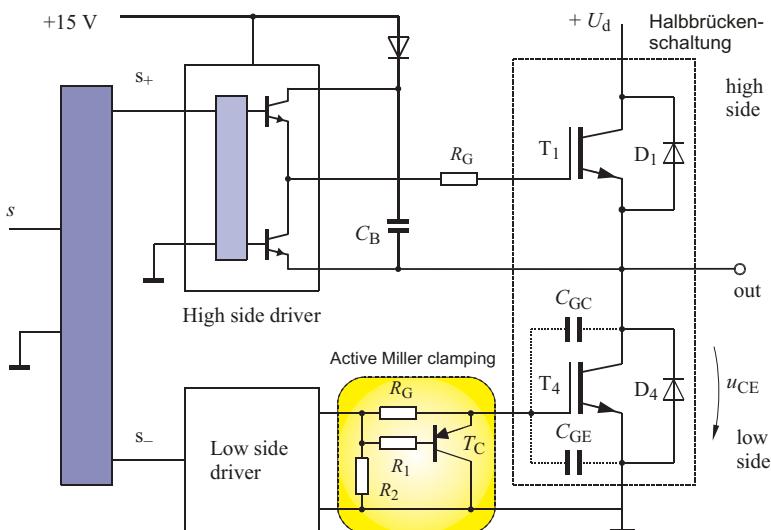


Abb. 4.62 Bootstrapsstromversorgung mit active Miller clamping

Zur Gate-Ansteuerung stehen unterschiedliche Verfahren bereit:

- potenzialfreie Stromversorgung für die Treiberschaltung,
- hochfrequentes Gate-Signal mit Impulsübertrager¹,
- Bootstrap-Stromversorgung.

Bei einer „Bootstrap“-Stromversorgung nach Abb. 4.62, bei der ein Kondensator mit dem Emitter fest verbunden ist, liefert der Bootstrap-Kondensator C_B die erforderliche Gate-Ladung auf Emitterpotenzial. Da der Kondensator C_B nur dann geladen wird, wenn der low-side- Transistor durchschaltet, ist die Einschaltzeit des high-side-Transistors begrenzt. Weitere Einschränkungen entstehen durch induktive Lasten, so dass die Bootstrap-Stromversorgung nicht für alle Betriebsarten geeignet ist. Zu beachten ist bei der Ansteuerschaltung die Kommutierung des Stromes der unteren Diode D_4 auf den Transistor T_1 . Der Potenzialsprung am Kollektor von T_4 beim Sperren von D_4 verursacht über die untere Kollektor-Gate-Kapazität C_{GC} einen Verschiebungstrom, der die Gatekapazität C_{GE} auflädt (siehe auch Abschn. 4.3.3). Zur Vermeidung von Fehlfunktionen von T_4 muss dessen Gate niederohmig angesteuert werden und im ausgeschalteten Zustand eine negative Vorspannung aufweisen ($u_{GE} = -8 \dots -15$ V) [2]. Der Gate-Anschluss kann auch durch einen spannungsgesteuerten Transistor kurzgeschlossen werden (*active miller clamping*). Abb. 4.63 zeigt eine typische Ausführung einer Ansteuerbaugruppe mit potenzialfreier Ansteuerung für ein Halbbrückenmodul. Die Verbindungen zum IGBT-Halbbrückenmodul erfolgen hierbei durch Leitungen, können aber durch direkte Montage auf dem Modul z. B. mit Federkontaktierung (vgl. Abb. 4.73) erfolgen.

4.5.2.2 Impulslogik

Im praktischen Einsatz muss verhindert werden, dass der obere und untere Schalter gleichzeitig eingeschaltet sind. Beim Umschalten wird daher zunächst der gerade leitende Transistor abgeschaltet und nach einer kurzen Pause (hier durch die Totzeit T_t beschrieben, typischer Wert zwischen (0,5–5) μ s) wird der andere Transistor eingeschaltet. Abb. 4.64 zeigt ein Ausführungsbeispiel einer Schaltlogik für das Einfügen einer konstanten Totzeit T_t . Die Schaltfunktion s wird hierbei in die beiden Schaltfunktionen s_+ und s_- umgewandelt.

Beim Wechsel der Schaltzustände sind Mindesteinschalt- und Mindestausschaltzeiten einzuhalten. Abb. 4.65 zeigt ein Ausführungsbeispiel zur Sicherstellung einer Mindesteinschaltzeit T_{min} durch Impulsverlängerung. Die Schaltfunktion s wird dabei in die Schaltfunktion s^* umgewandelt. Störimpulse dürfen jedoch nicht als Schaltimpuls „aufbereitet“ werden, so dass Impulse, die eine Mindestimpulsbreite (< 0,5 μ s) unterschreiten, sicherheitshalber unterdrückt werden (Mindestimpulsdauer-Überwachung). Die Impulslogik verursacht insgesamt eine Signalverzögerung von < 100 ns.

¹Glimmaussetzspannung der Isolation > $1,2 \cdot U_{d,max}$.

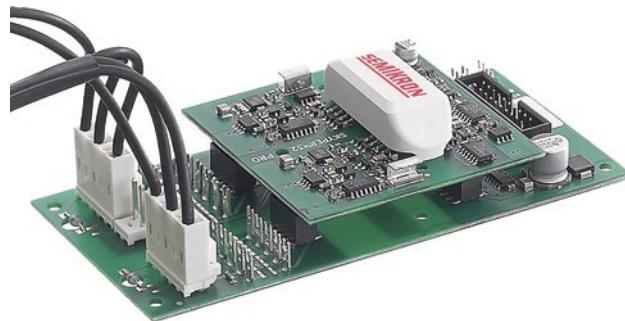


Abb. 4.63 Ausführungsbeispiel einer potenzialtrennenden Gate-Ansteuereinheit für ein Halbbrückenmodul. (Mit freundlicher Genehmigung von SEMIKRON)

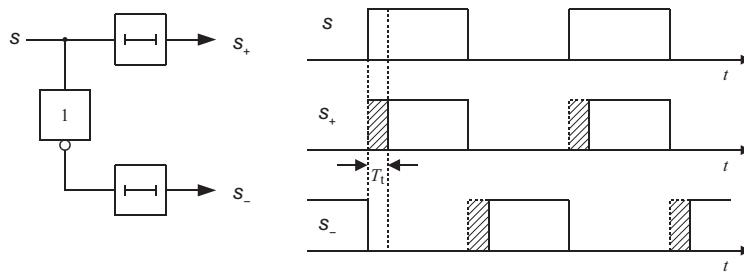


Abb. 4.64 Einfügen einer Totzeit T_t beim Umschalten

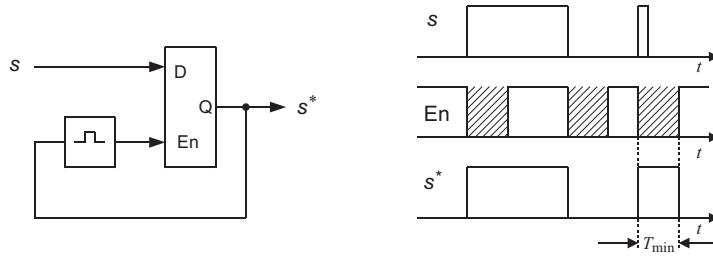


Abb. 4.65 Einhalten der Mindesteinschaltzeit T_{min}

Treiberschaltungen, die auch eine Impulslogik und potenzialfreie Ansteuerung beinhalten, sind als fertige Gate-Treiberschaltungen mit einer potenzialfreien Stromversorgung (wie z. B. in Abb. 4.63 dargestellt) für viele Leistungsbereiche im Handel. Treiberschaltungen liefern je nach Ausführung einen impulsförmigen Gatestrom mit Spitzenwerten bis über 50 A, um auch bei großen Gatekapazitäten (Parallelschaltung) eine schnelle Gateumladung sicherzustellen.

Vergleichskriterien für Gateansteuerungen sind:

- Schaltfrequenz
- Ausgangsleistung
- Impulsstromhöhe
- Verzögerungszeit
- Kompatibilität der Logikpegel
- Isolations- und du/dt -Festigkeit
- Kurzschlusschutz
- Fehlermeldungen
- Stromversorgung
- Betriebsspannungsüberwachung
- EMV
- Anschlusstechnik

4.5.2.3 Ventilbelastung

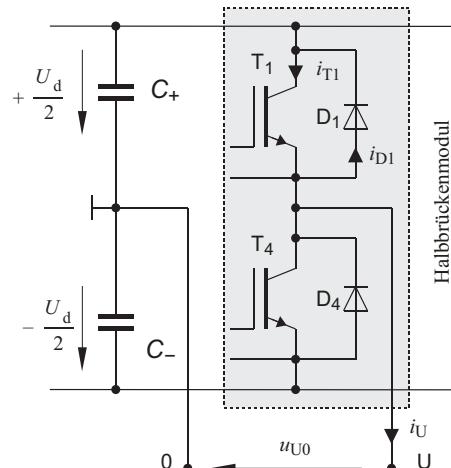
Die Strombelastung der Schalttransistoren und Freilaufdioden einer Halbbrückenschaltung hängt von der Betriebsart des Wechselrichters und der Last ab. Nimmt man einen sinusförmig eingeprägten Strom i_U an und betrachtet die Spannungsgrundschwingung $u_{U0,1}$ so wie in Abb. 4.67 dargestellt, so ist zu erkennen, dass unmittelbar nach dem Umsteuern der Transistoren der Laststrom zwar vom Schalter T_1 auf die Diode D_4 kommutiert hat, aber in der alten Richtung und Größe weiterfließt. Im Pulsbetrieb wechselt die Stromführung zwischen Transistor und Freilaufdiode mit der Pulsfrequenz. Die Diodenbelastung steigt mit zunehmender Phasenverschiebung. Handelsübliche Transistor-Dioden-Module für Wechselrichteranwendungen (Abb. 4.66) sind für einen $\cos \varphi > 0,6$ bemessen. Die integrierten Freilaufdioden haben eine bis zu 50 % geringere

Abb. 4.66 Halbbrückenschaltung (auch Brückenzweig oder Wechselrichterphase genannt)

Erläuterung der Transistor- und Diodenbelastung bei sinusförmig eingeprägtem Stromverlauf (i_U):

$i_U > 0$: Stromfluss über T_1 oder D_4

$i_U < 0$: Stromfluss über T_4 oder D_1



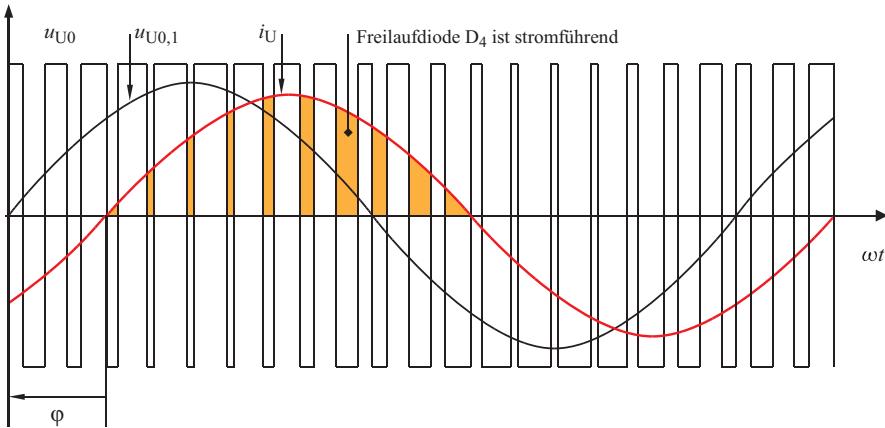


Abb. 4.67 Belastung des Schalters T_1 mit Diode D_4 im Pulsbetrieb

Strombelastbarkeit als die parallelen Transistoren. Für höhere Diodenströme, wie sie z. B. in Pulsgleichrichtern auftreten können, muss daher häufig ein Modul mit einer höheren Stromtragfähigkeit gewählt werden [2].

4.6 Aufbau- und Verbindungstechnik

4.6.1 Problematik

Der Betrieb eines Leistungsbauelements führt zu Verlusten. Diese Verluste berechnen sich nach Abschn. 4.1.3 für einen Transistor im Schalterbetrieb zu:

$$P_V = P_{\text{Leitung}} + P_{\text{on}} + P_{\text{off}} = D \cdot I_C U_{\text{CE}} + f_S W_{\text{on}} + f_S W_{\text{off}} \quad (4.19)$$

Geht man beispielhaft von einer Anwendung aus, bei der ein IGBT bei einer Betriebsspannung von $U_q = 600$ V einen Strom von $I_C = 50$ A mit einer Frequenz $f_S = 5$ kHz bei einem Tastgrad $D = 0,5$ schaltet, so erhält man bei einem Durchlass-Spannungsabfall ($U_{\text{CE,sat}}$) von 2,4 V, einer Einschaltverlust-Arbeit (W_{on}) von 6,4 mWs und einer Ausschaltverlust-Arbeit (W_{off}) von 6,2 mWs eine Verlustleistung von $P_V = 124$ W. Die gesteuerte Leistung beträgt in diesem Fall 30 kW. Für die Ermittlung des Wirkungsgrades η ist die parallele Freilaufdiode zusätzlich zu berücksichtigen, dennoch bleibt es bei einer Größenordnung für η von ca. 98 %.

Allerdings sind die 124 W Verlustleistung aus einem IGBT-Chip der Fläche von ca. 1 cm^2 abzuführen. Der Wärmefluss beträgt damit 124 W/cm^2 bzw. $1,24 \text{ MW/m}^2$. Bei voller Ausnutzung des IGBTs z. B. mit Wasserkühlung kann der Wärmefluss noch 2–3 mal so groß werden. Was dieser Wärmefluss bedeutet, kann man der Übersicht nach Abb. 4.68 entnehmen [3].

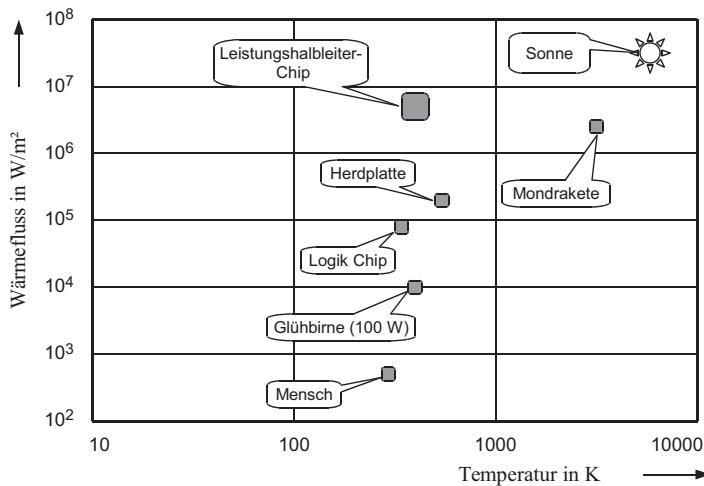


Abb. 4.68 Wärmefluss unterschiedlicher Wärmequellen

Der Wärmefluss in einem IGBT liegt somit um eine Zehnerpotenz über dem einer Herdplatte. Die Aufbau und Verbindungstechnik von Leistungshalbleitern muss für dieses Bauelement eine ausreichende Wärmeleitfähigkeit sichern, um den inneren Temperaturanstieg zu begrenzen (siehe Kap. 6). Weitere Aufgaben der Aufbau- und Verbindungstechnik sind die Sicherstellung

- einer hohen Zuverlässigkeit (Lastwechselfestigkeit)
- einer hohen elektrischen Leitfähigkeit
- einer hohen dielektrischen Isolationsfestigkeit

4.6.2 Gehäuseformen

4.6.2.1 Diskrete Bauelemente

Im Bereich kleiner Leistungen sind diskrete Bauelemente vorherrschend. Diese Bauelemente werden auf beschichtete Leiterplatten (Printed Circuit Boards, PCBs) aufgelötet. Die Anforderungen an die abzuführende Kühlleistung ist im Allgemeinen gering. In den meisten Fällen liegt keine innere Isolation vor. Am meisten verbreitet ist die **TO-Familie** (Abb. 4.69).

Ebenfalls diskret aufgebaut sind die **Scheibenzellen**, sie kommen im Leistungsbereich, der von Modulen noch nicht erreicht wird, zum Einsatz. Scheibenzellen verfügen über keine innere Isolation und ermöglichen eine beidseitige Wärmeabfuhr. Im Höchstleistungsbereich wird ein (Thyristor- oder Dioden-) Chip aus einem Wafer gefertigt, der Chip ist rund und die Scheibenzelle die geeignete Bauform. Abb. 4.70

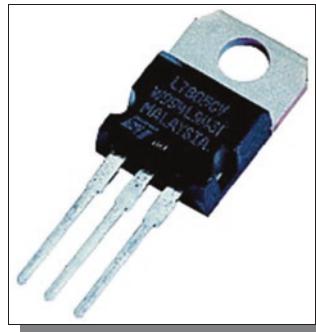


Abb. 4.69 TO 220 Gehäuse

Der diskrete Aufbau, in dem im Allgemeinen nur ein einzelner Leistungsschalter integriert ist, muss folgenden Funktionen genügen:

- Zuführung von Laststrom + Steuersignalen
- Abführung der Wärme
- Kapselung des Halbleiters gegen Umgebungseinflüsse

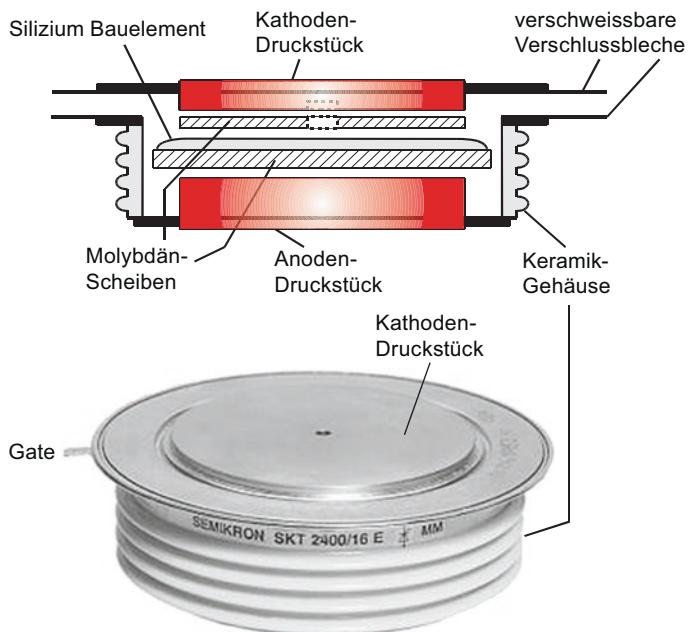


Abb. 4.70 Scheibenzelle

Schnittbild: Aufbau eines Scheibenthyristors

Beispiel: Thyristor SKT 2400 (1600 V / 2400 A)

Semikron

zeigt als Beispiel im Schnittbild den Aufbau sowie die Gehäuseansicht einer Thyristor-Scheibenzelle.

Zur Homogenisierung des Drucks und zur besseren Anpassung der thermischen Ausdehnungskoeffizienten ist das Silizium-Bauelement in Abb. 4.70 (Schnittbild) zwischen zwei Molybdän-Scheiben eingelegt. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wurden Zentriereinrichtungen sowie die Gate-Kontaktierung, die durch eine Aussparung im Kathoden-Druckstück über eine Feder in die Mitte des Bauelements geführt wird, nicht dargestellt. Erst nach Verschweißen der beiden Verschlussbleche ist das Gehäuse hermetisch dicht verschlossen. Der elektrische und thermische Kontakt zur Anode und Kathode ist erst hergestellt, wenn das Gehäuse einem definierten Druck ausgesetzt wird (ca. 10–20 N/mm²). Vergleichbare Lösungen stehen auch als Scheiben-IGBTs, die als „Press Pack-IGBTs“ bezeichnet werden, zur Verfügung. Bei den Press Pack-IGBTs besteht eine Schwierigkeit darin, dass IGBTs nicht in der Größe wie bei Thyristoren üblich gefertigt werden können (vgl. Abschn. 4.3.1). So müssen in der Scheibenzelle mehrere (bis zu 42) IGBT-Chips über Federkontakte parallel geschaltet werden. Press Pack-IGBTs haben daher einen komplizierteren mechanischen Aufbau als Scheiben-thyristoren.

4.6.2.2 IGBT-Leistungsmodule

Leistungsmodule enthalten in einem Gehäuse auf einer gemeinsamen (2–3 mm dicken) Cu-Bodenfläche mehrere, von der Montagefläche (Kühlkörper) elektrisch isolierte Leistungshalbleiter. Dies können MOSFET-, IGBT- oder Dioden-Chips sein. Diese Chips sind im Allgemeinen rückseitig auf die metallisierte Oberfläche eines Isoliersubstrates gelötet. Die aufgelötzten Chips werden mit den strukturierten Bereichen durch dünne Al-Bonddrähte verbunden (gebondet). Als Ausführungs-Beispiel zeigen die Abb. 4.71 und 4.72 den Aufbau eines Halbbrückenmoduls. Halbbrückenmodule werden für Leistungen ab ca. 15 kW eingesetzt und sind Grundbausteine für Chopper- und Wechselrichterschaltungen, wie sie in den folgenden Kapiteln behandelt werden.

Im unteren Leistungsbereich (bis ca. 2 kW) werden zunehmend so genannte „Intelligent Power Module“ (IPM) eingesetzt. Darin sind vollständige Wechselrichterschaltungen mit integrierten Schutz- und Gate-Ansteuerbaugruppen zusammengefasst. Im mittleren Leistungsbereich (2 kW bis ca. 15 kW) setzen sich zunehmend „Converter-Inverter-Brake“ (CIB) -Module durch. In diesen Modulen sind alle Leistungsschalter eines Umrichters vereint. Die Gate-Ansteuerung erfolgt im Allgemeinen extern. In dieser Leistungsklasse lassen sich auch vorteilhaft Modul-Ausführungen mit Feder-Druckkontakten sowohl für die Leistungsanschlüsse als auch für die Ansteuerung realisieren. Als Beispiel ist in Abb. 4.73 ein Modul der Firma Semikron in SkiiP-Technologie dargestellt. Derartige Module bieten eine äußerst flexible Aufbau- und Verbindungstechnik. Der Kontaktdruck wird durch eine zentrale Montageschraube sichergestellt und bietet die Sicherheit einer normalen Schraubverbindung [2].

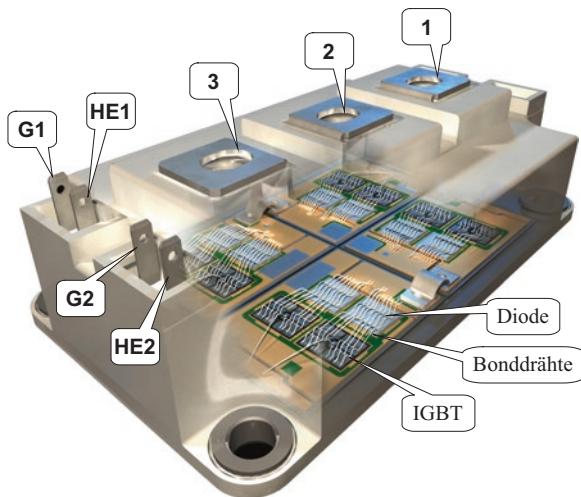


Abb. 4.71 IGBT-Halbbrückenmodul SEMITRANS® 3 in offener Darstellung

Durch die offene Gehäuse-Darstellung ist der typische Aufbau eines IGBT-Moduls zu erkennen. Die internen Verbindungen erfolgen über Al-Bonddrähte. Die Chips sind von der Bodenplatte elektrisch isoliert.

(Mit freundlicher Genehmigung von SEMIKRON)

Abb. 4.72 IGBT-Halbbrückenmodul
Schaltung und Anschlussbezeichnungen

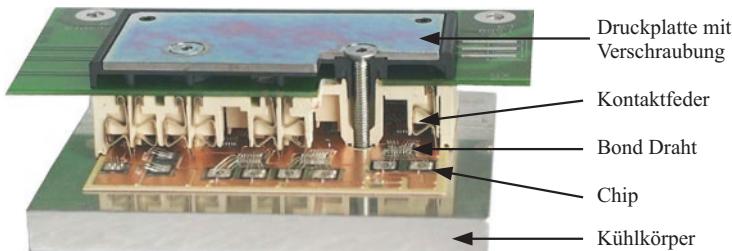
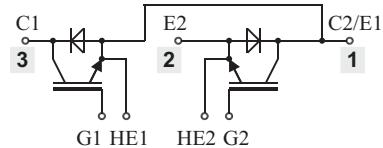


Abb. 4.73 Aufbau eines IGBT-Moduls in SKiiP-Technologie (MiniSKiiP®) (Mit freundlicher Genehmigung von SEMIKRON)

4.6.3 Eigenschaften von Leistungsmodulen

4.6.3.1 Lastwechselfestigkeit

Aus Lastwechseln mit Frequenzen unter etwa 3 Hz und vor allem bei intermittierendem Betrieb, wie er z. B. in Traktions-, Aufzugs-, Windenergie- und Impulsanwendungen vorherrscht, resultiert eine Temperaturwechselbelastung der modulinternen Verbindungen, d. h. der

- Bondverbindungen,
- Rückseitenlötzung der Chips,
- Lötung DCB/Bodenplatte,
- Substratlaminierung.

Die thermische Belastung kann mit dem Wärmefluss beschrieben werden. Ein Beispiel für den Wärmefluss über die modulinternen Verbindungen zeigt Abb. 4.74.

Die unterschiedlichen Längenausdehnungskoeffizienten der einzelnen Schichten verursachen thermische Verspannungen während der Fertigung und dem Betrieb, die letztlich zu Materialermüdung und Verschleiß führen. Die Lebensdauer ist über die Anzahl der über den Lastwechsel hervorgerufenen Temperaturzyklen entsprechend Abb. 4.75b definiert und fällt nach Abb. 4.75 a mit steigender Amplitude der Chiptemperaturschwankungen $\Delta\vartheta$. Bei Fahrzeugen im Nahverkehr (z. B. U-Bahnen) treten während der Fahrzeug-Einsatzzeit 10^6 bis 10^7 Lastwechsel im Temperaturbereich $15 \text{ K} < \Delta\vartheta < 40 \text{ K}$ auf. Speziell für Traktionsanwendungen mussten deshalb „traktionsfeste IGBTs“ entwickelt werden, bei denen durch Optimierung der verwendeten Materialien (gleiche Wärmeausdehnung) in Verbindung mit angepassten Leistungsmerkmalen (Spannungs- und Strombeanspruchung) eine ausreichende Zyklenfestigkeit erreicht wurde. Die weitere Verbesserung der Lastwechselfestigkeit von IGBTs z. B. für den Einsatz bei regenerativen Energiequellen, insbesondere bei Wind-Generatoren, ist Gegenstand vieler aktueller Entwicklungsarbeiten.

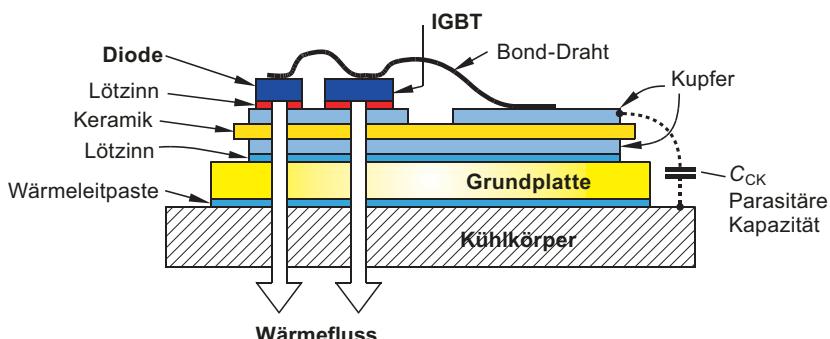


Abb. 4.74 Schnittbild durch die modulinternen Verbindungen

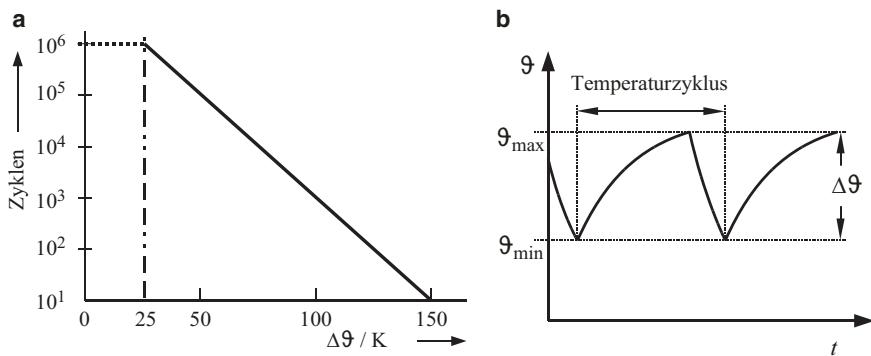


Abb. 4.75 Temperaturzyklus

Die Lebensdauer eines IGBT ist über die Anzahl der lastbedingten Temperaturzyklen definiert.

a Typischer Lebensdauerverlauf eines IGBT bei intermittierendem Betrieb

b Temperaturverlauf bei intermittierendem Betrieb und konstanter Temperatur des Kühlmediums

4.6.3.2 Verhalten bei Moduldefekt

Der Ausfall eines gebondeten IGBT hat im Allgemeinen ein Durchschmelzen der Bonddrähte zur Folge. Die internen Anschlüsse sind dann offen, der Stromkreis unterbrochen. Beim Durchschmelzen der Bonddrähte entsteht durch den Lichtbogen ein Überdruck im Gehäuse, der ungefährlich abgebaut werden muss, z. B. durch Sollbruchstellen. Das Öffnen der Kontakte im Fehlerfall ist bei einer Transistor-Reihenschaltung häufig unerwünscht. Nicht nur für HGÜ-Anwendungen werden daher zur Vermeidung der Bonddrähte IGBTs in Scheibenbauweise eingesetzt, wie sie auch bei anderen Leistungsbauselementen (Thyristoren, Dioden) üblich sind. Die Kontaktierung erfolgt bei dieser Bauform über Druckkontakte, die im Fehlerfall einen Kurzschluss des defekten IGBT sicherstellen. Siehe auch [2, 3, 4].

4.6.3.3 Parasitäre Induktivitäten

Abb. 4.76 zeigt am Beispiel eines Halbbrückenmoduls die wichtigsten modulinternen, parasitären Induktivitäten L_p . Sie sind unvermeidlich und eine Folge modulinterner Verbindungen (Näherungsweise kann man pro cm Leitung von einer Induktivität von 10 nH ausgehen). Bei hohen Stromsteilheiten erzeugen diese Induktivitäten hohe Überspannungen und begrenzen somit die nutzbare Abschaltleistung des IGBT. Eine weitere Folge der internen Induktivitäten macht sich bei einer internen Parallelschaltung von Chips bemerkbar durch

- unsymmetrische dynamische Stromaufteilung und
- Schwingneigung.

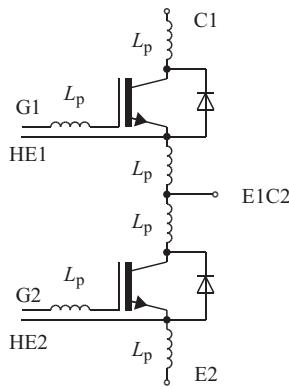


Abb. 4.76 Halbbrückenmodul mit parasitären Induktivitäten L_p . Die modulinternen Induktivitäten summieren sich auf bis zu 50 nH für ein Halbbrückenmodul. Daraus resultieren Schaltüberspannungen, die den zulässigen Abschaltstrom begrenzen.

Pauschal: 10 mm Draht entsprechen 10 nH

4.6.3.4 EMV-Verhalten

Ein spezielles Problem entsteht durch die Kapazität Chip-Kühlkörper C_{CK} (siehe Abb. 4.74). Hohe Spannungssteilheiten beim Schalten von MOSFETs oder IGBTs führen dadurch zu Verschiebungsströmen über den im Allgemeinen geerdeten Kühlkörper. Die Folge ist ein asymmetrischer Störstrom (Abschn. 17.2), der als Erdstrom zum Ansprechen von Überwachungsgeräten führen kann. Die Einhaltung eines oberen Grenzwertes für diesen Erdstrom von ca. 1 % des Ausgangsstromes wird zukünftig daher zwingend (EN 50178). Stellgrößen sind die Substratkapazität (Isoliersubstrat), die Schaltgeschwindigkeit und die Betriebsspannung. Darüber hinaus muss auch die modulinterne Verdrahtung emv-gerecht ausgeführt sein, so dass Fehlfunktionen durch äußere Streufelder oder transformatorische Einkopplungen ausgeschlossen sind.

Literatur

1. Jäger, Stein: *Leistungselektronik*. Berlin Offenbach: VDE, 2000
2. Semikron (Hrsg.): *Applikationshandbuch 2015*. Nürnberg: Semikron, 2015
3. Lutz: *Halbleiter Leistungsbauelemente*. Berlin Heidelberg: Springer, 2006
4. Schröder: *Leistungselektronische Bauelemente*. Berlin Heidelberg, New York: Springer, 2006



Thyristoren

5

Thyristoren sind einschaltbare Bauelemente mit dem Haupteinsatzgebiet für Netz-anwendungen. Derzeit existieren noch eine Vielzahl von Thyristorvarianten als so genannte schnelle Thyristoren in der Umrichtertechnik mit den Ablegern „asymmetrischer Thyristor (ASCR) und den „Gate-abschaltunterstützten Thyristor“ (GATT). Für Neuanwendungen spielen diese Bauteile keine Rolle mehr. Auch in seinem klassischen Einsatzgebiet der Gleichstromantriebstechnik verzeichnet der Thyristor einen stetigen Bedarfsrückgang. Die Gleichstromantriebstechnik wird zunehmend durch die Drehstromantriebstechnik abgelöst. Dort kommen aber abschaltbare Leistungsbau-elemente zum Einsatz. Für die klassischen Einsatzgebiete mit Anschlussspannungen bis 660 V und den Sperrspannungsbereichen bis 1800 V werden deshalb keine Entwicklungen mehr betrieben. Im Gegensatz dazu wird die Entwicklung im Höchst-leistungsbereich weiter vorangetrieben. Neben lichtzündbaren Thyristoren mit integrierter BOD-Notzündung ist die Entwicklung von Höchstleistungsthryristoren mit Sperr-spannungen bis 10 kV absehbar. Typische Anwendungen hierfür sind HGÜ-Anlagen, Netzkupplungen, Ersatz für mechanische Mittelspannungsschalter und Sanftanlauf-schaltungen für Drehstrommotoren sowie Stromrichtermotoren für höchste Leistungen.

5.1 Aufbau und Wirkungsweise

Beim Anlegen einer positiven Ventilspannung u_{AK} an das Transistormodell nach Abb. 5.1 fließt bei offenem Basisanschluss in beiden Transistoren ein geringer Kollektorstrom. Aufgrund der Verschaltung beider Transistoren stellt sich dadurch in den Transistoren ein Basisstrom I_B ein. Dieser Basisstrom hat durch die Stromverstärkung B einen Anstieg des Kollektorstromes zur Folge (*Mitkopplungseffekt*). Die Stromverstärkung B der Transistoren ändert sich mit dem Kollektorstrom. Solange die Gesamt-Stromverstärkung

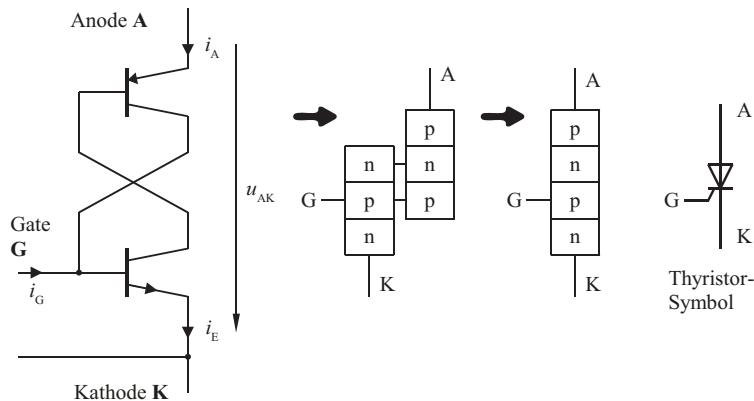


Abb. 5.1 Transistormodell eines Thyristor, Struktur und Symbol

dieser Schaltung, die durch das Produkt der Stromverstärkungen $B_1 \cdot B_2$ gegeben ist (s. Darlington-Transistor), unter 1 liegen, führt dieser Effekt nur zu einem erhöhten Kollektorstrom. Wenn die Gesamt-Stromverstärkung durch den Anstieg des Kollektorstromes aber größer als 1 wird, steigt der Kollektorstrom auch ohne äußere Spannungs-erhöhung weiter an und der Thyristor kippt in den Leitzustand. Die Spannung, bei der dieses Kippen in den Leitzustand bei offenem Basisanschluss erfolgt, wird Nullkippspannung U_{B0} genannt. Betriebsmäßig wird der Thyristor über einen Gatestromimpuls eingeschaltet. Ein ausreichender Gatestrom kann im Blockierzustand den Mitkopplungeffekt im Thyristor einleiten.

Die Entwicklung des Thyristors für große Schaltleistungen in Scheibenbauweise zeigt Abb. 5.2. Zur Entwicklung eines Scheibenthyristors wird die Gate-Elektrode G zunächst nach oben verlegt (Abb. 5.2b). Die Kathode wird ringförmig um den

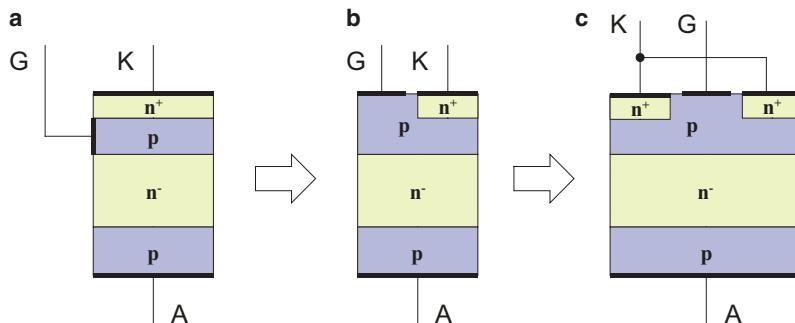


Abb. 5.2 Entwicklung des Scheibenthyristors

Durch die scheibenförmige Bauweise ist eine doppelseitige Abführung der Verlustleistung gewährleistet. Die Anschlüsse erfolgen über Druckkontakte



Abb. 5.3 Thyristor in Scheibenbauweise (eupec) und Draufsicht auf einen Siliziumchip

Gateanschluss gelegt, und man erhält die Scheibenbauform nach Abb. 5.2c. Den typischen Aufbau eines Thyristors in Scheibenbauweise (siehe auch Abschn. 4.6) zeigt Abb. 5.3.

5.2 Kennlinie

Das elektrische Verhalten eines Thyristors in Durchlass- und Sperrrichtung wird durch Kennlinien nach Abb. 5.4 dargestellt. Die Durchlassrichtung wird durch die Blockier- bzw. Durchlasskennlinie (Kennlinien u_D-i_D bzw. u_T-i_T) beschrieben. Ist die Nullkippspannung U_{B0} gleich der Sperrspannung U_{BR} , so wird der Thyristor *symmetrisch* genannt, ist U_{B0} größer als U_{BR} , so handelt es sich um einen *asymmetrischen* Thyristor.

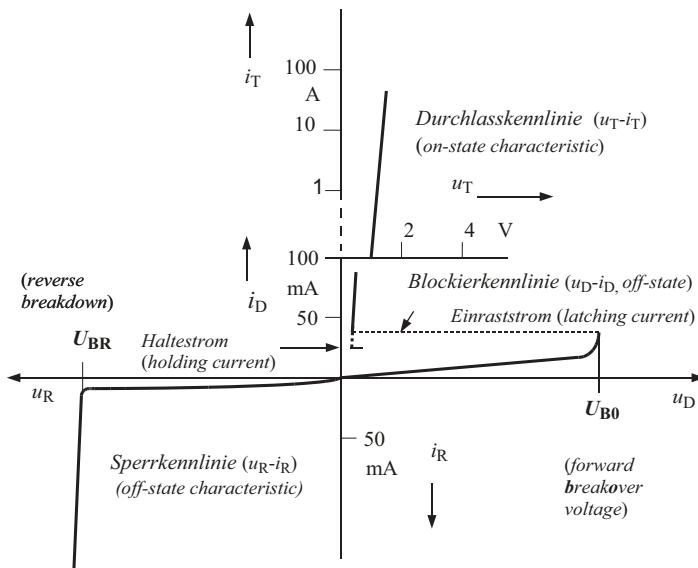


Abb. 5.4 Kennlinie eines symmetrischen Thyristors für $i_G = 0$

5.3 Das Einschaltverhalten

Das Einschalten eines Thyristors ist nur aus dem Blockierzustand ($u_{AK} > 0$) heraus möglich. Der Einschaltvorgang kann durch unterschiedliche Mechanismen ausgelöst werden.

5.3.1 Überschreiten der zulässigen Blockierspannung

Die Ausbreitung der Raumladungszone des mittleren pn-Überganges (Abb. 5.5) führt bei zunehmender Blockierspannung zu einem Anstieg der Stromverstärkung (Early-Effekt). Überschreitet die Stromverstärkung den Wert eins, so zündet der Thyristor selbsttätig. Dieser Einschaltvorgang ist verboten, da durch mögliche hohe Stromdichten das Bauteil gefährdet wird.

5.3.2 Überschreiten der zulässigen Spannungssteilheit

Ein blockierender Thyristor zeigt ein kapazitives Verhalten. Wird er mit steilflankigen Spannungen belastet, so fließt ein Verschiebungsstrom im Thyristor wie bei einem Kondensator C_S . Der Verschiebungsstrom wirkt in Blockierrichtung wie ein Gatestrom und kann zu einem ungewollten Einschalten des Thyristors in Abb. 5.5 führen.

Grenzwerte Max. Spannungssteilheit bei offenem Gatekreis: 500 V/ μ s, bei RC-Gateabschluss darf die Spannungssteilheit bis zu 1000 V/ μ s betragen.

5.3.3 Gatestromzündung

Zunächst muss in Abb. 5.6 der Gatestrom i_G Ladungsträger in das Gebiet des kathodenseitigen pn-Überganges transportieren, und dieser muss auf den mittleren

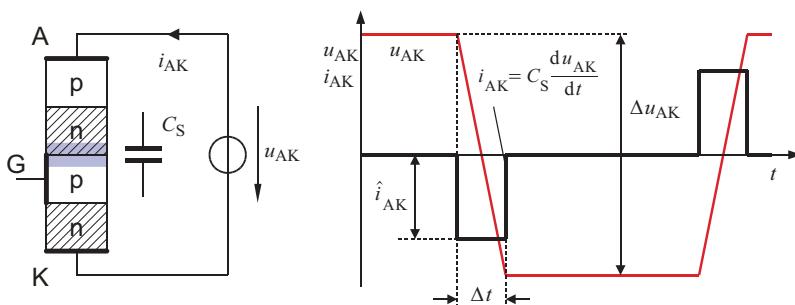
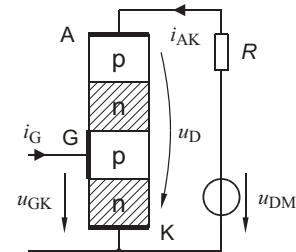
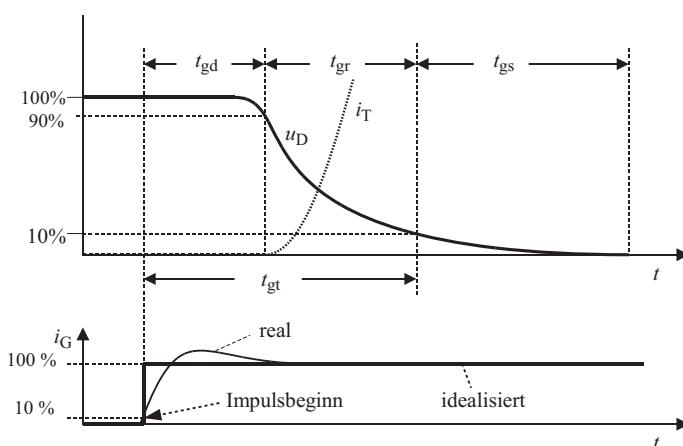


Abb. 5.5 Kapazitiver Strom im blockierten Thyristor (C_S sei konstant)

Abb. 5.6 Gatestromzündung

pn-Übergang, welcher in Sperrrichtung beansprucht wird, zurückwirken. Die hierfür benötigte Zeit wird **Zündverzugszeit** t_{gd} (1–2 μ s) genannt. Die Zündverzugszeit wird, wie in Abb. 5.7 angegeben, aus dem Abfall der Ventilspannung auf 90 % ermittelt. Der Durchschaltvorgang setzt nach Ablauf der Zündverzugszeit t_{gd} in einem engen Bereich nahe der Gate-Elektrode ein. Er ist gekennzeichnet durch ein Zusammenbrechen der Ventilspannung von 90 % auf 10 %. Diese Zeitspanne wird **Durchschaltzeit** t_{gr} (1–2 μ s). Die Fläche ist nach Ablauf der Durchschaltzeit nur in unmittelbarer Umgebung der Gateelektroden leitend, entferntere Gebiete blockieren noch (Abb. 5.8). Die Leitfähigkeit breitet sich mit einer Ausbreitungsgeschwindigkeit von ca. 0,1 mm/ μ s im Kristall aus. Diese Zeitspanne wird **Zündausbreitungszeit** t_{gs} ($\leq 100 \mu$ s) genannt. Damit während der Zündausbreitungszeit die zulässige Stromdichte nicht überschritten wird, muss die Stromteilheit beim Einschaltvorgang begrenzt sein. Hat i_{AK} den **Einraststrom** I_E erreicht, dann bleibt der Thyristor auch ohne Steuerstrom leitend und der Gatestrom kann abgeschaltet werden. Wegen der Temperaturabhängigkeit von i_G muss die Stromversorgung dem erhöhten Gate-Strombedarf bei niedrigen Temperaturen angepasst sein.

**Abb. 5.7** Einschaltvorgang, Strom- und Spannungsverhältnisse

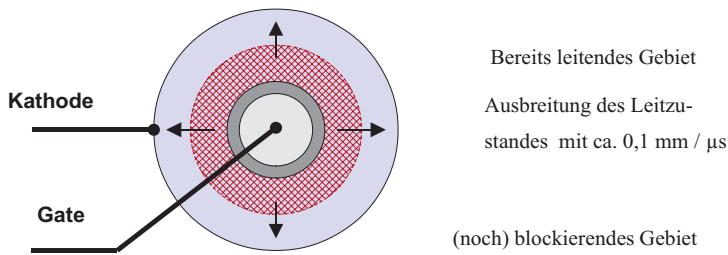


Abb. 5.8 Silizium-Tablette unmittelbar nach der Durchschaltzeit t_{gr} (Draufsicht)

Um die Steilheit des Ventilstromes beim Durchschaltvorgang zu begrenzen, wird eine sättigbare Drossel, die als Stufen- bzw. Schaltdrossel bezeichnet wird, eingesetzt. Diese Schaltdrossel wird durch einen oder mehrere Ferritkerne realisiert, die über die Thyristorzuleitung geschoben werden. Aufgrund der Ummagnetisierungsverluste erzeugen diese Kerne eine Verlustleistung, die zusätzlich abgeführt werden muss.

Der **Haltestrom** I_H ist der Durchlassstrom, der mindestens fließen muss, um die innere Mitkopplung des Thyristors aufrecht zu erhalten (typisch: $I_H < 400$ mA).

Gatestromimpuls und Eingangskennlinienfeld Das p-leitende Gebiet mit dem Gateanschluss und das n-leitende Gebiet der Kathode bilden einen pn-Übergang. Die Durchlasskennlinie des pn-Überganges bildet die Gate-Eingangskennlinie nach Abb. 5.9. Diese Durchlasskennlinie streut verhältnismäßig stark und ist temperaturabhängig. Innerhalb eines Streubandes der Eingangskennlinien von Thyristoren gibt es nach DIN 41787 drei zu unterscheidende Bereiche:

Zum sicheren Einschalten des Thyristors sind bestimmte Mindestwerte für die Steuergrößen **Gatespannung** u_G und **Gatestrom** i_G erforderlich. Nach oben hin sind die Werte für u_G und i_G durch die max. zulässige Gate-Steuerleistung $P_{G,max}$ begrenzt

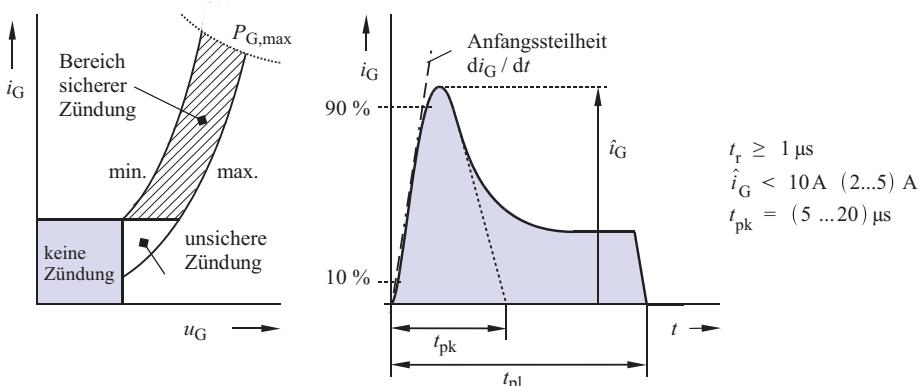


Abb. 5.9 Eingangskennlinie und Gate-Zündimpuls

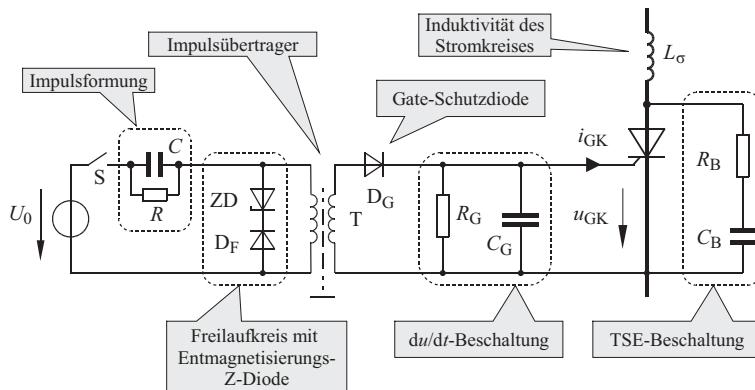


Abb. 5.10 Ansteuerschaltung für einen Thyristor

(Verlust-Hyperbel). Für ein sicheres und schnelles Einschalten wird ein hoher Stromimpuls von max. 10 A verwendet. Eine hohe **Steuerstromamplitude** beschleunigt den Zündvorgang durch geringere Zündverzugszeit t_{gd} . Eine große **Stromsteilheit** di_G / dt zu Beginn des Steuerstromes ($Anfangssteilheit > 1 \text{ A}/\mu\text{s}$) verringert die Einschaltverluste. In Verbindung mit der Zündimpulsdauer, die so groß sein muss, dass der Thyristor seinen Einraststrom I_E erreicht, folgen daraus spezielle Anforderungen an die Zündelektronik. Die grundsätzliche Ansteuerungsart eines Thyristors zeigt Abb. 5.10. Der Schalter S wird im Allgemeinen als Bipolar-Transistor ausgeführt. Die Betriebsspannung U_0 beträgt z. B. 15 V. In L_σ ist die Induktivität des Thyristor-Strompfades zusammengefasst.

5.4 Ausschalten

Zum Ausschalten muss der Thyristorstrom kurzzeitig den Haltestrom i_H unterschreiten, damit der Mitkopplungseffekt aussetzt. Bei einer Wechselstromanwendung nach Abb. 5.11 wird i_H automatisch mit jeder Halbschwingung unterschritten (Netzführung),

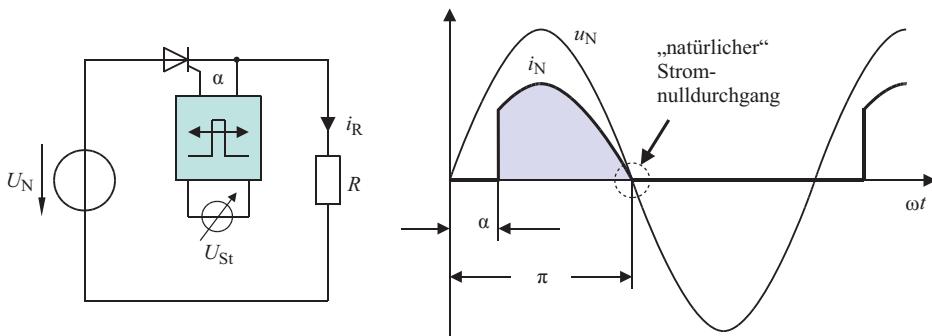


Abb. 5.11 Thyristoranwendung bei Wechselstrom (netzgeföhrte Schaltung)

bei einer Gleichstromanwendung nach Abb. 5.12 ist wegen der fehlenden Stromnulldurchgänge eine Löscheinrichtung erforderlich (Zwangslösung).

5.4.1 Netzgeführter Betrieb

Im Abstand α vom natürlichen Nulldurchgang der Netzspannung u_N wird ein Gatestromimpuls vom Steuergenerator ausgelöst. Der Thyristor schaltet ein. Bis zum natürlichen Stromnulldurchgang leitet der Thyristor weiter. Wird der Haltestrom unterschritten, so schaltet der Thyristor ab. Weil in der Schaltung nach Abb. 5.11 die Netzspannung u_N den Abschaltvorgang auslöst, wird die Schaltung als **netzgeführt** bezeichnet.

5.4.2 Selbstgeführter Betrieb

Zum Zeitpunkt t_1 wird in Abb. 5.12 der Thyristor über einen Gatestromimpuls eingeschaltet. Der Thyristor leitet solange, bis zum Zeitpunkt t_2 durch kurzzeitiges Schließen des Schalters S der Thyristorstrom durch die Hilfsspannung U_H den Haltestrom unterschreitet und ausschaltet.

U_H muss so gepolt sein, dass sich im Thyristor ein Kurzschlussstrom in Sperrrichtung aufbauen will. Der Schalter S muss solange geschlossen bleiben, bis der Thyristor seine Blockierfähigkeit wiedererlangt hat. Um den Ausschaltvorgang genauer zu beschreiben, wird eine Ersatzschaltung nach Abb. 5.13 gewählt. Der Thyristor führt zunächst einen konstanten Strom I_d .

Zum Zeitpunkt t_0 wird der Schalter S geschlossen. Die Hilfsspannung U_K baut den Strom i_L auf, wodurch der Thyristorstrom i_T abnimmt, d. h. die Stromsteilheit di_T / dt ist in diesem Abschnitt kleiner Null. Nach dem Stromnulldurchgang bei t_1 bleibt der Thyristor solange weiter leitend, bis alle Ladungsträger aus dem Kristall abgeflossen bzw. rekombiniert sind. Es fließt daher auch ein Strom in Rückwärtsrichtung i_R

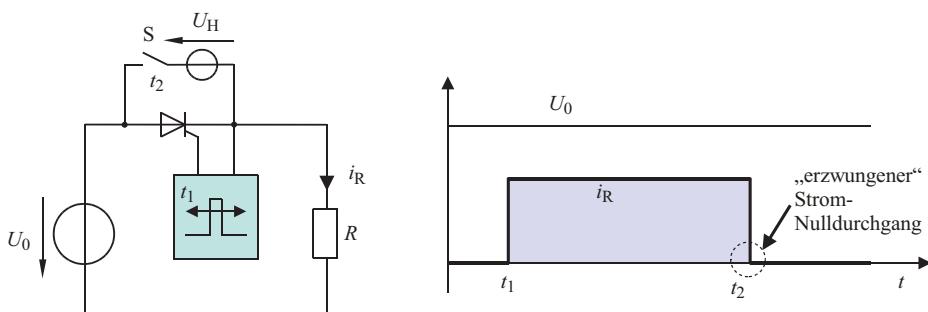


Abb. 5.12 Thyristoranwendung bei Gleichstrom (selbstgeführte Schaltung)

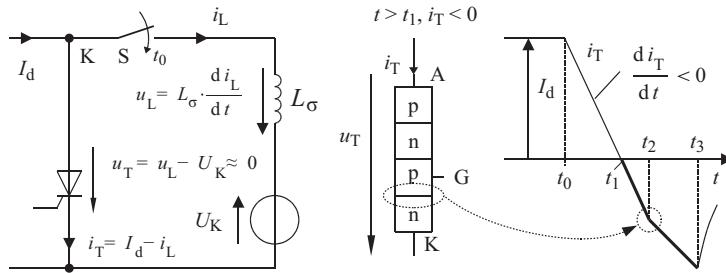


Abb. 5.13 Abschaltvorgang eines Thyristors, $t \geq t_0$

(Abb. 5.15 (2)) wodurch der mittlere pn-Übergang (J in Abb. 5.14) in Durchlassrichtung betrieben wird. (Dieser mittlere Übergang ist die Ursache der Freiwerdezeit t_q .) In Rückwärtsrichtung hat der Thyristor zunächst zwei pn-Übergänge in Sperrrichtung stromführend. Der erste pn-Übergang in Abb. 5.13 hat zum Zeitpunkt t_2 seine Sperrfähigkeit wiedererlangt und kann eine geringe Sperrspannung (ca. 20 V) aufnehmen. Hierdurch reduziert sich zunächst die treibende Spannung, und die Stromsteilheit di/dt ist deutlich geringer (Abb. 5.15 (3)). Zum Zeitpunkt t_3 sperrt in Abb. 5.14 auch der zweite pn-Übergang. Der Thyristorstrom i_T hat zu diesem Zeitpunkt seinen Maximalwert i_{RM} erreicht (Abb. 5.15 (4)). Anschließend reißt der Thyristorstrom schnell ab.

Der Stromabriß bedeutet eine sehr große Stromsteilheit mit umgekehrtem Vorzeichen, die Spannung u_L addiert sich jetzt zu der Betriebsspannung U_K . Es kommt zu einer Überhöhung der Sperrspannung, wodurch der Thyristor gefährdet ist.

Der dritte – mittlere – pn-Übergang (J) wurde vom Rückwärtsstrom i_R in Durchlassrichtung gepolt und ist noch mit Ladungsträgern überschwemmt. Der Thyristor hat aber erst dann seine Blockierfähigkeit erreicht, wenn die Ladungsträger in J rekombiniert sind. Deshalb muss nach Stromnulldurchgang (t_1 in Abb. 5.13) eine Mindestzeitspanne, die **Freiwerdezeit** t_q abgewartet werden (je nach Typ: $t_q = 10 \mu s \dots 700 \mu s$) bevor wieder eine positive Spannung am Thyristor anliegen darf. Aus Sicherheitsgründen verlängert man die Freiwerdezeit t_q z. B. 1,5-fach und bezeichnet diese neue Zeitspanne als **Schonzeit** t_s .

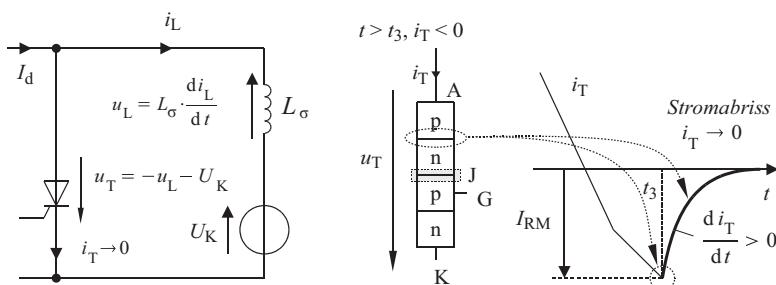


Abb. 5.14 Abschaltvorgang eines Thyristors, Stromabriß

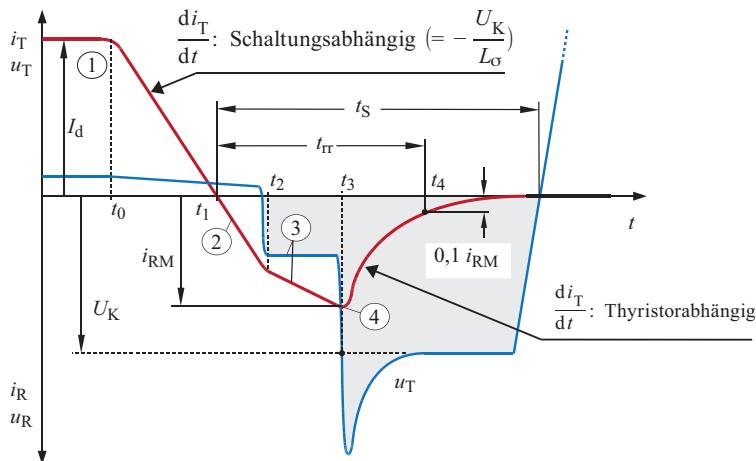


Abb. 5.15 Ausschaltvorgang

Ventilstrom und -spannungsverlauf der Schaltung nach Abb. 5.13.

i_{RM} : Rückstromspitze

t : reverse recovery time (Sperrverzugszeit)

t_S : Schonzeit (schaltungsbestimmt, $t_S \gg$ Freiwerdezeit t_q)

U_K : Hilfsspannung

Zur Bedämpfung der Abschaltüberspannung wird der Thyristor analog zur Diode mit einem RC-Glied beschaltet (TSE-Beschaltung).

Für den periodischen Betrieb eines selbstgeführten Thyristors wurden Löschschaltungen entwickelt, bei denen sich die Polarität des Löschkondensators beim Einschaltvorgang über eine Umschwingsschaltung immer wieder hergestellt hat. Derartige Schaltungen kommen heute nicht mehr zum Einsatz, weshalb an dieser Stelle das Thema der Thyristorlöschung nicht weiter vertieft wird. Beispiele für früher ausgeführte Schaltungen mit Kondensatorlöschung sind der 1-phägige Wechselrichter bzw. der Phasenfolgewechselrichter. Diese Schaltungen werden in Kap. 12 vorgestellt.

5.5 Ausführungsformen

Der bisher betrachtete Thyristor heißt „kathodenseitig steuerbare, rückwärts sperrende Thyristortriode“ mit der Kurzbezeichnung SCR für Silicon Controlled Rectifier. Darüber hinaus gibt es zahlreiche Thyristorvarianten, von denen nachfolgend einige vorgestellt werden.

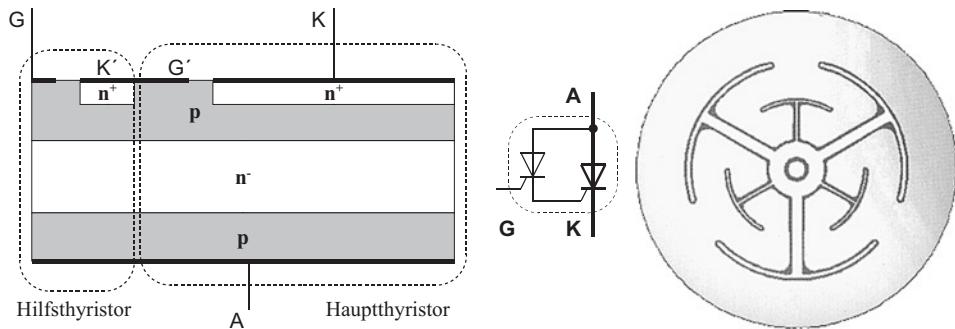


Abb. 5.16 Aufbau eines Thyristors mit Hilfsthyristor (amplifying gate structure)

5.5.1 Amplifying Gate-Struktur

Der Thyristor ist ein stromgesteuertes Bauelement. Damit bei leistungsstarken Thyristoren ein intensiver Steuerstrom in das Gate eingebracht werden kann, wird der Thyristor über einen gateseitigen Hilfsthyristor gezündet. Von außen wird nur der Hilfsthyristor angesteuert. Dadurch lassen sich großflächige Gatestrukturen nach Abb. 5.16 mit einer kurzen Schaltzeit realisieren, und damit im Vergleich zum Netzthyristor auch höhere Schaltfrequenzen.

5.5.2 Zweirichtungs-Thyristoren

Man unterscheidet bei Zweirichtungs-Thyristoren zwischen einer Thyristordiode (Diac, Vierschichtdiode, ohne Gateanschluss) und einer Thyristortriode (Triac, Triode alternating current switch, mit Gateanschluss). Ein Triac verhält sich so wie eine aus zwei Thyristoren bestehende Gegenparallelschaltung. Den grundsätzlichen Aufbau und das verwendete Schaltzeichen zeigt Abb. 5.17 (MT: Main Terminal).

Die Triac-Struktur besteht aus zwei antiparallel geschalteten pn-pn-Schichtfolgen. Die Hauptanschlüsse (Main Terminal) werden mit MT1 und MT2 bezeichnet. Zur Zündung wird zwischen Gate (G) und MT1 eine Steuerspannung gelegt, wodurch das

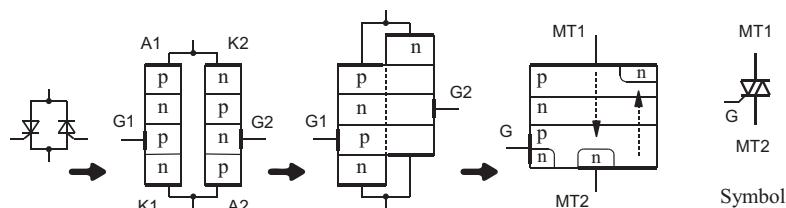


Abb. 5.17 Struktur und Symbol eines Triac

Element in beiden Richtungen durchgeschaltet wird. Für den praktischen Einsatz ist von Bedeutung, dass die nach dem Stromnulldurchgang am Triac auftretende Spannung nur mit begrenzter Steilheit ansteigen darf. Durch eine geringe Steilheit beim Stromnulldurchgang erhalten Löcher und Elektronen mehr Zeit für eine Rekombination, wodurch die dU/dt -Festigkeit vergrößert werden kann. Die kritische Spannungssteilheit nach der Kommutierung (dU/dt -Festigkeit) ist deutlich niedriger als bei einem Thyristor. Wegen der geringen Spannungs- und Stromsteilheiten und der geringen Materialausnutzung eignet sich ein Triac nur für kleine bis mittlere Leistungen, so dass dieses Bauelement nur in Sonderfällen eine Bedeutung erlangt hat. Für höhere Leistungen werden antiparallel geschaltete Thyristoren (bidirectional control thyristors) verwendet.

5.5.3 Der asymmetrisch sperrende Thyristor

Für Schaltungen, in denen Thyristoren eine geringe Spannungsfestigkeit in Rückwärtsrichtung aufweisen müssen, wurden Thyristoren mit einer asymmetrischen Kennlinie entwickelt. Diese Thyristoren werden als *asymmetrisch sperrende Thyristoren* (ASCR, Asymmetric Silicon Controlled Rectifier) bezeichnet. Der asymmetrisch sperrende Thyristor hat gegenüber dem symmetrisch sperrenden Thyristor eine 2- bis 3-mal kleinere Freiwerdezeit und geringere Einschalt- und Durchlassverluste. Durch Integration einer antiparallelen Diode in den Thyristor erhält man den rückwärts leitenden Thyristor (RCT, Reverse Conducting Thyristor).

5.5.4 Der lichtzündbare Thyristor

Speziell in der HGÜ-Technik werden lichtzündbare Thyristoren eingesetzt. Bei 8 kV Spannungsfestigkeit erfolgt die Ansteuerung potenzialfrei über Lichtleiter. Die Zündung kann direkt über die Lichtennergie erfolgen (optische Zündung, 40 mW-Laser mit Lichtwellenleiter) oder indirekt über eine optische Signalübertragung mit Zündverstärker.

5.6 Abschaltbarer Thyristor (GTO)

Der gateseitig abschaltbare Thyristor (Gate-Turn-Off Thyristor, GTO) ist eine Weiterentwicklung des einschaltbaren Thyristors.

5.6.1 Der asymmetrisch sperrende GTO

Der asymmetrisch sperrende GTO besitzt in positiver Richtung volle Sperrfähigkeit, in negativer Richtung jedoch nur eine geringe Sperrfähigkeit. Die asymmetrische Kennlinie

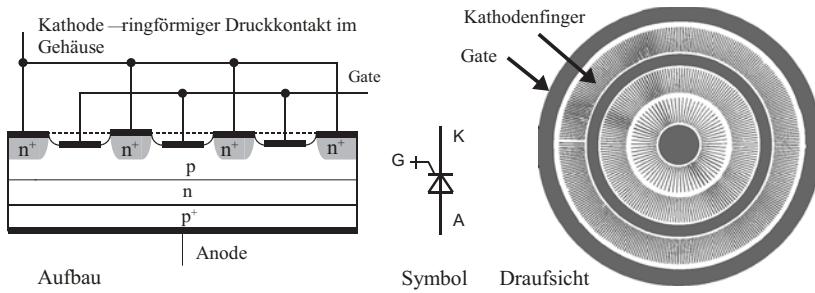


Abb. 5.18 Aufbau und Symbol eines GTO-Thyristors

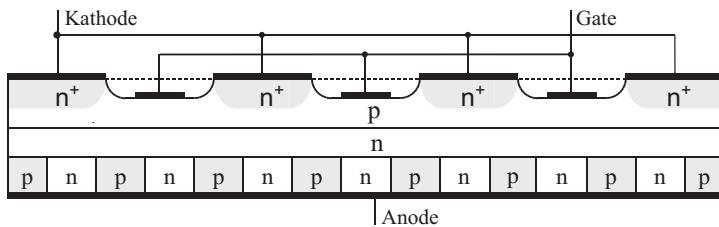


Abb. 5.19 Aufbau eines GTO-Thyristors mit Anoden-Kurzschlussstruktur (Shortings)

wird durch Anodenkurzschlüsse (Shorting) erreicht (Abb. 5.19). Durch diese Maßnahme wird die Temperaturempfindlichkeit der Kippspannung sowie das Abschaltverhalten des GTO verbessert.

5.6.2 Ansteuerung

5.6.2.1 Einschalten

Das Einschalten erfolgt wie beim konventionellen Thyristor entsprechend Abb. 5.9 mit einem steilen Gatestromimpuls di_{GM} / dt . Der Scheitelwert I_{GM} muss mindestens dem 6-fachen Wert des Dauerimpulsstromes I_G entsprechen. Anforderungen an den Steuergenerator sind temperaturabhängig, so beträgt der Einschaltstrom für einen GTO mit 3 A I_{GT} (bei 20 °C) I_{GM} 20 A (bei -25 °C) bzw. 60 A (bei -40 °C).

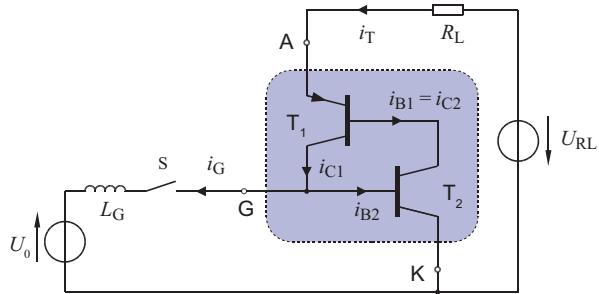
5.6.2.2 Ausschalten

Der GTO schaltet bei einem ausreichend hohen negativen Gatestrom aus. Die Amplitude des Gatestromes muss bis 30 % des abzuschaltenden GTO-Stromes betragen. Der Abschaltvorgang wird vereinfachend mit Abb. 5.20 erläutert. Zum Ausschalten wird der Schalter S geschlossen. Durch die Hilfsspannung U_0 (20 V) wird die Gate-Kathoden-Strecke im Durchbruch betrieben, und es setzt ein rückwärtsgerichteter

Abb. 5.20 Ersatzschaltbild zum Abschaltvorgang eines GTO-Thyristors

L_G : Induktivität der Gatezuleitung

U_0 : Hilfsspannung



Gatestrom i_{RG} ein. Die Steilheit von i_{RG} ist durch die Spannung U_0 und die gateseitige Induktivität L_G bestimmt ($L_G < 300 \text{ nH}$).

Die Stromsteilheit des Gatestromes beträgt bei einer GTO-Ansteuerschaltung bis zu $50 \text{ A}/\mu\text{s}$. Durch die einsetzende Sperrung der Kathoden-Gate-Strecke erreicht i_{RG} in Abb. 5.21 seinen Höchstwert i_{RGM} und fällt anschließend wieder auf Null ab. Das Verhältnis des abzuschaltenden Stromes i_T zum Maximalwert des Steuerstromes i_{RGM} wird als *Abschaltverstärkung* v_Q bezeichnet. v_Q liegt bei einem GTO zwischen 3 und 5, so dass zum Abschalten eines Gleichstromes von z. B. 3000 A ein i_{RGM} von 1000 A erforderlich ist.

Der Steuerstrom i_{RG} bewirkt, dass der Durchlassstrom i_T nach der Abschaltverzugszeit t_{dq} abnimmt. i_T sinkt dann während der Abschaltfallzeit t_{fq} relativ schnell auf den Anfangswert des Schweif- bzw. Tailstromes (I_{tq}), der vereinfachend in Abb. 5.21 mit dem 10 %-Punkt von i_T zusammenfällt. Dieser Tailstrom geht innerhalb der Schweifzeit t_{tq} relativ langsam auf Null zurück. Diese Stromabnahme erfolgt nur durch die Rekombination von Ladungsträgern im pn-Übergang der Thyristorstruktur und kann über die Steuerelektrode nicht beeinflusst werden. Die Schweifzeit ist entscheidend für die Ausschaltverlustleistung. Zwar lässt sich prinzipiell jeder Thyristor durch einen negativen Gatestromimpuls abschalten, jedoch wäre bei einem konventionellen Thyristor der abschaltbare Strom nur sehr klein. Erst durch den Aufbau des Thyristors nach

Abb. 5.21 GTO-Ausschaltvorgang
Zeitlicher Verlauf des Steuerstromes und des Durchlassstromes beim Ausschalten eines GTO-Thyristors

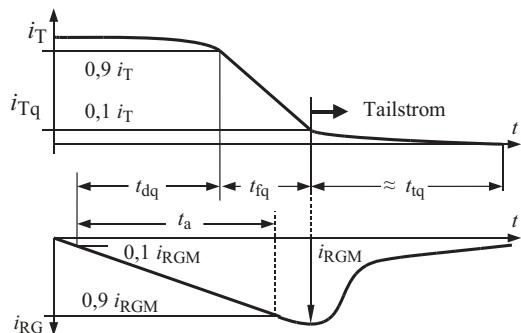


Abb. 5.18 mit fingerförmig verzahnten Gate- und Kathodenelektroden sowie einer verminderten Stromverstärkung des Transistors T_1 in Abb. 5.20 entsteht ein leistungsstarker GTO-Thyristor. Die zukünftige Bedeutung des GTO ist durch weitere Entwicklungen (IGBT, IGCT) jedoch vermindert.

5.6.3 Betriebsbedingungen für einen GTO

Im Vergleich mit einem Thyristor besitzt der GTO einen sehr hohen Haltestrom. Da der Thyristorstrom im Betrieb im Allgemeinen eine hohe Welligkeit aufweist, besteht die Gefahr, dass ein GTO in einen undefinierten Leitzustand gerät. Beim Wiederanstieg des Stromes kann es durch hohe Stromdichten zum Ausfall des Bauelementes kommen. Zur Sicherstellung eines definierten Leitzustandes wird daher ein Dauergateststrom bzw. Impulskamm vorgesehen, der mindestens 20 % größer ist als der Dauerimpulsstrom I_{GT} . Besteht die Gefahr, dass durch eine Stromrichtungsumkehr der Strom selbsttätig auf die Freilaufdiode kommutiert, so ist ein Dauergateststrom von mindestens 10 A (-40°C) für den anschließenden Wiedereinschaltvorgang bei positivem Stromanstieg vorzusehen. Die Schaltfrequenzen werden mit Rücksicht auf die Schaltverluste kleiner als 500 Hz gewählt. Typische Steilheiten des Gatestromes liegen dann bei ca. 50 A/ μs . Für den Betrieb ist eine GTO-Beschaltung nach Abb. 5.22 erforderlich.

$$C \geq \frac{I_{TQM}}{(\frac{du}{dt})_{\text{kritisch}}} \quad \text{und} \quad R \leq \frac{t_{\min}}{4C} \quad (5.1)$$

Die Kapazität des Kondensators C wird durch den GTO-Abschaltstrom (I_{TQM}) und den kritischen du/dt -Wert definiert. Voraussetzung ist, dass der Kondensator zu Beginn des Abschaltvorganges entladen ist, weshalb eine Mindesteinschaltzeit t_{\min} des Thyristors eingehalten werden muss, in der sich C über den Widerstand R entlädt. Für R und C gilt Gl. 5.1.

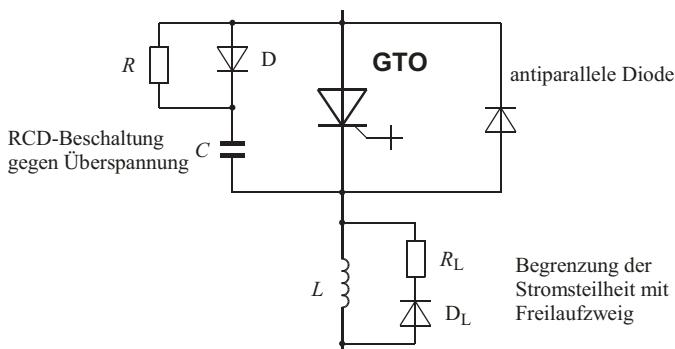


Abb. 5.22 Beschaltungsmaßnahmen für einen GTO

Die Stromsteilheit wird mit Rücksicht auf die antiparallele Diode begrenzt

5.6.4 IGCT

Der „Integratet Gate-Commutated Thyristor“ (IGCT) stellt hinsichtlich der Schaltleistung und -Geschwindigkeit eine Weiterentwicklung des GTO dar. Er wird hauptsächlich für Mittelspannungsumrichter eingesetzt. Leistungshalbleiter und Ansteuereinheit sind induktivitätsarm zu einer baulichen Einheit zusammengefasst, wodurch der Gatestrom (die Abschaltverstärkung beträgt 1) mit einer höheren Steilheit als beim GTO bereitgestellt werden kann. Die Folge ist eine Reduktion der Speicherzeit, die zusätzlich eine Optimierung der Siliziumdicke ermöglichte. Durch diese baulichen Änderungen hat der IGCT deutlich verminderte Durchlass- und Schaltverluste. Beim IGCT konnte so das Schaltverhalten eines Transistors mit dem Durchlassverhalten eines Thyristors kombiniert werden. In dieser Hinsicht – und auch der Robustheit – hat der IGCT heute noch Vorteile gegenüber dem IGBT (Vergleichsdaten siehe Abschn. 5.7). Die Schaltfrequenz des IGCT liegt bei max. 1000 Hz, Kommutierungen verlaufen mit Stromsteilheiten bis über 1200 A/ μ s.

5.7 Auswahl von Leistungsbauelementen

Die aufgeführten Grenzdaten gelten für aktuell verfügbare Bauelemente und zeigen teilweise eine Typen-Spezialisierung für Hoch- Niederspannungsanwendungen. Die in Tab. 5.1 aufgeführten Daten sind zudem anwendungsspezifisch und daher als Anhaltswerte zu verstehen.

Tab. 5.1 Auswahl an Bauelement-Grenzwerten (stand: 2007)

Typ	U/V	I_{DC}/A	$t_{off}/\mu s$	Typ	U/V	I_{TQM}/A	I_{AV}/A	$t_{off}/\mu s$
MOSFET	800	25	0,15	GTO	4500	4000	1000	100
	100	300	0,7	IGCT	4500	4000	2100	11
IGBT	6500	600	1–4	Thyristor	8500	–	2400	–
BT	1200	300	15–25	Diode	5000	–	3800	–
	550	480	5–10	SiC-Diode	1200	–	20	–

I_{AV} : Mittelwert (AV), I_{TQM} : maximal abschaltbarer Strom, I_{DC} : Gleichstrom (continuous)



Wärme Management

6

6.1 Die Verlustleistung

Die Verlustleistung (*power dissipation*) von Halbleiterbauelementen entsteht im Wesentlichen im Bereich der pn-Übergänge. Dem Bauteil wird daher von der Sperrsicht eine Momentanleistung

$$p_V = u \cdot i \quad \text{in W} \quad (6.1)$$

zugeführt. Die im Bauelement umgesetzte thermische Energie, die **Wärmemenge Q** , berechnet sich durch Integration der Momentanleistung p_V nach Gl. 6.2.

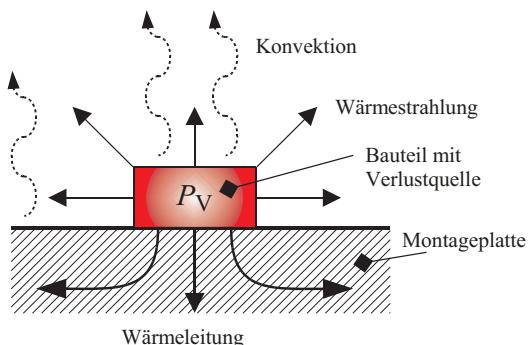
$$\text{Wärmemenge } Q = \int_0^t p(t) dt \quad \text{in Ws} \quad (6.2)$$

Das Bauteil reagiert auf die zugeführte Wärmemenge Q mit einem Temperaturanstieg. Liegt die Gehäuseterminatur ϑ_C über der Umgebungstemperatur ϑ_A , so erfolgt entsprechend Abb. 6.1 eine Wärmeübertragung vom Bauteil auf die Umgebung. Die Transportmechanismen sind:

Wärmeübertragung	Heat transfer	Mechanismus
Wärmeleitung	Heat conducting	Übertragung kinetischer Energie von Atomen bzw. Elektronen
Konvektion	Convection	Materialtransport (Luft)
Wärmestrahlung	Radiation	Strahlung

Die Temperatur steigt solange an, bis sich ein Gleichgewicht zwischen der zugeführten Energie mit der durch Konvektion, Leitung und Strahlung abgeföhrten Energie einstellt. Dann hat das Bauelement seine stationäre bzw. Beharrungstemperatur erreicht.

Abb. 6.1 Wärmeübertragungsmechanismen
F_V: Verlustleistung des Baulementes



Bei praktischen Anwendungen sind immer mehrere Komponenten an der Wärmeübertragung beteiligt. Abb. 6.2 zeigt einen solchen Anwendungsfall, bei dem eine Leistungsdiode **D** über eine Isolierscheibe **I** auf einem Kühlkörper **K** befestigt ist. Der Kühlkörper stellt den Wärmeübergang zum gasförmigen oder flüssigen Kühlmedium **A** her. Das Kühlmedium wird mit einer konstanten Temperatur, der Umgebungstemperatur ϑ_A , angenommen.

Die Bezeichnungen, Kennbuchstaben und Temperaturen der Komponenten sind:

Kennbuchstabe	Bauteil		Temperatur
J	Siliziumkristall	Junction	ϑ_J
C	Gehäuse	Case	ϑ_C
K	Kühlkörper	Heatsink (h)	ϑ_K
A	Kühlmedium	Ambient (A)	ϑ_A

Abb. 6.2 Diode mit Kühlkörper (Luftkühlung)

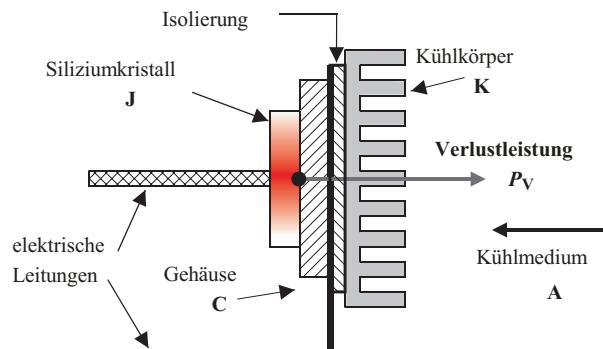


Abb. 6.3 Temperaturgefälle von der Sperrsicht (J) bis zum Kühlmedium (A)

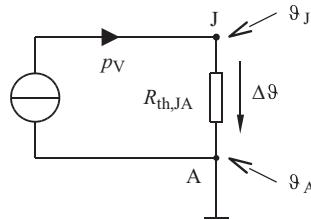
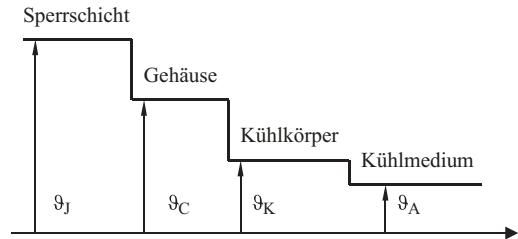


Abb. 6.4 Thermisches Ersatzschaltbild

Die Verlustleistung F_V wird in diesem Ersatzschaltbild als elektrischer Strom eingespeist. Der Spannungsabfall über den Widerstand $R_{th,JA}$ wird als Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$ bewertet:

$$\Delta\vartheta = p_V \cdot R_{th,JA}$$

- Bezugstemperatur ist ϑ_A

Im stationären Betrieb haben alle am Wärmetransport beteiligten Komponenten eine unterschiedliche Temperatur. Die höchste Temperatur stellt sich nach Abb. 6.3 im Siliziumkristall (Sperrsicht J) ein, dem Ort der Verlustleistungsentstehung. Zur Bemessung des Kühlkörpers ist es erforderlich, den Wärmetransport vom Ort der Verlustleistungsentstehung (J) bis zum Kühlmedium (A) zu beschreiben.

6.2 Das thermische Ersatzschaltbild

Ein anschauliches Hilfsmittel zur Beschreibung des Wärmetransportes ist ein Ersatzschaltbild nach Abb. 6.4, bei dem der Wärmetransport mit Hilfe elektrischer Größen beschrieben wird. Die Umgebungstemperatur ϑ_A wird als Bezugsgröße gewählt und im Ersatzschaltbild durch ein Massezeichen (\perp) symbolisiert.

In diesem elektrischen Ersatzschaltbild gelten folgende Analogien:

Thermische Größe		Einheit	Elektrische Größe
Verlustleistung	P_V	W	Elektrischer Strom I (Stromquelle)
Temperatur	ϑ	°C	Elektrisches Potential φ

Thermische Größe		Einheit	Elektrische Größe
Temperaturdifferenz	$\Delta\vartheta$	K	Elektrische Spannung U
Thermischer Widerstand	R_{th}	K/W	Elektrischer Widerstand R
Wärmekapazität	C_{th}	Ws/K	Kondensator C
Thermische Energie	E	Ws	Elektrische Ladung Q

Der Widerstand $R_{th,JA}$ beschreibt den Wärmetransport von der Sperrsicht (J) zur Umgebung (A). Er setzt sich nach Abb. 6.5 aus dem inneren Wärmewiderstand $R_{th,JC}$ und einem äußeren Wärmewiderstand $R_{th,CA}$ zusammen. Die thermischen Widerstände $R_{th,JC}$ und $R_{th,CA}$ sind über den Gehäuseanschluss C verbunden. Die Temperaturen ϑ_J , ϑ_C und ϑ_A sind Absolutwerte und beziehen sich auf 0 °C. In Abb. 6.5 wird ϑ_A durch eine Spannungsquelle eingestellt.

6.2.1 Der innere Wärmewiderstand $R_{th,JC}$

Der innere Wärmewiderstand $R_{th,JC}$ ist durch das Bauelement selbst gegeben. Eine Beeinflussung ist nur bei der Herstellung des Bauelementes möglich. Zwischen Sperrsicht (J) und Gehäuse (C) tritt eine Temperaturerhöhung $\Delta\vartheta_{JC}$ ein, die direkt zur Verlustleistung P_V proportional ist. Deshalb wird die zulässige Verlustleistung eines Bauelementes in Datenblättern stets auf eine definierte Gehäusetemperatur ϑ_C bezogen. Die Vergleichbarkeit von Datenblattangaben mit eigenen Messwerten hängt von der Kenntnis der räumlichen Anordnung der Messpunkte am Gehäuse (Rand oder mittig) ab.

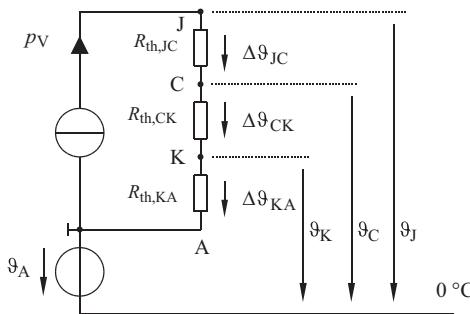


Abb. 6.5 Temperaturen der einzelnen Komponenten in Abb. 6.2

Wärmewiderstände:

$R_{th,JC}$: Sperrsicht-Gehäuse

$R_{th,CK}$: Gehäuse-Kühlkörper

$R_{th,KA}$: Kühlkörper-Kühlmedium

$$R_{th,JC} + R_{th,CK} + R_{th,KA} = R_{th,JA}$$

6.2.2 Der äußere Wärmewiderstand $R_{th,CA}$

Der äußere Wärmewiderstand $R_{th,CA}$ setzt sich aus dem Widerstand vom Gehäuse zum Kühlkörper, $R_{th,CK}$, und dem Widerstand vom Kühlkörper zum Kühlmedium, $R_{th,KA}$ zusammen. Für einen optimalen Übergang der Wärme vom Halbleitergehäuse auf den Kühlkörper ist eine möglichst große Kontaktfläche erforderlich. Das Halbleiter-element hat dafür ein oder zwei Kontaktflächen zum Anschluss des Kühlkörpers. Die Kontaktflächen von Halbleiter und Kühlkörper werden mit hohem Druck verbunden und müssen bei allen Temperaturen absolut eben sein. Zur Vermeidung von Hohlräumen werden die Kontaktflächen zusätzlich mit einer Wärmeleitpaste beschichtet. Wegen des unvermeidlichen Wärmewiderstandes der Wärmeleitpaste darf diese Schicht nur dünn aufgetragen werden. Wenn eine elektrische Isolierung von Kühlkörper und Halbleiter erforderlich ist, wird eine wärmeleitende Isolierscheibe einer speziellen Keramik eingesetzt. Diese Maßnahmen werden im äußeren Wärmewiderstand $R_{th,CK}$ erfasst.

Die Wärme wird mit Hilfe des Kühlkörpers an das Kühlmedium abgegeben. Den Wärmetransport vom Kühlkörper K an das Kühlmedium A beschreibt der Widerstand $R_{th,KA}$. Das Ersatzschaltbild nach Abb. 6.5 ist für den stationären Zustand gültig, d. h. alle Temperaturwerte sind zeitlich konstant. Es wird vorausgesetzt, dass das Kühlmedium selbst nicht erwärmt werden kann, vergleichbar z. B. mit einer unendlich großen Luftmenge der Temperatur ϑ_A . In der Praxis ist dieser Umstand jedoch nicht immer ausreichend gegeben, so dass hier zusätzliche Maßnahmen wie z. B. eine **forcierte Belüftung** zur Reduktion des thermischen Widerstandes (Abb. 6.6) erforderlich werden können.

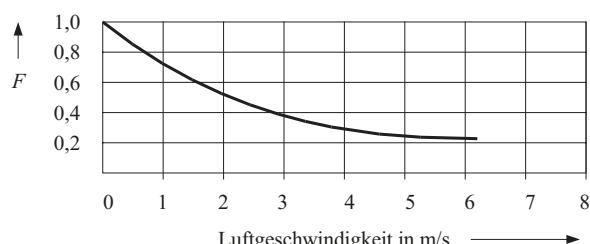
$$R_{thF} = F \cdot R_{th} \quad (6.3)$$

Für forcierte Kühlung ist die Oberflächenbeschaffenheit des Kühlers praktisch ohne Bedeutung. Im Gegensatz zur reinen Konvektionskühlung, bei der ein bestimmter Rippenabstand nicht unterschritten werden sollte, muss für eine forcierte Kühlung eine möglichst große Oberfläche mit entsprechend vielen Rippen vorgesehen werden.

6.2.3 Der Wärmewiderstand des Kühlkörpers

Der Kühlkörper ist über die Oberfläche A mit dem gasförmigen (Luft) oder flüssigen (Wasser, Öl) Kühlmedium verbunden (Abb. 6.7).

Abb. 6.6 Reduktionsfaktor F Einfluss der Luftgeschwindigkeit auf den thermischen Widerstand eines Kühlkörpers. $F \leq 1$



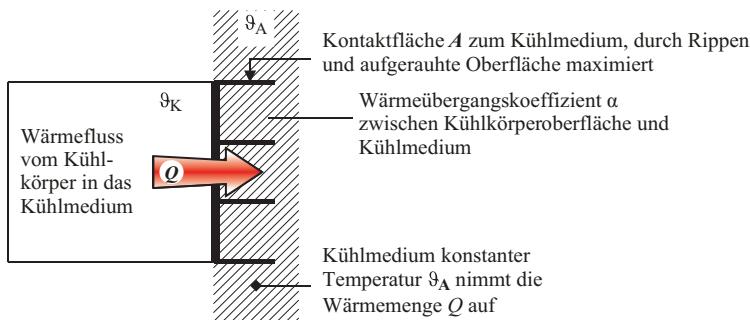


Abb. 6.7 Wärmetübertragung vom Kühlkörper in das Kühlmedium

Mit dem Wärmeübergangskoeffizienten α wird bei einer Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$ zwischen Kühlkörper und Kühlmedium in der Zeit t die Wärmemenge Q nach Gl. 6.4 an das Kühlmedium übertragen.

$$\text{Wärmemenge } Q = \alpha \cdot A \cdot \Delta\vartheta \cdot t \text{ in Ws} \quad \text{mit } \Delta\vartheta = \vartheta_K - \vartheta_A \quad (6.4)$$

Wird die übertragene Wärmemenge Q auf die Zeit t bezogen, so erhält man mit Gl. 6.5 einen Ausdruck für den Wärmestrom, der gleich der übertragenen Verlustleistung p_V ist.

$$\text{Wärmestrom } \frac{dQ}{dt} = \alpha \cdot A \cdot \Delta\vartheta = p_V \quad \text{in W} \quad (6.5)$$

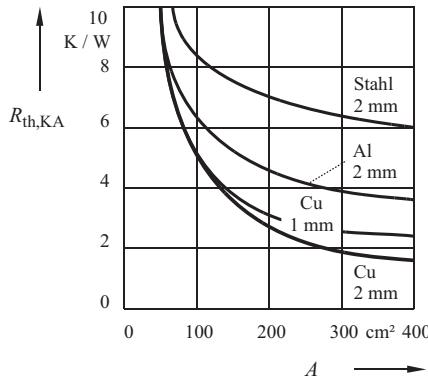
Mit Gl. 6.6 kann der Wärmewiderstand $R_{th,KA}$ für den Kühlkörper formuliert werden:

$$\text{Wärmewiderstand des Kühlkörpers } R_{th,KA} = \frac{\Delta\vartheta}{p_V} = \frac{1}{\alpha A} \quad \text{in } \frac{\text{K}}{\text{W}} \quad (6.6)$$

$R_{th,KA}$ verhält sich nach Gl. 6.6 umgekehrt proportional zu der Kühlkörperoberfläche A und dem Wärmeübergangskoeffizienten α . In der Praxis ist die Wärmeverteilung im Kühlkörper ungleichmäßig, so dass die wirksame Oberfläche kleiner ist als A . Abb. 6.8 zeigt beispielhaft Kurven für $R_{th,KA}$ in Abhängigkeit von der Kühlkörperoberfläche verschiedener blander Materialien (Stahl, Kupfer, Aluminium). Zusätzlich sind Angaben für verschiedene Materialdicken enthalten.

- Je dicker das Material ist, desto besser wird die Wärme innerhalb des Kühlkörpers verteilt und desto geringer ist der thermische Widerstand.
- Werden diese Bleche zusätzlich geschwärzt, so verbessert sich die Wärmeabstrahlung und die $R_{th,KA}$ -Werte sinken auf ca. 70 %.

Bei benachbarten Kühlkörpern besteht aber die Gefahr, dass sich die Kühlkörper gegenseitig aufheizen. Angaben für $R_{th,KA}$ beziehen sich im Allgemeinen auf freistehende eloxierte Kühlflächen in senkrechter Ausrichtung mit reiner Konvektionskühlung.

**Abb. 6.8** Wärmewiderstand blanker Kühlbleche in senkrechter Anordnung

- Der Widerstand $R_{th,KA}$ sinkt mit zunehmender Oberfläche A . Wegen der ungünstigen Wärmeverteilung innerhalb des Kühlkörpers strebt $R_{th,KA}$ einem Grenzwert zu.
- Eine weitere Vergrößerung von A ist nur bei einer verbesserten Wärmeverteilung z. B. durch eine größere Blechdicke (hier: 1 mm → 2 mm) sinnvoll

Für blanke bzw. unbehandelte Oberflächen liegen die tatsächlichen Werte dann um ca. 15 % höher, bei horizontaler Ausrichtung verschlechtert sich $R_{th,KA}$ um 20 % [Angaben: austeroitz-electronic].

Wird der Wärmestrom nach Gl. 6.5 schließlich auf die zur Verfügung stehende Kühlfläche A bezogen, so erhält man mit Gl. 6.7 die **Wärmestromdichte**.

$$\text{Wärmestromdichte} \quad \frac{1}{A} \cdot \frac{dQ}{dt} = \alpha \cdot \Delta\vartheta \quad \text{in } \frac{\text{W}}{\text{m}^2} \quad (6.7)$$

- Die Wärmestromdichte zeigt die Wirksamkeit eines Kühlverfahrens in Abhängigkeit vom Kühlmedium auf, welches durch den Wärmeübergangskoeffizienten α beschrieben wird.
- Ohne Temperaturerhöhung kann ein Kühlkörper keine Leistung übertragen!
- Für einen gegebenen Kühlkörper der Temperatur ϑ_K erhält man die abführbare Verlustleistung durch Multiplikation der Wärmestromdichte des Kühlmittels mit der Kühlkörperoberfläche A und der Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta = (\vartheta_K - \vartheta_A)$ nach Gl. 6.5.
- Eine ungünstige Wärmeverteilung im Kühlkörper begrenzt praktisch die Wirksamkeit eines Kühlkörpers (keine Halbierung von R_{th} bei verdoppelter Oberfläche A).

6.2.4 Die Wärmekapazität C_{th}

Außer dem bisher betrachteten statischen Temperaturverhalten ist auch das dynamische Temperaturverhalten von Bedeutung. Die bei Erwärmungs- und Abkühlvorgängen

Tab. 6.1 Spezifische Wärmekapazität (Auswahl)

	Kupfer	Aluminium	Wasser	Öl	Luft
c in Ws/kg K	390	920	4182	1450	1005

auftretenden zeitlichen Verzögerungen werden mit Hilfe der Wärmekapazität C_{th} beschrieben. Die Wärmekapazität beschreibt das Speichervermögen und ist über den Temperaturanstieg ($\Delta\vartheta$) eines Bauelementes bei Energiezufuhr (ΔQ) definiert.

$$\text{Wärmekapazität } C_{\text{th}} = \frac{\text{zugeführte Wärmemenge}}{\text{Temperaturerhöhung}} = \frac{\Delta Q}{\Delta\vartheta} \quad \text{in } \frac{\text{Ws}}{\text{K}} \quad (6.8)$$

Die Wärmekapazität C_{th} ist eine materialspezifische Größe und berechnet sich mit der zu erwärmenden Masse m in kg und der spezifischen Wärmekapazität c nach Tab. 6.1 zu:

$$C_{\text{th}} = c \cdot m \quad \text{in } \frac{\text{Ws}}{\text{K}} \quad (6.9)$$

Der Erwärmungsvorgang ist durch Gl. 6.10 beschrieben.

$$\vartheta(t) = \frac{1}{C_{\text{th}}} \int_0^t p_V dt + \vartheta_0 \quad \vartheta_0 = \text{Anfangswert} \quad (6.10)$$

Die Temperaturerhöhung verhält sich umgekehrt proportional zur Wärmekapazität C_{th} des Bauelementes. Der Temperaturanstieg bleibt um so kleiner, je größer die zu erwärmende Masse m und je größer die spezifische Wärmekapazität c ist (siehe Tab. 6.1).

- Bezogen auf die gleiche Temperaturdifferenz hat Wasser das größte Wärmespeicher- vermögen.

Praktisch wird das Bauelement während der Energieaufnahme gleichzeitig durch Strahlung, Konvektion und Leitung thermische Energie an die Umgebung abgeben, so dass sich nach einer gewissen Zeit eine Beharrungstemperatur einstellt, bei der zugeführte und abgeführte Energie sich im Gleichgewicht befinden. Abb. 6.9 zeigt schematisch den Wärmestrom von der Einspeisung an die Umgebung unter Berücksichtigung der wirksamen Wärmekapazität (cm).

Für die Darstellung in Abb. 6.9 kann ein elektrisches Ersatzschaltbild nach Abb. 6.10 angegeben werden, mit dem sich der Temperaturverlauf als Aufladevorgang eines

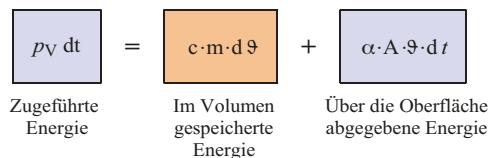
Abb. 6.9 Wärmestrom

Abb. 6.10 Erwärmungsvorgang mit elektrischem Ersatzschaltbild
Temperaturanstieg bei konstanter Energiezufuhr

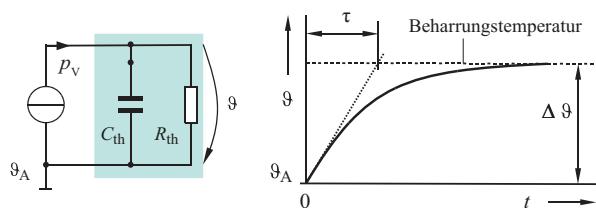
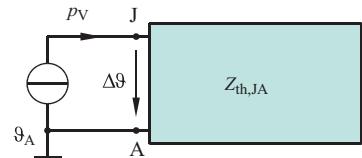


Abb. 6.11 Beschreibung des Wärmeüberganges zwischen Sperrsicht und Umgebung durch eine thermische Impedanz $Z_{th,JA}$



Kondensatoren berechnen lässt. Der Erwärmungsvorgang berechnet sich bei einer konstanten Leistungszufuhr ($P_V = \text{konstant}$) nach Gl. 6.11. Der Anfangswert ist ϑ_A .

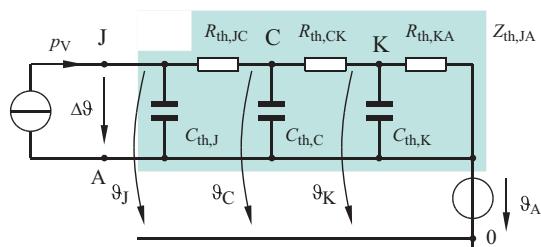
Für eine genauere Beschreibung der Halbleitertemperaturen bei dynamischen Vorgängen ist eine detaillierte Beschreibung des Aufbaus (z. B. Halbleiter, Bondung, Grundplatte) mit zusätzlichen Wärmekapazitäten und thermischen Widerständen zu berücksichtigen.

$$\vartheta(t) = P_V \cdot R_{th} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) + \vartheta_A \quad \tau = R_{th} \cdot C_{th} \quad \text{thermische Zeitkonstante} \quad (6.11)$$

Daraus folgt zunächst ein verallgemeinertes elektrisches Ersatzschaltbild mit der thermischen Impedanz $Z_{th,JA}$ zwischen der Sperrsicht J und der Umgebung A nach Abb. 6.11. Die thermische Impedanz Z_{th} stellt einen zeitabhängigen thermischen Widerstand R_{th} (ϑ) dar. Z_{th} geht nach Abklingen der Ausgleichsvorgänge in den stationären Wert R_{th} über.

Eine Beschreibung des Wärmetransportes von der Sperrsicht zur Umgebung führt schließlich auf das „Physikalische Modell“, einem Leitungs-Ersatzschaltbild in Kettenbruchdarstellung nach Abb. 6.12 (Cauer-Topologie). Die thermischen Zeitkonstanten der Kettenglieder ($\tau_n = R_n C_n$) unterscheiden sich im Allgemeinen deutlich (d. h. sie liegen im Sekunden- und Minutenbereich). Die Komponenten R_{th} und C_{th} lassen sich

Abb. 6.12 Physikalisches Modell in Kettenbruchdarstellung (Cauer-Topologie)



aus den realen Bauteilen ermittelt und haben dann einen festen Platz im Ersatzschaltbild, wodurch sie einen direkten physikalischen Bezug zur Anordnung haben. Die berechneten Temperaturen der Knotenpunkte des Ersatzschaltbildes lassen sich praktisch messen.

Obwohl die Darstellung nach Abb. 6.12 sehr anschaulich ist, wird in Datenblättern häufig das so genannte Foster Modell in Partialbruchdarstellung nach Abb. 6.13 angegeben. Dieses Modell besteht aus einer Reihenschaltung von RC-Gliedern und ist mathematisch einfacher zu beschreiben als das Cauer Modell in Kettenleiterdarstellung. Eine Umrechnung der Darstellungsformen (Abb. 6.12 und 6.13) durch Partialbruchzerlegung bzw. Polynomdivision ist prinzipiell möglich. Die Ermittlung der R- und C-Werte erfolgt anhand gemessener oder simulierter Temperaturverläufe. Einen Nachteil stellt der Verlust der Anschaulichkeit und des direkten physikalischen Bezugs zur betrachteten Anordnung dar. Das Foster-Modell ist somit ein reines Verhaltensmodell für die Einspeisepunkte der Verlustleistung.

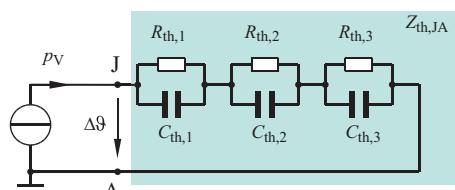
Die in Abb. 6.13 dargestellten RC-Glieder dienen zur Abbildung der thermischen Zeitkonstanten und können beliebig angeordnet werden (im Gegensatz zur Kettenleiterdarstellung!). Da ihre Aufteilung keinen direkten Bezug zur betrachteten physikalischen Anordnung aufweist stellen die inneren Knoten des Foster Modells auch keine Messpunkte dar. Die Partialbruchdarstellung liefert für die Einspeisepunkte der Verlustleistung in Gl. 6.12 eine thermische Impedanz $Z_{th,JA}$ mit deren Hilfe sich der Temperaturverlauf des Einspeisepunktes J bei konstanter Verlustleistung P_V gegenüber dem Bezugspunkt A berechnen lässt.

$$Z_{th,JA} = \sum_{n=1}^m Z_{th,n} = \frac{\vartheta(t)}{P_V} = \sum_{n=1}^m R_{th,n} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_n}}) \quad \tau_n = R_{th,n} \cdot C_{th,n} \quad (6.12)$$

Abb. 6.14 zeigt den Temperaturverlauf der Sperrsicht bei einer konstanten Einangsleistung ($P_V = 4 \text{ kW}$) für eine Bezugstemperatur von 0°C (siehe auch Abb. 6.15).

Der Zeitmaßstab ist durch die logarithmische Skalierung im unteren Bereich stark gedehnt. Eine kurzzeitige Überlastbarkeit kann so besser abgeschätzt werden. Entscheidend ist nicht allein die zugeführte Verlustleistung P_V sondern die zugeführte thermische Energie E , d. h. das Produkt von Verlustleistung P_V und Impulsdauer T_P . Den Grenzfall stellt die konstante Leistungszufuhr dar, bei der das System die Beharrungs-temperatur erreicht. Abb. 6.15 zeigt als Beispiel die Temperaturverläufe für periodische

Abb. 6.13 Mathematisches Modell in Partialbruchdarstellung (Foster Modell)



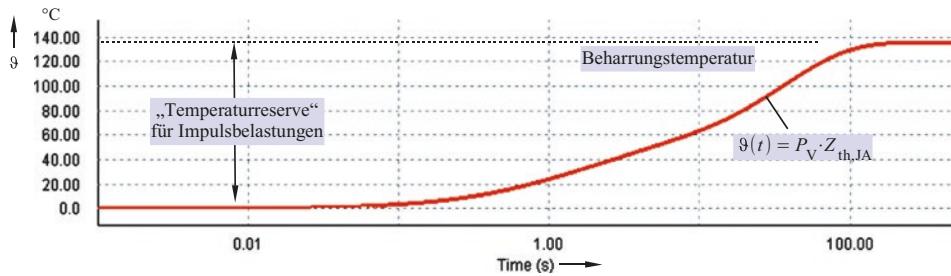


Abb. 6.14 Sprungantwort der Temperatur (F_V = konstant)

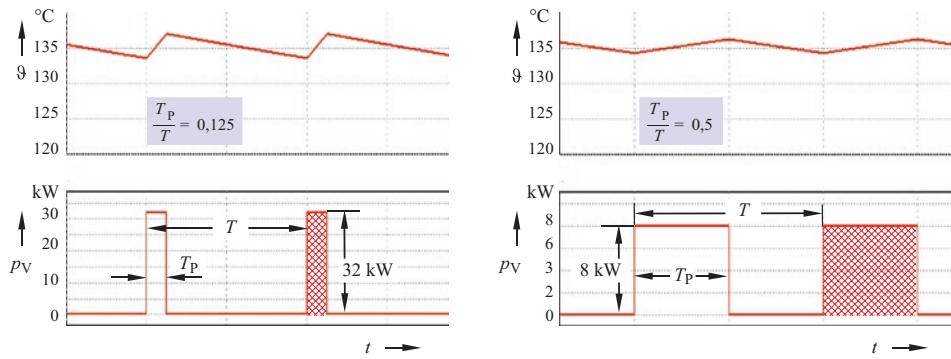


Abb. 6.15 Simulation einer periodischen Impulsbelastung, Einfluss der Impulsdauer (E = konstant)

impulsförmige Belastungen mit gleicher zugeführter Energie E bei unterschiedlichen Tastgraden (T_p/T).

6.3 Kühlmedien

Erzielbare Werte für den Wärmeübergangskoeffizienten α und die abführbare Verlustleistung bei $A = 100 \text{ cm}^2$ und $\Delta\vartheta = 50 \text{ K}$ sind in Tab. 6.2 angegeben.

6.3.1 Luftkühlung

Luft ist ein elektrisch isolierendes Kühlmedium und kann in Bezug auf den Kühlkörper ruhend oder bewegt sein (forcierte Belüftung). Die Luft verteilt die Wärme an die Umgebung. In einem geschlossenen Raum steigt dadurch die Temperatur des Kühlmediums an (Konvektionsheizung). Die Temperaturredifferenz $\Delta\vartheta$ ist durch die

Tab. 6.2 Anhaltswerte für den Wärmeübergangskoeffizienten und die abführbare Leistung ($A = 0,01 \text{ m}^2$) bei Luft- und Wasserkühlung

	Luft		Wasser (Rohrleitung)	
	Unbewegt	Stark bewegt	Laminare Strömung	Turbulente Strömung
α in $\text{W}/\text{m}^2 \text{ K}$	5	50	500	5000
P in W	2,5	25	250	2500

Verlustleistung gegeben. Damit die Temperatur des Kühlkörpers durch Erwärmung des Kühlmediums nicht unzulässig ansteigt, muss für einen ausreichenden Luftaustausch gesorgt sein. In geschlossenen Räumen kann z. B. durch einen Wärmetauscher die Temperatur des Kühlmediums konstant gehalten werden (indirekte Kühlung). Damit der Kühlkörper nicht verschmutzt, muss die Kühlluft unter Umständen gefiltert werden. Es kann jedoch auch günstiger sein, zu einer Flüssigkeitskühlung zu wechseln. Dies ist auch erforderlich wenn die Leistungsfähigkeit der Luftpühlung nicht ausreichend ist (siehe Tab. 6.2) bzw. wenn der verfügbare Einbauraum für den Kühlkörper nicht gegeben ist.

6.3.2 Wasserkühlung

Wasserkühlung wird allgemein als indirekte Kühlung eingesetzt. Das Wasser dient zum Wärmetransport zwischen dem Lüftkühler und den aktiven Bauelementen und muss über eine Pumpe umgewälzt werden. Die elektrische Isolierung erfolgt entweder durch die Bauelemente selbst, durch isolierende Wärmetauscher oder durch entionisiertes Wasser. Die Anwendung entionisierten Wassers setzt eine geeignete Materialauswahl und eine Überwachungseinrichtung voraus. Abb. 6.16 zeigt den Aufbau einer Wasserkühlung für ein Halbleiterbauelement. Das Bauelement überträgt die Wärme mit einem angekoppelten Wärmetauscher auf das Wasser. Es gibt auch Leistungsbauelemente, deren elektrisch isolierter Gehäuseboden selbst als Wärmetauscher ausgeführt ist. Derzeit kann eine Verlustleistung von über 4 kW pro Bauelement (IGBT) abgeführt werden. Wichtig ist eine turbulente Strömung im Wärmetauscher, um das für die Wärmeübertragung ungünstige Strömungsprofil einer laminaren Strömung zu vermeiden. Die Wärmekapazität solcher Kühlsysteme ist allerdings sehr gering, so dass bei Ausfall des Wasserkreislaufs die Leistung sofort abgeschaltet werden muss. Bedingt durch den geschlossenen Wasserkreislauf mit einem Wasser-Lüftkühler ist die Rücklauftemperatur des Kühlwassers mindestens 3 K höher als die Umgebungstemperatur ϑ_A . Die abführbare Leistung ist durch die Differenz von Hin- und Rücklauftemperatur ($\Delta\vartheta$) und dem Volumenstrom des Kühlmediums gegeben. Für die Stromrichterkühlung auf Fahrzeugen z. B. mit Hybridantrieb umfasst der Kühlwasserkreislauf weitere Verlustquellen wie z. B. den Verbrennungsmotor. Hierdurch liegt die Rücklauftemperatur des Kühlwassers für

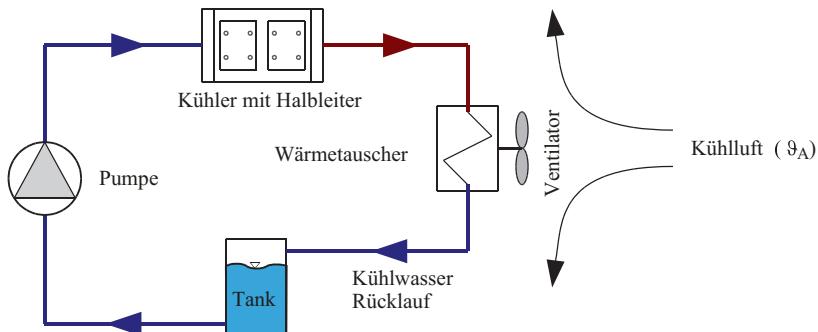


Abb. 6.16 Kühlkreislauf bei einer Wasserkühlung

den Stromrichter in der Größenordnung von $80\text{ }^{\circ}\text{C}$. Die nutzbare Temperaturdifferenz ist daher deutlich eingeschränkt. Durch die Zugabe von Frostschutzmitteln ist die Wärmekapazität des Kühlwassers vermindert.

6.3.3 Siedekühlung

Zum Verdampfen einer Flüssigkeit wird eine bestimmte Wärmemenge, die Verdampfungswärme r benötigt. Bei der Siedekühlung wird diese Wärmemenge dem Verdampfer von der Wärmequelle (als Verlustleistung) zugeführt. Wird dieser Dampf anschließend in einem Kondensator durch Abkühlung wieder verflüssigt, so wird die Verdampfungswärme als Kondensationswärme an den Kondensator abgegeben. Es findet durch den Phasenübergang des Kühlmediums ein Wärmetransport vom Verdampfer zum Kondensator statt (Kühlschrankprinzip). Der Wärmetransport zum Kühlkörper setzt eine Temperaturdifferenz zwischen Verdampfer und Kühlkörper von bis zu 5 K voraus. Der Verdampfer hat einen kleinen Querschnitt, wie er durch die Bauteilgeometrie vorgegeben ist, und der Kondensator eine große Oberfläche A_K , so wie es zur Wärmeabgabe an die Kühlluft erforderlich ist. Als Siedemittel kann z. B. Wasser eingesetzt werden. Der erforderliche Siedepunkt der Flüssigkeit wird über den Innendruck der Wärmeleitung eingestellt. Die Heatpipe hat einen sehr hohen Wärmeübergangskoeffizienten, welcher im Bereich $5000\text{ W/m}^2\text{ K} < \alpha < 10.000\text{ W/m}^2\text{ K}$ liegt. Wird in die Wärmeleitung, die in Abb. 6.17 als „Heatpipe“ bezeichnet ist, eine elektrische Isolierung eingebaut, dann muss auch das Siedemittel elektrisch isolierend sein.

Eine andere Ausführung der Siedekühlung zeigt Abb. 6.18. Bei der Siedebadkühlung taucht man die zu kühlenden Bauelemente mit einem Siedekörper (Verdampfer) vollständig in das isolierende Siedemittel ein. Der Wärmetransport erfolgt auch hier über den Phasenwechsel des Siedemittels mit einem Temperaturgefälle von nur wenigen Kelvin.

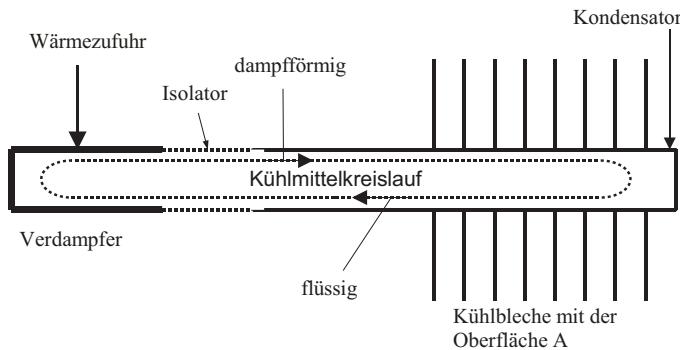
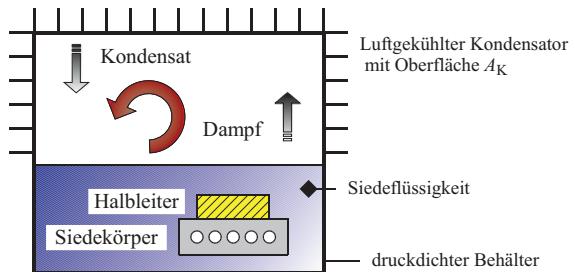


Abb. 6.17 Prinzip des Heatpipe-Kühlkörpers

- Das Bauelement ist wie auf einem normalen Kühlkörper montiert.
- Der Wärmetransport erfolgt durch den Phasenwechsel des Kühlmediums

Abb. 6.18 Prinzip der Siedebadkühlung

- Das Kühlmedium ist elektrisch isolierend.
- Das Bauelement ist im Kühlmedium eingetaucht



Die Oberfläche des Kondensators A_K hat eine gleichmäßige Temperaturverteilung und wird so groß gewählt, wie es für eine Luftkühlung erforderlich ist [1]. Der Wärmetransport von der Verlustleistungsquelle zum Kühlkörper erfolgt bei der Siedekühlung (im Gegensatz zur Wasserkühlung) ohne zusätzliche Pumpen.

Anforderungen an die Siedeflüssigkeit bei der Siedekühlung:

- ausreichend geringe Siedetemperatur (z. B. 45 °C)
- elektrisch isolierend
- Materialverträglichkeit
- Umweltfreundlichkeit

Literatur

1. Jäger, Stein: *Leistungselektronik*. Berlin Offenbach: VDE, 2000



Stromrichterschaltungen

7

7.1 Grundfunktionen

Stromrichter sind Einrichtungen zum Umformen elektrischer Energie unter Verwendung von Leistungshalbleitern. Bei der Kupplung von Wechsel- und Gleichstromsystemen ergeben sich hierbei entsprechend Abb. 7.1 vier Grundfunktionen:

7.2 Kennzeichnung von Stromrichterschaltungen

Die Kennzeichnung von Stromrichterschaltungen der Leistungselektronik ist in der DIN IEC 971 festgelegt und erfolgt üblicherweise in einer dreistelligen Kombination von Buchstaben und Ziffern.

Der erste Buchstabe legt die Schaltungsfamilie fest:

- M: Mittelpunktschaltung
- B: Brückenschaltung
- W: Wechselwegschaltung.

An zweiter Stelle wird die Pulszahl p bzw. die Phasenzahl m bei der Wechselwegschaltung angegeben. Unter Pulszahl versteht man die Anzahl nicht gleichzeitiger Stromübernahmen (Kommutierungen) eines Stromrichters innerhalb einer Netzperiode ($p = 1, 2, 3, 6, 12, 18, \dots$). An dritter Stelle wird die Steuerbarkeit in Form eines Buchstabens definiert:

- U: ungesteuerte Schaltung (Dioden)
 - H: halb gesteuerte Schaltung (Thyristor für einen, Diode für den anderen Zweig)
 - C: voll gesteuerte Schaltung (Thyristoren).
- Um besondere Kennzeichen der Schaltung hervorzuheben, können weitere Buchstaben angehängt werden, z. B. F für Freilaufdioden.

 Gleichrichter Wechselrichter	Gleichrichten ist die Umformung von Wechselstromenergie in Gleichstromenergie (Energiefluss vom Wechselstromsystem zum Gleichstromsystem). Wechselrichten ist die Umformung von Gleichstromenergie in Wechselstromenergie (Energiefluss vom Gleichstromsystem zum Wechselstromsystem).
 Gleichstrom-Umrichter	Gleichstrom-Umrichten ist die Umformung von Gleichstromenergie mit gegebener Spannung und Polarität in Gleichstromenergie mit anderer Spannung und Polarität. Man spricht vom Gleichspannungswandler bzw. Gleichstrom-Umrichter.
 Wechselstrom-Umrichter	Wechselstrom-Umrichten ist die Umformung von Wechselstromenergie mit gegebener Spannung, Frequenz und Phasenzahl in Wechselstromenergie mit anderer Spannung, Frequenz und Phasenzahl. Man spricht von einem Wechsel- bzw. Drehstrom-Umrichter.

Abb. 7.1 Grundfunktionen der Stromrichter

Als allgemeine Symbole für Stromrichterventile (elektronische Leistungsschalter) werden verwendet:

Ungesteuertes Ventil	Einschaltbares Ventil	Ein- und ausschaltbares Ventil

7.3 Einteilung nach der inneren Wirkungsweise

Stromrichter lassen sich nach der inneren Wirkungsweise, d. h. nach der Art der Kommutierung unterteilen. Unter Kommutierung versteht man die Stromübergabe von einem Zweig des Stromrichters an den nächsten, wobei während der Kommutierung beide Zweige Strom führen.

Wir unterscheiden bei der Kommutierung zwischen:

1. Stromrichter ohne Kommutierung

Halbleiterschalter und Steller für Wechsel- und Drehstrom

2. Stromrichter mit natürlicher Kommutierung

beziehen ihre Kommutierungsspannung entweder aus dem speisenden Netz (netzgeführte Stromrichter) oder von der Last (lastgeführte Stromrichter). Beide Kommutierungsarten werden unter dem Oberbegriff *fremdgeführte Stromrichter* zusammengefasst.

3. Stromrichter mit Zwangskommutierung

verfügen beim Einsatz einschaltbarer Ventile über kapazitive Energiespeicher für die Kommutierung oder sie sind mit abschaltbaren Bauelementen (GTO, Transistor) ausgerüstet. Der Oberbegriff für Stromrichter mit Zwangskommutierung lautet *selbstgeführte Stromrichter*.

Stromrichter, die Wechselstromenergie in Gleichstromenergie oder umgekehrt umwandeln, lassen sich danach unterscheiden, ob die Kommutierung auf der Wechselstrom- oder Gleichstromseite erfolgt:

- Stromrichter mit wechselstromseitiger Kommutierung arbeiten in der Regel fremdgeführt,
- Stromrichter mit gleichstromseitiger Kommutierung arbeiten selbstgeführt.

7.4 Leistungssteuerverfahren

Die Steuerung der elektrischen Energie erfolgt durch den schaltenden Betrieb leistungselektronischer Bauelemente (Abb. 7.2). Während für Wechsel- und Drehstromanwendungen die Leistung durch verzögertes Einschalten der Verbraucherspannung erfolgt, muss bei Gleichstromanwendungen die Verbraucherspannung periodisch eingeschaltet werden (Pulssteuerung).

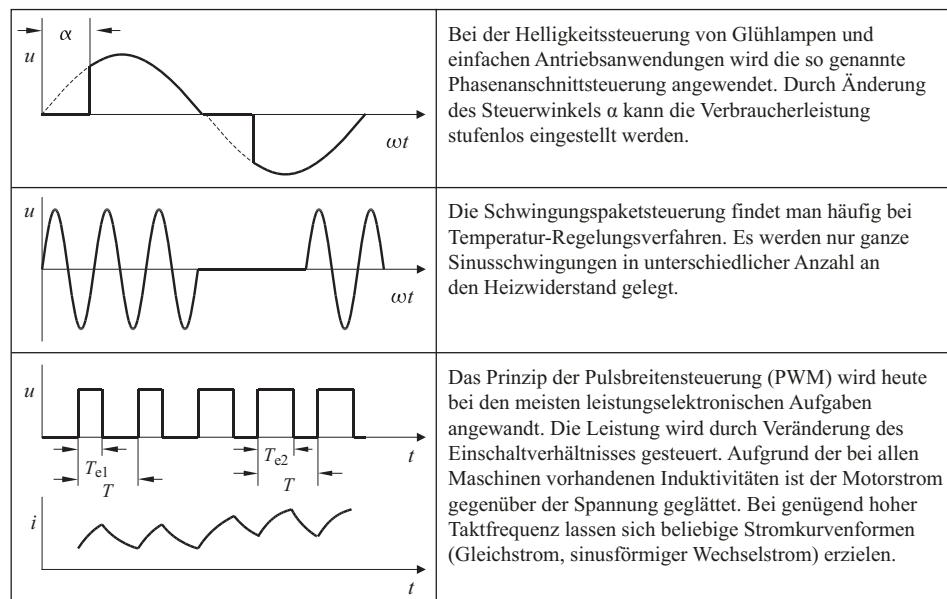


Abb. 7.2 Leistungssteuerung bei Gleich- und Wechselstromanwendungen

7.5 Mittelpunktschaltung M1

In Abb. 7.3 ist als einfaches Beispiel für eine Gleichrichterschaltung die einpulsige Mittelpunktschaltung M1 dargestellt. Die positive Halbschwingung der sekundären Transformatorspannung u_S wird unverzögert auf die Last geschaltet. Die negative Halbschwingung wird durch die Ventilwirkung der Diode gesperrt (Abb. 7.4).

Durch Anwendung des Maschensatzes nach Gl. 7.1 sind die Spannungsverhältnisse dieser Schaltung beschrieben.

$$\sum u = 0 = -u_S + u_V + u_d \quad u_d = u_S - u_V \quad \text{mit } u_S = \hat{u}_S \sin(\omega t) \quad (7.1)$$

Die Ventilspannung u_V ist abhängig vom Schaltzustand des Ventils. Die Schaltzustände des Ventils werden durch die Stromrichtung bestimmt. Bei ohmscher Last will sich die Stromrichtung proportional zur Netzspannung u_N einstellen.

Bei einer sinusförmigen Spannung u_S gilt für den Gleichspannungsverlauf nach Abb. 7.5 folgende Definition:

$$\begin{aligned} 0 \leq \omega t \leq \pi & \quad \text{Diode leitet: } u_d = \hat{u}_S \sin(\omega \cdot t) \\ \pi \leq \omega t \leq 2\pi & \quad \text{Diode sperrt: } u_d = 0 \end{aligned} \quad (7.2)$$

Man erkennt, dass die Gleichspannung neben einem Gleichanteil (Mittelwert $\bar{u}_d = U_{dAV}$) auch einen Wechselanteil $u_{d\sim}$ enthält, d. h. die Gleichspannung u_d ist eine Mischgröße. Eine harmonische Analyse der Gleichspannung u_d liefert die Fourierreihe:

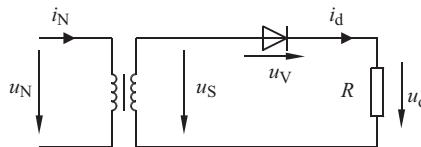
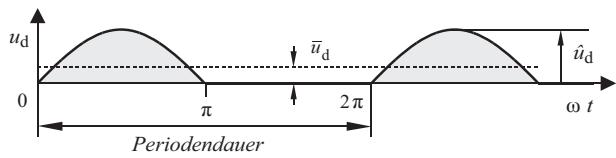


Abb. 7.3 Ungesteuerte Gleichrichterschaltung M1 mit ohmscher Last
T: Transformator zur Spannungsanpassung und Potenzialtrennung

$u_d:$	u_S	0
$u_V:$	0	u_S
$u_S:$	> 0	< 0

Abb. 7.4 Schaltzustände und Spannungen im vereinfachten Schaltbild

Abb. 7.5 Gleichspannungsverlauf und Mittelwert \bar{u}_d der M1-Schaltung



$$u_d(t) = U_{dAV} + \sum_{v=1}^n (a_v \cos(v\omega t) + b_v \sin(v\omega t)) = U_{dAV} + u_{d\sim}(t) \quad (7.3)$$

In Gl. 7.3 ist U_{dAV} der Mittelwert oder Gleichrichtwert. Der Wechselanteil $u_{d\sim}(t)$ besteht aus einer Reihe von sinusförmigen Schwingungen (Harmonischen) mit den Frequenzen $v\omega$ und Amplituden a_v und b_v .

$$a_v = \frac{2}{T} \int_0^T u_d(t) \cos(v\omega t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_d(\omega t) \cos(v\omega t) d\omega t \quad (7.4)$$

$$b_v = \frac{2}{T} \int_0^T u_d(t) \sin(v\omega t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_d(\omega t) \sin(v\omega t) d\omega t \quad (7.5)$$

Man bezeichnet die Anteile, deren Frequenz f mit der Frequenz der Netzzspannung übereinstimmt, als Grundschwingung mit der Ordnungszahl $v = 1$. Fasst man die sin- und cos-Anteile gleicher Frequenz zusammen, so erhält man für u_d

$$u_d(t) = U_{dAV} + \underbrace{\sum_{v=1}^n \hat{u}_{dv} \sin(v\omega t + \varphi_v)}_{\text{Wechselanteil } u_{d\sim}} \quad (7.6)$$

Für die Amplitude und Phasenlage der v -ten Oberschwingung gilt:

$$\text{mit } \hat{u}_{dv} = \sqrt{a_v^2 + b_v^2} \quad \text{und} \quad \varphi_v = \arctan \frac{a_v}{b_v} \quad (7.7)$$

Den Mittelwert der Gleichspannung U_{dAV} unter Vernachlässigung von Spannungsabfällen am Ventil und am Netztransformator bezeichnet man als **ideellen Gleichrichtwert U_{di}** . Die ideelle Gleichspannung U_{di} berechnet sich mit der Spannungsdefinition nach Gl. 7.2:

$$\begin{aligned} U_{di} &= \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi \hat{u}_S \cdot \sin(\omega t) d\omega t = \frac{\hat{u}_S}{2\pi} \cdot (-[\cos(\pi) - \cos(0)]) \\ U_{di} &= \frac{\hat{u}_S}{\pi} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_S = 0,45 \cdot U_S \end{aligned} \quad (7.8)$$

Der Effektivwert $U_{d\text{RMS}}$ der Mischspannung $u_d(t)$ berechnet sich zu:

$$\begin{aligned} U_{d\text{RMS}} &= \sqrt{\frac{\hat{u}_S^2}{2\pi} \int_0^\pi \sin^2(\omega t) d\omega t} = \hat{u}_S \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \omega t - \frac{\sin(2\omega t)}{4} \right)_0^\pi} \\ U_{d\text{RMS}} &= \frac{\hat{u}_S}{2} = \frac{U_S}{\sqrt{2}} = 0,707 \cdot U_S \end{aligned} \quad (7.9)$$

Der Gleichspannungseffektivwert $U_{d\text{RMS}}$ setzt sich aus dem Mittelwert $U_{d\bar{i}}$ und einem Wechselanteil $U_{d\sim}$ entsprechend Gl. 7.10 zusammen.

$$\text{Effektivwert } U_{d\text{RMS}} = \sqrt{U_{d\bar{i}}^2 + U_{d\sim}^2} \quad (7.10)$$

Bei ohmscher Last ruft die Gleichspannung u_d als Gleichstrom i_d wiederum einen Mischstrom mit dem Gleichanteil $i_{d\bar{i}}$ und dem Wechselanteil $i_{d\sim}$ nach Gl. 7.11 bzw. Abb. 7.6 hervor.

$$i_d = i_{d\bar{i}} + i_{d\sim} \quad (7.11)$$

Ohne vorgeschalteten Transformator wäre der Netzstrom i_N ebenfalls eine Mischgröße und das versorgende Wechselspannungsnetz mit einer Gleichstromkomponente $i_{d\bar{i}}$ belastet.

Der in Abb. 7.3 vorgeschaltete Transformator T überträgt nur den Wechselanteil $i_{d\sim}$ (Abb. 7.6). Der Eisenkern wird durch den Gleichstrom $i_{d\bar{i}}$ als Magnetisierungsstrom vor-magnetisiert. Abb. 7.7 zeigt das Ersatzschaltbild der M1-Schaltung mit vorgeschaltetem Transformator.

Der sekundärseitige Gleichanteil $i_{d\bar{i}}$ fließt als Magnetisierungsstrom über die wegen des Eisenkernes nichtlineare Hauptinduktivität L_h . Abb. 7.8 zeigt den dadurch verlagerten Arbeitspunkt des magnetischen Kreises. Die modellierte Abhängigkeit der differentiellen Induktivität $L_{h,\text{diff}}$ vom Magnetisierungsstrom i_μ zeigt Abb. 7.9 [1]. Als Folge des Gleichanteils und der Sättigung des magnetischen Kreises ist der Magnetisierungsstrom unsymmetrisch. Abb. 7.10 zeigt eine Simulation dieser Schaltung unter Berücksichtigung der L_h -Kennlinie nach Abb. 7.9.

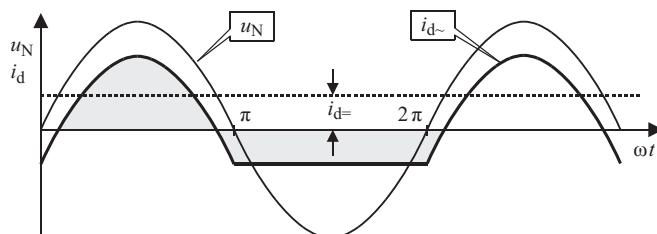


Abb. 7.6 Netzspannung (u_N) und -strom ($i_{d\sim}$)

Der Gleichanteil ($i_{d\bar{i}}$) wird von einem Transformator nicht übertragen

Abb. 7.7 M1-Schaltung mit Netztransformator ($\ddot{u} = 1$)

- Strompfad des Gleichanteils $i_{d=}$ durch L_h

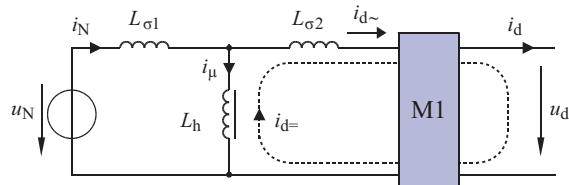


Abb. 7.8 Auswirkung des Gleichstromanteiles auf den Arbeitspunkt

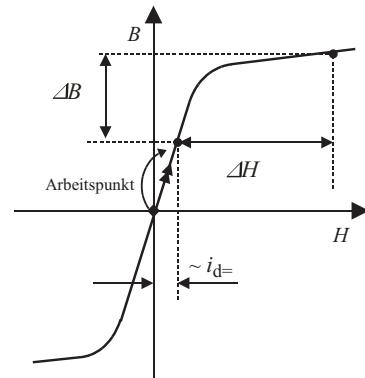
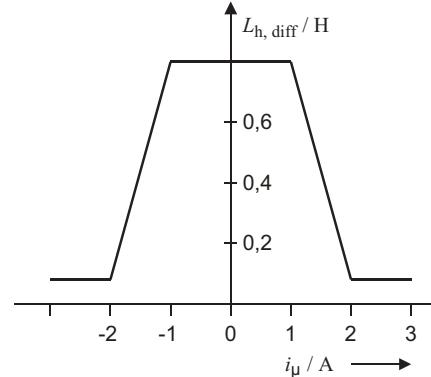


Abb. 7.9 L_h -Kennlinie

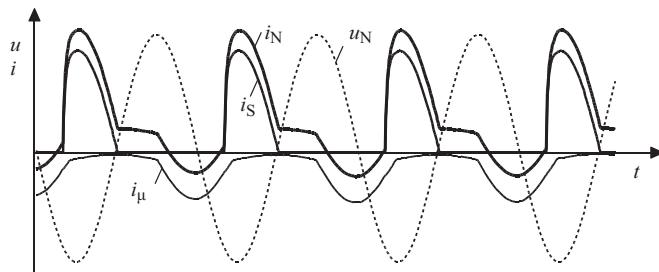


7.5.1 Bauleistung des Transformators

Die Bauleistung des Transformators S_T ist als Mittelwert von primärer Scheinleistung S_1 und sekundärer Scheinleistung S_2 definiert. Unter der Annahme eines verlustfreien Transformatoren mit einer Primärwicklung 1 und einer Sekundärwicklung 2 erhält man für die Scheinleistung die Beziehungen:

$$S_1 = U_1 \cdot I_1 \quad S_2 = U_2 \cdot I_2 \quad U \text{ und } I \text{ sind Effektivwerte}$$

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} \quad (7.12)$$

**Abb. 7.10** M1-Schaltung mit ohmscher Last

Sättigungseinfluss auf den Netzstrom

 i_μ : Magnetisierungsstrom

- Bei einem Stromrichtertransformator können die Wicklungsströme Gleichanteile und Stromober schwingungen enthalten. Gleichanteile werden nicht übertragen.
- Oberschwingungen und Gleichanteile übertragen keine Wirkleistung, führen aber zu Stromwärmeverlusten (I^2R) in den Wicklungen.
Primär- und sekundärseitig treten daher unterschiedliche Scheinleistungen auf. Ein Stromrichtertransformator hat deshalb, bezogen auf die *ideelle Gleichstromleistung* P_d , eine vergleichsweise große Bauleistung. Im Falle der M1-Schaltung mit ohmscher Last nach Abb. 7.3 erhält man für eine Netzzspannung U_1 von 230 V, einem angenommenen Widerstand von 10Ω und einer Übersetzung von $\dot{u} = 1$ folgende allgemeingültige Aussage:

$$U_1 = 230 \text{ V} \quad U_2 = \frac{\hat{u}_2}{2} = 162,63 \text{ V}$$

nach Gl. 7.9 und

$$U_{di} = \frac{\hat{u}_2}{\pi} = 103,54 \text{ V}$$

nach Gl. 7.8.

Analog:

$$I_S = \frac{U_2}{10 \Omega} = 16,26 \text{ A} \quad I_d = \frac{U_{di}}{10 \Omega} = 10,35 \text{ A} \quad I_1 = I_{S\sim} = \sqrt{I_S^2 - I_d^2} = 12,54 \text{ A}$$

$$S_1 = 230 \text{ V} \cdot 12,54 \text{ A} = 2884 \text{ VA}, \quad S_2 = 230 \text{ V} \cdot 16,26 \text{ A} = 3740 \text{ VA}$$

mit $S_T = 3312 \text{ VA}$ nach Gl. 7.11 und $P_d = U_{di} I_d = 1071,6 \text{ VA}$ folgt allgemein:

$$\frac{S_T}{P_d} = 3,09$$

Aufgrund der ungünstigen Baugröße ($S_T = 3,09 \cdot P_d$) und dem Problem der Gleichstromvormagnetisierung scheidet die M1-Schaltung für Anwendungen höherer Leistung aus.

7.5.2 Kapazitive Last

Mit $u_N = \hat{u}_N \sin(\omega \cdot t)$ folgt für $u_C \leq u_N$

$$u_C = \hat{u}_N \sin(\omega \cdot t)$$

$$i_C = C \cdot \frac{du_C}{dt}$$

$$i_C = \hat{i}_C \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad \text{mit } \hat{i}_C = i_C(0) = \omega \cdot C \cdot \hat{u}_C \quad (7.13)$$

Im Nullpunkt ist wegen $\cos 0 = 1$ der Anfangswert des Kondensatorstromes $i_C(0)$ gleich dem Scheitelwert nach Gl. 7.13. Im Idealfall ist die Stromsteilheit in Abb. 7.11 nicht begrenzt. In der Praxis stets vorkommende Leitungsinduktivitäten (L_σ) bilden zusammen mit dem Kondensator C der M1-Schaltung nach Abb. 7.12 einen Reihenschwingkreis. Der Einschaltstrom des Kondensators $i_C(t \geq 0)$ bildet eine gedämpfte Schwingung und hat daher eine endliche Steilheit im Nullpunkt. Die Stromamplitude dieser Schwingung

Abb. 7.11 M1-Schaltung mit kapazitiver Last

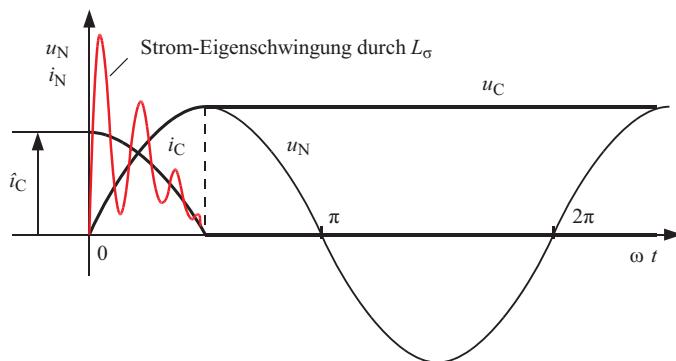
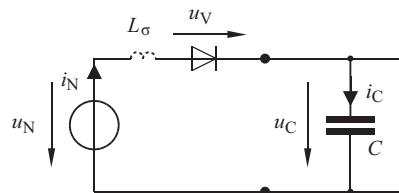


Abb. 7.12 Kondensatorspannung und -strom, Einfluss von Leitungsinduktivitäten

kann durch Gleichsetzung der Energie des elektrischen und magnetischen Feldes nach Gl. 7.14 berechnet werden.

$$W = \frac{1}{2} \cdot C \cdot u_C^2 = \frac{1}{2} \cdot L_\sigma i_L^2 \quad \text{daraus folgt: } \hat{i}_L = \hat{i}_C = \hat{u}_C \cdot \sqrt{\frac{C}{L_\sigma}} \quad (7.14)$$

Für verschwindende Induktivitätswerte L_σ strebt die Schwingungsamplitude \hat{i}_C gegen unendlich. Bei solchen Schaltungen ist eine Mindestinduktivität im Stromkreis erforderlich, um den Ladestrom zu begrenzen. Bei Verwendung eines Eingangstransformators ist hierfür die Streuinduktivität des Transformators maßgebend.

Zur Beschreibung einer kapazitiven Glättung mit eingeprägtem Laststrom dient Abb. 7.13. Die Last wird durch eine Konstantstromquelle I_0 nachgebildet. Der Kondensator C wird abwechselnd geladen und entladen, so dass sich eine Gleichspannung u_C nach Abb. 7.14 einstellt.

In Abb. 7.14 ist für $0 < t < t_1$ die Gleichspannung u_C durch die Netzspannung u_N bestimmt (C wird geladen). Im Bereich $t_1 < t \leq t_2$ übernimmt der Kondensator C den gesamten Laststrom und i_N geht gegen Null. Für $t > t_2$ wird C entladen und u_C fällt linear ab. Der Spannungsabfall ist proportional zu I_0 und umgekehrt proportional zur

Abb. 7.13 Kapazitive Last mit eingeprägtem Gleichstrom I_0

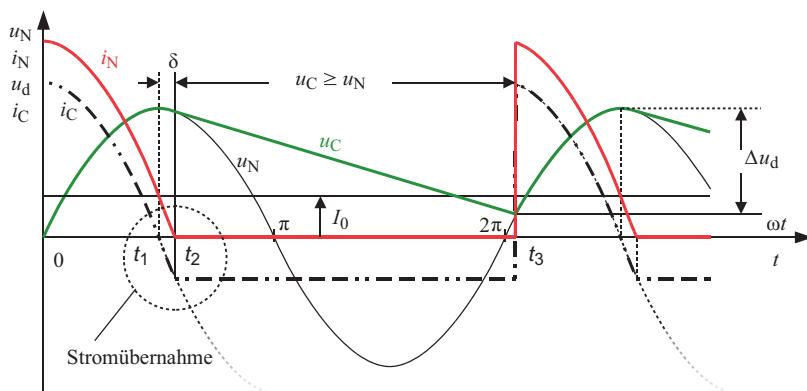
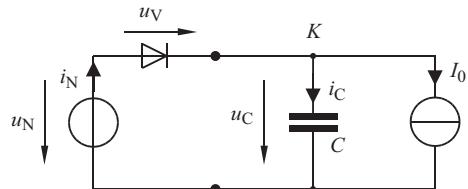


Abb. 7.14 Strom- und Spannungsverläufe bei der kapazitiven Glättung mit eingeprägtem Laststrom. Es treten unterschiedliche Leitzustände auf

Kapazität C . Sobald u_N wieder größer u_C ist, schaltet sich die Diode ein und C wird geladen ($u_C = u_N$).

Abb. 7.15 zeigt die Schaltzustände bei einer kapazitiven Glättung. Mit dem rechten Schaltbild kann die Schwankung der Gleichspannung u_d ermittelt werden. Mit einer Konstantstromquelle ermittelte man wegen des linearen Spannungsabfalls im Vergleich zu einer ohmschen Last mit ihrem exponentiellen Spannungsverlauf eine etwas größere Spannungsdifferenz. Die Schwankung der Gleichspannung wird durch die Welligkeit w_U nach Gl. 7.15 beschrieben. Darin ist $U_{d,v}$ der Effektivwert der v -ten Oberschwingung

$$\text{Spannungswelligkeit } w_U = \frac{\sqrt{\sum_{v=1}^{\infty} U_{d,v}^2}}{U_{di}} \quad (7.15)$$

7.5.3 Ohmsch-induktive Last

Mit dem Ansatz des Maschensatzes auf Abb. 7.16 folgt die Differenzialgleichung (7.16):

$$u_N = \hat{u}_N \sin(\omega t) = i_N R + L \frac{di_N}{dt} \quad (7.16)$$

Mit der Lösung für i_N :

$$i_N = \hat{i}_N (\sin(\omega t - \varphi) + \sin(\varphi) e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (7.17)$$

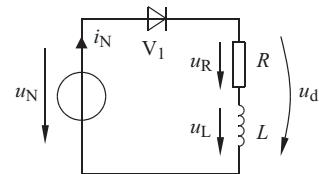
Die Lösung dieser Differenzialgleichung enthält abhängig vom Widerstandswert R die in Tab. 7.1 aufgeführten charakteristische Größen.

Bei verschwindend kleinem Widerstand R ist $\varphi = 90^\circ$ und $\tau = \infty$. Gl. 7.17 geht dadurch über in Gl. 7.18. Der Gleichanteil klingt nicht mehr ab, und an der Induktivität liegt eine Wechselspannung. Für den Netzstrom i_N folgt daraus eine Mischgröße.

laden	$0 \leq t < t_2$	entladen	$t_2 \leq t \leq t_3$
	$K : \Sigma i = 0 = -i_N + i_C + I_0$ $i_N = i_C + I_0$ $i_C = C \frac{du_C}{dt} \quad u_C = u_N$		$-i_C - I_0 = 0$ $i_C = -I_0$ $u_C(t_2 \leq t \leq t_3) = u_C(t_2) - \frac{I_0}{C} \cdot (t - t_2)$

Abb. 7.15 Leitzustände bei der kapazitiven Glättung

Abb. 7.16 Ohmsch-induktive Last



Tab. 7.1 Kennwerte der Stromgleichung

	$R > 0$	$R = 0$
Strom-Scheitelwert	$\hat{i}_N = \frac{\hat{u}_N}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}$	$\hat{i}_N = \frac{\hat{u}_N}{\omega L}$
Zeitkonstante	$\tau = \frac{L}{R}$	$\tau = \infty$
Phasenwinkel	$\varphi = \arctan \frac{\omega L}{R}$	$\varphi = 90^\circ$

Abb. 7.17 Stromverlauf bei ohmsch-induktiver Last mit einer Diode in Reihe
 δ : Stromflusswinkel
 φ : Phasenwinkel

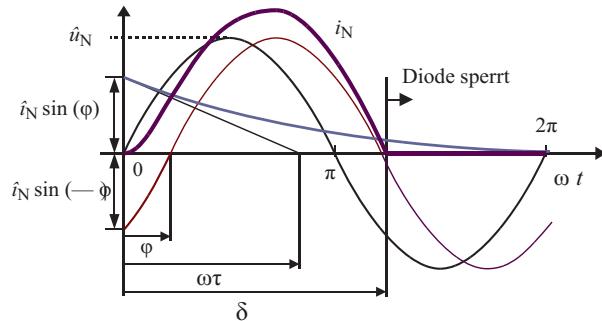
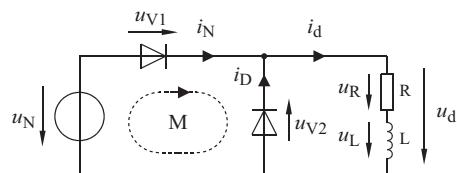


Abb. 7.18 Mittelpunktschaltung mit Freilaufzweig, M1F



$$i_N(t) = \hat{i}_N \cdot (1 - \cos(\omega \cdot t)) \quad (7.18)$$

7.5.4 Ohmsch-induktive Last mit Freilaufdiode

Eine Weiterentwicklung der M1-Schaltung stellt die Einführung einer zusätzlichen Diode V₂ parallel zur Last dar. Man erhält die M1F-Schaltung nach Abb. 7.18. Sobald die Netzspannung u_N negative Werte annimmt, wird u_{V2} > 0, wodurch V₂ einschaltet und den

Laststrom übernimmt. Durch die Rückwärtsbelastung sperrt das Netzventil V_1 sofort. Der Diodenstrom wird dann von der Induktivität L aufrecht erhalten und klingt mit der Zeitkonstanten τ ab. Zur Ermittlung der Ventilspannung u_{V1} wird die Maschengleichung M aufgestellt. Die Bedingung zur Stromübergabe an die Freilaufdiode ist $u_{V2} > 0$.

$$\Sigma u = 0 = -u_N - u_{V2} \text{ daraus folgt: } u_{V2} = -u_N \quad (7.19)$$

- Die Freilaufdiode V_2 leitet, sobald die Netzspannung u_N negative Werte annimmt.
- V_1 übernimmt den Strom, sobald die Netzspannung positive Werte annimmt.
Die Schaltzustände sind in Abb. 7.19 dargestellt, die Ventilströme zeigt Abb. 7.20.
- Die Stromübernahme der Ventile bezeichnet man als **Kommutierung**.
- Die Stromübernahme der Ventile ist von der Netzspannung u_N geführt, weshalb diese Schaltung als „netzgeführt“ bezeichnet wird.

In Abb. 7.20 ist an den Ventilströmen zu erkennen, dass sich die Ventile V_1 und V_2 von der Netzspannung gesteuert ablösen. Wegen der Vernachlässigung eingeschränkter Induktivitäten (z. B. durch den vorgeschalteten Transformator) erfolgt die Ventilablösung (Kommutierung) verzögerungsfrei jeweils im Spannungsnulldurchgang der Netzspannung.

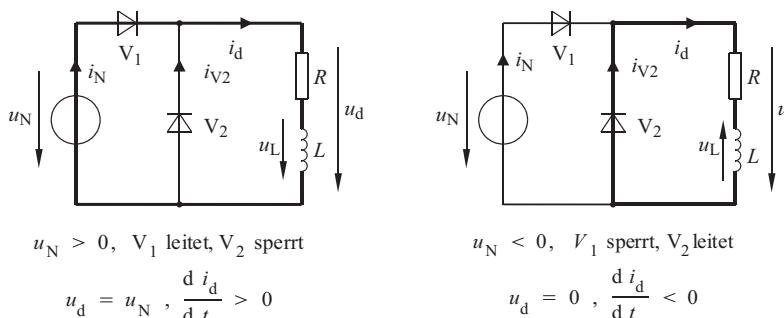
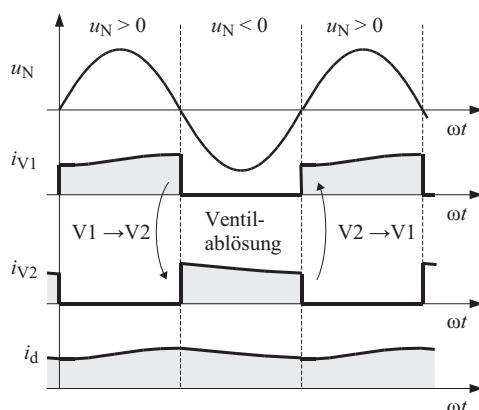


Abb. 7.19 Leitzustände der M1F-Schaltung

Abb. 7.20 Ventilablösung bei der M1-Schaltung

- Die Polarität Netzspannung u_N steuert die Ventilablösung. Daher wird diese Schaltung als „netzgeführt“ bezeichnet.
- Leitet V_2 , so ist $u_d = 0$ und der Gleichstrom i_d klingt mit der Zeitkonstanten τ ab



7.6 Wechselwegschaltung W1

Fügt man antiparallel zur M1-Einwegschaltung ein zweites Ventil hinzu, liegt zusätzlich die negative Halbschwingung der Spannung u_N an der Last. Die Ausgangsspannung u_L ist jetzt eine Wechselspannung. Zur Steuerung des Energieflusses werden Thyristoren bzw. Triacs als steuerbare Ventile eingesetzt. Die Schaltung nach Abb. 7.21 und 7.23 wird dann als Wechselwegschaltung W1 bezeichnet. Die Zündimpulse für V_1 und V_2 sind um 180° versetzt. Der Steuerwinkel α ist auf die Eingangsspannung u_N synchronisiert. Beim Betrieb dieser Schaltung lassen sich zwei Verfahren anwenden.

- Durch verzögertes Einschalten kann der Effektivwert Lastspannung u_L verändert werden (Phasenanschnittsteuerung). Die Schaltung arbeitet dann als **Wechselstromsteller**, wie er zum Beispiel als Dimmer zum Einsatz kommt.
- Durch unverzögertes Einschalten kann die Schaltung zum definierten Einschalten eines Wechselstromverbrauchers eingesetzt werden. Diese Anwendung entspricht einem **Wechselstromschalter**, z. B. einem „Halbleiter-Relais“ oder „elektronischen Schütz“.

Zum Steuern und Schalten von Drehstromverbrauchern können drei Wechselwegschaltungen W1 zu einem **Drehstromsteller** W3 zusammengeschaltet werden. Alle Ventile werden mit dem gleichen Steuerwinkel α angesteuert, so dass ein symmetrisches Drehstromsystem erhalten bleibt. Der Verbraucher kann in Stern- oder Dreieckschaltung betrieben werden.

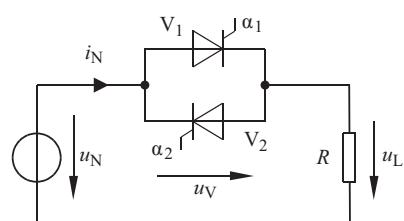
7.6.1 Stellerbetrieb mit ohmscher Last

Abb. 7.22 zeigt die Ausgangsspannung u_L bei Steuerung mit den Winkeln $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$. Es ist erkennbar, dass die Spannungszeitfläche durch zunehmend verzögertes Einschalten kleiner wird. Dieser Zusammenhang wird durch den Effektivwert U_L nach Gl. 7.22 beschrieben. Gleichzeitig verschiebt sich die Stromgrundschwingung $i_{N,l}$, so dass die Schaltung auch bei ohmscher Last eine induktive Blindleistung Q_1 aus dem Netz bezieht.

Zur Berechnung der Ausgangsspannung U_L wird in Abhängigkeit von α die Leistung P_L im Widerstand R in Abhängigkeit vom Steuerwinkel α berechnet.

Abb. 7.21 Wechselwegschaltung W1 mit ohmscher Last

Beide Ventile werden mit dem gleichen Steuerwinkel betrieben, d. h. $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$



Definition der Lastspannung u_L :
 $0 \leq \omega t < \alpha: u_L = 0$
 $\alpha \leq \omega t \leq \pi: u_L = u_N = \sqrt{2}U_N \sin(\omega t)$

$$\begin{aligned} P_L &= \frac{1}{\pi R} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2}U_N \sin(\omega t))^2 d\omega t \quad \text{mit } i_L = \frac{u_L}{R} \\ P_L &= \frac{2U_N^2}{\pi R} \cdot \left\{ \frac{\omega t}{2} - \frac{\sin(2\omega t)}{4} \right\}_{\alpha}^{\pi} = \frac{U_N^2}{\pi R} \cdot \left\{ \pi - \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right\} \end{aligned} \quad (7.20)$$

Für die Leistung im Widerstand R in Abb. 7.22 gilt aber auch

$$P_L = I_L^2 \cdot R = \frac{U_L^2}{R} \quad (7.21)$$

so dass sich durch Gleichsetzen von Gl. 7.20 mit Gl. 7.21 für den Effektivwert der Lastspannung U_L schließlich schreiben lässt:

$$U_L = U_N \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left\{ \pi - \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right\}} \quad (7.22)$$

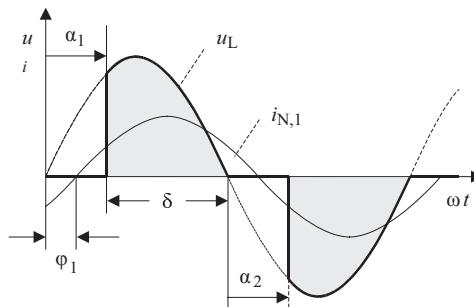


Abb. 7.22 Lastspannung u_L und Stromgrundschwingung $i_{N,1}$ bei ohmscher Last

- Die ohmsche Last nimmt bei $\alpha > 0$ scheinbar die Grundsenschwingungsblindleistung Q_1 auf.
 φ_1 : Phasenverschiebung der Stromgrundschwingung
 δ : Stromflusswinkel

Abb. 7.23 Zur Leistungsbetrachtung der W1-Schaltung
Der Wechselstromsteller sei verlustfrei, d. h. $P_N = P_L$

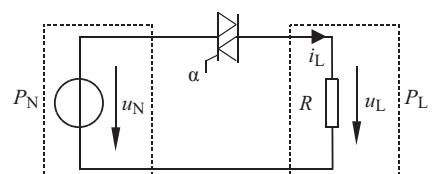
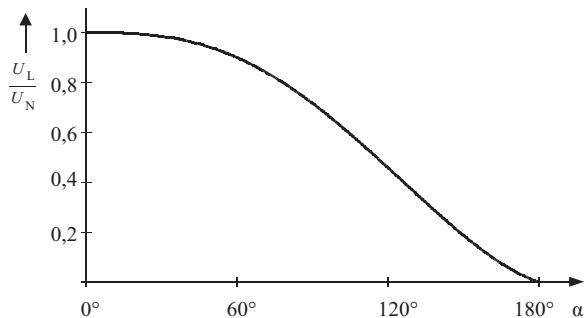


Abb. 7.24 Wechselstromsteller

Steuerkennlinie der Ausgangsspannung U_L bezogen auf die Eingangsspannung U_N bei ohmscher Last



Die Steuerkennlinie der Spannung U_L zeigt Abb. 7.24.

7.6.2 Stellerbetrieb mit ohmsch-induktiver Last

In der Praxis ist häufig der ohmsch-induktive Belastungsfall anzutreffen. Man erhält ein Schaltbild entsprechend Abb. 7.25.

Es wird in jeder Halbperiode der Netzspannung ein Thyristor angesteuert. Der Strom fließt ab dem Steuerwinkel α jeweils bis zum natürlichen Stromnulldurchgang. Der Laststrom fließt während des Stromflusswinkels δ (Abb. 7.26).

Der Stromflusswinkel δ ändert sich mit dem Steuerwinkel α . Damit ist der Effektivwert des Laststromes I_N steuerbar. Im Falle einer ohmsch-induktiven Last ist der Steuerbereich für α durch den Phasenwinkel φ der R-L-Last jedoch eingeschränkt auf

$$\varphi \leq \alpha \leq 180^\circ \quad (7.23)$$

Bei Verminderung des Steuerwinkels auf Werte $\alpha < \varphi$ bleibt die Zündung des Thyristors für die entgegengesetzte Stromrichtung wirkungslos, da der Thyristor für die andere

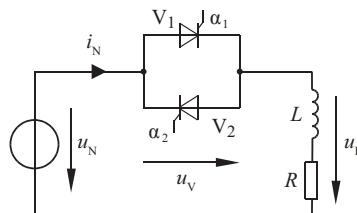


Abb. 7.25 Wechselstromsteller mit R-L-Last

Phasenwinkel: $\varphi = \arctan \frac{\omega L}{R}$

Lastzeitkonstante $\tau = \frac{L}{R}$

Es gilt: $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$

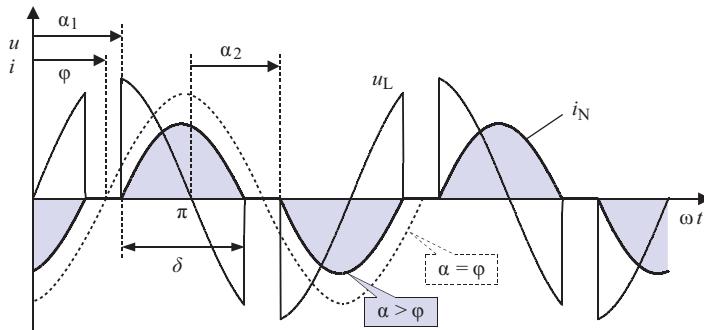


Abb. 7.26 Strom- und Spannungsverläufe bei ohmsch-induktiver Last

Stromrichtung noch leitend ist. Der Netzstrom wird nur mit einer Halbschwingung geführt. Der Thyristor für die zweite Halbschwingung ist erst für $\omega t > \alpha + \delta$ steuerbar. Bei den üblichen nadelförmigen Zündimpulsen liegt hier jedoch kein Zündsignal mehr vor.

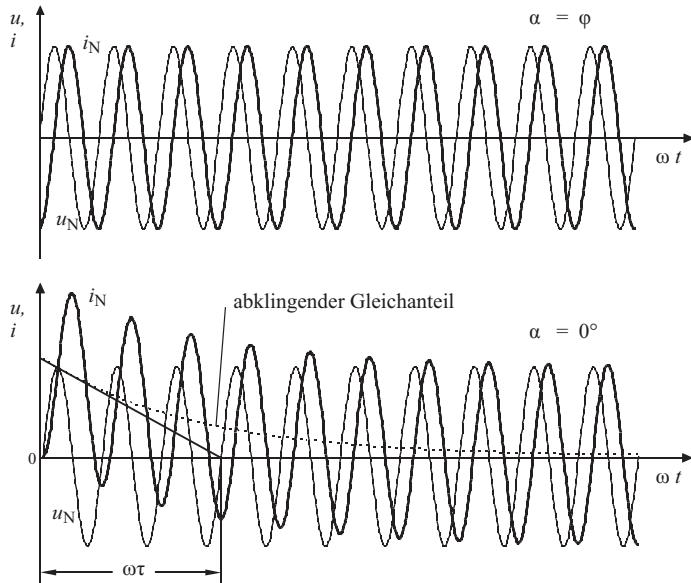


Abb. 7.27 Einschaltvorgang, $L = \text{konstant}$

oben: mit natürlicher Phasenverschiebung ($\alpha = \varphi$)

unten: im Spannungsnulldurchgang der Netzspannung ($\alpha = 0^\circ$)

7.6.3 Schaltbetrieb mit ohmsch-induktiver Last

Betrachtet wird das Einschalten einer ohmsch-induktiven Last in Abhängigkeit vom Einschaltzeitpunkt, beschrieben durch den Steuerwinkel α . Die Differenzialgleichung für den Strom i_N nach Gl. 7.16 wird nun unter Berücksichtigung des Steuerwinkels α mit Gl. 7.24 gelöst. Die Simulationsrechnung nach Abb. 7.27 zeigt einen Einschaltvorgang mit der natürlichen Phasenverschiebung ($\alpha = \varphi$) im Vergleich zum Einschaltvorgang im Nulldurchgang der Netzspannung u_N ($\alpha = 0^\circ$). Der Scheitelwert des Stromes i_N kann bei einer linearen Induktivität L bis zum zweifachen Wert von \hat{i}_N ansteigen. Der Maximalwert tritt nach einer halben Periodendauer auf. Der Werte für \hat{i}_N , φ und τ sind Tab. 7.1 zu entnehmen.

$$i_N = \hat{i}_N \cdot [\sin(\omega t - \varphi) + \underbrace{\sin(\varphi - \alpha)}_{\text{abklingender Gleichanteil}} e^{-\frac{\omega t - \alpha}{\omega \tau}}] \quad (7.24)$$

Literatur

1. Schlienz: *Schaltnetzteile und ihre Peripherie*. Wiesbaden: Springer, 2016



Wechselstromschaltungen

8

8.1 Die Mittelpunktschaltung M2U

Eine einfache Ausführung eines netzgeführten Stromrichters stellt die ungesteuerte Zweipuls-Mittelpunktschaltung nach Abb. 8.1 dar. Durch die aufgeteilten Wicklungen des Transfomators stehen zwei um 180° phasenverschobene Spannungen u_{S1} und u_{S2} zur Verfügung. Die Ventile wechseln sich daher in der Stromführung im Spannungsnulldurchgang der Sekundärspannungen ab, wodurch auch die Sekundärwicklungen nur abwechselnd stromführend sind. Bei idealen Ventilen liegt während der positiven Halbschwingung von u_{S1} am Lastwiderstand R die Spannung $u_d = u_{S1}$. Außerdem ist $i_d = i_{S1}$. Während der folgenden Halbperiode gilt: $u_d = u_{S2}$ und $i_d = i_{S2}$. Die Gleichspannung u_d ist eine Mischgröße.

Gleichspannungsbildung

Der Mittelwert der Gleichspannung u_d berechnet sich analog zur M1-Schaltung. Da sich die Kurvenform bereits nach 180° wiederholt, erfolgt die Mittelwertbildung über 180° bzw. π .

$$U_{di} = \bar{u}_d = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} u_d \, d\omega t \quad u_d = \hat{u}_S |\sin(\omega \cdot t)| \quad \hat{u}_S = \sqrt{2} \cdot U_S$$
$$U_{di} = \frac{\hat{u}_S}{\pi} [-(\cos \pi - \cos 0)] \quad (8.1)$$

$$\text{Ideelle Gleichspannung: } U_{di} = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{u}_S = 0,9 U_S \quad (8.2)$$

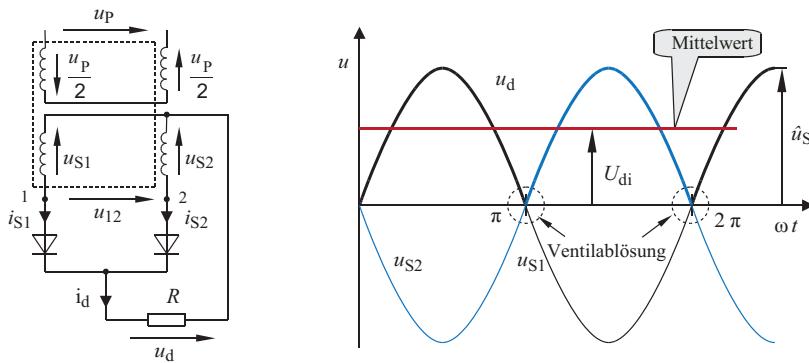


Abb. 8.1 Ungesteuerte M2-Schaltung mit ohmscher Last

$$\text{Effektivwert: } U_{di\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} u_d^2 d\omega t} \quad U_{di\text{RMS}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{u}_S = U_S \quad (8.3)$$

8.2 Die gesteuerte Mittelpunktschaltung M2C

Ersetzt man in der Mittelpunktschaltung nach Abb. 8.1 die Dioden durch Thyristoren, so erhält man die gesteuerte Mittelpunktschaltung M2C nach Abb. 8.2. Darin schaltet der Steuergenerator St die Ventile V₁ und V₂ abwechselnd über die Gatestromimpulse i_{G1} und i_{G2} ein. Die zeitliche Lage dieser Gatestromimpulse wird auf die positiven Spannungsnulldurchgänge der Spannungen u_{S1} bzw. u_{S2} bezogen. Zu diesem Zweck wird der Steuersatz (Abb. 8.3) mit der Netzspannung synchronisiert. Der Abstand der Gatestromimpulse zu den positiven Spannungsnulldurchgängen wird durch den **Steuerwinkel** α beschrieben.

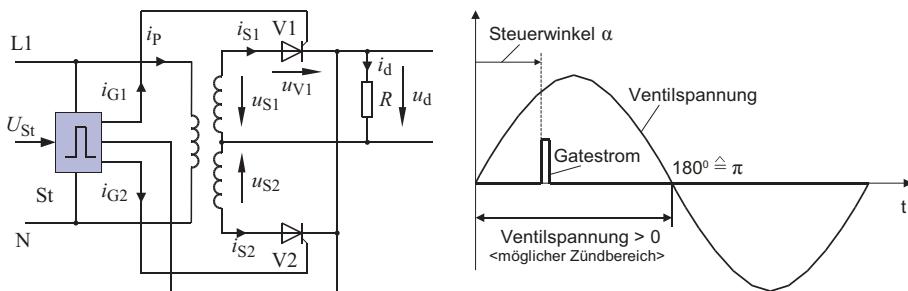
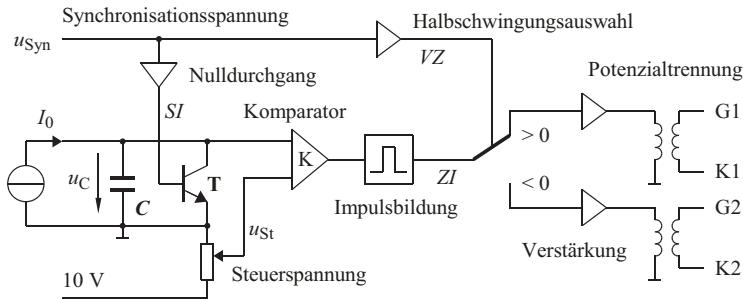


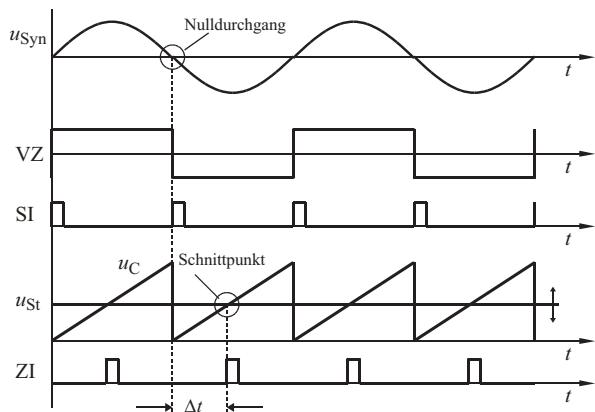
Abb. 8.2 Gesteuerte M2-Schaltung (M2C) mit ohmscher Last

**Abb. 8.3** Steuersatz für eine M2-Schaltung

8.2.1 Die Wirkungsweise des Steuergenerators

Der Kondensator C wird über eine Konstantstromquelle mit I_0 geladen. Die Spannung u_C steigt dadurch zeitproportional an. Der Transistor T wird in den Nulldurchgängen der Synchronisationsspannung u_{Syn} angesteuert und entlädt jeweils den Kondensator C, so dass u_C einen sägezahnförmigen Verlauf annimmt (siehe Abb. 8.4). u_C wird mit der Steuerspannung u_{St} im Komparator K verglichen. Im Schnittpunkt beider Spannungen wird von K ein Impuls von der Dauer des Zündimpulses ZI ausgelöst. Der Impuls wird über den Schalter S so geschaltet, dass immer der blockierende Thyristor einen Zündimpuls erhält. Der Zündimpuls ZI ist gegenüber dem Spannungsnulldurchgang von u_{Syn} um Δt bzw. um den Steuerwinkel $\alpha = \omega \Delta t$ verzögert (Abb. 8.2). Der Steuerwinkel liegt im Bereich $0 < \alpha < 180^\circ$.

Abb. 8.4 Signalverläufe des Steuersatzes
Steuergröße: u_{St}



8.2.2 Gleichspannungsbildung

8.2.2.1 Ohmsche Last

Die Spannungsbildung der M2C-Schaltung soll am Beispiel einer ohmschen Last mit Abb. 8.5 betrachtet werden. Der Strom i_d verhält sich proportional zu u_d , so dass Strom- und Spannungsnulldurchgänge gleichzeitig auftreten.

Berechnung des Spannungsmittelwertes U_{dia} :

$$U_{dia} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} \hat{u}_S \cdot \sin(\omega t) d\omega t = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_S \cdot (1 + \cos(\alpha)) \quad \frac{\sqrt{2}}{\pi} = 0,45 \quad (8.4)$$

8.2.2.2 Ohmsch-induktive Last

Bei einer ohmsch-induktiven Last in Abb. 8.6 wird der Gleichstrom durch die Speicherwirkung der Induktivität bestimmt, d. h. man erhält den Gleichstrom i_d durch Bildung der Spannungszeitfläche an der Induktivität und anschließende Division durch L .

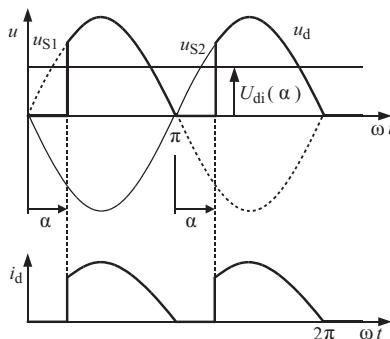


Abb. 8.5 Gleichspannungsbildung bei der gesteuerten M2-Schaltung

Definition der Gleichspannung:

$0 \leq \omega t \leq \alpha: u_d = 0$

$\alpha \leq \omega t \leq \pi: u_d = \hat{u}_S \cdot \sin(\omega \cdot t)$

mit: $\hat{u}_S = \hat{u}_{S1} = \hat{u}_{S2}$

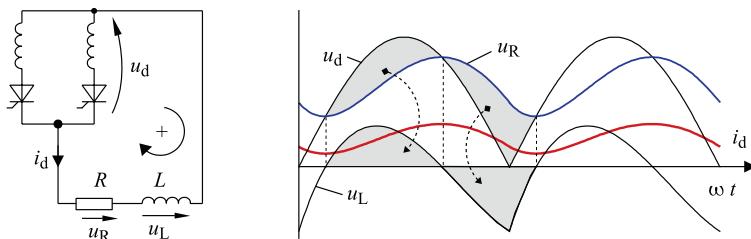


Abb. 8.6 M2C-Schaltung mit R-L-Last bei einem Steuerwinkel $\alpha = 0^\circ$ und $\bar{i}_d = \text{konstant}$

$$i_d = \frac{1}{L} \int u_L dt \quad (8.5)$$

Für die Spannung u_L erhält man aus dem Maschenenumlauf in Abb. 8.6:

$$u_L = u_d - u_R \quad \text{mit } u_R = R \cdot i_d \quad (8.6)$$

In Abb. 8.6 ist die Spannungszeitfläche an der Induktivität grau dargestellt. Bei konstantem Mittelwert \bar{i}_d sind positive und negative Spannungszeitflächen gleich groß, d. h. $\bar{u}_L = 0$.

Für α größer 0° treten in Abb. 8.7 negative u_d -Werte auf. Dadurch kann die Energie der Induktivität L abgebaut sein, bevor das nächste Ventil einschaltet, und der Gleichstrom i_d wird unterbrochen. Man sagt, der Gleichstrom lückt (vgl. Tab. 8.1). Der Steuerwinkel α , bei dem dieses Stromlücken auftritt, wird als Lückwinkel α_{LG} bezeichnet

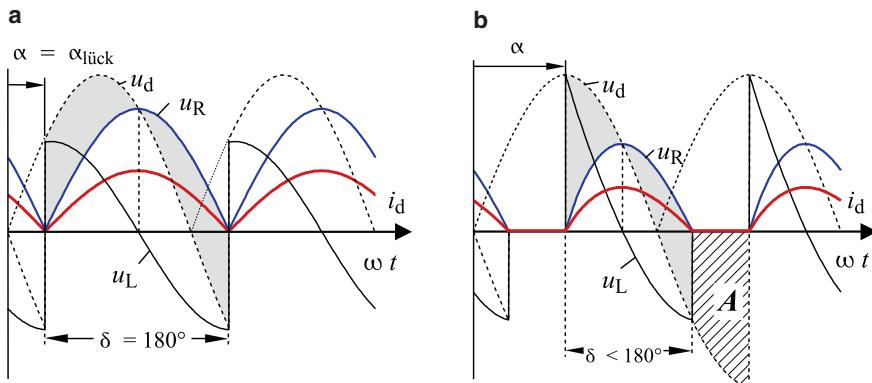


Abb. 8.7 Betrieb mit und ohne Lücken, Definition der Spannungszeitfläche A . **a** Lückgrenze, **b** Lücken

Tab. 8.1 Typische Stromverläufe

	Ideal geglätteter Gleichstrom	
	Nicht lückender Gleichstrom	Mischstrom
	Gleichstrom an der Lückgrenze	
	Lückender Gleichstrom	

(Abb. 8.7a). Während des Lückens ist bei der passiven Last die Gleichspannung Null. Im Lückbetrieb ist in Abb. 8.7b durch den Wegfall der negativen Spannungszeitfläche A der Mittelwert $U_{di\alpha}$ angehoben. Der Stromflusswinkel δ beträgt im nichtlückenden Betrieb 180° und ist im Lückbetrieb $< 180^\circ$.

Im Lückbetrieb nach Abb. 8.7b berechnet sich die Gleichspannung U_{di} abhängig vom Steuerwinkel α und vom Stromflusswinkel δ nach Gl. 8.7, [1].

$$\alpha \geq \alpha_{LG}: (180^\circ - \alpha) \leq \delta < 180^\circ: \quad (\text{Lückbetrieb})$$

$$U_{di\alpha} = \hat{u}_S \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\alpha+\delta} \sin(\omega t) d\omega t = U_{di0} \cdot \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \cdot \sin\left(\alpha + \frac{\delta}{2}\right) \quad (8.7)$$

- Für $\alpha > 90^\circ$ muss bei passiver Last der Gleichstrom aus energetischen Gründen Lücken und der Gleichspannungsmittelwert bleibt positiv.
- Für eine negative Gleichspannung $U_{di\alpha}$ ist eine Energiequelle auf der Gleichspannungsseite erforderlich, d. h. eine aktive Last $U_{di\alpha}$ berechnet sich dann mit Gl. 8.12.

Der Gleichspannungsmittelwert $U_{di\alpha}$ des Stromrichters mit R-L-Last liegt, abhängig vom Zündwinkel α und der Lastzeitkonstanten τ_L , zwischen den Grenzkennlinien für rein ohmsche Belastung (lückender Betrieb, $\delta < 180^\circ$) und dem Fall der idealen Glättung (nicht lückender Betrieb, $\delta = 180^\circ$). Der Gleichspannungsmittelwert ist im Lückbetrieb um den Anteil der negativen Spannungszeitfläche A (Abb. 8.7b) erhöht. Für nicht lückenden Betrieb ist $A = 0$. Die Kennlinien für passive Last zeigt Abb. 8.8 (siehe auch Abb. 8.12 für aktive Last).

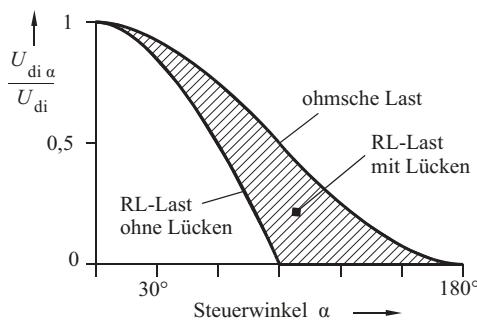


Abb. 8.8 Grenzkurven für den Anstieg des Gleichspannungsmittelwertes durch Lückensatz im Gleichtrichterbetrieb bei passiver Last

Der schraffierte Bereich ist von der Last-Zeitkonstanten τ_L bestimmt. Die Gleichspannung ermittelt sich bei bekanntem Stromflusswinkel δ mit Gl. 8.7

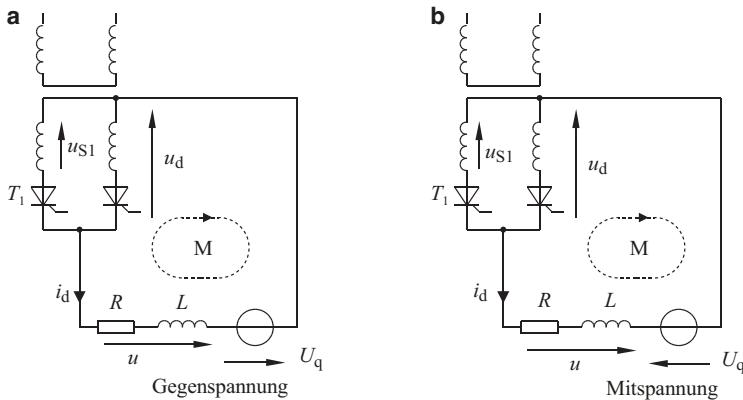


Abb. 8.9 M2-Schaltung mit aktiver Last (Gegen- und Mitspannung)

8.2.2.3 Aktive Last

Häufig tritt bei Gleichrichterschaltungen der Fall auf, dass im Gleichstromkreis eine Spannungsquelle U_q vorhanden ist, z. B. bei einer Gleichstrommaschine. In Abb. 8.9 ist diese Gleichstrommaschine durch die aktive $R - L - U_q$ Standardlast nachgebildet. Bezüglich der Spannungspolarität von U_q sind zwei Fälle zu unterscheiden:

Gegenspannung (motorischer Betrieb)

Ist, wie in Abb. 8.9a, die Spannung U_q der Gleichspannung u_d entgegen gerichtet, so spricht man von einer Gegenspannung. An der Impedanz des Lastkreises liegt die Spannung u .

$$u = u_d - U_q \quad (8.8)$$

Die Spannung u ist um den Betrag der Gegenspannung U_q vermindert. Dieser Fall tritt z. B. bei Speisung eines Gleichstrommotors auf. Die Gegenspannung U_q entspricht dann der (drehzahlabhängigen) induzierten Spannung des Motors. Damit die Thyristoren (erstmalig) zünden können, muss der Augenblickswert der Netzspannung u_S größer sein als die Gegenspannung U_q , andernfalls werden beide Thyristoren in Sperrrichtung betrieben. Für den Steuerwinkel α folgt daraus ein Mindestwert, ab dem eine Zündung möglich ist (α_{\min}) und ein maximaler Wert, bis zu dem eine Zündung spätestens erfolgen muss (α_{\max}). Abb. 8.10 zeigt beispielhaft diese Einschränkung des Steuerwinkels α . Bei einer idealen Stromglättung und vernachlässigbaren ohmschen Widerständen ist die Gleichspannung U_{dia} gleich der Gegenspannung U_q .

Bei nicht idealer Glättung tritt durch die Kurvenform der Gleichspannung u_d eine Welligkeit des Gleichstromes auf. Sobald der Momentanwert i_d aufgrund der Welligkeit negative Werte annehmen will, sperren die Ventile und der Gleichstrom lückt. Der Lückeinsatz der M2-Schaltung ist dadurch nicht nur abhängig vom Steuerwinkel α und

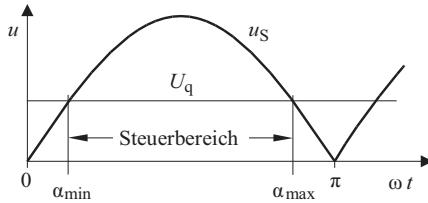


Abb. 8.10 Steuerbereich der M2-Schaltung mit Gegenspannung und ohmscher Last

Die Grenzen des Steuerbereiches folgen aus der Bedingung:

$$u_S > U_q$$

der Lastzeitkonstanten τ_L , sondern bei aktiver Last auch vom Motorstrom I_d . Während bei einem großen Motorstrom meist kein Lücken auftritt, setzt bei einer Entlastung des Motors im Allgemeinen Lücken ein. Den Verlauf der Gleichspannung u_d im Lückbetrieb zeigt Abb. 8.11a. Im Lückbetrieb entfallen Anteile der negativen Spannungszeitflächen (A), wodurch die Gleichspannung $U_{di\alpha}$ – und somit auch die Drehzahl ω der Gleichstrommaschine – größer ist als im lückefreien Betrieb. Der Drehzahlanstieg im Lückbetrieb führt somit (ungeregelt) zu einem Anstieg der Gleichspannung $U_{di\alpha}$. Der Maximalwert ist durch den Scheitelwert der Wechselspannung U_S gegeben und ermittelt sich nach Gl. 8.9.

$$U_{di\alpha \max} = \sqrt{2} U_S = \sqrt{2} \frac{U_{di}}{0,9} = 1,57 U_{di} \quad (8.9)$$

Mitspannung (generatorischer Betrieb)

Haben u_d und U_q die gleiche Richtung, so liegt an der Lastimpedanz die Spannung:

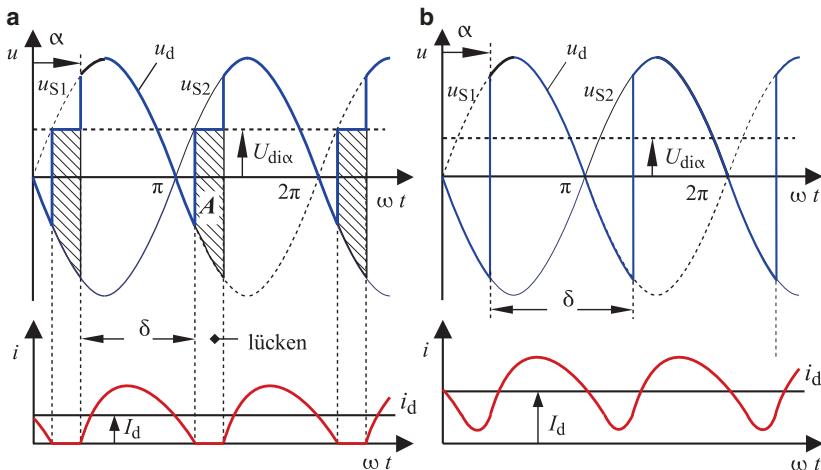


Abb. 8.11 M2C-Schaltung mit Gegenspannung bei unterschiedlichem Gleichstrom I_d

$$u = u_d + U_q \quad (8.10)$$

Die Spannung u ist um den Betrag der Spannung U_q erhöht. Die Spannung U_q wird dann als Mit- bzw. Zusatzspannung bezeichnet. Dieser Fall tritt z. B. bei einer generatorisch arbeitenden Gleichstrommaschine auf. Für den Gleichstrommittelwert I_d gilt:

$$I_d = \frac{U_{dia} + U_q}{R} > 0 \quad (8.11)$$

Durch die Mitspannung U_q kann die positive Stromrichtung auch bei negativer Gleichspannung U_d beibehalten werden. Die Lückgrenze des Steuerbereiches bei RL-Glättung nach Abb. 8.8 von $\alpha_{LG} \leq 90^\circ$ ist damit aufgehoben, wodurch für den Energieaustausch zwischen Wechselstromnetz und Gleichstromnetz folgende Fälle auftreten können:

- $0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$ Die Gleichspannung U_{dia} ist positiv. Zusammen mit dem positiven Laststrom I_d ergibt sich auf der Gleichstromseite eine positive Wirkleistung P_d . Die Energieflossrichtung ist vom Wechselstromnetz zum Gleichstromnetz. Der Stromrichter wird als Gleichrichter betrieben.
- $\alpha = 90^\circ$ Die Gleichspannung U_{dia} ist null. Obwohl ein positiver Laststrom I_d fließt, ergibt sich keine Wirkleistung. Es kommt zwischen Wechselstromnetz und Gleichstromkreis zu keinem Energieaustausch.
- $90^\circ < \alpha \leq 180^\circ$ Die Gleichspannung U_{dia} ist negativ. Mit dem positiven Laststrom I_d ergibt sich eine negative Wirkleistung. Die Energieflossrichtung ist vom Gleichstromnetz in das Wechselstromnetz. Der Stromrichter wird als *Wechselrichter* betrieben. Bei aktiver Last und im nichtlückenden Betrieb berechnet sich die Gleichspannung U_{dia} nach Gl. 8.12. Die Steuerkennlinien zeigt Abb. 8.12.

$$U_{dia} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \hat{u}_N \cdot \sin(\omega t) d\omega t = \frac{\hat{u}_N}{\pi} \cdot (-(\cos(\pi + \alpha) - \cos(\alpha))) \quad (8.12)$$

$$\text{mit: } -\cos(\pi + \alpha) = \cos(\alpha) \quad U_{dia} = 2 \cdot \frac{\hat{u}_N}{\pi} \cdot \cos(\alpha) = 0,9U_N \cos(\alpha)$$

8.2.3 Ventilbelastung

Den Ventilstrom für unterschiedliche Lastfälle zeigt Tab. 8.2.

Zur Ermittlung der Spannungsbelastung dient das vereinfachte Schaltbild der M2-Schaltung nach Abb. 8.13. Darin sind beide Ventile als Schalter dargestellt, die jeweils bei positiver Ventilspannung geschlossen und bei negativer Ventilspannung u_V geöffnet sind. In Abb. 8.13 ist beispielsweise V_1 geschlossen, V_2 offen.

Die Ventilspannung u_{V2} folgt wieder aus der Maschengleichung in Abb. 8.13.

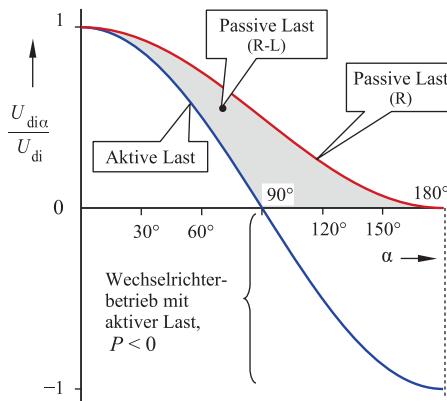


Abb. 8.12 Steuerkennlinien der M2-Mittelpunktschaltung für passive Last und aktive Last

Für Steuerwinkel $\alpha > 90^\circ$ arbeitet die M2-Schaltung im Wechselrichterbetrieb. Die Energie wird vom Gleichstromnetz in das Wechselstromnetz übertragen (aktive Last, $P < 0$).

Der theoretische Steuerbereich der M2-Schaltung beträgt:

$$0 \leq \alpha < 180^\circ$$

Tab. 8.2 Ventilstrom mit und ohne Glättung

Ohmsche Last		Ideale Glättung	
Mittelwert	Effektivwert	Mittelwert	Effektivwert
$\bar{I}_V = \frac{\hat{i}_V}{\pi}$	$I_{V,RMS} = \frac{\hat{i}_V}{2}$	$\bar{I}_V = \frac{I_d}{2}$	$I_{V,RMS} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}$

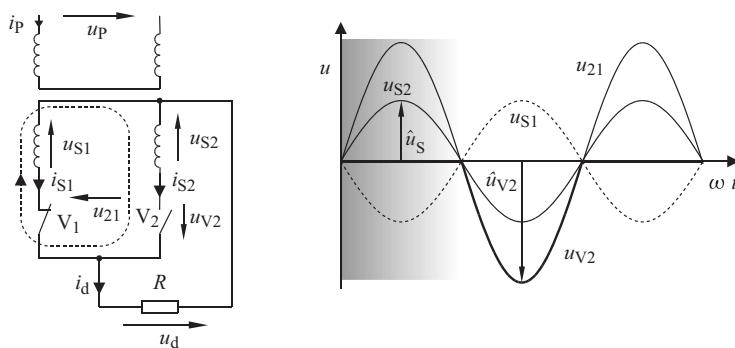


Abb. 8.13 Ventilspannung u_{V2}

$$M: \sum U = 0 = u_{V2} + u_{S1} - u_{S2} \quad (\text{V}_1 \text{ leitend}, \text{V}_2 \text{ sperrt}) \quad (8.13)$$

Ventilspannung: $u_{V2} = u_{S2} - u_{S1} = u_{21}$

- Die Ventile müssen in Rückwärtsrichtung (Sperrbeanspruchung) dem doppelten Scheitelwert der Spannung u_S standhalten.

8.2.4 Trafo- und Netzgrößen

Bei idealer Stromglättung verlaufen die Ventilströme i_{S1} bzw. i_{S2} rechteckförmig entsprechend Abb. 8.14. In den Sekundärwicklungen des Transfomators fließt ein Mischstrom, d. h. ein Gleichstrom $i_{S=}$ mit überlagertem Wechselstrom $i_{S\sim}$. Im magnetischen Kreis kann sich kein Gleichfluss ausbilden, so dass im Eisenkern nur ein magnetisches Wechselfeld vorliegt.

Der Netzstrom i_P ist nach Abb. 8.15 ein rechteckförmiger Wechselstrom.

Für die Scheinleistung S_T erhält man Gl. 8.2 bei den angegebenen Stromkurvenformen und einer angenommenen Übersetzung des Transfomators von $N_P/N_S = 1$ (dann ist $U_P = U_S$):

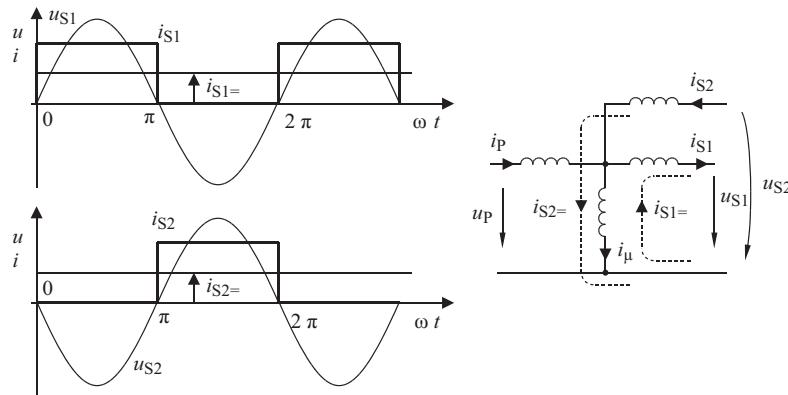
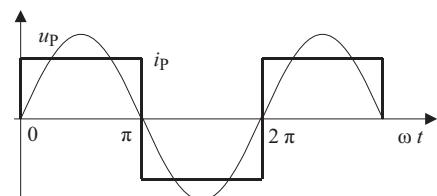


Abb. 8.14 Sekundärströme und -spannungen mit Transformator-Ersatzschaltbild

Abb. 8.15 Netzgrößen der M2-Schaltung



$$\text{Primär: } S_P = U_P I_P \text{ mit } U_P = \frac{U_{\text{di}}}{0,9}, I_P = I_d \rightarrow S_P = \frac{U_{\text{di}}}{0,9} \cdot I_d = 1,11 P_d \quad (8.14)$$

P_d : ideelle Gleichstromleistung.

$$\text{Sekundär: } S_S = 2 U_S I_S \text{ mit } U_S = \frac{U_{\text{di}}}{0,9}, I_S = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \rightarrow S_S = 2 \frac{U_{\text{di}} \cdot I_d}{0,9 \sqrt{2}} = 1,57 P_d \quad (8.15)$$

Aus den primär- und sekundärseitigen Scheinleistungen wird der Mittelwert S_T nach Gl. 8.16 als Bauleistung des Transformators berechnet.

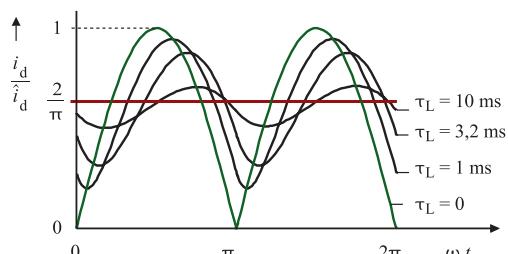
$$S_T = \frac{S_P + S_S}{2} = \frac{1,11 P_d + 1,57 P_d}{2} = 1,34 P_d \quad (8.16)$$

- Die Bauleistung des Transformators für eine M2-Schaltung ist unabhängig von der Übersetzung um 34 % größer zu wählen als die ideelle Gleichstromleistung P_d .
- Verglichen mit der M1-Schaltung ist die Transformator-Baugröße wesentlich günstiger.

8.2.5 Bemessung einer Glättungsinduktivität

Eine Glättungsdrossel wird zwischen Stromrichter und Verbraucher geschaltet. Ihr Zweck ist die Reduzierung der Stromwelligkeit, eine Begrenzung des Spitzenstromes und die Verlängerung des Stromflusswinkels. Bei idealisierten Betrachtungen wird die Induktivität der Glättungsdrossel L_d oft als so groß angenommen, dass der Gleichstrom i_d als völlig geglättet angesehen werden kann. Bei praktisch ausgeführten Schaltungen (Abb. 8.17) wird die Induktivität aus unterschiedlichsten Gründen (Dynamik, Kosten, Gewicht, Volumen) nur so groß gewählt, wie es für einen stabilen Betrieb und zur Vermeidung des Lückbetriebes erforderlich ist. Schließlich ergibt sich aus dem Produkt $L * I^2$ die Energie bzw. die Baugröße der Drossel. In der Praxis wird der Gleichstrom i_d daher eine Welligkeit besitzen. Die Welligkeit w_i berechnet sich mit Gl. 8.17. Abb. 8.16 zeigt den Verlauf des Gleichstromes i_d bei unterschiedlichen Glättungszeitkonstanten τ_L und $\alpha = 0^\circ$.

Abb. 8.16 Stromverlauf bei unterschiedlichen Zeitkonstanten τ_L
Der theoretische Grenzwert $\tau_L \rightarrow \infty$ dient nur zum Vergleich



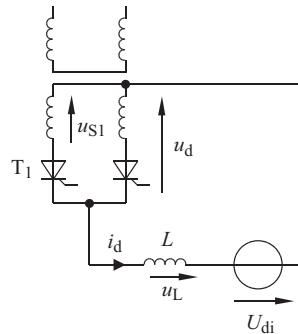


Abb. 8.17 Aktive Last (Gleichstrommotor) mit verlustfreier Induktivität L . Die Induktivität L_d wird so groß gewählt, dass

- die Welligkeit hinreichend klein bleibt (Minimierung der Drehmomentwelligkeit, Eisenverluste und Vermeidung von Bürstenfeuer) und
- im Betrieb kein Stromlücken auftritt

$$\text{Stromwelligkeit } w_i = \frac{\sqrt{\sum_{v=1}^{\infty} I_v^2}}{I_d} \quad (8.17)$$

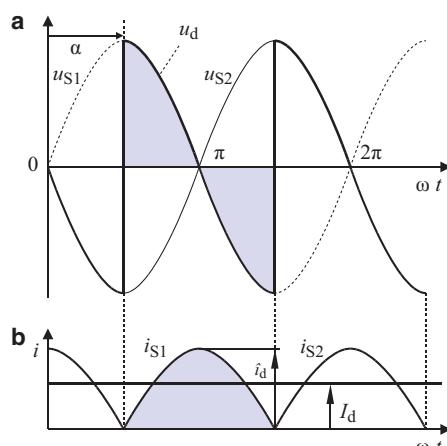
Zur Auslegung der Mindestinduktivität: Als Steuerwinkel α wählt man einen Wert von 90° , um die maximale Welligkeit der Gleichspannung zu berücksichtigen. Die Größe der Induktivität L_d wird so bemessen, dass der Gleichstrom i_d bei diesem Steuerwinkel den Wert Null gerade noch nicht erreichen soll (Lückengrenze).

Abb. 8.18 zeigt die Gleichspannung u_d (α). Der Mittelwert von u_d liegt an einem Gleichstrommotor M. Die überlagerte Wechselspannung $u_L = u_d - U_{dia}$ fällt an der verlustfreien Glättungsdiode L_d ab. Der Mittelwert der Spannung an der Glättungsdiode

Abb. 8.18 Betrieb an der Lückengrenze

Verlauf von Gleichspannung und -strom bei $\alpha = 90^\circ$ und $R = 0$

- Der Mittelwert von u_d ist Null.
- An der Glättungsdiode liegt die Gleichspannung u_d und erzwingt den abschnittsweise sinusförmigen Gleichstrom i_d



ist Null. Der Gleichstrom I_d ist in diesem Beispiel abhängig vom geforderten Drehmoment des Motors. Der Wechselanteil i_w ermittelt sich als Differenz vom Momentanwert i_d und Mittelwert I_d .

$$i_w = i_d - I_d \quad (8.18)$$

Bei einem Steuerwinkel von $\alpha = 90^\circ$ ist U_{di} Null. An der Drossel L_d liegt abschnittweise die sinusförmige Spannung u_L . Der Gleichstrom verläuft abschnittweise sinusförmig. Zur Berechnung der Induktivität L_d wird zuerst in Gl. 8.19 für $\alpha = 90^\circ$ die Stromamplitude \hat{i}_d ermittelt.

$$u_L = L_d \frac{di_d}{dt} \rightarrow di_d = \frac{1}{L_d} u_L dt$$

Mit der Spannung $u_L = u_{S1} = \sqrt{2}U_S \sin(\omega t)$ folgt:

$$\begin{aligned} di_d &= \frac{1}{\omega L_d} \sqrt{2}U_S \sin(\omega t) d\omega t \rightarrow \int_0^{\hat{i}_d} di_d = \hat{i}_d = \sqrt{2} \frac{U_S}{\omega L_d} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\pi} \sin(\omega t) d\omega t \\ \hat{i}_d &= \sqrt{2} \frac{U_S}{\omega L_d} (-\cos(\omega t))_{\frac{\pi}{2}}^{\pi} = \frac{\sqrt{2}U_S}{\omega L_d} \end{aligned} \quad (8.19)$$

Die Mittelwertbildung von i_d liefert den Gleichstrom I_d . Durch Einsetzen in Gl. 8.19 folgt in Gl. 8.20 der erforderliche Mindestwert für die Induktivität L_d .

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{\hat{i}_d}{\frac{\pi}{2}} \int_0^{\pi/2} \cos(\omega t) d\omega t = \hat{i}_d \frac{2}{\pi} \quad \text{somit: } I_d = \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{2}U_S}{\omega L_d} \\ L_d &\geq 0,9 \frac{U_S}{\omega I_d} \quad \text{oder mit } 0,9U_S = U_{di} \quad L_d \geq \frac{U_{di}}{\omega I_d} \end{aligned} \quad (8.20)$$

8.2.6 Die Kommutierung

Bei der M2-Schaltung wurde gezeigt, dass die Ventile sich in der Stromführung periodisch ablösen. Man bezeichnet den Vorgang dieser Ventilablösung als *Kommutierung*. Da in den bisherigen Schaltungen keine wechselspannungsseitigen Induktivitäten berücksichtigt wurden, erfolgte die Kommutierung sprunghaft und konnte vernachlässigt werden. In realen Schaltungen weisen die an der Kommutierung beteiligten Stromkreise Induktivitäten auf. Diese stammen z. B. von der Streuinduktivität des vorgesetzten Transfornators. Zur Betrachtung dieses Kommutierungsvorganges dient eine Schaltung nach Abb. 8.19.

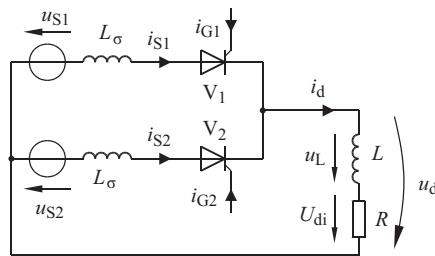


Abb. 8.19 Verlustfreier Transformator mit Wicklungs-Streuinduktivitäten L_σ . Die Ventile V_1 und V_2 lösen sich periodisch ab und bilden eine Kommutierungsgruppe. Die Anzahl von Kommutierungen innerhalb einer Netzperiode wird als Kommutierungszahl q bezeichnet.

- Für die M2-Schaltung ist $q = 2$

Die für die Kommutierung wirksame Kommutierungsinduktivität L_K folgt aus der *relativen Kurzschlussspannung* u_K . Diese ist definiert als das Verhältnis der beim kurzgeschlossenen Transformator bei Nennstrom auftretenden Spannung, der Kurzschlussspannung U_K und der Nennspannung U_n . Dieser Ansatz ist unabhängig von Primär- oder Sekundärseite des Transformators. Erst nach Zuordnung der Nenngrößen zur betrachteten Transformatorseite ist für diese aus Gl. 8.21 die wirksame Kommutierungsinduktivität berechenbar. Im Falle der M2-Schaltung interessiert die sekundärseitige Kommutierungsinduktivität L_K . Unter Vernachlässigung des ohmschen Widerstandes R_K folgt für U_K :

$$U_K = \omega L_K I_n \quad (R_K \approx 0) \quad (8.21)$$

In Abb. 8.19 gilt: $L_K = 2 L_\sigma$. Für L_K folgt daher mit $U_n = U_{S1,n}$ und $U_{S1} = U_{S2} = U_S$ sowie $I_{S1} = I_{S2} = I_S$ bei gleicher Aufteilung der Transformatortypenleistung S_n auf die beiden Sekundärstränge die Gl. 8.22. $I_{S,n}$ wird darin durch S_n und $U_{S,n}$ ausgedrückt.

$$U_{S,n} \cdot I_{S,n} = \frac{S_n}{2} \quad \text{und} \quad I_{S,n} = \frac{S_n}{2U_{S,n}} \quad (8.22)$$

Wird $I_{S,n}$ in Gl. 8.21 eingesetzt, so folgt für L_K :

$$L_K = \frac{U_K}{\omega I_{S,n}} = \frac{u_K U_{S,n}}{\omega I_{S,n}} = \frac{u_K U_{S,n}}{\omega \frac{S_n}{2U_{S,n}}} = \frac{2u_K U_{S,n}^2}{\omega S_n} \quad \text{mit } \frac{U_K}{U_{S,n}} = u_K \quad (8.23)$$

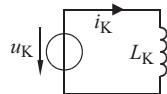
L_K kann mit Gl. 8.23 aus den Transformatornenndaten ermittelt werden. Die Nenndaten $U_{S,n}$ und $I_{S,n}$ sind für diese Berechnung auch dann anzusetzen, wenn der Transformatormit einer von $U_{S,n}$ abweichenden Spannung arbeitet.

8.2.6.1 Überlappung

Zur Betrachtung der Kommutierung wird jetzt davon ausgegangen, dass bei $\omega t = 0$ Ventil V_1 leitet und Ventil V_2 sperrt. Das bedeutet, dass $u_d = u_{S1}$ und $i_{S1} = I_d$ ist. Wird bei $\omega t = \alpha V_2$ gezündet, so gilt Abb. 8.20. Die zwischen den Punkten 2 und 1 liegende Spannung u_{21} treibt einen Kurzschlussstrom i_K . Man bezeichnet u_K als *Kommutierungsspannung* (bei der M2-Schaltung gilt: $U_K = 2U_S$) und i_K als *Kommutierungsstrom*. i_K fließt in V_2 , d. h. $i_{S2} = i_K$. In V_1 fließt der Kommutierungsstrom i_K dem Strom I_d entgegen, so dass für V_1 aus der Stromsumme im Knoten K für die Dauer der Kommutierung folgt:

$$i_{S1} = i_d - i_K > 0 \quad \text{mit } i_d = \text{konstant} = I_d \quad (8.24)$$

Die Kommutierung ist im Stromnulldurchgang von i_{S1} beendet. Dann ist $i_{S2} = I_d$. Der Verlauf von i_K wird durch die Kommutierungsinduktivität L_K bestimmt und ist abhängig vom Steuerwinkel α durch Gl. 8.26 beschrieben.



$$i_K(\omega t, \alpha) = \frac{1}{L_K} \int_{\frac{\alpha}{\omega}}^t u_K dt = \frac{\hat{u}_K}{\omega L_K} \int_{\alpha}^{\omega t} \sin(\omega t) d\omega t \quad (8.25)$$

$$i_K(\omega t, \alpha) = \hat{i}_K \cdot (-\cos \omega t + \cos \alpha) \quad \text{mit } \hat{i}_K = \frac{\hat{u}_K}{\omega L_K} \quad (8.26)$$

Hat der von $\omega t = 0$ aus ansteigende Kommutierungsstrom i_K den Wert von I_d erreicht, so ist die Kommutierung abgeschlossen. Die Dauer der Kommutierung wird als

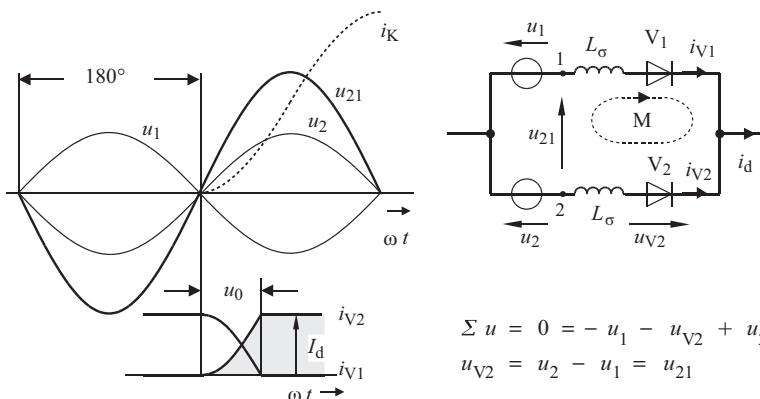


Abb. 8.20 Kommutierung eines eingeprägten Gleichstromes i_d von V_1 nach V_2

Kommutierungszeit t_K oder als Überlappungswinkel $u_\alpha = \omega t_K$ ermittelt. Den Sonderfall einer ungesteuerten Schaltung (bzw. für $\alpha = 0^\circ$) beschreibt Gl. 8.27:

$$i_K(\omega t, \alpha = 0) = \hat{i}_K(1 - \cos(\omega t)) \quad (8.27)$$

Am Ende der Kommutierung ist $i_K = I_d$. Aus Gl. 8.27 folgt für die Anfangsüberlappung u_0 :

$$\cos u_0 = \left(1 - \frac{I_d}{\hat{i}_K}\right) \quad \text{oder} \quad u_0 = \arccos\left(1 - \frac{I_d}{\hat{i}_K}\right) \quad (8.28)$$

Eine Kommutierung ist nur für I_d kleiner \hat{i}_K möglich. Aus Gl. 8.26 folgt für $\omega t = \alpha + u_\alpha$ eine Beziehung für alle Steuerwinkel α . Durch die Erweiterung mit 1 ist die Überführung in die allgemeine Form nach Gl. 8.29 möglich.

$$i_K(u_\alpha + \alpha) = I_d = \hat{i}_K(\cos(\alpha + u_\alpha) + \cos \alpha) \quad \text{mit} \quad \cos(\alpha + u_\alpha) = 1 - \frac{I_d}{\hat{i}_K} + \cos \alpha - 1$$

$$u_\alpha = \arccos(\cos \alpha + \cos u_0 - 1) - \alpha \quad (8.29)$$

Den Verlauf von i_K bei unterschiedlichen Steuerwinkeln α zeigt Abb. 8.21. Es ist deutlich die Abhängigkeit der Überlappung u_α vom Steuerwinkel α zu erkennen. Durch die Überlappung ist die Kommutierungsfähigkeit in diesem Beispiel auf Steuerwinkel $\alpha < 150^\circ$ beschränkt. Dieser Grenzfall und ein zusätzliches Beispiel für ein Kommutierungsversagen ist seitlich zusätzlich vergrößert dargestellt. Eine Thyristorschonzeit ist nicht berücksichtigt.

Das Zusammenwirken von Anfangsüberlappung u_0 und Steuerwinkel α bei der Überlappung (Gl. 8.29) zeigt Abb. 8.22. Die Werte für u_0 sind darin zu 10° , 20° und 30° angenommen.

Die Auswirkungen der wechselspannungsseitigen Induktivität bei der Kommutierung:

- Der Scheitelwert des Kurzschlussstromes abhängig vom induktiven Widerstand ωL_K . Hierdurch kommt es zu einer Begrenzung des maximal zu kommutierenden Ventilstromes.
- Die Leitdauer der Thyristoren ist um die Überlappung u_α verlängert.

Im Wechselrichterbetrieb betragen die Steuerwinkel zwischen 90° und 180° . Der Stellbereich der Gleichspannung U_{dia} ist beim Wechselrichterbetrieb dadurch begrenzt, dass die Ventile bei 180° ihre Sperrfähigkeit wiedererlangt haben müssen. Da hierbei neben dem Schonzeitwinkel der Thyristoren auch die Überlappung u_α berücksichtigt werden muss, wird der Steuerwinkel auf ca. 150° begrenzt. Abb. 8.23 zeigt die Simulation eines Wechselrichterbetriebes mit einem bis zum Kommutierungsversagen linear ansteigenden Gleichstrom. Nach dem Kommutierungsversagen ist der Wechselrichter nicht mehr steuerbar, die Ventile bleiben leitend und der Gleichstrom steigt weiter an, bis eine Sicherung den Strom unterbricht.

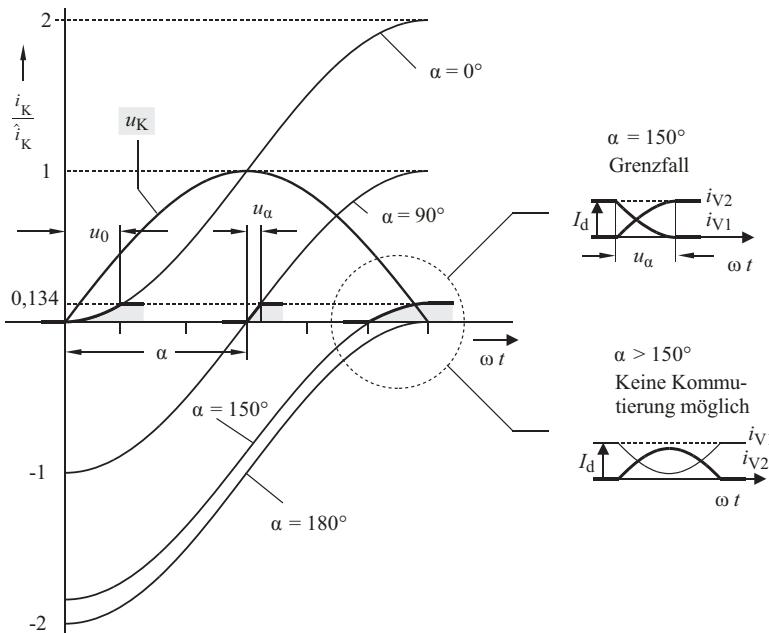


Abb. 8.21 Verlauf von i_K bei unterschiedlichen Steuerwinkeln α

Der Kommutierungsgrenzfall wurde durch $u_0 = 30^\circ$ zu $\alpha = 150^\circ$ gewählt

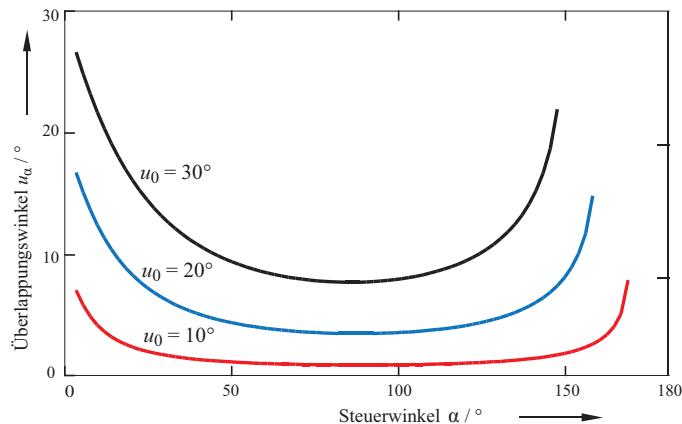


Abb. 8.22 Kennlinie des Überlappungswinkels

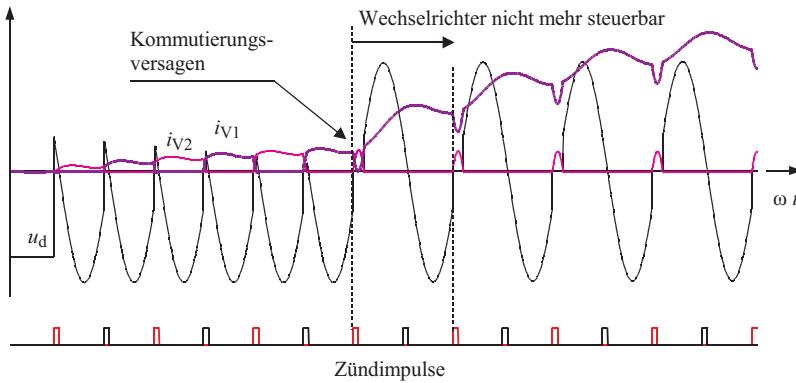


Abb. 8.23 Anstieg des Gleichstromes mit anschließendem Wechselrichterkippen ($\alpha = 160^\circ$)

8.2.6.2 Die induktive Gleichspannungsänderung

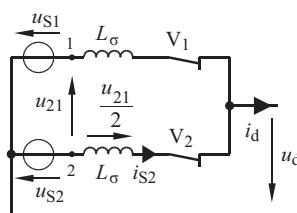
Während der Kommutierung der M2-Schaltung ist die Gleichspannung u_d entsprechend Abb. 8.24 gleich Null. Die markierte Spannungszeitfläche A berechnet sich darin mit der Spannung u_{S2} und der Streuinduktivität L_σ nach Gl. 8.30.

$$u_{S2} = L_\sigma \frac{di_{S2}}{dt} \quad \text{umgestellt: } u_{S2} dt = L_\sigma di_{S2}$$

Integration über $t_K = t_2 - t_1$ liefert:

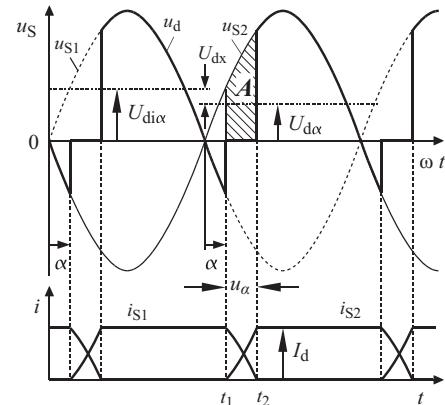
$$A = \int_{t_1}^{t_2} u_{S2} dt = L_\sigma \int_0^{I_d} di_{S2} = L_\sigma I_d \quad (\text{Vs}) \quad (8.30)$$

Abb. 8.24 Gesteuerte M2-Schaltung mit berücksichtigter Kommutierungsinduktivität L_K ($L_K = 2L_\sigma$)



$$u_d = u_{S2} - \frac{u_{21}}{2} = 0$$

Während der Kommutierung verläuft die Gleichspannung u_d auf Null



- Die Spannungszeitfläche A ist proportional zu L_σ und I_d .
- Die Spannungszeitfläche A ist unabhängig vom Steuerwinkel α und der Netzfrequenz f .

Die durch L_σ verursachte Änderung des Gleichspannungs-Mittelwertes berechnet sich über den Zeitraum $T/2$ nach Gl. 8.31 als **induktive Gleichspannungsänderung** U_{dx} .

$$U_{dx} = \frac{2L_\sigma I_d}{T} \text{ bzw. mit } f = \frac{1}{T} \rightarrow U_{dx} = 2fL_\sigma I_d \quad (8.31)$$

- Die induktive Gleichspannungsänderung U_{dx} ist direkt proportional zur Netzfrequenz f , zum Gleichstrom I_d und zur Kommutierungssinduktivität L_K .

Die Lastabhängigkeit der Gleichspannung $U_{d\alpha}$ in Abb. 8.24 wird mit Gl. 8.32 beschrieben.

$$U_{d\alpha} = U_{dia} - U_{dx} \quad (8.32)$$

Um eine Belastungskennlinie des realen Stromrichters zu erhalten, müssen zusätzlich noch die ohmschen Spannungsabfälle sowie die Ventilspannungsabfälle berücksichtigt werden. Die ohmschen Spannungsabfälle werden zusammenfassend durch die ohmsche Spannungsänderung U_{dr} bei Nennstrom I_{dn} nach Gl. 8.33 berücksichtigt. In der Verlustleistung P_V sind die ohmschen Verluste des Stromrichters und Transformatoren bei Nennstrom zusammengefasst.

$$U_{dr} = \frac{P_V}{I_{dn}} \quad (8.33)$$

Der Ventilspannungsabfall U_{dv} ist durch die Anzahl n in Reihe geschalteter, gleichzeitig leitender Ventile bestimmt und wird näherungsweise als lastunabhängig angenommen. Somit erhält man für das Lastverhalten der Gleichspannung die Gl. 8.34:

$$U_{d\alpha} = U_{dia} - (U_{dx} + U_{dr} + n \cdot U_{dv}) \quad (8.34)$$

Durch Normierung von U_{dx} und U_{dr} bei Nennstrom (I_{dn}) auf U_{di} erhält man die relative induktive und ohmsche Gleichspannungsänderung d_x und d_r nach Gl. 8.35.

$$d_x = \frac{U_{dx}}{U_{di}} \quad \text{und} \quad d_r = \frac{U_{dr}}{U_{di}} \quad \text{bei: } I_d = I_{dn} \quad (8.35)$$

Die resultierende Belastungskennlinie des Stromrichters zeigt Abb. 8.25.

In jedem Punkt der Kennlinie muss die Bedingung

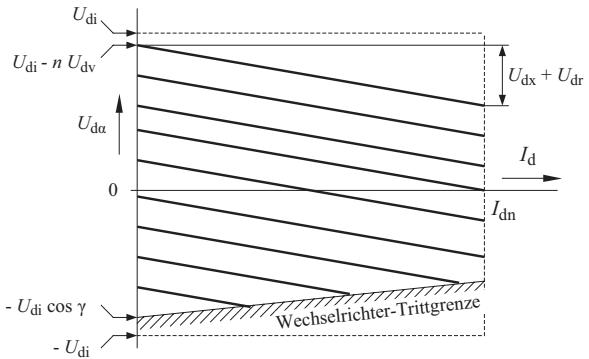
$$\alpha + u_\alpha + \gamma \leq 180^\circ \quad (8.36)$$

erfüllt sein. Nun steigt die Überlappung u_α nach Gl. 8.28 mit dem Gleichstrom I_d an, wodurch für $\alpha \gg 90^\circ$ die Gefahr des Wechselrichterkippens besteht. Der Steuerwinkel α bzw. die Gleichspannung $U_{d\alpha}$ wird im Wechselrichterbetrieb deshalb stromabhängig begrenzt (Wechselrichter-Trittgrenze in Abb. 8.25). Zur Ermittlung dieser Wechselrichter-Trittgrenze geht man von Gl. 8.28 und 8.29 aus.

Abb. 8.25 Belastungskennlinie mit Wechselrichter-Trittgrenze

Die Wechselrichter-Trittgrenze ist abhängig vom Gleichstrom I_d .

γ : Schonzeitwinkel



Die Umformung von Gl. 8.28 liefert:

$$d_x = \frac{2fL_\sigma I_d}{U_{di}} = \frac{I_d}{2\hat{i}_K} \quad \text{mit: } U_K = 2U_S = \frac{\pi}{\sqrt{2}}U_{di}, \hat{i}_K = \frac{\sqrt{2}U_K}{\omega L_K}, L_K = 2L_\sigma$$

damit wird aus:

$$\cos u_0 = 1 - \frac{I_d}{\hat{i}_K} \quad \rightarrow \quad \cos u_0 = 1 - 2d_x \quad (8.37)$$

Gl. 8.36 und 8.37 eingesetzt in Gl. 8.29 liefert:

$$\text{Aus: } \cos(\alpha + u_\alpha) = \cos \alpha + \cos u_0 - 1 \quad \rightarrow \quad \cos(\alpha + u_\alpha) = \cos \alpha - 2d_x$$

$$\text{mit: } \alpha + u_\alpha + \gamma = 180^\circ \quad \text{folgt: } -\cos \gamma = \cos \alpha - 2d_x$$

$$\text{Eine Erweiterung mit } U_{di} \text{ führt zu: } U_{di} \cos \alpha = -U_{di} \cos \gamma + 2U_{dx} = U_{dia}$$

Wird U_{dia} in Gl. 8.34 eingesetzt, so erhält man für die Wechselrichter-Trittgrenze:

$$\begin{aligned} U_{d\alpha} &= -U_{di} \cos \gamma + U_{dx} - U_{dr} - n \cdot U_{dv} \text{ bzw.} \\ U_{d\alpha} &= -U_{di} \left(\cos \gamma - (d_x - d_r) \frac{I_d}{I_{dn}} \right) - n \cdot U_{dv} \end{aligned} \quad (8.38)$$

8.3 Die Brückenschaltung B2

Die B2-Brückenschaltung entsteht durch die Reihenschaltung von zwei M2-Schaltungen. Nachfolgend sind verschiedene Entwicklungsstufen einer ungesteuerten B2-Schaltung dargestellt. Eine vollgesteuerte Ausführung (B2C) zeigt Abb. 8.26. Halbgesteuerte Schaltungen (B2H) werden in Abschn. 8.3.1 vorgestellt.

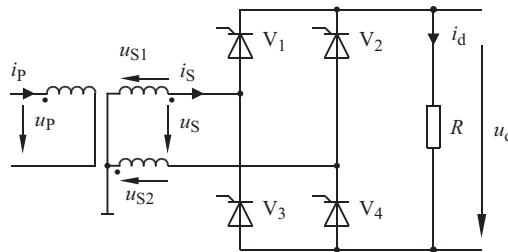


Abb. 8.26 Die vollgesteuerte Brückenschaltung (B2C)

Durch die Reihenschaltung ist die Gleichspannung U_{di} doppelt so groß wie bei einer Mittelpunktschaltung. Für die einfache Gleichspannung genügt daher nur eine Wicklungshälfte, wodurch sich der Transformator vereinfacht (oder entfällt)

Die Zusammenfassung einer Kathodenschaltung (Abb. 8.27a) mit einer Anoden- schaltung (Abb. 8.27b) führt auf die Vorstufe einer Brückenschaltung nach Abb. 8.27c. Betrachtet man hierbei die Knotenpunktgleichung K, so ist der Mittelleiterstrom i_M Null. Der Mittelleiter kann daher entfallen und man erhält die Brückenschaltung nach Abb. 8.26.

$$\text{Aus } \sum i = 0 \text{ folgt: } i_M = i_{d1} - i_{d2} = 0$$

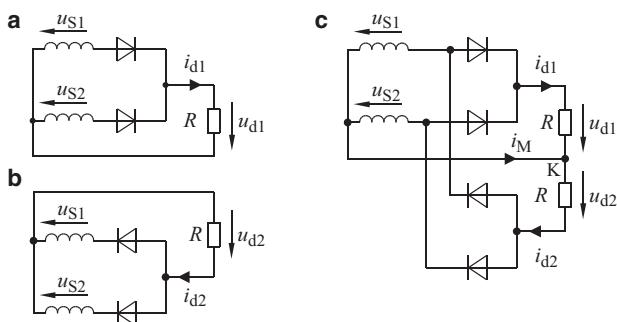
und aus $\sum u = 0$ folgt: $u_d = u_{d1} + u_{d2}$

Aus Gl. 8.2 folgt somit

$$U_{di} = 2 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \hat{u}_S$$

Die Mittelanzapfung ist nicht erforderlich, so dass auf eine der beiden Sekundärwicklungen in Abb. 8.26 verzichtet werden kann. Die B2-Schaltung liefert dann die gleiche Ausgangsspannung U_{di} wie die M2-Schaltung. U_{dia} berechnet sich mit Gl. 8.2 für die B2C-Schaltung zu:

Abb. 8.27 Herleitung der B2-Brückenschaltung



$$U_{\text{dia}} = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{u}_S \cos(\alpha) = 0,9 U_S \cos(\alpha) \quad (8.39)$$

8.3.1 Die halbgesteuerte Brückenschaltung B2H

Durch Verzicht auf den Wechselrichterbetrieb lässt sich die B2 Brückenschaltung vereinfacht mit nur 2 Thyristoren und 2 Dioden aufbauen. Dabei kann die Anordnung der Ventile, wie in Abb. 8.28 dargestellt, auf 2 Arten erfolgen. Bei der symmetrisch halbgesteuerten B2-Schaltung nach Abb. 8.28a bilden 2 Dioden auf dem Minuspotenzial eine Kommutierungsgruppe. Die Leitdauer aller Ventile ist konstant und stets gleich lang. Wegen der einzuhaltenden Schonzeit kann die Spannung nicht bis 0 V abgesenkt werden. Hier bietet die unsymmetrisch halbgesteuerte Brückenschaltung Vorteile, da die Schonzeit stets sichergestellt ist. Die Stromführungsduer der gesteuerten Ventile nimmt bei der unsymmetrischen Schaltung mit zunehmendem Steuerwinkel ab, die der Dioden im gleichen Maße zu. Die Spannungen u_{d1} und u_{d2} in Abb. 8.28 beziehen sich auf die Mittelanzapfung der Trafowicklung, es gilt: $u_d = u_{d1} + u_{d2}$. Die Gleichspannung U_{dia} berechnet sich ohne Lücken nach Gl. 8.40.

$$U_{\text{dia}} = U_{\text{di}} \frac{1 + \cos(\alpha)}{2} \quad \text{mit } U_{\text{di}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_S = 0,9 U_S \quad (8.40)$$

8.3.2 Ventilbelastung

Bezogen auf die gleiche Ausgangsspannung U_d werden die Ventile der B2-Schaltung nach Abb. 8.29 nur mit dem halben Wert einer vergleichbaren M2-Schaltung belastet. Die Strombelastung der Ventile entspricht der M2-Schaltung. Die Ventilspannung u_V ermittelt sich aus dem Maschenlauf M in Abb. 8.29 zu:

$$u_V = u_S \text{ (Schalter offen)} \quad u_V = 0 \text{ (Schalter geschlossen)}$$

- Es liegen stets zwei Ventile in Reihe. Daher sind die Durchlassverluste der B2-Schaltung doppelt so groß wie bei einer vergleichbaren M2-Schaltung.

8.3.3 Bauleistung des Transformators

Für den Fall einer idealen Glättung hat der netzseitige Strom i_p einer B2-Schaltung wie bei der M2-Schaltung Rechteckform. Auch in der Sekundärwicklung fließt ein reiner Wechselstrom. Dies bedeutet durch den Wegfall des Gleichanteils eine bessere Ausnutzung und damit eine geringere Bauleistung des Transformators. Die erforderliche Bauleistung S_T berechnet sich für die B2-Schaltung nach Gl. 8.41.

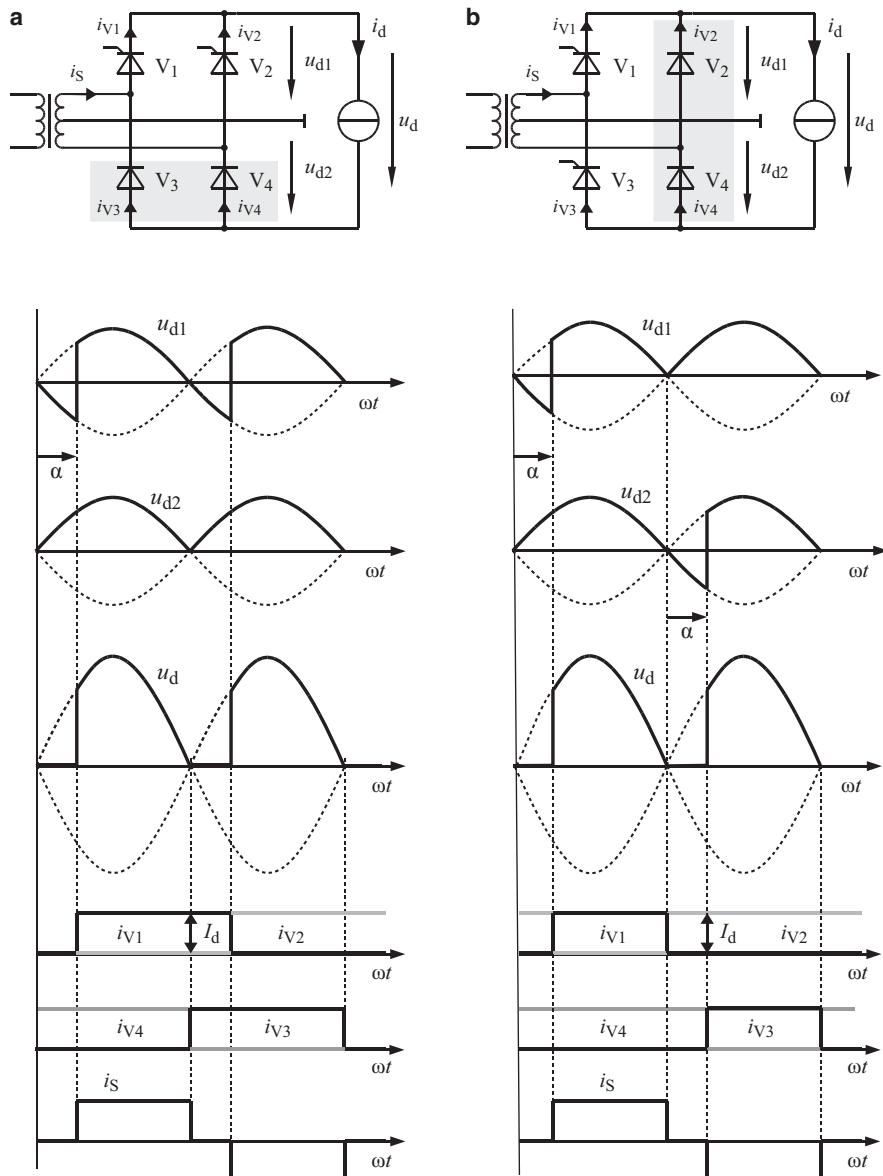


Abb. 8.28 Halbgesteuerte Brückenschaltung ($I_d = \text{konstant}$). **a** Symmetrisch halbgesteuert, **b** unsymmetrisch halbgesteuert

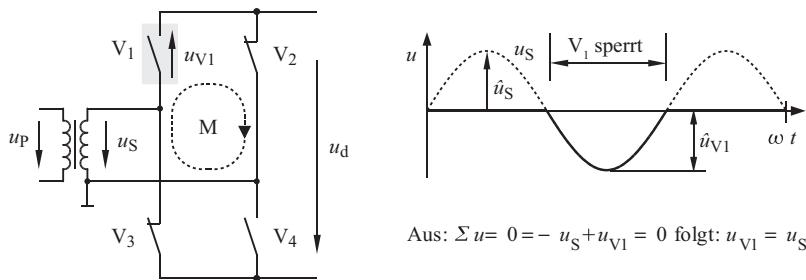


Abb. 8.29 Ventilspannung der B2-Schaltung

Tab. 8.3 Bauleistungen des Transfomators bei unterschiedlichen Stromrichterschaltungen

Schaltung	\$S_T/P_d\$
M1	3,09
M2	1,34
B2	1,11

$$S_S = S_P = U_p I_p = \frac{U_{di}}{0,9} I_d \quad S_T = 1,11 P_d \quad (8.41)$$

Ein Eingangstransformator ist bei der B2-Schaltung jedoch nicht prinzipiell erforderlich!

Eine Gegenüberstellung der Bauleistungen \$S_T\$ bei unterschiedlichen Stromrichterschaltungen bezogen auf die ideelle Gleichstromleistung \$P_d\$ zeigt Tab. 8.3.

Die ideelle Gleichstromleistung \$P_d\$ wird aus den Mittelwerten von Gleichstrom und -spannung gebildet und ist im Allgemeinen eine reine Vergleichsgröße.

Literatur

1. Schröder: *Leistungselektronische Schaltungen*. Berlin Heidelberg: Springer, 2012



Drehstromschaltungen

9

9.1 Die Mittelpunktschaltung M3

Für den Betrieb einer Mittelpunktschaltung ist ein Transformator zur Bereitstellung des Mittelpunktanschlusses erforderlich. Die M3-Schaltung in Abb. 9.1 wird über einen Transformator in Dreieck-Stern-Schaltung (Dy) betrieben.

Die Ventile sind abwechselnd für jeweils 120° leitend. Wegen der Symmetrie des Drehspannungssystems sind die Effektivwerte der Phasenspannungen gleich, d. h. $U_{S1} = U_{S2} = U_{S3} = U_S$. Die nicht leitenden Ventile sind mit einer verketteten Spannung belastet.

Die natürliche Ablösung der Ventile erfolgt unter dem Einfluss der Phasenspannungen u_1 , u_2 und u_3 unmittelbar im Spannungsschnittpunkt. Dieser Punkt liegt im Nulldurchgang der verketteten Spannungen, die als Kommutierungsspannungen bezeichnet werden. Wenn z. B. die Spannung u_{21} positiv wird, so schaltet in Abb. 9.4 Ventil V_2 ein und das leitende Ventil V_1 ab. Bei natürlicher Kommutierung bzw. $\alpha = 0^\circ$ ist somit immer das Ventil mit der momentan höchsten Spannung leitend. Bei einer gesteuerten Schaltung wird die Stromübergabe auf das nächste Ventil bei positiver Kommutierungs- spannung erst durch einen Zündimpuls ausgelöst (Abb. 9.2).

9.1.1 Gleichspannungsbildung

Die natürliche Kommutierung der Ventile lässt sich durch ein Schaltermodell nach Abb. 9.3 darstellen. Die möglichen Schalterstellungen sind in der Tabelle aufgeführt, den resultierenden Gleichspannungsverlauf u_d zeigt Abb. 9.4.

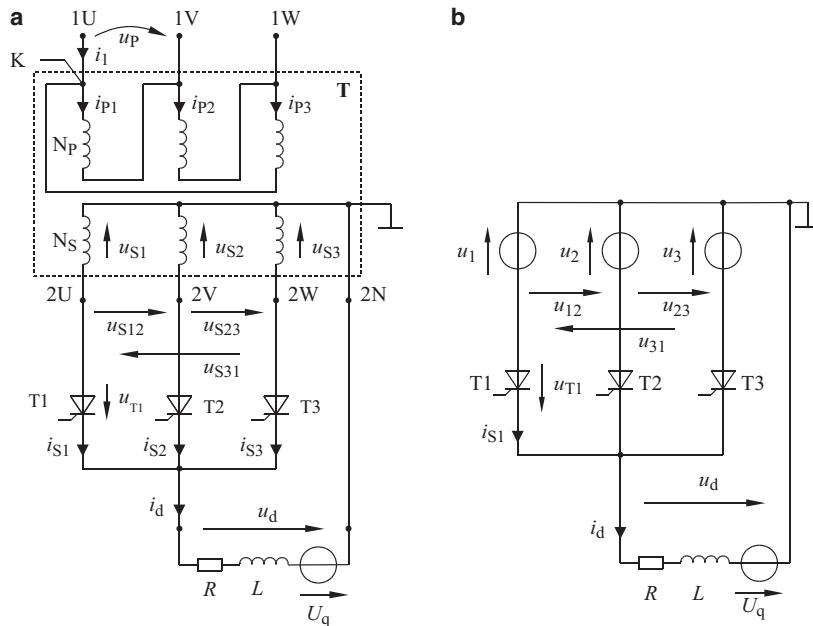


Abb. 9.1 Vollständiges und vereinfachtes Ersatzschaltbild

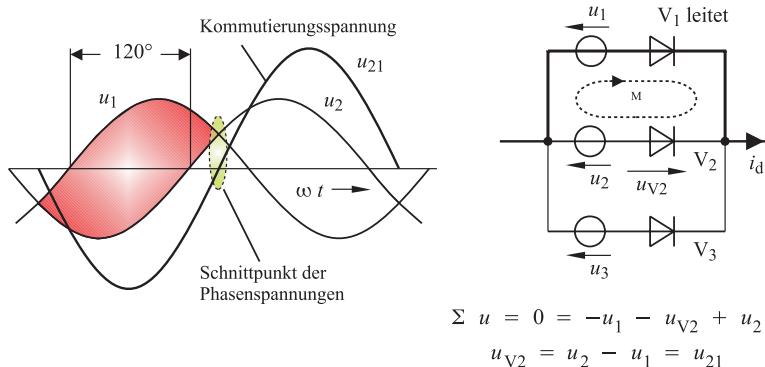
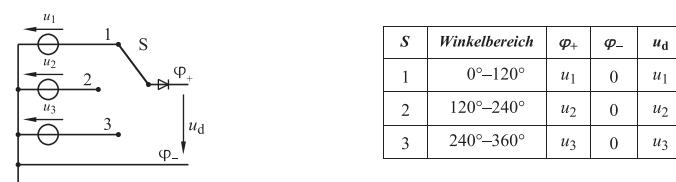
Abb. 9.2 Zur Ventilablösung im Drehspannungssystem (V_2 löst V_1 ab)

Abb. 9.3 Schaltermodell und Schaltzustände der M3-Schaltung

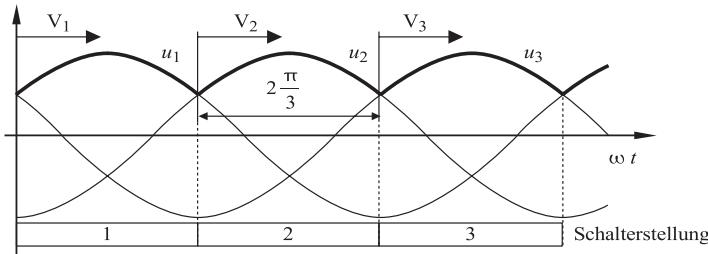


Abb. 9.4 Drehspannungssystem mit Gleichspannungsbildung

9.1.1.1 Ohmsche Last

Für die Berechnung des Gleichspannungsmittelwertes wird in Abb. 9.5 zweckmäßigerweise der Nullpunkt des Koordinatensystems so gelegt, dass die Gleichspannung u_d durch eine cos-Funktion beschrieben wird. Aus Symmetriegründen ist $\hat{u}_d = \hat{u}_s$

$$U_{di} = \frac{3}{2\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} u_d d\omega t \quad (9.1)$$

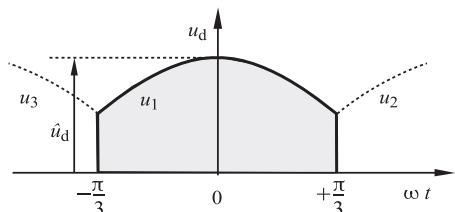
Die Auflösung von Gl. (9.1) liefert für die Gleichspannung U_{di} :

$$U_{di} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \hat{u}_s = \frac{3}{\pi} \sqrt{\frac{3}{2}} U_s = \frac{3}{\pi\sqrt{2}} U_V \text{ mit } U_V = \sqrt{3} U_s \text{ und } \frac{3}{\pi\sqrt{2}} = 0,675 \quad (9.2)$$

Das bedeutet, dass eine ungesteuerte M3-Schaltung am 230/400 V Drehspannungsnetz eine Gleichspannung von $U_{di}=270$ V liefert. Bei der gesteuerten M3-Schaltung ist die Gleichspannung U_{di} abhängig vom Steuerwinkel α . Da bei Steuerwinkeln $>30^\circ$ auch negative u_d -Werte auftreten, ist eine Fallunterscheidung für den lückenden und nichtlückenden Betrieb bei $\alpha \geq 30^\circ$ erforderlich. Abb. 9.6 stellt die Gleichspannung u_d an der Lückegrenze bei $\alpha = \alpha_{LG} = 30^\circ$ dar. Die Gleichspannung U_{di} berechnet sich für $0^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ$ nach Gl. (9.3).

Durch Einsetzen der Grenzen in Gl. (9.1) erhält man für $U_{di\alpha}$ (nichtlückender Betrieb):

Abb. 9.5 Definition der Gleichspannung u_d ($\alpha=0^\circ$, V_1 leitet)
 $-\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3} : u_d = \hat{u}_s \cos(\omega \cdot t)$



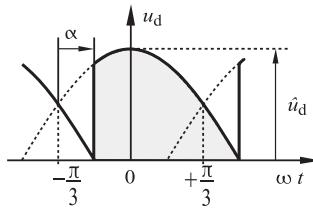


Abb. 9.6 Gleichspannungsverlauf beim Betrieb an der Lückegrenze $\alpha = \alpha_{LG} = 30^\circ (\cong \pi/6)$

$$0 \leq \alpha \leq 30^\circ: U_{dia} = \frac{\hat{u}_S}{\frac{2}{3}\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{+\frac{\pi}{3}+\alpha} \cos(\omega t) d\omega t \rightarrow U_{dia} = U_{di} \cos \alpha \quad (9.3)$$

Hinweis: $\sin(\alpha \pm \beta) = \sin \alpha \cos \beta \pm \sin \beta \cos \alpha$

Steuerwinkel $\alpha > 30^\circ$:

Bei einem Steuerwinkel von $\alpha > 30^\circ$ nimmt u_d auch negative Werte an. Bei ohmscher Last führt eine negative Gleichspannung zu einem sofortigen Verlöschen der Ventile. Bis zum folgenden Zündimpuls ist dann in Abb. 9.7 der Gleichstrom und die Gleichspannung Null (Stromlücken).

$30^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$ (lückender Betrieb)

$$U_{dia} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}-\alpha}^{\frac{\pi}{2}} \hat{u}_S \cos(\omega t) d\omega t = \frac{3}{2\pi} \hat{u}_S \left(\sin\left(\frac{\pi}{2}\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right)$$

Eine Umformung mit $\sin(\alpha \pm \beta) = \sin \alpha \cos \beta \pm \sin \beta \cos \alpha$ führt auf:

$$U_{dia} = \frac{3\hat{u}_S}{2\pi} \left(1 - \left(\sin(\alpha) \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) - \cos(\alpha) \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \right) \right) \text{ mit } \frac{3\hat{u}_S}{2\pi} = \frac{U_{di}}{\sqrt{3}}$$

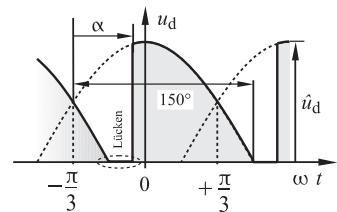
$$U_{dia} = \frac{U_{di}}{\sqrt{3}} \left(1 - \left(\frac{1}{2} \sin(\alpha) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\alpha) \right) \right) = \frac{U_{di}}{\sqrt{3}} (1 - c \cdot \sin(\alpha + \varphi))$$

$$\varphi = \arctan\left(\frac{-\frac{\sqrt{3}}{2}}{\frac{1}{2}}\right) = -60^\circ \quad c = \sqrt{\left(\frac{1}{2}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right)^2} = 1 \sin(\alpha + \varphi) = -\cos(90^\circ + \alpha + \varphi)$$

$$30^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ: U_{dia} = \frac{U_{di}}{\sqrt{3}} (1 + \cos(30^\circ + \alpha)) \quad (9.4)$$

Der Lückeinsatz lässt sich durch einen induktiven Energiespeicher zu höheren Steuerwinkeln verschieben. Bei negativer Gleichspannung u_d bleibt der positive Gleichstrom noch solange erhalten, bis die in der Last gespeicherte Energie aufgebraucht ist. Ein Lückeinsatz ist daher von der Lastzeitkonstanten τ_L mitbestimmt. Bei einer passiven

Abb. 9.7 Steuerwinkel:
 $30^\circ < \alpha < 150^\circ$
Lückende Ausgangsspannung
der M3-Schaltung (R-Last)



R-L-Last (Verbraucher) kann der lückfreie Betrieb jedoch nur bei positivem Gleichspannungsmittelwert erreicht werden. Befindet sich auf der Lastseite eine aktive Last (Energiequelle), so tritt der Lückbetrieb auch bei negativen Gleichspannungsmittelwerten nicht oder nur verzögert auf.

9.1.1.2 Aktive Last

Ist der Gleichstrom durch eine aktive Last eingeprägt, so leiten die Ventile weiter, obwohl negative Momentanwerte der Gleichspannung auftreten. Eine Fallunterscheidung ist nicht erforderlich. Den Spannungsverlauf bei vernachlässigter Überlappung zeigt Abb. 9.8.

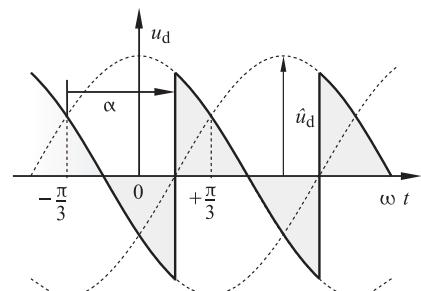
$$0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ: U_{\text{dia}\alpha} = \frac{\hat{u}_S}{2\frac{\pi}{3}} \cdot \int_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{+\frac{\pi}{3}+\alpha} \cos(\omega t) d\omega t \sin(\alpha \pm \beta) = \sin \alpha \cos \beta \pm \sin \beta \cos \alpha$$

$$U_{\text{dia}\alpha} = \hat{u}_S \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos(\alpha) = U_{\text{di}} \cdot \cos(\alpha) \quad (9.5)$$

Stellt man die Gleichspannung $U_{\text{dia}\alpha}$ bezogen auf U_{di} über dem Steuerwinkel α dar, so erhält man die Steuerkennlinien nach Abb. 9.9.

$$U_{\text{di}}(\alpha = 30^\circ) = \frac{U_{\text{di}}}{\sqrt{3}}(1 + \cos(30^\circ + 30^\circ)) = U_{\text{di}} \cos(30^\circ) = U_{\text{di}} \cdot \frac{1}{2}\sqrt{3}$$

Abb. 9.8 Gleichspannung
bei eingeprägtem Strom –
aktive Last, Steuerwinkel:
 $0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$



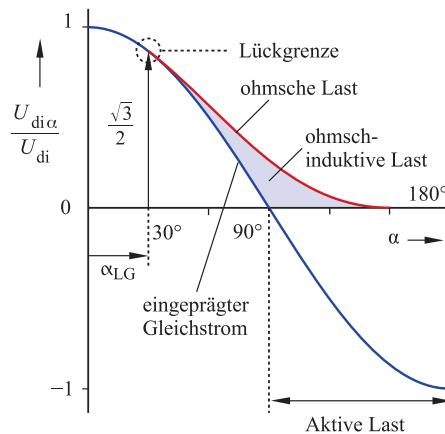


Abb. 9.9 M3-Steuerkennlinie der Gleichspannung für unterschiedliche Lastfälle.

Oberhalb der Lückengrenze $\alpha = \alpha_{LG} = 30^\circ$ verlaufen beide Kennlinien unterschiedlich. Bei einer aktiven Last ist der lückfreie Betrieb theoretisch bis zu einem Steuerwinkel von 180° möglich. Bei ohmscher Last ist die Steuergrenze 150° , da wegen des Lückbetriebes an den Ventilen jeweils nur eine Phasenspannung anliegt. Die Phasenspannungen haben ihren Nulldurchgang 30° vor den verketteten Spannungen

9.1.2 Ventilbelastung

Die Spannungsbelastung der Ventile ist durch die Momentanwerte der verketteten Spannungen festgelegt. Die Strombelastung folgt aus der Art der Last, wobei hier wieder zwischen ohmscher Last und idealer Glättung unterschieden wird (Abb. 9.10).

9.1.2.1 Spannung

Zur Darstellung einer Ventilspannung (Abb. 9.11) wird für die möglichen Schaltzustände eine Potenzialbetrachtung von Anoden- und Kathodenseite durchgeführt. Das Potenzial φ_K entspricht der Gleichspannung u_d . Die Ventilspannung u_V ergibt sich als Differenz von Anoden- und Kathodenpotenzial. Die möglichen Zustände für Ventil V_1 sind in Tab. 9.1 zusammengestellt. Abb. 9.12 und 9.13 zeigen die Ventilspannung u_{V1} bei einer gesteuerten M3C-Schaltung für ohmsche Last und eingeprägtem Gleichstrom bei $\alpha = 60^\circ$

Abb. 9.10 Ungesteuerte M3-Schaltung

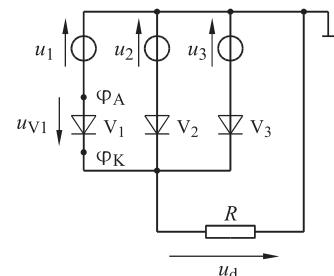
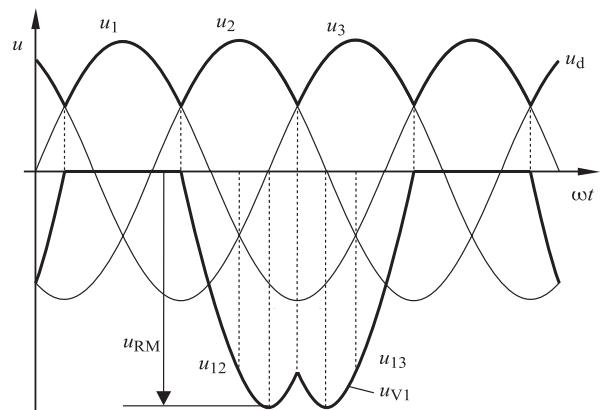


Abb. 9.11 Ventilspannung u_{V1} einer ungesteuerten M3-Schaltung



Tab. 9.1 Ventilspannung u_{V1}

Leitend:	φ_A	φ_K	u_{V1}
V_1	u_1	u_1	0
V_2	u_1	u_2	u_{12}
V_3	u_1	u_3	u_{13}
Lücken:	u_1	0	u_1

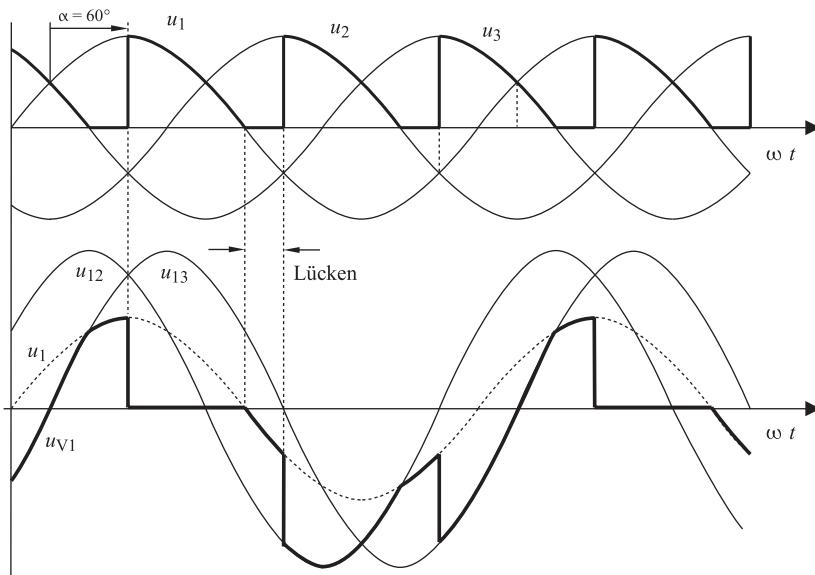


Abb. 9.12 Ventilspannungsbildung bei ohmscher Last und $\alpha = 60^\circ$

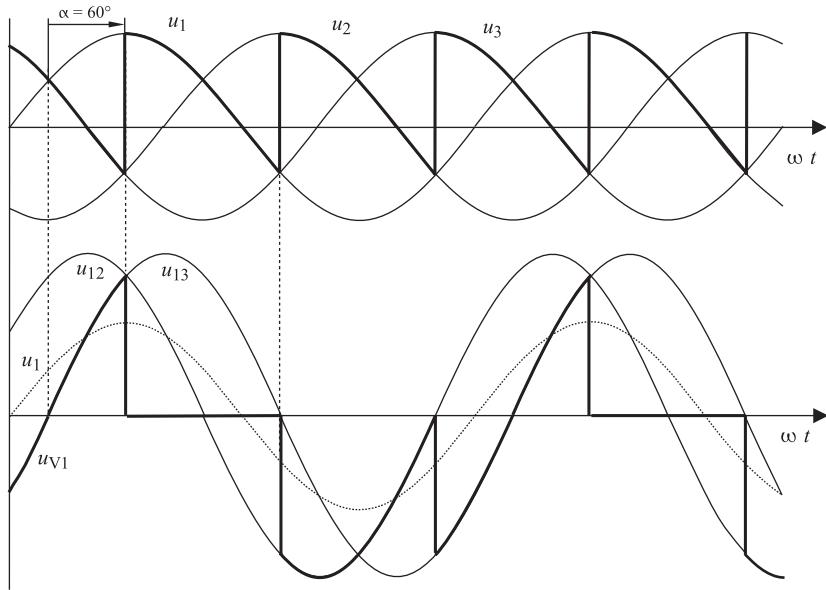


Abb. 9.13 Ventilspannung bei eingeprägtem Strom und $\alpha = 60^\circ$

9.1.2.2 Strom

Für die Berechnung der Verlustleistung mit Hilfe der Knick-Kennlinie wird der Mittel- und Effektivwert des Ventilstromes benötigt. In Tab. 9.2 sind für typische Lastfälle (R-Last und ideale Glättung) die Berechnungen dieser Werte angegeben.

9.1.3 Netzstrom

Die Ströme in Abb. 9.14 beziehen sich auf die M3C-Schaltung nach Abb. 9.1. Die Gleichanteile der Ventilstrome i_{S1} bis i_{S3} werden vom Transformator nicht übertragen, so dass sich die Primärströme entsprechend Abb. 9.14 einstellen. Vereinfachend sei $N_S = N_P$ angenommen. Die Zusammenfassung von i_{P1} und i_{P3} liefert im Knoten K (Abb. 9.1) den Leiterstrom i_1 .

Für die Primärseite gilt:

$$K: \sum i = 0 = -i_1 + i_{P1} - i_{P3} \text{ daraus folgt } i_1 = i_{P1} - i_{P3}$$

Die Transformator-Stromeffektivwerte berechnen sich bei der gegebenen Kurvenform zu:

$$\text{Primärstrom } I_P = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\left(\frac{2}{3}I_d\right)^2 \cdot \frac{2\pi}{3} + \left(\frac{1}{3}I_d\right)^2 \cdot \frac{4\pi}{3} \right)} = I_d \frac{\sqrt{2}}{3} \quad (9.6)$$

Tab. 9.2 Ventilstrom bei unterschiedlicher Last

Ohmsche Last	Ideale Glättung
<p>Definition des Gleichstromes</p>	
$\begin{aligned} -\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3} & \quad i_d = \hat{i}_d \cos(\omega \cdot t) \\ \frac{\pi}{3} < \omega t \leq \frac{5\pi}{3} & \quad i_d = 0 \end{aligned}$	$\begin{aligned} 0 \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3} & \quad i_d = I_d \\ \frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq 2\pi & \quad i_d = 0 \end{aligned}$
Mittelwert	
$\begin{aligned} \bar{i}_V &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{+\frac{\pi}{3}} \hat{i}_d \cos(\omega t) d\omega t \\ &= \frac{1}{2\pi} \hat{i}_d (\sin(\frac{\pi}{3}) - \sin(-\frac{\pi}{3})) \\ I_V &= \hat{i}_d \cdot \frac{\sqrt{3}}{2\pi} = i_d \cdot \mathbf{0,276} \end{aligned}$	$\begin{aligned} \bar{i}_V &= \int_0^{\frac{2\pi}{3}} \frac{1}{2\pi} I_d d\omega t \\ I_V &= \frac{1}{2\pi} I_d \left(\frac{2\pi}{3} - 0 \right) = \frac{I_d}{3} \end{aligned}$
Effektivwert	
$\begin{aligned} I_{VRMS} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{+\frac{\pi}{3}} \hat{i}_d^2 \cos^2(\omega t) d\omega t} \\ &= \hat{i}_d \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{2}\omega t + \frac{1}{4}\sin(2\omega t) \right) \Big _{-\frac{\pi}{3}}^{+\frac{\pi}{3}}} \\ &= i_d \cdot \mathbf{0,4853} \\ I_{VRMS} &= I_d \cdot \mathbf{0,588} \text{ mit } I_d = \hat{i}_d \cdot \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \end{aligned}$	$\begin{aligned} I_{VRMS} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_d^2 d\omega t} \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_d^2 \left(\frac{2\pi}{3} - 0 \right)} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} \\ I_{VRMS} &= I_d \cdot \mathbf{0,577} \end{aligned}$

$$\text{Sekundärstrom: } I_S = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(I_d^2 \frac{2\pi}{3} \right)} = I_d \frac{1}{\sqrt{3}} \quad (9.7)$$

Als Summenleistung der 3 Sekundärwicklungen ergibt sich mit Gl. (9.2) zu:

$$S_S = 3 \cdot U_S \cdot I_S = \frac{3 \cdot U_{di0}}{1,17} \cdot \frac{I_d}{\sqrt{3}} = P_d \frac{\sqrt{3}}{1,17} = 1,48 P_d \quad (9.8)$$

Die Summenleistung der 3 Primärwicklungen ergibt sich zu:

$$S_P = 3 \cdot I_P U_P = 3 \cdot I_P U_S = 3 \cdot I_d \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{U_{di0}}{1,17} = P_d \frac{\sqrt{2}}{1,17} = 1,21 P_d \quad (9.9)$$

Daraus kann die Bauleistung S_T des Transfornators ermittelt werden:

$$S_T = \frac{S_P + S_S}{2} = \frac{1,21 + 1,48}{2} P_d = 1,34 P_d \quad (9.10)$$

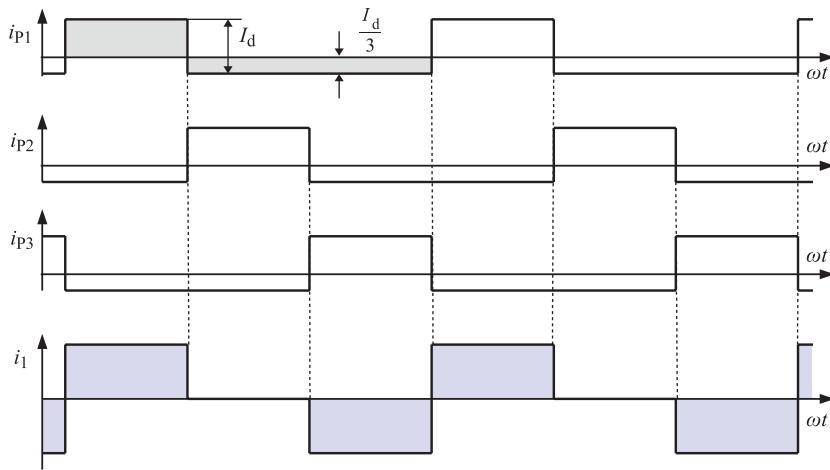


Abb. 9.14 Primärströme eines idealen Transformators in DY-Schaltung nach Abb. 9.1 und Netzstrom i_1 bei idealer Stromglättung und $N_S = N_P$

9.1.4 Die Kommutierung

Wie bei der M2-Schaltung erläutert, verzögern wechselspannungsseitige Induktivitäten die Ventilablösung. In Abb. 9.15 sind diese Induktivitäten wieder durch L_σ berücksichtigt. Aus Symmetriegründen wird L_σ für alle Stränge gleich groß angenommen. Reduziert man das Schaltbild auf den an der Ventilablösung beteiligten Stromkreis, so erhält man mit Abb. 9.16 zur M2-Schaltung vergleichbare Verhältnisse. Die Stromverläufe zeigt Abb. 9.17.

Die Kommutierungsspannung u_K wird durch die kommutierenden Ventile bestimmt. Als Beispiel wird die Kommutierung von V_1 nach V_2 ausgewählt ($u_K = u_{21}$). Im Gegensatz zur M2-Schaltung beträgt die Phasenverschiebung hier nur 120° , so dass die Kommutierungsspannung u_K nur um $\sqrt{3}$ größer ist als die Phasenspannung.

9.1.4.1 Einfluss auf die Gleichspannung

Für die Kommutierung von V_1 nach V_2 gilt das Ersatzschaltbild nach Abb. 9.19. Die Verhältnisse unmittelbar vor der Kommutierung, während und nach erfolgter Kommutierung zeigt das Zeigerdiagramm in Abb. 9.18 und Abb. 9.19.

$$M: \sum u = 0 = -u_2 + u_{L\sigma} + u_d$$

aus Symmetriegründen ist

$$u_{L\sigma} = \frac{u_{21}}{2}$$

Aus M folgt daher für u_d :

$$u_d = u_2 - \frac{u_{21}}{2} = -\frac{u_3}{2}$$

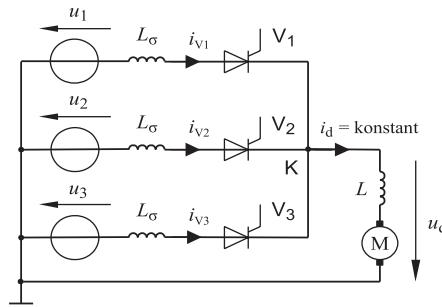


Abb. 9.15 M3-Schaltung mit Kommutierungsinduktivitäten.

Die Ventile V_1 , V_2 und V_3 lösen sich innerhalb einer Netzperiode durch die Kommutierungsspannungen gegenseitig ab und bilden eine Kommutierungsgruppe. Der Gleichstrom i_d ist ein geprägt.

- Die Kommutierungszahl q ist 3

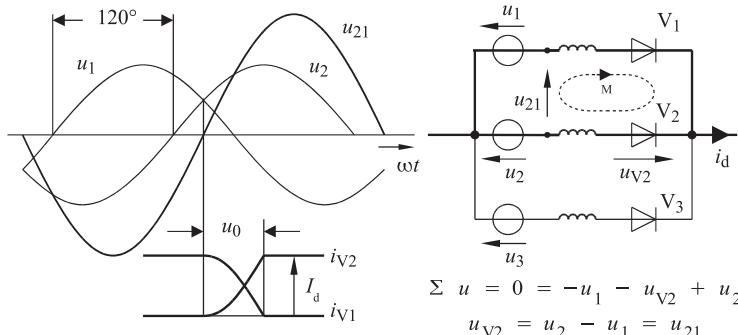


Abb. 9.16 Ventilablösung bei ungesteuerten Ventilen (natürliche Kommutierung)

Während einer Kommutierung verläuft die Gleichspannung auf dem halben negativen Wert der jeweils nicht an der Kommutierung beteiligten Phasenspannung.

Die Gleichspannung u_d wird zunächst von der Phasenspannung u_1 gebildet (Abb. 9.18, ①), dann für die Dauer der Kommutierung von $(-u_3/2)$ ② und schließlich von u_2 . ③ Den entsprechenden Verlauf der Gleichspannung u_d zeigt Abb. 9.20 für $\alpha = 0^\circ$ und Abb. 9.21 für $\alpha = 90^\circ$ bzw. 150° . Die Leit- und Kommutierungszustände sind in Tab. 9.3 zusammengefasst, der Gleichstrom sei konstant.

9.1.4.2 Berechnung des induktiven Gleichspannungsabfalls

Die Berechnung des Gleichspannungsabfalls, der während einer Kommutierung durch die Kommutierungsreaktanzen hervorgerufen wird, geht zunächst von den beteiligten Wechselspannungen aus. Es wird die Spannungszeitfläche A abhängig vom Gleichstrom I_d und der Induktivität L_K berechnet. Das Ergebnis zeigt, dass die bei der M2-Schaltung

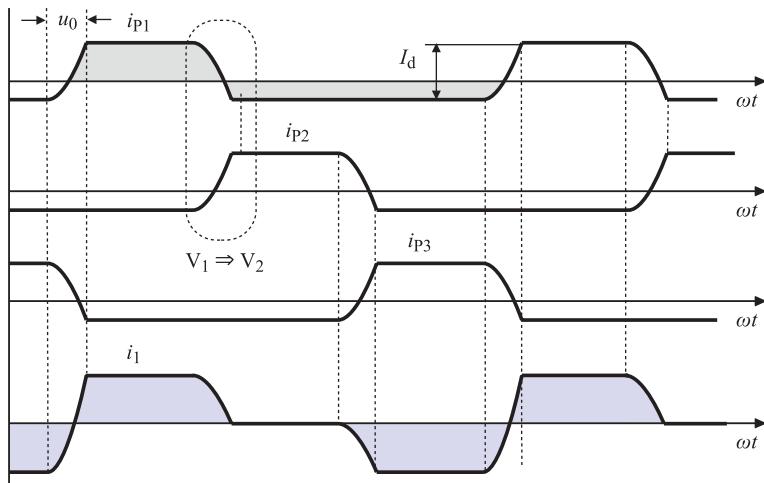


Abb. 9.17 Netz- und Primärströme des DY-Transformators mit Kommutierungseinfluss

Abb. 9.18 Kommutierung V_1 nach V_2

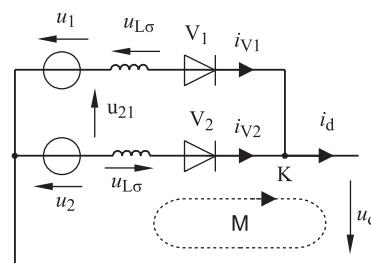
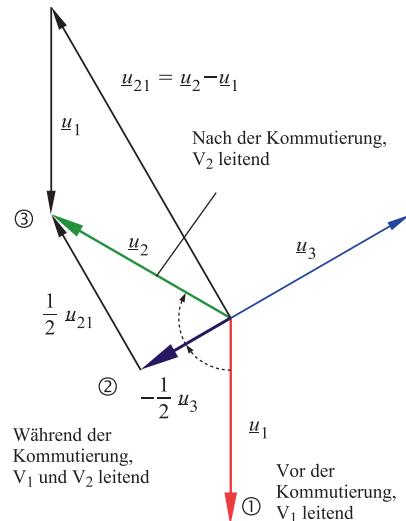
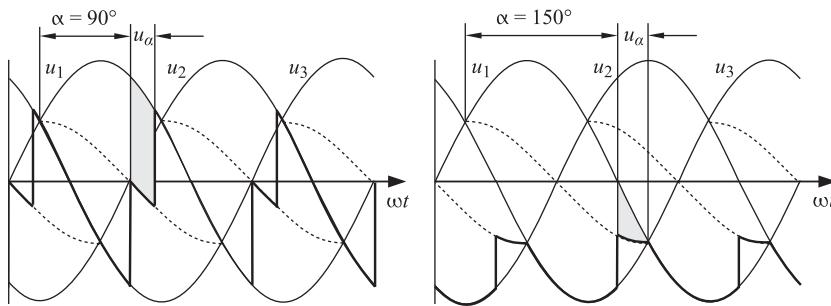
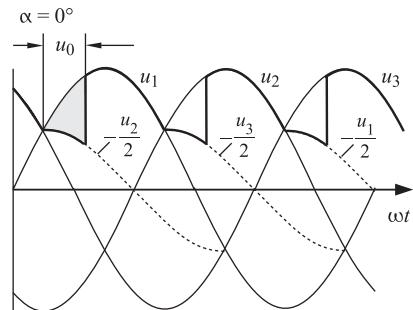


Abb. 9.19 Spannungsverhältnisse bei der Kommutierung von V_1 nach V_2

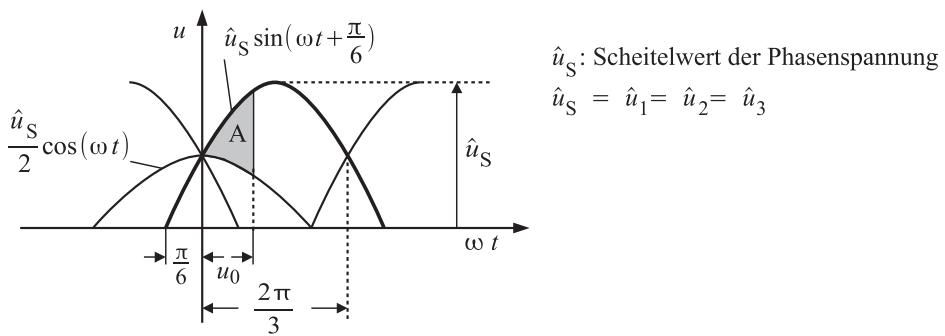
Abb. 9.20 Steuerwinkel

$$\alpha = 0^\circ$$

**Abb. 9.21** Gleichspannung bei $\alpha = 90^\circ$ und $\alpha = 150^\circ$ (WR-Betrieb)**Tab. 9.3** Leitzustände mit Kommutierungen

Leitend	u_d
V_1	u_1
V_2	u_2
V_3	u_3
$V_1 \rightarrow V_2$	$-\frac{1}{2} u_3$
$V_2 \rightarrow V_3$	$-\frac{1}{2} u_1$
$V_3 \rightarrow V_1$	$-\frac{1}{2} u_2$

ermittelten Beziehungen auch bei der M3-Schaltung anzuwenden sind, wenn die Kommutierungszahlen beider Schaltungen berücksichtigt werden.



Berechnung der Spannungszeitfläche A :

$$A = \hat{u}_S \int_{\alpha}^{u+\alpha} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d\omega t - \frac{1}{2} \cdot \hat{u}_S \int_{\alpha}^{u+\alpha} \cos \omega t d\omega t$$

$$\text{Anmerkung: } \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) = \sin \omega t \cos \frac{\pi}{6} + \cos \omega t \sin \frac{\pi}{6}$$

$$A = \hat{u}_S \left(\cos \frac{\pi}{6} \int_{\alpha}^{u+\alpha} \sin \omega t d\omega t + \sin \frac{\pi}{6} \int_{\alpha}^{u+\alpha} \cos \omega t d\omega t - \frac{1}{2} \int_{\alpha}^{u+\alpha} \cos \omega t d\omega t \right)$$

$$\text{wegen } \sin \frac{\pi}{6} = \frac{1}{2} \text{ und } \cos \frac{\pi}{6} = \frac{1}{2}\sqrt{3} \text{ folgt:}$$

$$A = \hat{u}_S \frac{1}{2}\sqrt{3} \int_{\alpha}^{u+\alpha} \sin \omega t d\omega t = \hat{u}_S \frac{1}{2}\sqrt{3} \cdot (-\cos \omega t)_{\alpha}^{u+\alpha} = \hat{u}_S \frac{1}{2}\sqrt{3} \cdot (\cos \alpha - \cos(u + \alpha))$$

Es ist $\cos(\alpha + u) = \cos \alpha - (1 - \cos u_0)$, so dass für A folgt:

$$\text{Spannungszeitfläche } A = \hat{u}_S \frac{1}{2}\sqrt{3} \cdot (1 - \cos u_0) \quad (9.11)$$

Durch Mittelwertbildung erhält man die induktive Gleichspannungsänderung U_{dx} :

$$U_{dx} = \frac{A}{2^{\frac{\pi}{3}}}$$

$$U_{dx} = \frac{\hat{u}_S \frac{1}{2}\sqrt{3}(1 - \cos u_0)}{2^{\frac{\pi}{3}}} = \sqrt{2}U_S \frac{1}{2}\sqrt{3} \cdot \frac{3}{2\pi} (1 - \cos u_0) = U_S \frac{3}{2\pi} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot (1 - \cos u_0)$$

$$\text{wegen } (1 - \cos u_0) = \frac{I_d \cdot \omega L_K}{\hat{u}_K} \text{ ist } U_{dx} = U_S \frac{3}{2\pi} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{I_d \cdot \omega L_K}{\hat{u}_K}$$

ferner ist $\hat{u}_K = \sqrt{2}\sqrt{3}U_S$ und $L_K = 2 \cdot L_\sigma$ so dass für U_{dx} schließlich folgt

$$U_{dx} = \frac{\hat{u}_K}{\sqrt{2}\sqrt{3}} \frac{3}{2\pi} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{I_d \cdot \omega 2L_\sigma}{\hat{u}_K} \quad (9.12)$$

oder

$$U_{dx} = 3 \cdot L_\sigma \cdot f \cdot I_d \quad (9.13)$$

Wird U_{dx} auf die ideelle Gleichspannung U_{di} bei Nennstrom $I_{d,n}$ bezogen, so erhält man die relative induktive Gleichspannungsänderung d_x nach Gl. (9.14).

$$d_x = \frac{U_{dx}}{U_{di}} \text{ mit } U_{di} = \frac{3}{\pi} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot U_S (I_d = I_{d,n}) \quad (9.14)$$

Die Kennlinie des Stromrichters kann mit d_x abhängig vom Gleichstrom I_d nach Gl. (9.15) angegeben werden:

$$\frac{U_{dx}}{U_{dia}} = 1 - d_x \cdot \frac{I_d}{I_{d,n}} \quad (9.15)$$

Die M3-Schaltung zeigt mit Gl. (9.13) und (9.15) die gleichen Zusammenhänge für den induktiven Spannungsabfall wie die M2-Schaltung. Deshalb ist der dort gewählte Ansatz auch hier, unter Berücksichtigung der höheren Kommutierungszahl q , anwendbar. Die für die M2-Schaltung gefundenen Zusammenhänge sind somit übertragbar auf 3-phägige Schaltungen. Das Lastverhalten der Gleichspannung U_{dia} ist daher mit Gl. (9.16) unter Berücksichtigung der unterschiedlichen Kommutierungszahl q allgemein für beide Mittelpunkt-Schaltungen beschrieben. L_σ ist die pro Strang wirksame Induktivität.

$$U_{dx} = q \cdot L_\sigma \cdot f \cdot I_d \quad M_2: q = 2, \quad M_3: q = 3 \quad (9.16)$$

- Die Belastungskennlinie entspricht unter Berücksichtigung des Ohmschen Spannungsabfalls und des Ventilspannungsabfalls somit der in Abb. 8.24 angegebenen Kennlinie.
- Eine Berechnung von L_σ über einen Belastungsversuch ($\Delta U_{dx}(\Delta I_d)$) liefert mit Gl. (9.16) wegen der Vernachlässigung dieser Spannungsabfälle nur Näherungswerte.

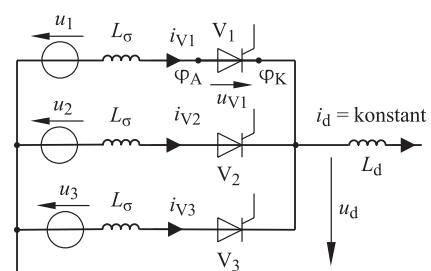
9.1.4.3 Einfluss auf die Ventilspannung

Die Induktivitäten L_σ in Abb. 9.22 bilden während der Kommutierung einen induktiven Spannungsteiler, der neben der Gleichspannung u_d auch die Ventilspannung u_V beeinflusst. In Tab. 9.4 sind alle interessierenden Zustände der M3-Schaltung aufgeführt. Die Zeitverläufe zeigen Abb. 9.22 und 9.23.

Tab. 9.4 Potenziale und u_{V1} ($i_d = \text{konstant}$)

Leitend	φ_A	φ_K	u_{V1}
V_1	u_1	u_1	0
V_2	u_1	u_2	u_{12}
V_3	u_1	u_3	u_{13}
$V_1 \rightarrow V_2$	$-\frac{1}{2} u_3$	$-\frac{1}{2} u_3$	0
$V_2 \rightarrow V_3$	u_1	$-\frac{1}{2} u_1$	$1\frac{1}{2} u_1$
$V_3 \rightarrow V_1$	$-\frac{1}{2} u_2$	$-\frac{1}{2} u_2$	0

Abb. 9.22 M3C-Schaltung mit Kommutierungsspannungen



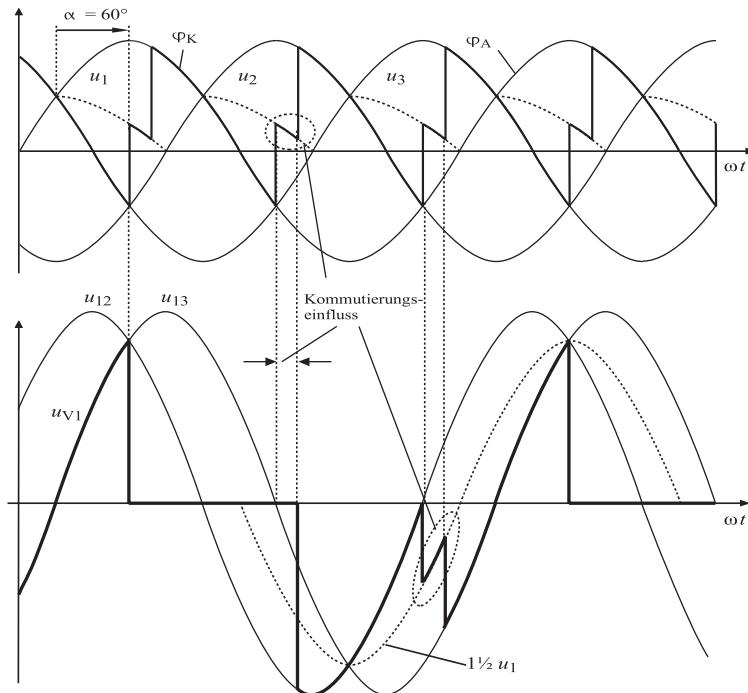


Abb. 9.23 Ventilspannung u_{V1} unter Berücksichtigung der Überlappung ($\alpha = 60^\circ$)

9.2 Die Brückenschaltung B6

Die Reihenschaltung einer M3-Kathoden- und einer M3-Anoden-Schaltung führt auf die B6-Brückenschaltung nach Abb. 9.24. In dieser Schaltung sei der Sternpunkt noch zugänglich, so dass auch weiterhin die Gleichspannung u_{d1} bzw. u_{d2} verfügbar ist.

9.2.1 Gleichspannungsbildung

Aus der Maschengleichung $\sum u = 0 = -u_{d,1} + u_d - u_{d,2}$ folgt Gl. (9.17) für die Gleichspannung u_d der B6-Schaltung nach Abb. 9.24. Für u_d ist kein Sternpunkt erforderlich.

$$u_d = u_{d,1} + u_{d,2} \quad (9.17)$$

Die Schnittpunkte der Phasenspannungen beider M3-Schaltungen sind um 60° gegeneinander verschoben. Die Spannung u_d arbeitet daher sechspulsig ($p=6$). Die Strom- und Spannungsbelastung der Ventile entsprechen weiterhin denen der M3-Schaltung.

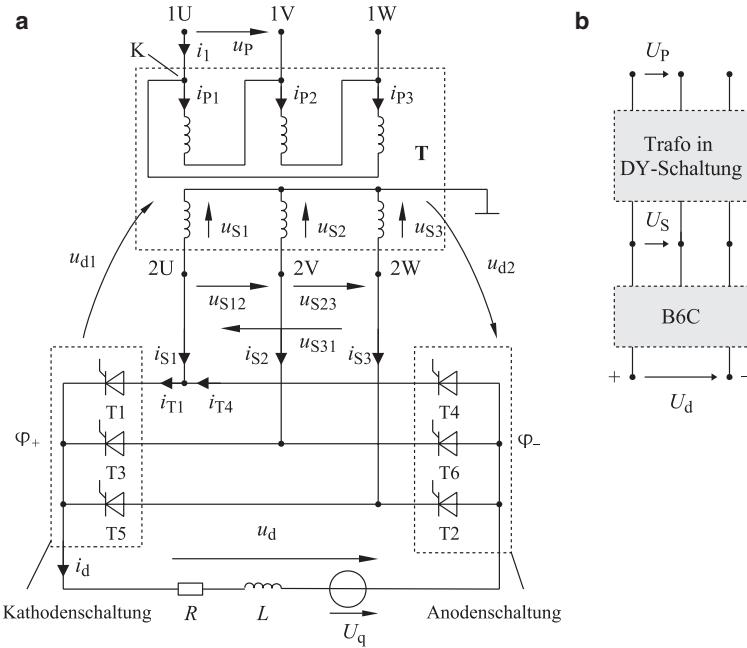


Abb. 9.24 B6-Schaltung mit Dy-Transformator und aktiver Last

9.2.2 Leitzustände der Ventile

Es sind immer zwei Ventile gleichzeitig leitend, eines in der oberen Brückenhälfte (Plusklemme, Potenzial φ_+) und eines in der unteren Brückenhälfte (Minusklemme, Potenzial φ_-). Durch die Führung der Netzspannung erfolgt bei einer ungesteuerten Schaltung bzw. bei $\alpha=0^\circ$ die Umschaltung der Ventile jeweils im Schnittpunkt der Phasenspannungen. Dadurch leitet in jeder Brückenhälfte das Ventil mit der momentan höchsten Phasenspannung. In der Darstellung nach Abb. 9.25a ist die B6-Brücke nach 9.25b durch ein Schaltermodell ersetzt. Die sechs möglichen Schaltzustände zeigt Tab. 9.5, die entsprechenden Zeitverläufe zeigt Abb. 9.26. Die Leitdauer der Ventile ist durch die jeweils wirksame verkettete Spannung bestimmt und beträgt 120° . Die Leitzustände der Ventile in der oberen und unteren Brückenhälfte überlappen sich um 60° . Der Lückeinsatz erfolgt bei der B6-Schaltung im Schnittpunkt der Phasenspannungen und daher erst bei $\alpha=60^\circ$.

Die Gleichspannungsberechnung der Kurvenform von u_d nach Abb. 9.26 erfolgt über 60° nach Abb. 9.27. Das Ergebnis der Berechnung für U_{di} bei $\alpha=0^\circ$ (ungesteuerte Schaltung) zeigt Gl. (9.18). (U_V : Effektivwert der verketteten Spannungen, auch Leiterspannungen genannt).

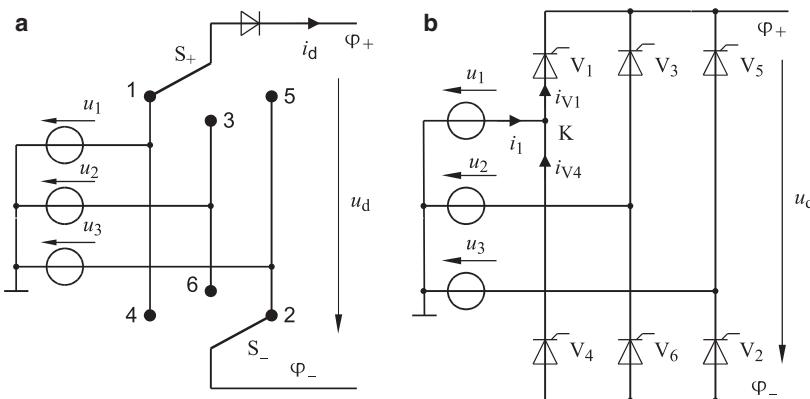


Abb. 9.25 Schaltermodell der B6-Schaltung

Tab. 9.5 Schaltzustände und Gleichspannung der B6-Schaltung

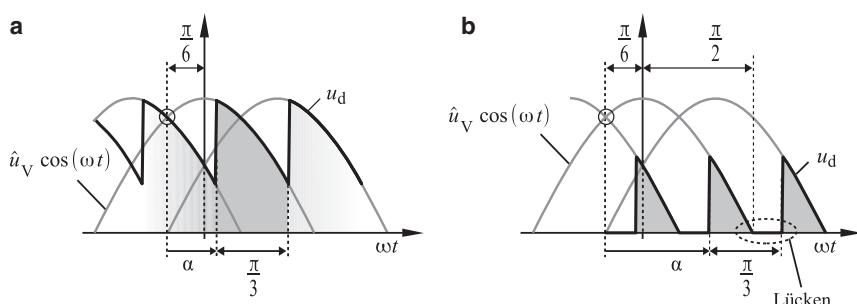
Nr.	Stellung		φ_+	φ_-	u_d
	S_+	S_-			
1	1	2	$0^\circ - 60^\circ$	u_1	u_3
2	3	2	$60^\circ - 120^\circ$	u_2	u_3
3	3	4	$120^\circ - 180^\circ$	u_2	u_1
4	5	4	$180^\circ - 240^\circ$	u_3	u_1
5	5	6	$240^\circ - 300^\circ$	u_3	u_2
6	1	6	$300^\circ - 360^\circ$	u_1	u_2

$$U_{di} = \hat{u}_V \cdot \int_{-\frac{\pi}{3}}^{+\frac{\pi}{6}} \cos(\omega t) d\omega t$$

$$U_{di} = 3 \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_V \cdot \left(\sin\left(\frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{3}\right) \right) \quad (9.18)$$

$$U_{di} = 3 \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_V \text{ mit } 3 \frac{\sqrt{2}}{\pi} = 1,35$$

9.2.3 Steuerkennlinie



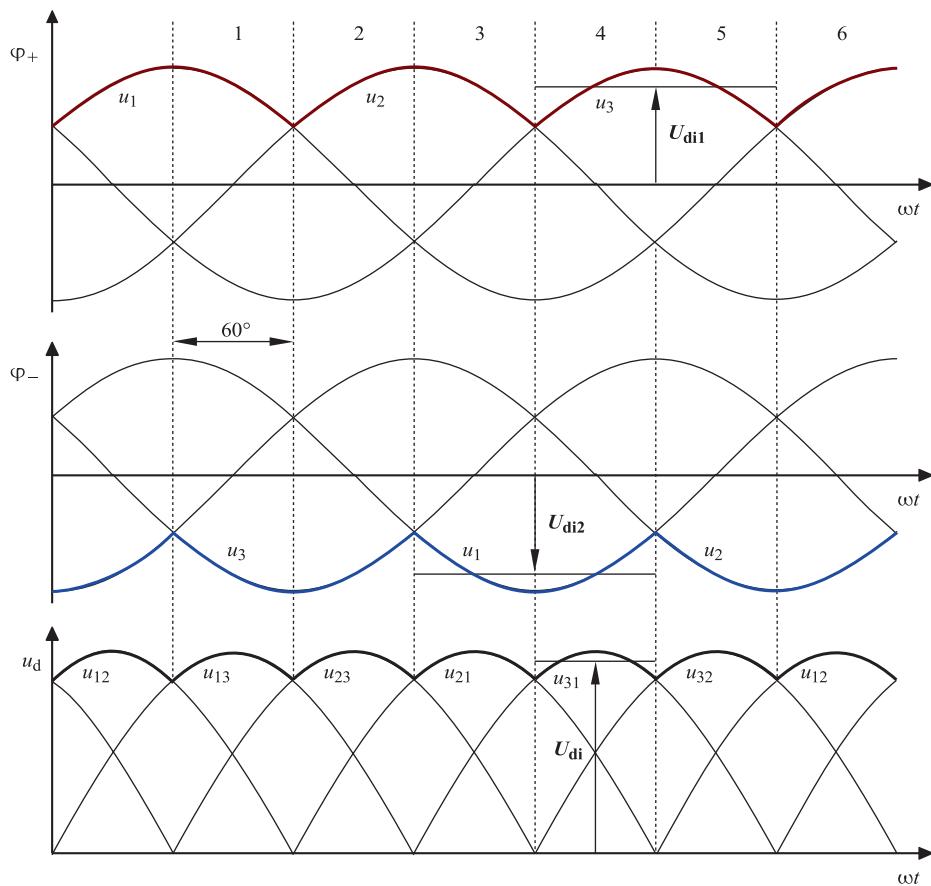


Abb. 9.26 Spannungsbildung bei der B6C-Schaltung ($\alpha=0^\circ$)

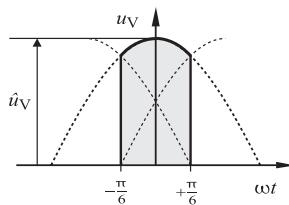


Abb. 9.27 Gleichspannungsberechnung der B6-Schaltung

Wegen des Lückbetriebes bei ohmscher Last (R-Last) ab $\alpha = 60^\circ$ (α_{LG} , Lückgrenze) erfolgt die Berechnung von $U_{di\alpha}$ Abschnittweise (Abb. 9.28).

a) Nicht lückender Betrieb $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}(R - \text{Last})$

$$U_{di\alpha} = \frac{\hat{u}_V}{\frac{\pi}{3}} \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\alpha+\frac{\pi}{3}} \cos(\omega t) d\omega t = U_{di} \cos \alpha \quad (9.19)$$

b) Lückender Betrieb $\frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}(R - \text{Last})$

$$U_{di\alpha} = \frac{\hat{u}_V}{\frac{\pi}{3}} \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}} \cos(\omega t) d\omega t = U_{di}(1 + \cos(60^\circ + \alpha))$$

9.2.4 Stromrichtereingangsstrom

Der Stromrichtereingangsstrom setzt sich je Phase aus zwei Ventilströmen zusammen. Zur Ermittlung von i_1 in Abb. 9.29 dient die Knotengleichung (9.20). (K: siehe Abb. 9.25b).

$$\text{K: } \sum i = 0 = -i_1 + i_{V1} - i_{V4} \text{ folgt: } i_1 = i_{V1} - i_{V4} \quad (9.20)$$

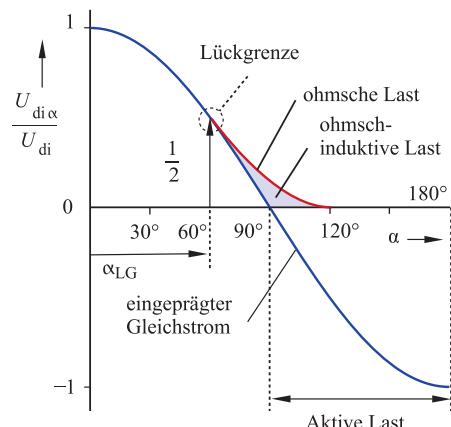
9.2.5 Netzstrom

Für den idealen Transformator in Dy-Schaltung mit aktiver Last (Abb. 9.24) ergeben sich für den Netzstrom i_1 und die Primärströme für $N_S = N_P$ die in Abb. 9.30 dargestellten Verläufe.

Abb. 9.28 Steuerkennlinien der B6C-Schaltung für unterschiedliche Lastarten.

Steuerbereich

- bei R-Last: 120° .
- bei eingeprägtem Strom: 180° (aktive Last, Schonzeit vernachlässigt)



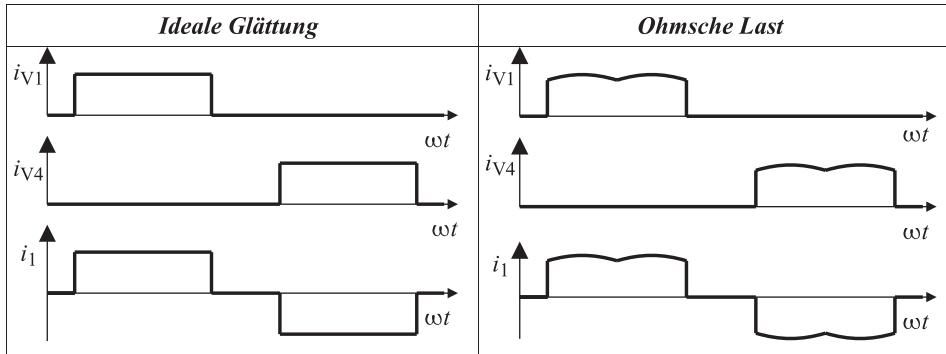
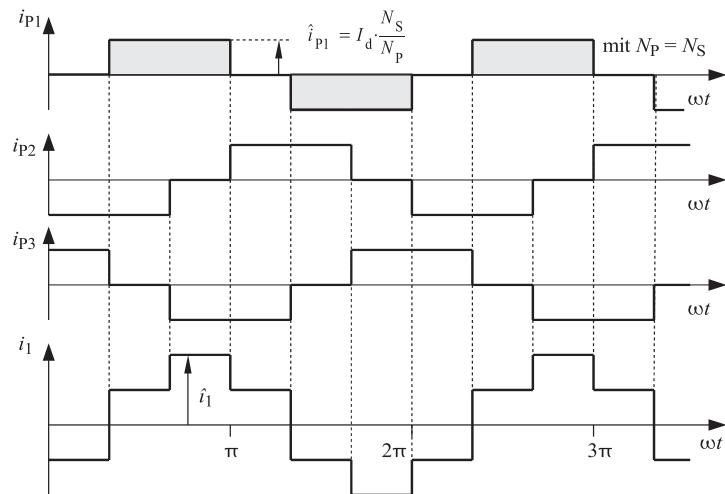


Abb. 9.29 Eingangsstrom der B6-Schaltung bei idealer Glättung und ohmscher Last

Abb. 9.30 Zur Bildung des Netzstromes i_1 (ideale Glättung)

Ein Vergleich mit den entsprechenden Größen der M3-Schaltung nach Abb. 9.14 zeigt deutlich den Vorteil der höherpulsigen B6-Schaltung. In allen Wicklungen fließen reine Wechselströme und die Netzstromkurvenform ist symmetrisch. Für den Netzstrom i_1 kann der Effektivwert mit Gl. 9.21 angegeben werden (Effektivwertberechnung über $\pi/2$).

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\frac{\pi}{2}} \left(\left(\frac{\hat{i}_1}{2} \right)^2 \right) \frac{\pi}{3} + \hat{i}_1^2 \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{3} \right)} = \frac{\hat{i}_1}{\sqrt{2}} \quad (9.21)$$

Den Zusammenhang zwischen I_1 und dem Gleichstrom I_d gibt Gl. (9.22) für ($N_p = N_s$) an.

$$\text{Mit } N_s = N_p \text{ folgt: } \hat{i}_1 = 2 I_d \text{ und damit: } I_1 = 2 \frac{I_d}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} I_d \quad (9.22)$$

- Im Netzstrom sowie im Primär- und Sekundärstrom des Transformators nach Abb. 9.30 sind nur ungeradzahlige Oberschwingungen mit nicht durch 3 teilbaren Ordnungszahlen enthalten. Weitere Kennwerte der Kurvenform sind in Kap. 12, Gl. (12.4) angegeben.

9.2.6 Bauleistung des Transformators

Für die in Abb. 9.30 dargestellten Primärströme lässt sich die Leistung des Transfomators angeben. Da $N_s = N_p$ angenommen wurde, entspricht der Verlauf des Sekundärstromes i_s dem des Primärstromes i_p (Durchflutungs-Gleichgewicht). Für die Effektivwerte I_s und I_p kann daher durch Gl. 9.23 allgemein der Zusammenhang mit dem Gleichstrom I_d angegeben werden.

$$I_s = I_p = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 0,816 I_d \quad (9.23)$$

Für die primär- und sekundärseitigen Leiterspannungen U_s und U_p (vgl. Abb. 9.24) lässt sich mit Gl. 9.2 für die Dy-Schaltung ($N_s = N_p$) folgender Zusammenhang mit U_d angeben:

$$U_s = \sqrt{3} U_p = U_d \frac{\pi}{3\sqrt{2}} = \frac{U_d}{1,35}$$

Die Bauleistung des Transfomators S_T folgt nach Gl. 9.24 aus dem Mittelwert von primär- und sekundärseitiger Scheinleistung (S_p und S_s).

$$S_T = \frac{S_p + S_s}{2} \text{ mit } S_p = 3 U_p I_p = S_s = \sqrt{3} U_s I_s \quad (9.24)$$

Eingesetzt:

$$S_T = \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\sqrt{3} U_p I_p + U_s I_s \right) = \sqrt{3} U_d \frac{\pi}{3\sqrt{2}} \cdot I_d \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = \frac{\pi}{3} P_d = 1,05 P_d \quad (9.25)$$

- Die B6-Schaltung bietet die günstigste Transfomatorbaugröße und wird daher besonders für größere Leistungen eingesetzt.

9.3 Zündimpulse

Die Zündreihenfolge entspricht der natürlichen Ventilablösung der B6-Brückenschaltung entsprechend Abb. 9.25. Da für einen geschlossenen Stromkreis immer zwei Ventile gleichzeitig gezündet werden müssen, wird jeweils ein zusätzlicher Zündimpuls (Folgeimpuls) für den 2. Thyristor erzeugt. An einem Thyristor entsteht daher eine Zündimpulsfolge nach Abb. 9.31.

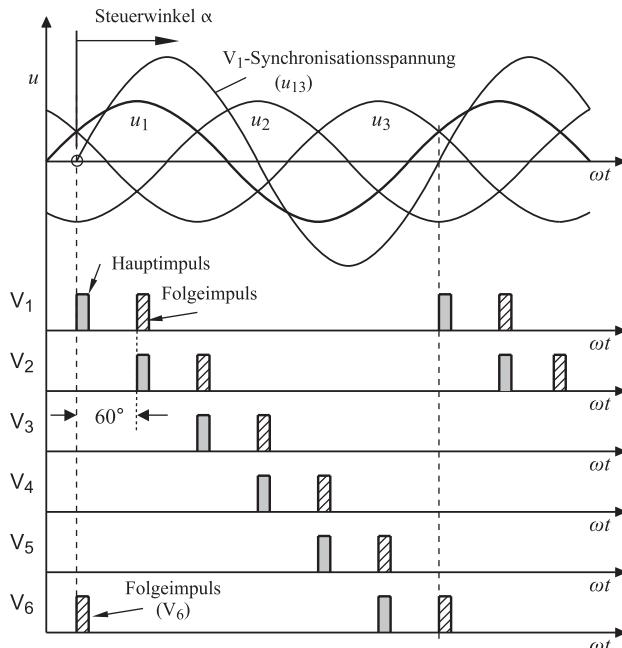
Der erste Impuls eines Thyristors heißt *Hauptimpuls*, der zweite, 60° spätere Impuls, heißt *Folgeimpuls*. Der Hauptimpuls ist um den Steuerwinkel α gegenüber dem Schnittpunkt der Phasenspannungen verschoben. Erst durch den Folgeimpuls kann die Schaltung in Betrieb gehen und auch im Lückbetrieb sicher arbeiten. Abb. 9.32 zeigt das vollständige Zündimpulsschema einer B6C-Brückenschaltung (Bezugsventil V_1).

Die Synchronisation des Steuerwinkels α erfolgt mit der Netzspannung. In der Praxis auftretende Kurzzeit-Unterbrechungen oder Spannungsoberschwingungen dürfen die Synchronisation nicht stören. Die Filterung der Netzspannung erfolgt daher mit einer digitalen PLL-Schaltung entsprechend Abb. 9.33. Diese Schaltung synchronisiert sich auf die Grundschwingung der Netzspannung. Auf Grund der geringen Eigenfrequenz

Abb. 9.31 Impulsfolge eines Thyristors



Abb. 9.32 Impulsschema der B6C-Brückenschaltung ($\alpha = 0^\circ$)



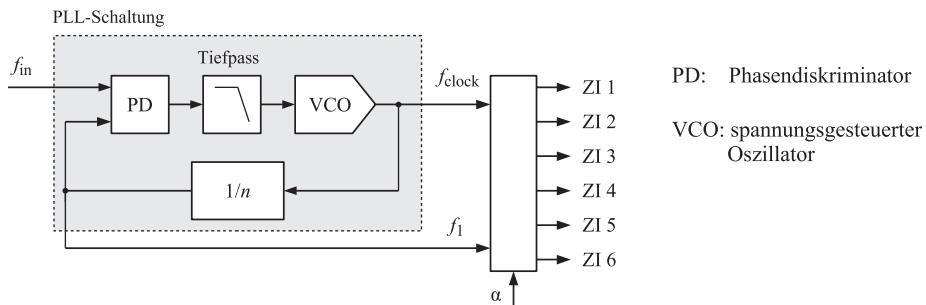


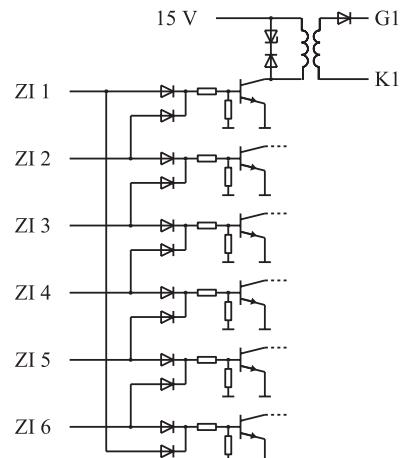
Abb. 9.33 Impulserzeugung und Synchronisation mit der Netzspannung durch eine PLL-Schaltung

des PLL werden die genannten Störungen der Netzspannung unterdrückt. Wählt man als Referenzspannung u_{Ref} die Leiterspannung u_{13} , so ist der Zündimpuls ZI 1 dem Ventil 1 zugeordnet. Wird der Teilerfaktor n zu 360 eingestellt, so hat die Zählfrequenz f_{clock} die 360-fache Frequenz der Netzspannung f_1 , und die nachgeschaltete digitale Zählschaltung arbeitet mit einer Winkelauflösung von 1° .

Die Zündimpulse ZI 1–6 haben stationär einen Abstand von jeweils 60° . Die Zündimpulse werden z. B. über eine Diodenschaltung in Abb. 9.34 zu den Gateimpulsen mit Haupt- und Folgeimpulsen für die einzelnen Thyristoren zusammengefasst. Ein Schalttransistor steuert anschließend über einen Impulsübertrager den Thyristor an (weitere Einzelheiten zur Thyristor-Ansteuerung in Abschn. 5.3.3).

Abb. 9.34 Zündverstärker für eine B6C-Schaltung mit Bildung der Folgeimpulse über eine Diodenverknüpfung.

Für Thyristor 1 (ZI 1, G1, K1) ist der Zündübertrager mit Freilaufkreis dargestellt. Die Ansteuerung der Thyristoren 2–6 erfolgt analog zu Thyristor 1 (G1–K1)



9.3.1 Gleichspannungsbildung

Die Gleichspannung u_d folgt aus der Potenzialdifferenz zwischen oberer und unterer Brückenhälfte, d. h. $u_d = \varphi_+ - \varphi_-$. Abb. 9.35 zeigt diese Potenziale und die resultierende Gleichspannung für die Lückegrenze bei $\alpha = 60^\circ$. Abb. 9.36 zeigt als weiteres Beispiel die Gleichspannung im Lückbetrieb bei ohmscher Last und $\alpha = 90^\circ$.

Eine Simulation der idealisierten B6C-Schaltung nach Abb. 9.25b mit unterschiedlichen Steuerwinkeln α zeigt in Abb. 9.37 die Kurvenverläufe der Gleichspannung u_d und einer Ventilspannung u_{V1} . Aufgrund der Idealisierungen bleibt die Strom-Kurvenform ohne Einfluss auf die Spannungsverläufe. Für den lückefreien Betrieb oberhalb $\alpha = 60^\circ$

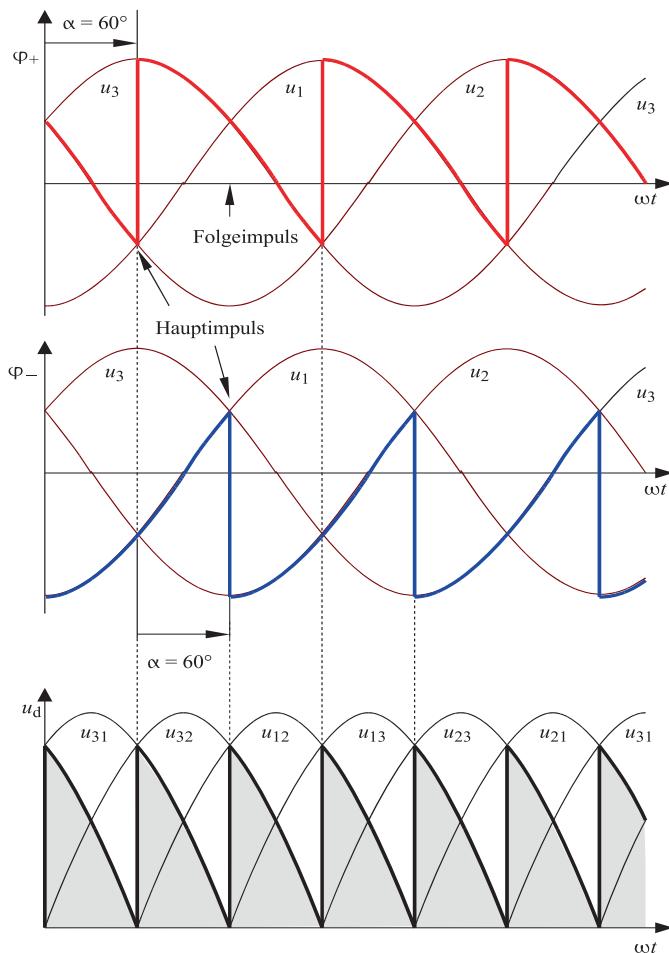


Abb. 9.35 Gleichspannungsbildung der gesteuerten B6-Schaltung ($\alpha = 60^\circ$)

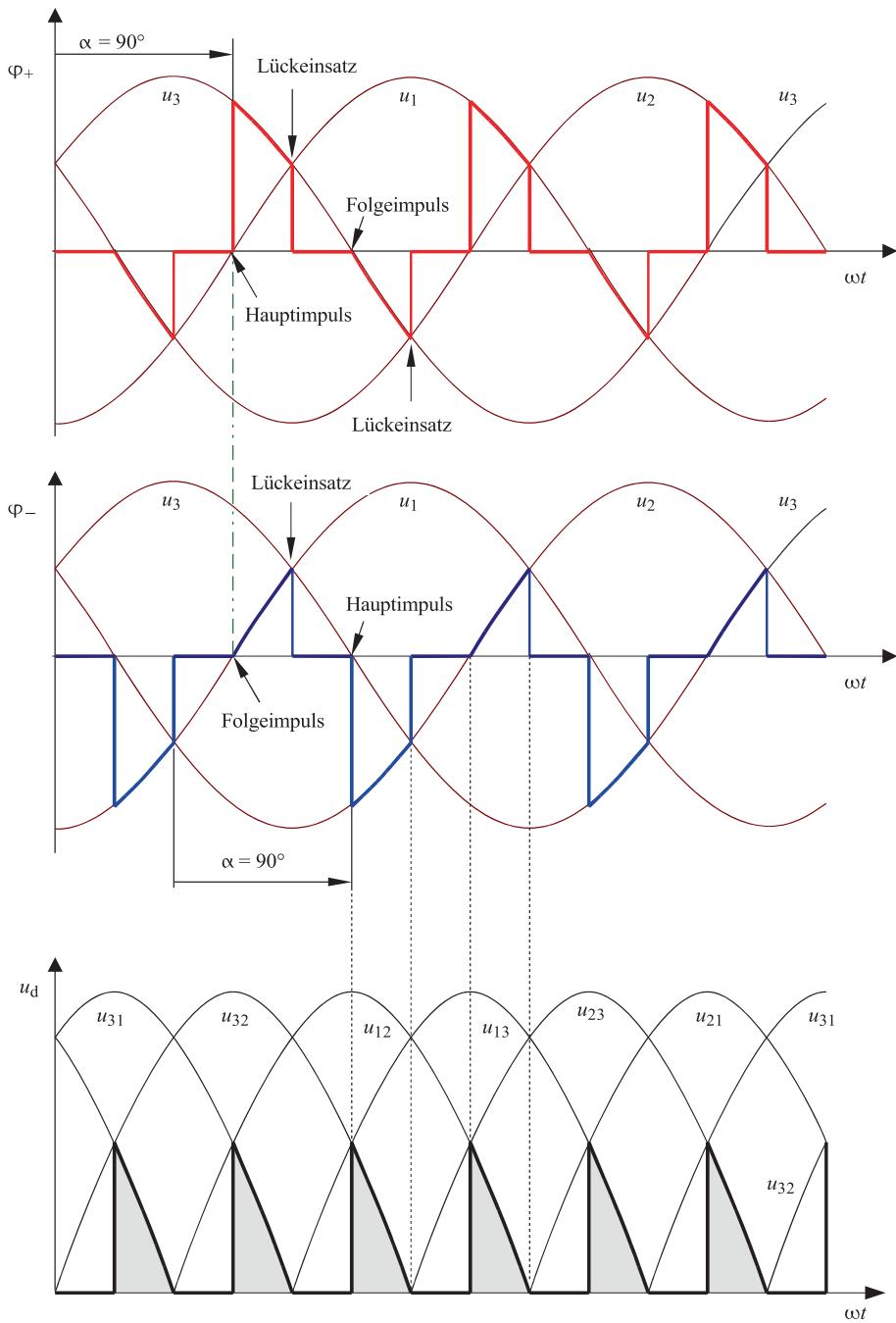


Abb. 9.36 Gleichspannungsbildung im Lückbetrieb mit ohmscher Last ($\alpha = 90^\circ$)

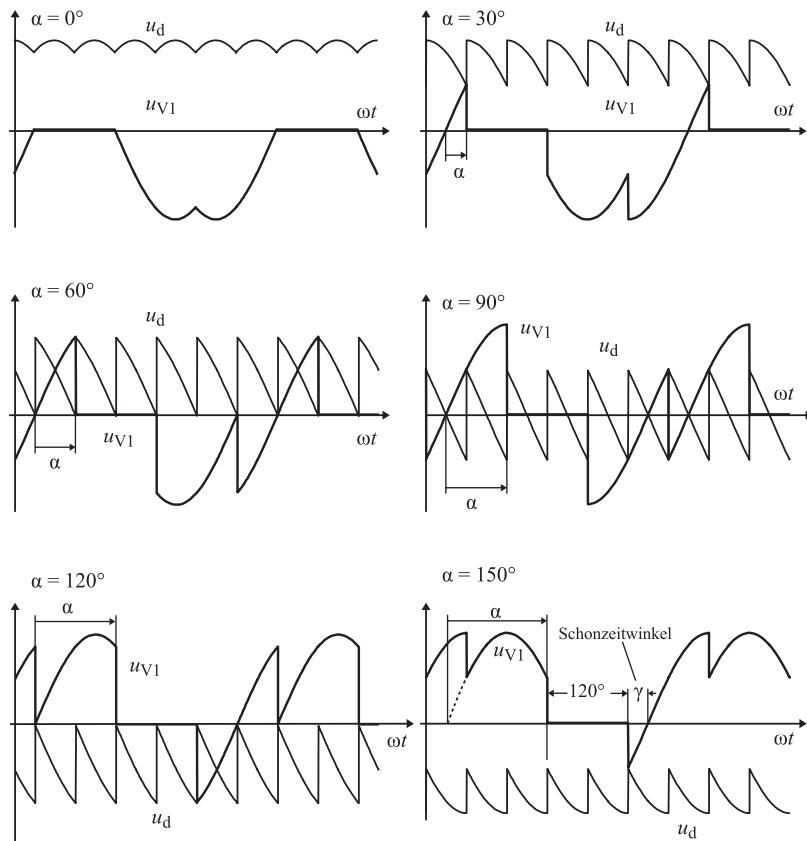


Abb. 9.37 Gleich- und Ventilspannung bei unterschiedlichen Steuerwinkeln α ($I_d = \text{konstant}$)

ist der Gleichstrom eingeprägt (aktive Last, z. B. Gleichstrom-Motor im generatorischen Betrieb). Der Wechselrichterbetrieb ist durch eine Begrenzung des Steuerwinkels auf 150° (Wechselrichter-Kippgrenze) eingeschränkt.

9.3.2 Einfluss der Kommutierungen

Wie bereits bei der M2- und M3-Schaltung dargelegt, beeinflussen die wechselspannungsseitigen Induktivitäten, die pro Strang mit L_o zusammengefasst werden, sowohl die Gleichspannung als auch die Ventilspannung. Bei der B6-Schaltung arbeiten die beiden Kommutierungsgruppen um 60° versetzt, so dass alle 60° eine Kommutierung erfolgt. Den Einfluss der Kommutierungen auf die Gleichspannung u_d bei ideal geglättetem Gleichstrom i_d zeigt Abb. 9.39. Den Einfluss auf die Ventilspannung zeigt Abb. 9.40. Tab. 9.6 gibt die möglichen Schaltzustände, Potenziale und Spannungen der B6C-Schaltung nach Abb. 9.38 an.

Abb. 9.38 B6C-Schaltung mit wechselspannungsseitigen Induktivitäten. Die Induktivitäten sind je Strang zu L_σ zusammengefasst. Die folgenden Betrachtungen setzen eine Überlappung α kleiner 60° voraus (Kommutierungen als einphasiger Kurzschluss)

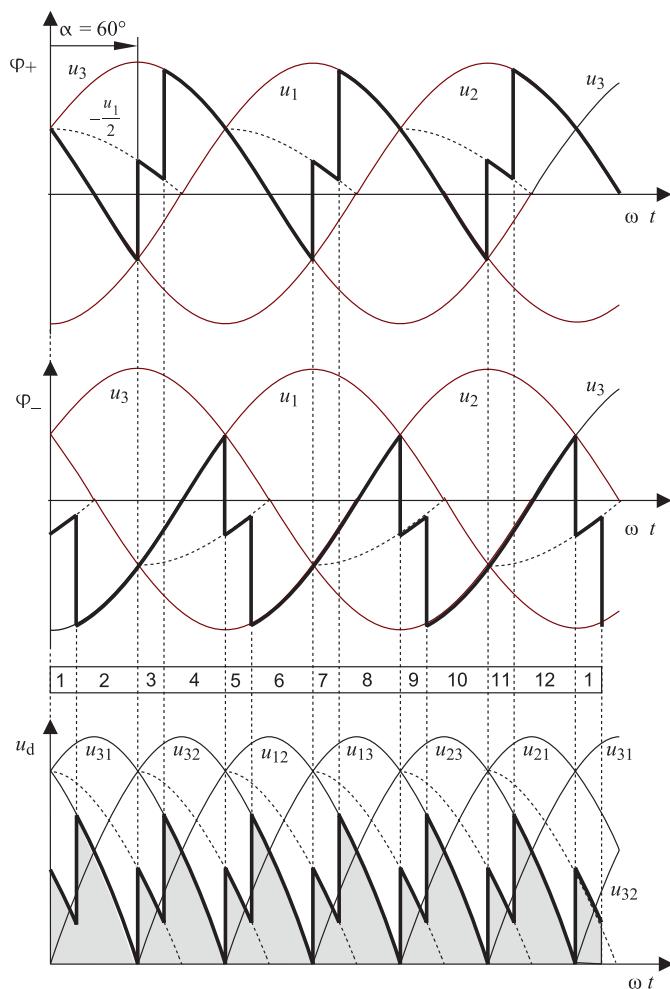
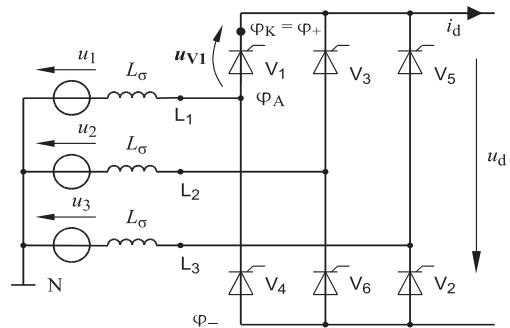


Abb. 9.39 Gleichspannung mit Kommutierungseinfluss ($\alpha=60^\circ$)

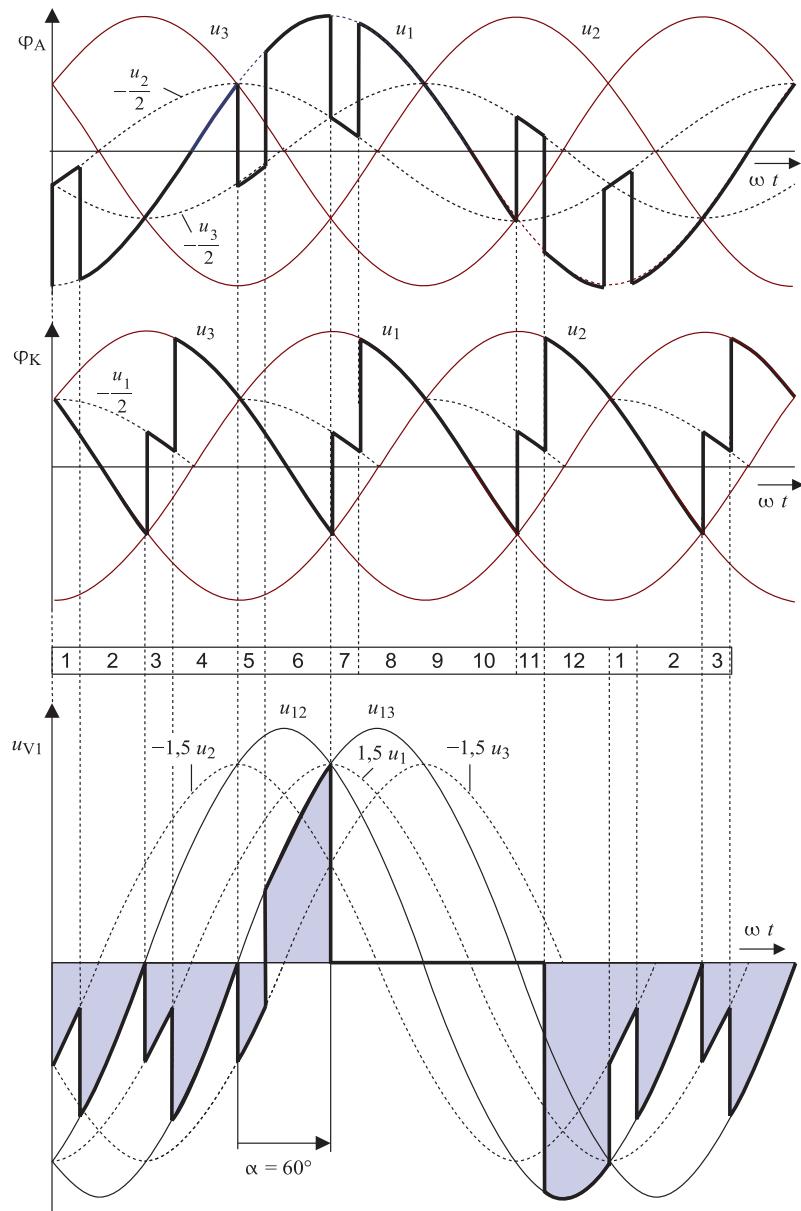


Abb. 9.40 Potenziale und Ventilspannung der B6-Schaltung für $I_d = \text{konstant}$, $R = 0$ und $\alpha = 60^\circ$

Tab. 9.6 Potenziale und Spannungen der B6C-Schaltung mit Kommutierungseinfluss für $\alpha < 60^\circ$

	Leitend		φ_A	φ_K φ_+	φ_-	u_{V1}	u_d
	+	-					
1	V_3	$V_2 \rightarrow V_4$	$-\frac{1}{2} u_2$	u_2	$-\frac{1}{2} u_2$	$-1\frac{1}{2} u_2$	$1\frac{1}{2} u_2$
2	V_3	V_4	u_1	u_2	u_1	u_{12}	u_{21}
3	$V_3 \rightarrow V_5$	V_4	u_1	$-\frac{1}{2} u_1$	u_1	$1\frac{1}{2} u_1$	$-1\frac{1}{2} u_1$
4	V_5	V_4	u_1	u_3	u_1	u_{13}	u_{31}
5	V_5	$V_4 \rightarrow V_6$	$-\frac{1}{2} u_3$	u_3	$-\frac{1}{2} u_3$	$-1\frac{1}{2} u_3$	$1\frac{1}{2} u_3$
6	V_5	V_6	u_1	u_3	u_2	u_{13}	u_{32}
7	$V_5 \rightarrow V_1$	V_6	$-\frac{1}{2} u_2$	$-\frac{1}{2} u_2$	u_2	0	$-1\frac{1}{2} u_2$
8	V_1	V_6	u_1	u_1	u_2	0	u_{12}
9	V_1	$V_6 \rightarrow V_2$	u_1	u_1	$-\frac{1}{2} u_1$	0	$1\frac{1}{2} u_1$
10	V_1	V_2	u_1	u_1	u_3	0	u_{13}
11	$V_1 \rightarrow V_3$	V_2	$-\frac{1}{2} u_3$	$-\frac{1}{2} u_3$	u_3	0	$-1\frac{1}{2} u_3$
12	V_3	V_2	u_1	u_2	u_3	u_{12}	u_{23}

Eine Simulation der B6C-Schaltung nach Abb. 9.38 mit unterschiedlichen Steuerwinkeln α zeigt in Abb. 9.41 die Kurvenverläufe der Gleichspannung u_d und einer Ventilspannung u_V . Der Gleichstrom ist ideal geglättet. Den Verlauf der Gleichspannung bei nicht idealer Stromglättung zeigt Abb. 9.42 für $\alpha = 60^\circ$.

9.3.3 Auswirkungen nicht idealer Glättung auf die Gleichspannung

In theoretischen Betrachtungen wird oft von einer idealen Stromglättung ausgegangen, wodurch sich die Wirkungsweise der Stromrichterschaltung anschaulich beschreiben lässt. Netzseitige Induktivitäten wirken sich in diesem Fall nur bei den Kommutierungsvorgängen aus. Da in der Praxis jedoch von einem welligen Gleichstrom – und damit von einem welligen Netzstrom – auszugehen ist, wirkt sich die in den netzseitigen Induktivitäten induzierte Spannung, hier als $u_{L\sigma}$ bezeichnet, auch zwischen den Kommutierungsvorgängen auf den Gleichspannungsverlauf aus. Nachfolgende Simulation soll beispielhaft diese Problematik mit unterschiedlichen Stromwelligkeiten (realer und idealer Verlauf) veranschaulichen:

Abb. 9.43 zeigt als Ersatzschaltbild den Stromkreis für $i_1 = i_d$ mit den beteiligten Induktivitäten für den Fall, dass V_1 und V_2 leitend sind. Durch den welligen Gleichstrom i_d kommt es an den netzseitigen Induktivitäten (L_σ) zu Spannungsabfällen, die sich in diesem Fall zu der sinusförmigen Netzspannungen (u_{13}) überlagern.

$$u_d = u_{13} - 2u_{L\sigma}$$

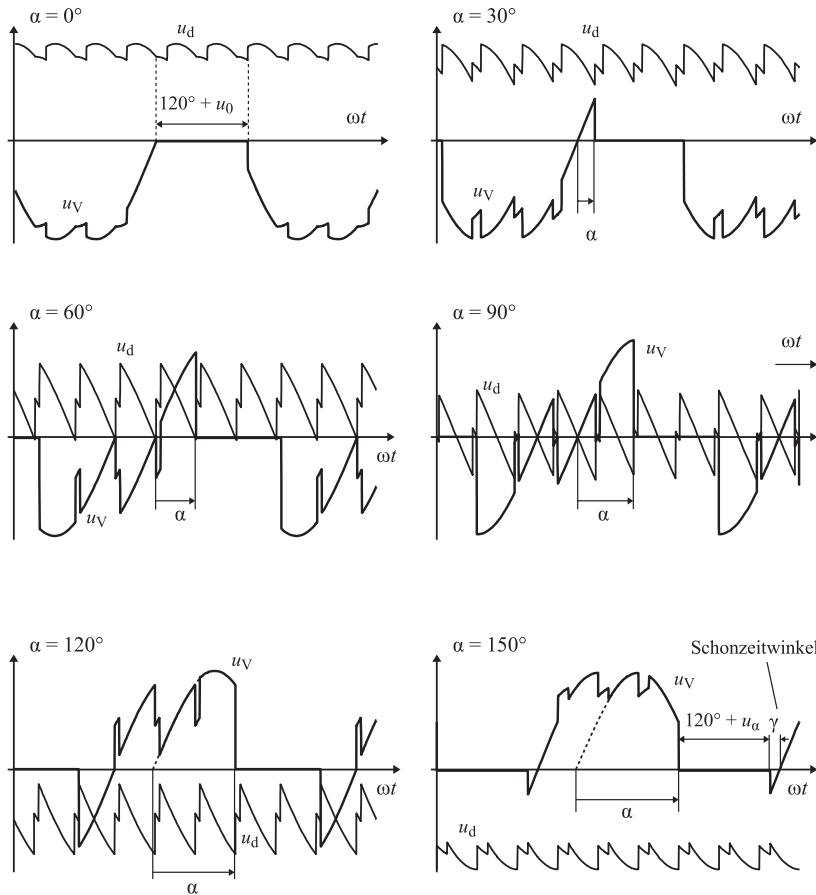


Abb. 9.41 Gleich- und Ventilspannung bei unterschiedlichen Steuerwinkeln α ($I_d = \text{konstant}$)

Dadurch weicht die reale Gleichspannung u_d von dem idealen Verlauf (u_{d3}) in Abb. 9.42 deutlich ab. Dieser Einfluss wächst mit zunehmender Netzinduktivität (L_o), ist also abhängig von der Kurzschlussspannung des vorgeschalteten Transformators.

9.4 12-pulsige Schaltungen

Werden zwei B6-Brückenschaltungen mit einer gegenseitigen Phasenverschiebung von 30° betrieben, so lässt sich die effektive Pulzahl p der Gleichspannung u_d auf 12 verdoppeln. Zu diesem Zweck ist der Transformator T in Abb. 9.46 mit zwei unterschiedlicher Schaltgruppen bestückt, z. B. Yy6 und Dy5. Es stellt sich zwischen den entsprechenden Leiterspannungen auf der Sekundärseite eine Phasenverschiebung von z. B. $5 \cdot 30^\circ = 150^\circ$ (Dy5) ein (Abb. 9.44).

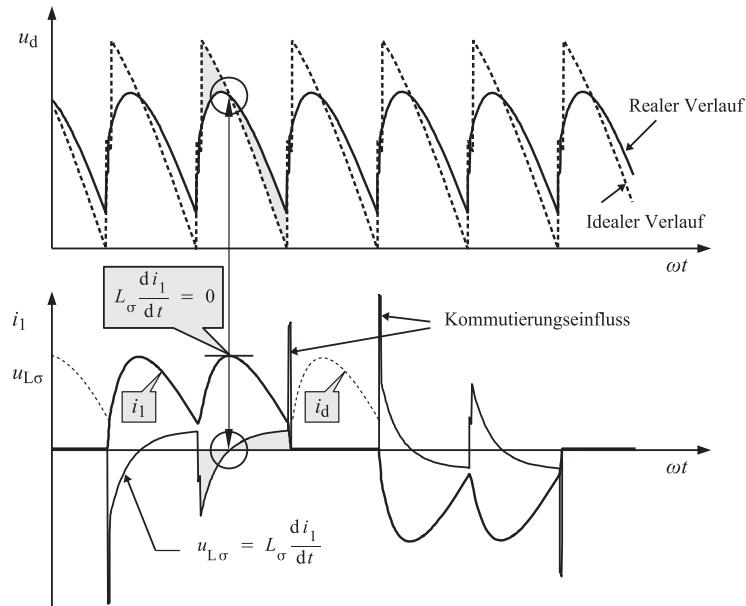


Abb. 9.42 Einfluss eines welligen Gleichstromes auf die Gleichspannung u_d

Abb. 9.43 Ersatzanordnung für u_d , wenn V_1 und V_2 leiten

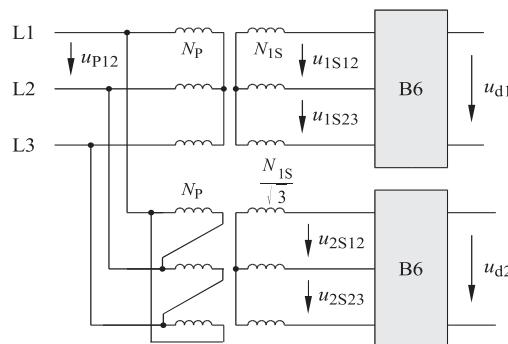
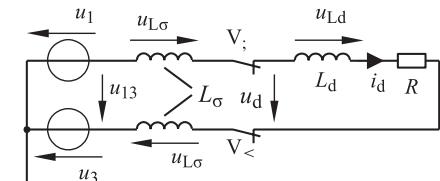
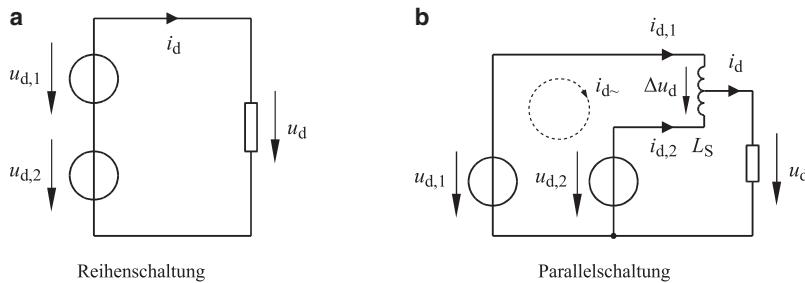


Abb. 9.44 Stromrichter-Transformator für eine 12-pulsige Schaltung.

Die Windungszahlen auf der Sekundärseite müssen so gewählt werden, dass die Beträge der verketteten Spannungen gleich sind. Dann sind auch die Mittelwerte der Gleichspannungen U_{d1} und U_{d2} gleich

**Abb. 9.45** Stromrichter Reihen- und Parallelschaltung

Die sekundären Spannungssysteme sind potenzialfrei, so dass die einzelnen B6-Brückenschaltungen sowohl in Reihe als auch parallel betrieben werden können.

Bei einer Parallelschaltung entstehen durch die unterschiedlichen Momentanwerte der 6-pulsigen Gleichspannungen \$u_{d1}\$ und \$u_{d2}\$ Spannungsdifferenzen (Gl. 9.26), die wiederum zu Ausgleichsströmen über die Transformatorwicklungen führen. Zur Unterdrückung dieser Ausgleichsströme ist eine Entkopplungsinduktivität \$L_S\$ (auch Saugdrossel genannt) entsprechend Abb. 9.45b und 9.48 erforderlich. Das Bezugspotenzial für die Gleichspannung \$u_d\$ kann bei der Reihenschaltung symmetrisch, d. h. bei halber Spannung festgelegt werden, wodurch sich die Isolationsbeanspruchung reduziert. Die Gleichspannung \$u_d\$ hat bei der Reihen- und Parallelschaltung eine 12-pulsige Welligkeit.

$$\Delta u_d = u_{d1} - u_{d2} \text{ mit } \bar{u}_d = 0 \quad (9.26)$$

9.4.1 Stromrichter-Reihenschaltung

(Siehe Abb. 9.46 und Abb. 9.47)

9.4.2 Stromrichter-Parallelschaltung

Die Induktivität der Saugdrossel \$L_S\$ begrenzt den Differenzstrom \$i_{d\sim}\$. Für den Gleichstrom \$i_d\$ ist eine Mittelanzapfung vorgesehen, wodurch für den magnetischen Kreis der Saugdrossel eine Wechselstrombelastung vorliegt. Da sich die gegensinnigen Gleichanteile im magnetischen Kreis aufheben, hat die Saugdrossel eine günstige Baugröße.

Der Vorteil 12-pulsiger Schaltungen liegt in der günstigen Netzstromkurvenform und in der geringen Welligkeit der Gleichspannung. Auf zusätzliche Glättungsmittel kann häufig verzichtet werden. Der in Abb. 9.50 dargestellte Verlauf des Phasenstromes \$i_{p1}\$ ermittelt sich mit Gl. (9.27). Die Ströme sind in Abb. 9.48, Abb. 9.49 und Abb. 9.50 definiert.

$$i_{p1} = i_{1p1} + i_{2p1} \quad (9.27)$$

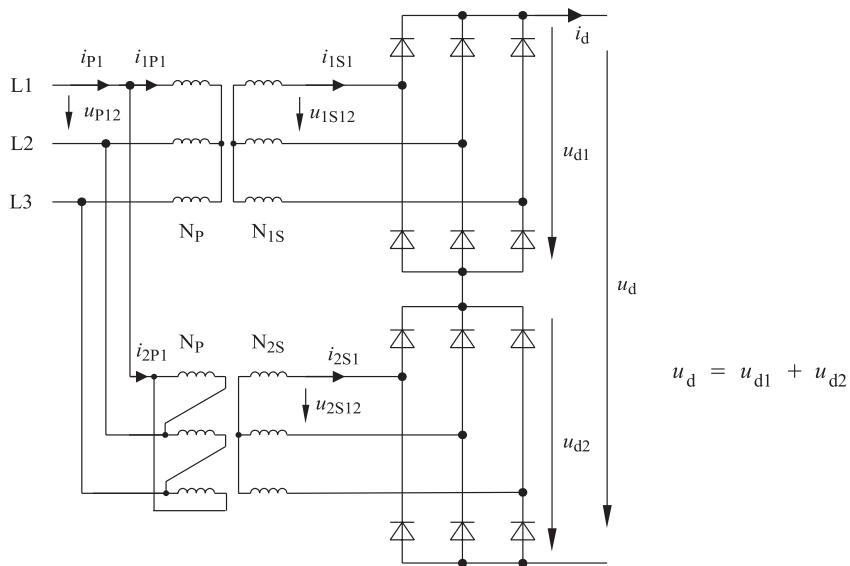


Abb. 9.46 12-Puls-Schaltung (B6) 2S $u_d = u_{d1} - u_{d2}$

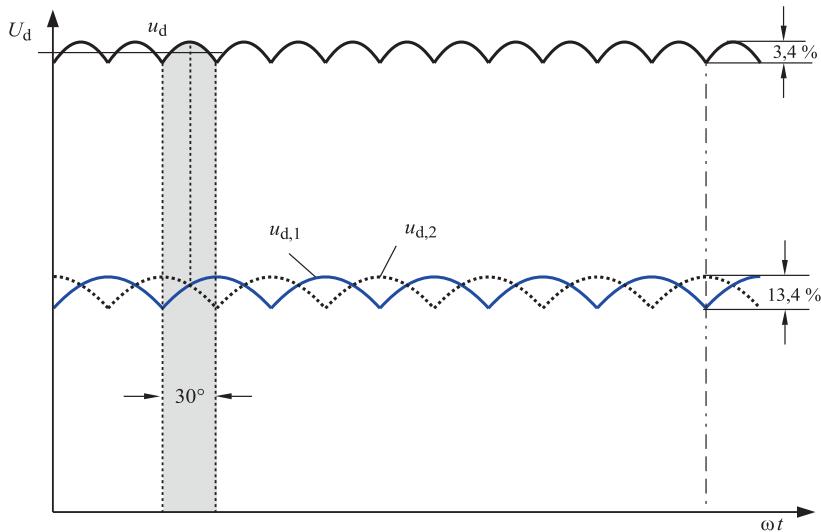
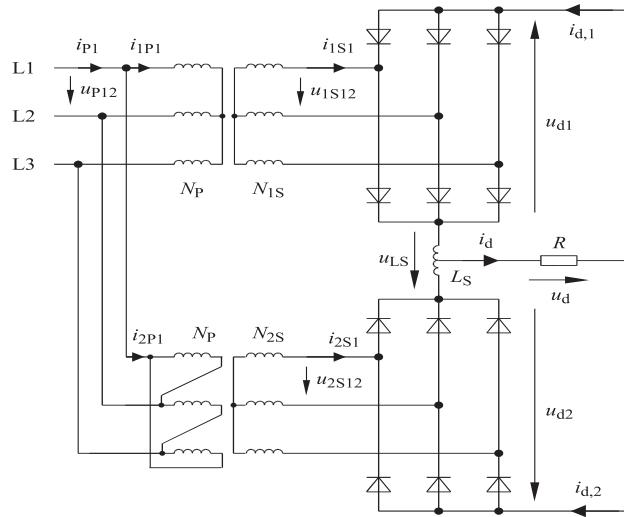


Abb. 9.47 Reihenschaltung, 12-pulsige Spannungsbildung. Die Addition von zwei 6-pulsigen, um 30° versetzten Spannungen (u_{d1} und u_{d2}) liefert eine 12-pulsige Gleichspannung (u_d)



$$i_d = i_{d1} + i_{d2}$$

$$\Delta u_d = u_{d1} - u_{d2}$$

$$u_d = u_{d1} - \frac{\Delta u_d}{2}$$

Abb. 9.48 12-Puls Saugdrossel-Schaltung (B6) 2P

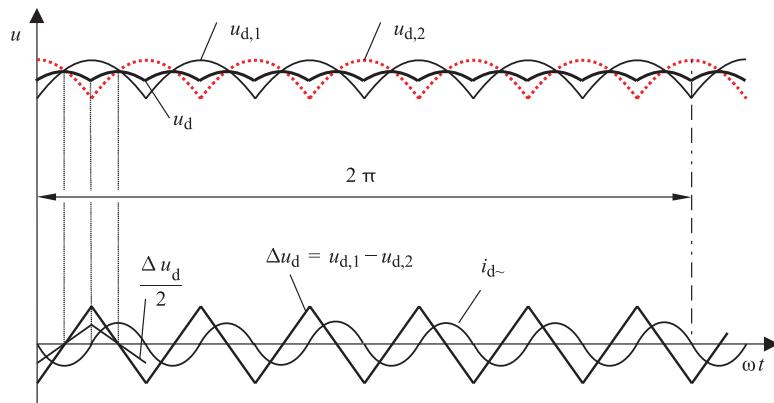
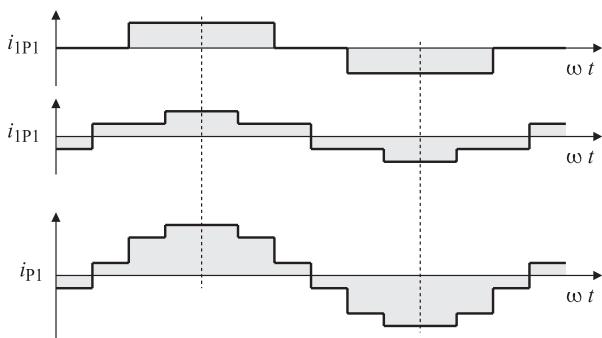


Abb. 9.49 Parallelschaltung, 12-pulsige Gleichspannung, Drosselspannung und -strom

Die Qualität des Netzstromes ist durch die vergrößerte Pulzahl deutlich verbessert, sodass sich der Filteraufwand reduzieren lässt (die Ordnungszahl der 1. Stromober schwingung ist $p-1=11$). Ferner ist die Ansprechzeit des Stromrichters mit zunehmender Pulzahl reduziert, wodurch sich eine bessere Regeldynamik

Abb. 9.50 Ermittlung des Netzstromverlaufs i_{PI} .
12-pulsiger Stromrichter in Reihen- oder Parallelschaltung



erzielen lässt. Ein typisches Anwendungsbeispiel für 12-pulsige Stromrichter sind die Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragungen (CSI-HGÜ) und Kurzkupplungen (Abschn. 9.5).

9.4.3 Höherpulsige Schaltungen

Mit zusätzlichen Transformatorwicklungen lässt sich die Pulzahl noch weiter anheben. Bei z. B. 3 sekundären Drehstromwicklungen, die jeweils um 20° versetzte Drehspannungssysteme liefern, erhält man eine 18-pulsige Gleichspannung, bei 4 Sekundärwicklungen, die jeweils um 15° versetzt arbeiten (siehe Abb. 9.51), erreicht man eine 24-pulsige Gleichspannung.

Die erforderliche Drehung der Leiterspannungen um den Schwenkwinkel (hier 30° für die 12-pulsige Schaltung bzw. 15° für die 24-pulsige Schaltung) erfolgt im Allgemeinen durch Kombination von jeweils zwei oder drei Phasenspannungen über die

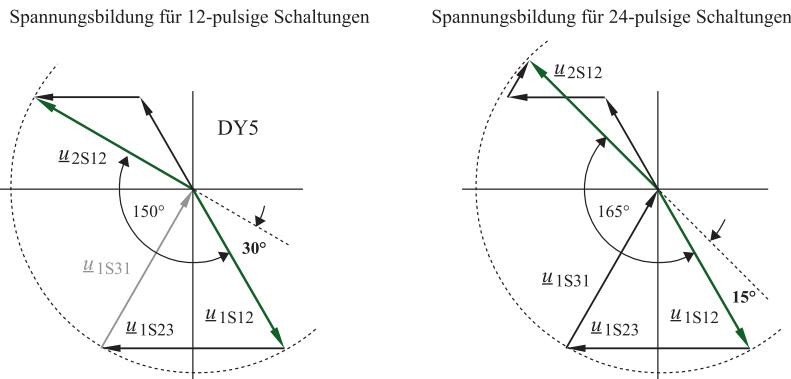


Abb. 9.51 Drehung eines Drehspannungssystems durch Kombination der sinusförmigen Phasenspannungen am Beispiel von u_{12}

Transformatorwicklungen entsprechend Abb. 9.51. Die Beträge der resultierenden Spannungen müssen einander entsprechen. Die Bezeichnungen beziehen sich auf Abb. 9.44.

9.5 Hochspannungs-Gleichstrom Übertragungstechnik

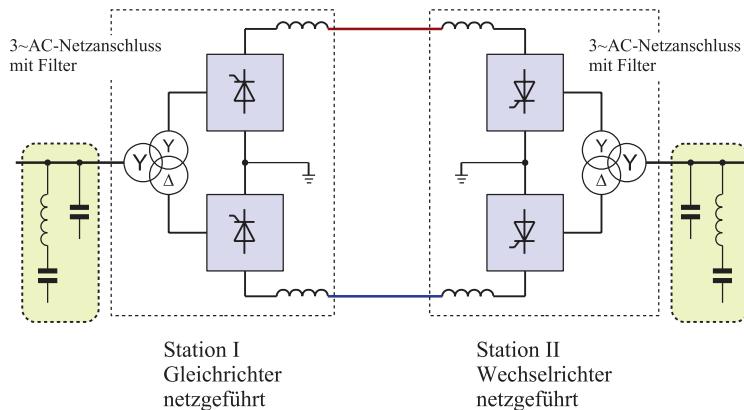
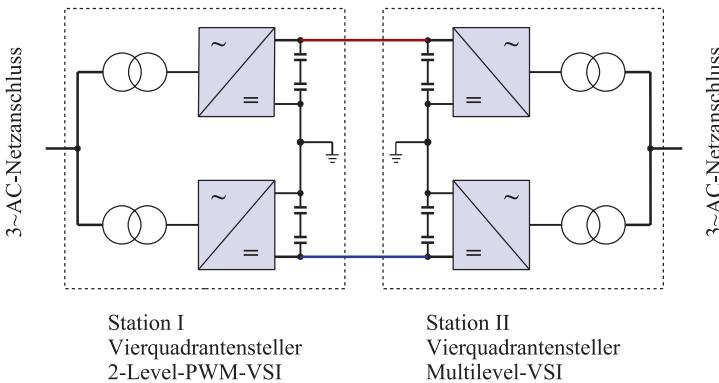
Die ohmschen Verluste einer Übertragungsleitung verhalten sich proportional zum Quadrat des Übertragungsstromes. Zur Reduktion der ohmschen Verluste wird die Übertragungsspannung deshalb so hoch wie möglich gewählt. Mit der Höhe der Spannung wachsen aber die spannungsabhängigen Verluste (z. B. Korona-Verluste), sodass hier ein Kompromiss zu suchen ist. Bei der Wechselstrom-Übertragung entstehen zusätzlich Energieverluste durch den Skin-Effekt sowie Wirbelstromverluste. Außerdem führen die Induktivitäten und Kapazitäten der Leitung mit zunehmender Länge zu hohen Blindleistungen wodurch die Übertragungsleistung begrenzt wird. Einen Ausweg stellt die Energieübertragung mit Gleichspannung dar. Die Übertragungsleitung muss in diesem Fall nur einmal auf die Gleichspannung aufgeladen werden, das ständige Umladen mit der Frequenz der Wechselspannung entfällt, Blindleistung tritt nicht auf. Bei einer Freileitung mit einer Gleichspannung von 500 kV kann bei einem Gleichstrom von 2 kA eine Leistung von 1000 MW über große Entfernen (mehrere 1000 km) übertragen werden. Eine Gleichstromübertragung ist im Gegensatz zur Wechselstromübertragung allerdings nur für eine Punkt zu Punkt Verbindung, d. h. nicht für vermaschte Netze geeignet.

Derzeit ist die HGÜ-Technik bei neuen Seekabeln ab Entfernen von ca. 70 km der Wechselstromtechnik wirtschaftlich überlegen, an Land (Freileitung) erst für Entfernen ab ca. 400 km. Diese unterschiedlichen Reichweiten sind Folge der höheren Blindleistung von Kabeln, da diese im Vergleich zu Freileitungen eine größere Leiter-Leiter-Kapazität haben.

Für die Umwandlung des netzfrequenten Drehsnungssystems in Gleichspannung bzw. Gleichstrom und anschließende Rückwandlung der Gleichgrößen in ein Drehsnungssystem stehen zwei Prinzipien zur Verfügung die sich in der Art der eingriffenen bzw. festgelegten Gleichgröße (Strom oder Spannung) unterscheiden.

Stromeingeprägte HGÜ (CSI-HGÜ)

Bei der stromeingeprägten Übertragungstechnik (Current-Source-Inverter-HGÜ, CSI-HGÜ) nach Abb. 9.52 arbeitet Station I im Gleichrichterbetrieb, die Station II im Wechselrichterbetrieb. Üblich sind Zweipol-Übertragungen mit einer gegenüber dem Erdpotenzial positiv (Plus) und einer negativ (Minus) geladenen Leitung. Das bedeutet, dass zwei Leiter verwendet werden, von denen jeder die halbe Nennspannung gegen Erde führt. Ein solches HGÜ-System wird als erdsymmetrisch bezeichnet. Bei Seekabeln werden häufig unsymmetrische Systeme, d. h. Systeme mit nur einem Leiter, der die

CSI-HGÜ**VSI-HGÜ****Abb. 9.52** Grundsätzlicher Aufbau von HGÜ-Anlagen

volle Spannung gegen Erde hat, installiert. Der Rückleiter wird in diesem Fall ersetzt durch das Seewasser, angeschlossen über zwei großflächige Elektroden.

Als Stromrichter werden netzgeführte 6-pulsige Thyristor-Brücken eingesetzt, die zur Erzeugung der hohen Spannung in Serie geschaltet sind. Die Speisung durch Stern-Dreieckschaltung ergibt eine 12-pulsige Anordnung (siehe Abschn. 9.4). Auf der Wechselstromseite werden Saugkreise und Kondensatoren zur Filterung der Oberschwingungen und zur Kompensation der Stromrichter-Blindleistung verwendet. Mit den Filterelementen sind allerdings elektrische Verluste bis zu mehreren hundert kW in den erforderlichen Dämpfungswiderständen verbunden. Ein Energietransport ist durch Steuerungseingriffe in beide Richtungen möglich. Steuerungseingriffe sind durch die

Netzkommutierung bedingt nur verzögert möglich. Für die Kommutierung der Ventile ist ein führendes Netz erforderlich, ein Schwarzstart ist daher nicht möglich.

Kurzkupplungen

Zur Verbindung von zwei Wechselspannungsnetzen mit entweder unterschiedlicher Frequenz oder mit schwankender Phasenlage werden ähnliche Schaltungen wie bei der CSI-HGÜ verwendet. Allerdings sind meist beide Stromrichter in einem Gebäude untergebracht. Die fehlende Übertragungsstrecke ermöglicht niedrigere Spannungen (ca. 50 bis 200 kV). Die Spannung wird zweckmäßig so hoch gewählt, dass der Gleichstrom I_d bei der maximal zu übertragenden Leistung keine Parallelschaltung der Thyristoren erfordert (derzeit: $I_d < 4000$ A).

Spannungseingeprägte HGÜ (VSI-HGÜ)

Im Gegensatz zum netzgeführten Stromrichter der CSI-HGÜ arbeitet der in Abb. 9.52 dargestellte spannungseinprägende Stromrichter (Voltage-Source-Inverter-HGÜ, VSI-HGÜ) als selbstgeführte Schaltung. Diese Schaltung arbeitet mit abschaltbaren Ventilen, benötigt kein führendes Wechselspannungsnetz und ist daher schwarzstartfähig. Durch Anwendung der Pulsweltenmodulation in Verbindung mit einem Vierquadrantensteller (siehe Abschn. 10.2.2.3) kann eingangsseitig (Station I) der Filteraufwand sehr gering ausfallen bzw. ganz entfallen. Ausgangsseitig (Station II) wird ein Stromrichter in Multilevel-Topologie eingesetzt (siehe Abschn. 13.2). Durch diese Technik ist sowohl der Oberschwingungsanteil als auch die Blindleistung auf der Ausgangsseite stark reduziert, so dass auch hier auf eine Filterung bzw. Kompensation verzichtet werden kann. Durch die hohe Stufenzahl (bis zu 400 Stufen pro Periode der Wechselspannung) ist ein sehr schneller Eingriff durch die Steuerung möglich. Als Ventile werden abschaltbare Thyristoren (GTO-Thyristoren) oder Transistoren (IGBTs) eingesetzt.



Netzrückwirkungen

10

Stromrichterschaltungen entnehmen dem speisenden Netz im Allgemeinen nicht-sinusförmige Ströme. Die Wirkung nicht-sinusförmiger Ströme auf das speisende Netz führt zu den Erscheinungen:

- Blindleistung,
- Stromoberschwingungen,
- Spannungsoberschwingungen.

Diese Erscheinungen werden zusammenfassend als Netzrückwirkungen bezeichnet. Es handelt sich hierbei um leitungsgeführte Störungen (vgl. Abschn. 17.4.1). Die Frequenzanteile reichen bei netzgeführten Schaltungen bis 2,5 kHz.

10.1 Blindleistungsverhalten

Ausgehend von einer gesteuerten M2-Schaltung nach Abb. 10.1 kann man feststellen, dass der Netzstrom i_N der Netzzspannung u_N um den Phasenverschiebungswinkel φ_1 nacheilt. Das bedeutet, dass der Stromrichter über die Stromgrundschwingung $i_{N,1}$ eine induktive **Blindleistung** Q_1 bezieht. Neben der Stromgrundschwingung $i_{N,1}$ enthält der Netzstrom abhängig von der Kurvenform zusätzliche Oberschwingungen. Zusammen mit der Netzzspannung U_N entsteht eine Oberschwingungsblindleistung, die als **Verzerrungsleistung** D bezeichnet wird. Wie Abb. 10.1 zeigt, sind der Phasenwinkel der Grundschwingung, φ_1 , und der Steuerwinkel α identisch, weshalb die Grundschwingungsblindleistung Q_1 auch als Steuerblindleistung bezeichnet wird. Dieser Zusammenhang gilt auch bei höherpulsigen Schaltungen. Die Netzzspannung wird als rein

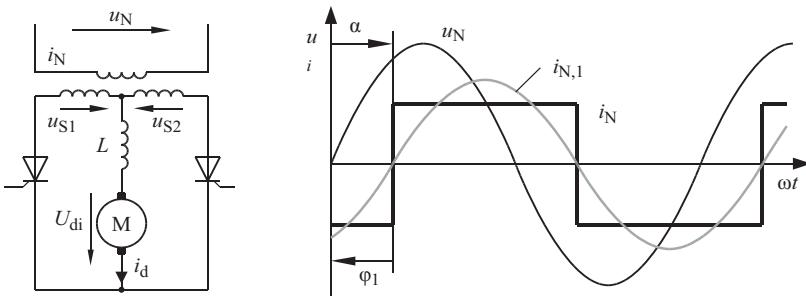


Abb. 10.1 Gesteuerte M2-Schaltung mit Netzgrößen, $i_d = \text{konstant}$, idealer Transformator

sinusförmig angenommen, daher ist der Index 1 für die Spannungs-Grundschwingung hier nicht erforderlich.

$$\text{Wirkleistung: } P = U_N I_{N,1} \cos \varphi_1 \quad \text{mit } \cos \varphi_1 = \text{Verschiebungsfaktor} \quad (10.1)$$

10.1.1 Die Kennlinie der Steuerblindleistung

Wird bei der Schaltung nach Abb. 10.1 bei konstantem Gleichstrom I_d der Steuerwinkel α von 0° bis zum Maximalwert von 180° verändert, so gelten folgende Zusammenhänge:

$$\text{Grundschwingungsscheinleistung: } S_1 = U_N I_{N,1} = \text{konstant}$$

$$\text{Grundschwingungsblindleistung: } Q_1 = S_1 \sin \varphi_1 = U_{di} I_d \sin \alpha$$

$$\text{Wirkleistung: } P = S_1 \cos \varphi_1 = U_{di} I_d \cos \alpha$$

Eine quadratische Zusammenfassung liefert:

$$Q_1^2 + P^2 = S_1^2 = (U_{di} I_d)^2$$

weitere Umformung:

$$\left(\frac{Q_1}{U_{di} I_d} \right)^2 + \left(\frac{P}{U_{di} I_d} \right)^2 = 1 \quad (\text{Kreisgleichung})$$

setzt man schließlich $P = U_{di\alpha} I_d$ ein, so folgt:

$$\left(\frac{Q_1}{U_{di} I_d} \right)^2 + \left(\frac{U_{di\alpha}}{U_{di}} \right)^2 = 1$$

(10.2)

Diese Gleichung ist als Blindleistungs-Diagramm in Abb. 10.2 dargestellt.

Berücksichtigt man auch die Transformator-Streuinduktivität L_σ , so weist der Netzstrom während der Überlappung cosinusförmige Flanken auf (Abb. 10.3). Die Überlappung führt bereits bei $\alpha = 0^\circ$ zu einer zusätzlichen Blindleistungsaufnahme der

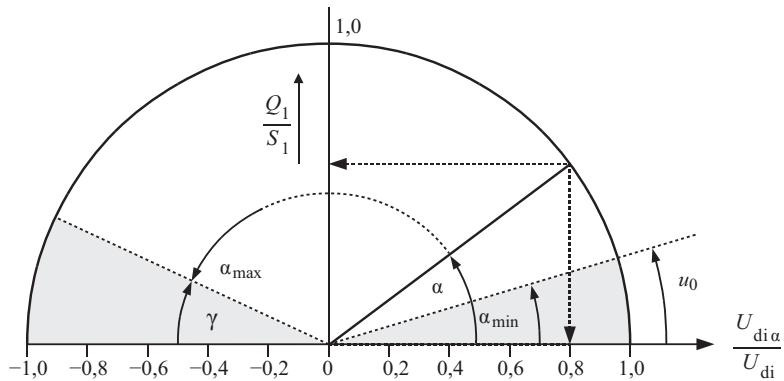
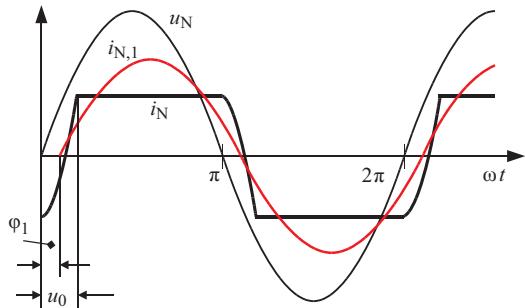


Abb. 10.2 Grundschwingungsblindleistung bei konstantem Gleichstrom

Abb. 10.3 Netzgrößen unter Einfluss der Kommutierungsinduktivität L_K bei $\alpha = 0^\circ$
Während der Kommutierung verläuft der Netzstrom cosinusförmig. Hierdurch ist die Stromkurve leicht nach rechts verschoben



Schaltung. Die Überlappung führt ferner zu einer Verlängerung der Thyristorleitdauer auf $180^\circ + u_\alpha$. Für den max. Steuerwinkel α_{\max} gilt dann zur Vermeidung des Wechselrichterkippens näherungsweise Gl. 10.3.

$$\alpha_{\max} = 180^\circ - u_0 - \gamma \quad \text{mit: } \gamma = \omega t_S \quad (\text{Schonzeitwinkel}) \quad (10.3)$$

Wegen der Anfangsüberlappung u_0 kann im Gleichrichterbetrieb der Steuerbereich nur ab dem Wert der Anfangsüberlappung $\alpha_{\min} = u_0$ und im Wechselrichterbetrieb bis max. α_{\max} ausgenutzt werden. Wegen der für die Dauer der Kommutierung (Überlappung u) cosinusförmigen Flanken muss die Annahme $\alpha = \varphi_1$ aufgegeben werden. Es gilt mit der relativen induktiven Gleichspannungsänderung d_x nun folgender Zusammenhang zwischen Steuerwinkel α und dem Verschiebungswinkel der Grundschwingung (φ_1):

$$\cos(\varphi_1) = \cos(\alpha) - d_x \quad (10.4)$$

- Schon bei Vollaussteuerung ($\alpha = 0^\circ$) wird Blindleistung aufgenommen
- φ_1 kann näherungsweise durch $u_0/2$ bzw. $u_\alpha/2$ ersetzt werden ($\varphi_1 \approx u_\alpha/2$).

10.1.2 Oberschwingungsblindleistung

Durch eine Zerlegung des nicht-sinusförmigen Stromes I_N in Grund- und Oberschwingungen lässt sich nach Gl. 10.8 auch die Blindleistung Q in Grund- und Oberschwingungsblindleistung (Q_1 und D) zerlegen. Zur Veranschaulichung dient Abb. 10.4. Die Oberschwingungsblindleistung D (Verzerrungsleistung) führt zu zusätzlichen Stromwärmeverlusten im Transformator (Zusatzverluste, s. Abschn. 16.2).

$$\text{Gesamtscheinleistung: } S = U_N I_N = U_N \cdot \sqrt{I_{N,1}^2 + I_{N,2}^2 + I_{N,3}^2 + \dots} \quad (10.5)$$

$$\text{Gesamtblindleistung: } Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (10.6)$$

$$\text{Wirkleistung: } P = U_N I_{N,1} \cos \varphi_1 \quad (10.7)$$

Zerlegung der Blindleistung Q in Grundschatzungs- und Verzerrungsblindleistung:

$$Q = \sqrt{U_N^2 (I_{N,1}^2 + I_{N,2}^2 + I_{N,3}^2 + \dots) - (U_N I_{N,1} \cos \varphi_1)^2}$$

Durch Ausmultiplizieren und Zusammenfassung sowie mit $\sin^2 \varphi = 1 - \cos^2 \varphi$ folgt:

$$Q = \sqrt{U_N^2 I_{N,1}^2 \sin^2 \varphi_1 + U_N^2 (I_{N,2}^2 + I_{N,3}^2 + \dots)} \rightarrow Q = \sqrt{Q_1^2 + D^2}$$

$$\begin{aligned} \text{Verzerrungsleistung: } & D = U_N \sqrt{I_{N,2}^2 + I_{N,3}^2 + \dots} \\ \text{Grundschatzungsblindleistung: } & Q_1 = U_N I_{N,1} \sin \varphi_1 \end{aligned} \quad (10.8)$$

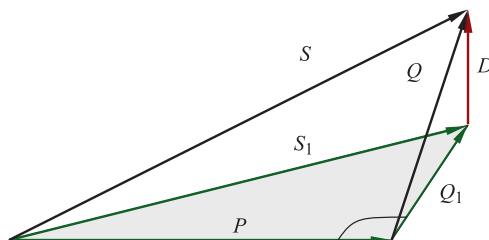


Abb. 10.4 Zeigerdiagramm der Leistungen bei nicht sinusförmigem Strom
 S : Gesamtscheinleistung
 S_1 : Grundschatzungscheinleistung
 P : Wirkleistung
 D : Verzerrungsleistung
 Q : Gesamtblindleistung
 Q_1 : Grundschatzungsblindleistung

10.2 Stromoberschwingungen

Der von einem Stromrichter aus dem Versorgungsnetz bezogene Strom ist im Allgemeinen nicht-sinusförmig und setzt sich aus Grund- und Oberschwingungen zusammen. Während die Stromgrundschwingung die Leistungsübertragung bewirkt, tragen die Stromober schwingungen nicht zur Leistungsübertragung bei. Sie belasten aber das speisende Netz durch Spannungsabfälle, wodurch die Spannungskurvenform verzerrt wird. Ferner entstehen zusätzliche Verlustleistungen ($I^2 \cdot R$), und es besteht die Gefahr von Resonanz anregungen im Netz. Den Oberschwingungsstrom THC (Total Harmonic Current, EN 61000) ermittelt man mit Gl. 10.9.

$$\text{THC} = \sqrt{\sum_{n=2}^{40} I_n^2} \quad (10.9)$$

Für die vom Stromrichter hervorgerufenen Oberschwingungen im Netzstrom gelten die in der EN 61000-3 festgelegten Grenzwerte. Die Oberschwingungen des Netzstromes sind abhängig von der Pulszahl p des Stromrichters und der Art der Glättung. Wir unterscheiden nach der Art der Glättung:

- Schaltungen mit Stromglättung,
- Schaltungen mit Spannungsglättung.

10.2.1 Stromglättung

Stromrichter mit Stromglättung arbeiten mit einem konstantem Gleichstrom I_d . Der Netzstrom i_N in Abb. 10.5 und 10.6 ist daher abschnittweise eingeprägt durch den Gleichstrom I_d und daher rechteckförmig. Die Breite der Stromblöcke hängt von der Pulszahl p des Stromrichters ab und beträgt bei 2-puls-Stromrichtern 180° und beim

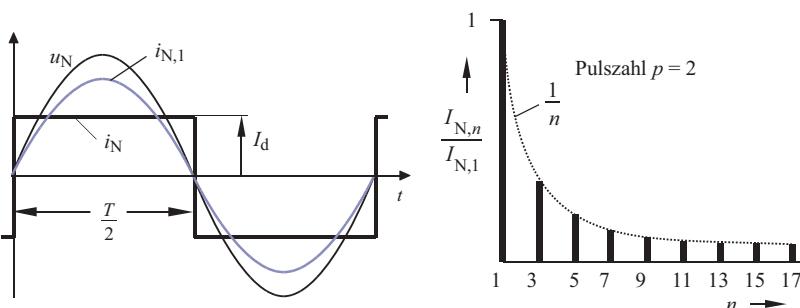


Abb. 10.5 Netzstrom und -spektrum der B2 Schaltung

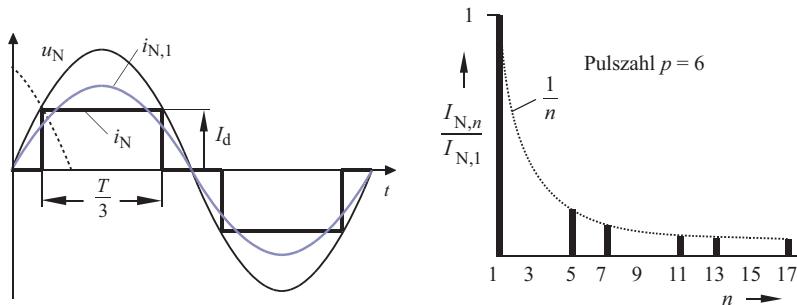


Abb. 10.6 Netzstrom und -spektrum der B6 Schaltung

6-pulsigen Stromrichter 120° . Zu jeder Strom-Kurvenform ist das entsprechende Frequenzspektrum angegeben. Darin ist

$I_{N,1}$: Effektivwert der Stromgrundschwingung

$I_{N,n}$: Effektivwert der n -ten Harmonischen (n : Ordnungszahl)

Einen Vergleich der Kurvenformen und Spektren des Netzstromes i_N einer B2- und B6-Schaltung zeigen Abb. 10.5 und 10.6. Darin ist zu erkennen, dass die Anzahl an Oberschwingungen bei der 6-pulsigen B6-Schaltung wesentlich geringer ist als bei der 2-pulsigen B2-Schaltung. Wegen der mit $1/n$ fallenden Stromamplituden nimmt der Oberschwingungsgehalt mit steigender Pulszahl p des Stromrichters ab.

Für die Pulszahl $p = 2$ nach Abb. 10.5 erhält man die Fourier-Reihe nach Gl. 10.10. Weitere Kennwerte dieser Kurvenform gibt Gl. 10.11 an

$$i_N(t) = I_d \frac{4}{\pi} \sum_n \frac{1}{n} \sin(n\omega_1 t) \quad n = 1, 3, 5, 7, \dots \quad (10.10)$$

$$\text{Effektivwert: } I_N = I_d \quad \text{Grundschwingung: } I_{N,1} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} I_d = 0,9 I_d \quad (10.11)$$

Analog erhält man für die B6-Schaltung die Fourier-Reihe nach Gl. 10.12. Weitere Kennwerte dieser Kurvenform gibt Gl. 10.13 an.

$$i_N(t) = I_d \frac{4}{\pi} \sum_n \frac{1}{n} \cos\left(n\frac{\pi}{6}\right) \sin(n\omega_1 t) \quad n = 1, 3, 5, 7, \dots \quad (10.12)$$

$$\text{Effektivwert: } I_N = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} \quad \text{Grundschwingung: } I_{N,1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d = 0,78 I_d \quad (10.13)$$

Durch Verwendung eines DY5-Transformators als Eingangstransformator für die B6-Schaltung ändert sich die spektrale Zusammensetzung des Leiterstromes nicht. Es treten nur unterschiedliche Phasenlagen einzelner Harmonischer auf (vgl. Abb. 10.29).

Ein Vergleich der Spektren zeigt allgemein:

- Bei einer Stromrichterschaltung der Pulszahl p treten im Eingangsstrom keine Oberschwingungen mit der Ordnungszahl $n < (p - 1)$ auf.

Bei großen Leistungen werden zur Erzielung eines günstigen Oberschwingungsgehaltes nur Stromrichter mit höherer Pulszahl ($p = 6, 12, 18, \dots$) eingesetzt. Zur Verringerung des Oberschwingungsgehaltes im Netzstrom können selektive Filter (Saugkreisfilter) am Eingang der Stromrichterschaltung vorgesehen werden. Eine beispielhafte Ausführung für ein Saugkreisfilter zeigt Abb. 10.7b. Der Saugkreis wird mit seiner Resonanzfrequenz f_0 entsprechend Gl. 10.15 auf die Frequenz der zu eliminierenden Oberschwingung abgestimmt und stellt für die betreffende Stromoberschwingung eine sehr geringe Impedanz dar, deren Minimalwert durch den ohmschen Widerstand R_L gegeben ist. Der ohmsche Widerstand bestimmt die Güte Q (und damit den Dämpfungsgrad d) des Filters nach Gl. 10.14 und zusammen mit der Eigenfrequenz nach Gl. 10.15 die Bandbreite B (siehe Abb. 10.7a). Für jede zu kompensierende Stromoberschwingung ist ein Saugkreis erforderlich. Bei dreiphasigen Schaltungen ist diese Anordnung dann dreimal vorzusehen. Um den Aufwand nicht unnötig in die Höhe zu treiben, kompensiert man im Allgemeinen nur die Stromoberschwingung mit dem größten Einfluss, und das ist die Stromoberschwingung mit der niedrigsten Ordnungszahl. Die einphasige Ausführung des Filters zeigt Abb. 10.7b. In Abb. 10.8 ist der am Stromrichtereingang wirksame Impedanzverlauf dieser Anordnung unter Vernachlässigung der ohmschen Anteile dargestellt [1].

$$\text{Güte } Q = \frac{1}{R_L} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{Dämpfungsgrad } d = \frac{1}{2Q} \quad (10.14)$$

$$\text{Resonanzfrequenz } \omega_e = \sqrt{\frac{1 - d^2}{LC}} \quad \text{Bandbreite } B = \frac{\omega_e}{Q} \quad (10.15)$$

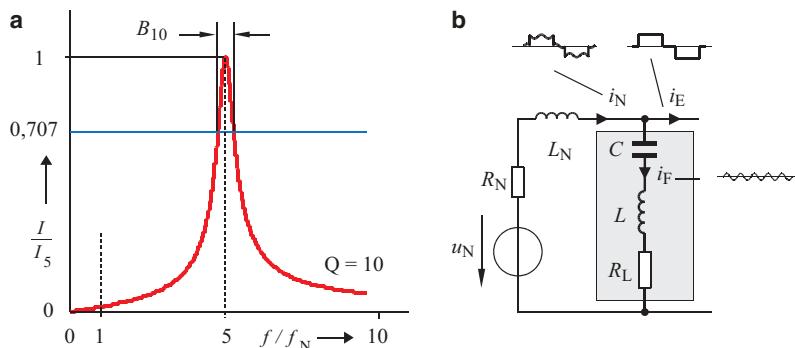


Abb. 10.7 Strom im Saugkreisfilters für die 5. Oberschwingung ($f/f_N = 5$)

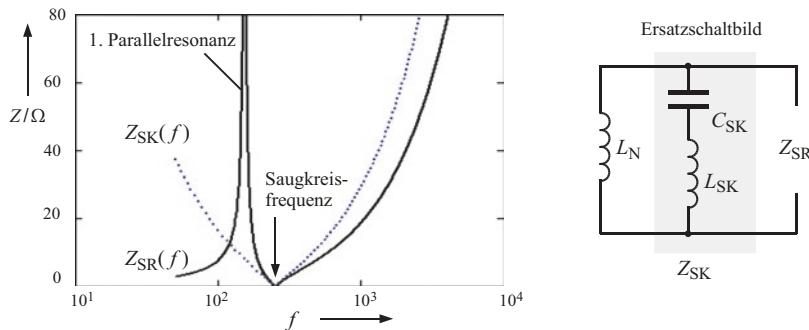


Abb. 10.8 Eingangsimpedanz des Stromrichters unter Berücksichtigung des Saugkreisfilters

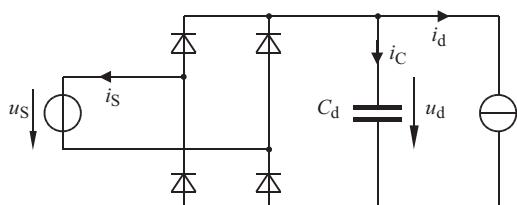
Darin ist auch zu erkennen, dass das Filter zusammen mit der Netzinduktivität L_N einen zusätzlichen Resonanzkreis (1. Parallelresonanz) bildet. Wegen der Reihenschaltung der Induktivitäten liegt diese zusätzliche Eigenfrequenz unterhalb der Frequenz des Saugkreisfilters (250 Hz). In der Praxis bilden die Filterelemente mit zusätzlichen netzseitigen Kapazitäten eine weitere Eigenfrequenz die nicht angeregt werden darf. Eine Filter-Mindestdämpfung d ist daher erforderlich, verschlechtert aber die Filterwirksamkeit (Widerstände im Ersatzschaltbild in Abb. 10.8 nicht berücksichtigt).

Saugkreisfilter wirken für alle Frequenzen unterhalb der Resonanzfrequenz f_0 kapazitiv. Damit kann eine vorhandene induktive Grundschwingungsblindleistung Q_1 kompensiert werden. Bei einem schwankendem Blindleistungsbedarf des Stromrichters besteht wegen dieser konstanten kapazitiven Blindleistung des Filters die Möglichkeit einer Überkompensation, d. h. die Schaltung wirkt kapazitiv.

10.2.2 Spannungsglättung

Schaltungen mit Spannungsglättung arbeiten mit einer konstanten Gleichspannung U_d . Die Glättung der gleichgerichteten Wechselspannung u_d erfolgt in Abb. 10.9 mit dem Glättungskondensator C_d . Die Gleichrichterdioden schalten ein, sobald u_S größer u_d ist. Der Ladestrom i_C wird nur durch den Kondensator C_d und die Höhe der Netzspannung u_S bestimmt. Der Kondensator wird ideal sofort auf die Netzspannung aufgeladen,

Abb. 10.9 B2-Schaltung mit kapazitiver Glättung und eingeprägtem Gleichstrom i_d



wodurch ein sehr hoher Stromimpuls entsteht. Ist die Netzspannung wieder kleiner u_d , so sperren die Dioden und der Kondensator wird durch die Last entladen, bis in der nächsten Halbschwingung von u_S die anderen Dioden kurzzeitig leiten. Die Schwankung der Gleichspannung u_d wird durch die Welligkeit w_U analog zur M1-Schaltung (Gl. 7.15) beschrieben.

$$\text{Spannungswelligkeit } w_U = \sqrt{\sum_{v=1}^{\infty} U_{d,v}^2}$$

$U_{d,v}$: Effektivwert der v -ten Oberschwingung

Der Netzstrom i_S besteht entsprechend Abb. 10.10 aus kurzen hohen Stromimpulsen abwechselnder Polarität und enthält daher eine hohe Zahl an Stromoberschwingungen. Der Leistungsfaktor λ (*power factor*) ist dadurch sehr ungünstig.

Für viele Anwendungen ist der Scheitelwert des Netzstromes von Bedeutung. Das Verhältnis von Scheitelwert zu Effektivwert wird allgemein durch den Scheitelfaktor, auch **crest factor** c genannt, nach Gl. 10.16 beschrieben. Der Scheitelwert kann damit bei bekanntem Effektivwert einfach abgeschätzt werden.

$$\text{crest factor } c = \frac{\hat{i}}{I} = \frac{\text{Scheitelwert}}{\text{Effektivwert}} \quad (10.16)$$

Der *crest factor* c beträgt bei Sinusgrößen $c = 1,41$, bei Gleichrichterschaltungen mit kapazitiver Glättung, wie in Abb. 10.10 dargestellt, kann $c = 3$ und mehr erreichen. Einige typische Kurvenformen sind nochmals in Tab. 10.1 zusammengefasst.

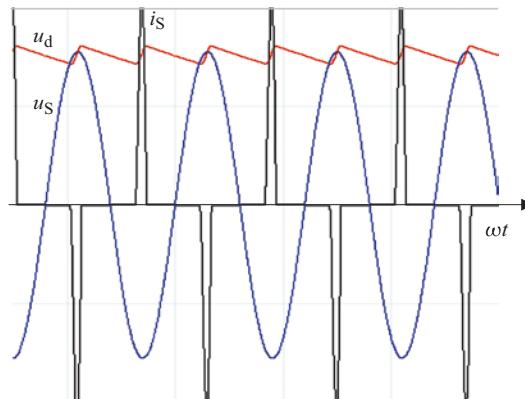


Abb. 10.10 Netzstrom i_S und Gleichspannung u_d bei kapazitiver Glättung
Sobald $u_S > u_d$ ist, wird C_d geladen, wobei kurzzeitig ein hoher Strom fließt. Durch den Innenwiderstand der Dioden und parasitären Induktivitäten im Stromkreis weicht die Gleichspannung u_d beim Laden von der Netzspannungskurvenform geringfügig ab

Tab. 10.1 Scheitelfaktoren verschiedener Kurvenformen

Wechselgröße	Rechteck	Sinus	Dreieck	Netzstrom bei C-Glättung
crest factor c	1	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}$	>3

10.2.2.1 Passive PFC-Schaltung

Abhilfe gegen die in Abb. 10.10 dargestellte ungünstige Stromkurvenform von i_s bietet eine zusätzliche Induktivität L_{PFC} in Serie zum Glättungskondensator C_d . Zweckmäßig wird diese Induktivität auf der Wechselspannungsseite entsprechend Abb. 10.11 installiert. Die Induktivität lässt den Ladestrom nur verzögert ansteigen. Die Stromkurvenform nach Abb. 10.12 zeigt einen besseren Leistungsfaktor λ als die Stromkurvenform nach Abb. 10.10.

Die Drossel L_{PFC} wird handelsüblich als **Power Factor Correction-Drossel (PFC-Drossel)** bezeichnet (passives Verfahren, kostengünstig bei kleinen Leistungen).

Der Leistungsfaktor λ (**Power Factor**) ist nach DIN 40110 definiert zu:

$$\lambda = \frac{|P|}{S} = \frac{U \cdot I_1 \cdot |\cos \varphi|}{U \cdot I} = \frac{I_1}{I} \cdot |\cos \varphi| = g_i \cdot |\cos \varphi| \quad (10.17)$$

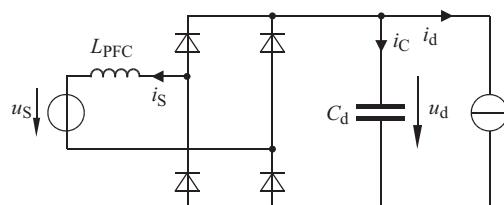
g_i : Grundschwingungsgehalt des Stromes, $0 < g_i < 1$.

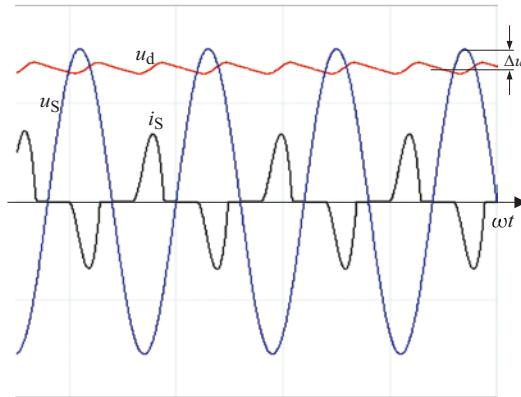
- Durch eine Absenkung des Oberschwingungsanteils im Netzstrom kann somit eine Verbesserung (*correction*) des Leistungsfaktors λ erreicht werden. Nach diesem Prinzip arbeitet eine passive **Power-Factor-Correction-Schaltung** (PFC-Schaltung).
- Eine Korrektur der Phasenverschiebung φ kann eine aktive **Power-Factor-Correction-Schaltung** erreichen, wodurch sich ebenfalls eine Verbesserung des Leistungsfaktors ergibt.

10.2.2.2 Aktive PFC-Schaltung

Neben den passiven Verfahren gibt es bei der Spannungsglättung auch aktive PFC-Verfahren, bei denen durch PWM-Technologien die Kurvenform des Netzstromes sinusförmig geregelt und zusätzlich über den Phasenwinkel der Grundschwingung der $\cos \varphi_1 \simeq 1$ eingestellt werden kann. Abb. 10.13 zeigt eine Schaltung für die Regelung der Stromkurvenform auf Basis eines handelsüblichen PFC-Control Circuit.

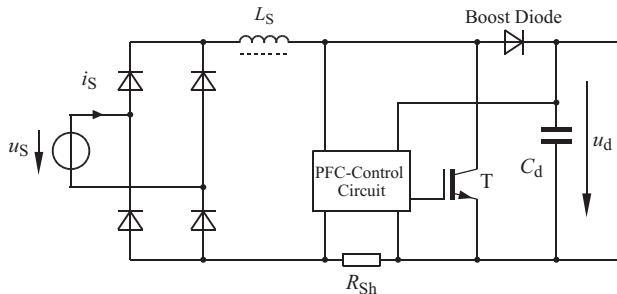
Abb. 10.11 B2-Schaltung mit kapazitiver Glättung und PFC-Drossel



**Abb. 10.12** Zur Wirkung einer passiven PFC-Einrichtung

- Die wechselspannungsseitige Drossel verbessert die Stromkurvenform.
 - Die höherfrequenten Störströme (Stromoberschwingungen) werden reduziert und der Leistungsfaktor λ steigt an.
- Aber:
- Erhöhter Spannungsabfall (Δu) während der Netz-Nachladung

Abb. 10.13 B2-Gleichrichter mit aktiver PFC-Schaltung
Der Shuntwiderstand R_{Sh} dient zur Stromerfassung.
• Speicherinduktivität L_S gleichstromseitig
• Einquadrantenbetrieb (1QS)



Die Schaltung arbeitet als Hochsetzsteller (s. Abschn. 18.6), d. h. die Gleichspannung U_d ist größer als der Scheitelwert der Eingangswechselspannung u_S . Daher bietet sich diese Schaltung an als Weitbereichsnetzteil mit $U_d = 400$ V bei einer Eingangsspannung von z. B. 65 bis 240 V (effektiv). Weil die Aufladung der Speicherinduktivität nur durch die Netzspannung erfolgen kann, arbeitet diese Schaltung mit einer konstanten Phasenlage nahe 0° . Eine Umkehr der Energierichtung oder Blindleistungs-Kompensation ist daher nicht möglich.

Der Schalttransistor T in Abb. 10.13 wird so angesteuert, dass sich in der Speicherinduktivität L_S im zeitlichen Mittel ein sinusförmiger Strom einstellt. Dieser Strom wird zur Regelung mit R_{Sh} erfasst. Der periodische Betrieb ist durch zwei Arbeitstakte gekennzeichnet, die in Abb. 10.14 dargestellt sind.

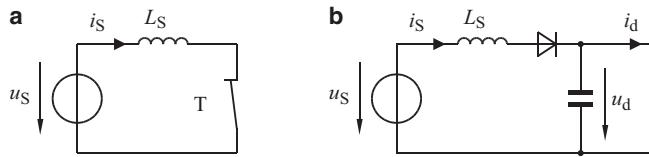


Abb. 10.14 Arbeitstakte der aktiven PFC-Schaltung

In Abb. 10.14a wird die Netzspannung über die Drossel L_S kurzgeschlossen und der Strom in i_S steigt schnell an (L_S wird geladen). In Abb. 10.14b ist der Transistor T wieder abgeschaltet. Der Strom i_S ist jetzt von der Induktivität L_S eingeprägt und fließt über die Boost-Diode in den Kondensator C_d (L_S wird dabei entladen da $U_d > u_S$). Die Stromsteilheit ist durch $(u_S - U_d)$ bestimmt. Wenn der Strom weit genug abgefallen (oder Null) ist, wird T wieder eingeschaltet und der Strom i_S steigt unter Einfluss der Netzspannung erneut an. Durch eine geeignete Taktung des Transistors T über den PFC-Control-Circuit in Abb. 10.13 lässt sich für i_S ein sinusförmiger Verlauf des Strommittelwertes entsprechend Abb. 10.15 erreichen. Der Verlauf des Netzstromes in Abb. 10.15 ist nicht lückend (Continuous Conduction Mode (CCM)).

Bei der Taktung können darüberhinaus folgende Prioritäten gesetzt werden:

- günstiges Netzverhalten
- geringe Schaltverluste

Für ein günstiges Netzverhalten wird eine möglichst geringe Schwankungsbreite von i_S angestrebt. Die Schaltfrequenz liegt bei geringen Leistungen im zweistelligen KHz-Bereich so das ein geringer Filteraufwand notwendig ist um die Strom-Oberschwingungen vom Netz fernzuhalten. Die Kommutierungsvorgänge – insbesondere die Abschaltung der Diodenströme durch den Transistor T – sind bei der kontinuierlichen Betriebsart (CCM) mit hohen (Aus-) Schaltverlusten verbunden.

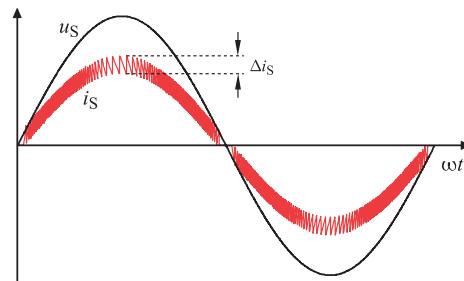
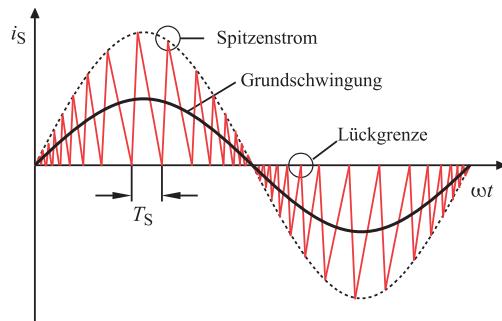


Abb. 10.15 Typischer Verlauf des Netzstromes bei aktiver PFC-Einrichtung und CCM
Kurvenform und Amplitude lassen sich einstellen. Mit zunehmender Schaltfrequenz geht Δi_S gegen Null und die Stromkurvenform nähert sich der idealen Sinuskurveform an.
• Es treten höherfrequente Störströme im Netz auf

Abb. 10.16 Netzstrom des Pulsgleichrichters beim Betrieb an der Lückegrenze (ungefiltert)

- Critical Conduction Mode (CRM)
- variable Schaltfrequenz



Zur Reduzierung der Schaltverluste kann ein Stromlücken ausgenutzt werden. Durch eine große Stromwelligkeit kommt es zu einem verlustfreien Abschalten der Dioden im Stromnulldurchgang, d. h. bei $i_S = 0$. Wird die Schaltfrequenz konstant gehalten ergeben sich wegen der unterschiedlichen Spitzenströme variable Lückzeiten (Discontinuous Conduction Mode, DCM). Bei variabler Schaltfrequenz in Abb. 10.16 lässt sich ein Betrieb an der Lückegrenze einstellen (Critical Conduction Mode, CRM oder Boundary Mode, BM). Nachteilig sind in jedem Fall die hohen Spitzenströme und die intensiven Stromoberschwingungen woraus eine höhere Verlustleistung sowie ein höherer Filteraufwand resultiert [2–4].

10.2.2.3 Vier Quadranten Steller

Durch eine Weiterentwicklung der Schaltung zum einphasigen Pulsgleichrichter (PGR) nach Abb. 10.17 mit vier abschaltbaren Ventilen (Transistoren) und wechselstromseitiger Speicherdiode L_S kann die Phasenverschiebung beliebig eingestellt werden, wodurch auch eine Umkehr der Energierichtung möglich ist. In dieser Schaltung kann die Gleichspannung U_d selbst zur Aufladung der Speicherinduktivität herangezogen werden. Die Einstellgrenzen für den Phasenwinkel sind allein durch die Höhe der Eingangsspannung und dem abschaltbaren Strom gegeben. Diese auch als Active-Front-End-Umrichter

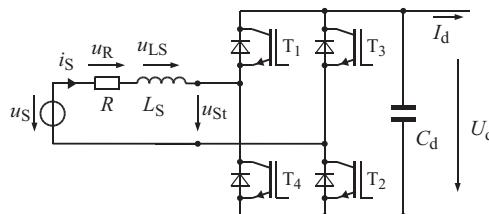
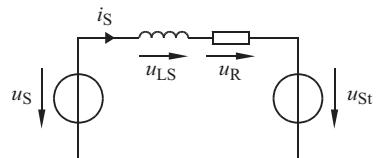


Abb. 10.17 Einphasiger Pulsgleichrichter (PGR)

Diese Schaltung entnimmt dem Wechselspannungsnetz einen sinusförmigen Strom einstellbarer Phasenlage.

Die Schaltung erlaubt auch bei Energierückspeisung einen Leistungsfaktor λ nahe 1

Abb. 10.18 Ersatzschaltbild für den 1-phasigen 4QS am Netz



(AFE) bezeichnete Gleichrichterschaltung wird als Vierquadrantensteller (4QS) für Antriebe in praktisch allen Leistungsklassen eingesetzt, wie z. B. als Eingangsstromrichter moderner Lokomotiven. Pulsgleichrichter prägen den Netzstrom ein. Sie können daher nur geregelt betrieben werden. Es muss ferner sichergestellt sein, dass sich keine Gleichechteile im Netzstrom einstellen.

Jeweils zwei Transistoren (T_1 und T_2 bzw. T_3 und T_4) werden zusammen angesteuert und erzeugen eine pulsbreitenmodulierte Wechselspannung u_{St} (siehe Abb. [Abb. 13.11](#)) welche zusammen mit u_S auf L_S wirkt. Der Scheitelwert von u_{St} ($\pm U_d$) muss größer sein als \hat{u}_S um eine Übersteuerung (und damit eine verzerrte Stromkurvenform) zu vermeiden.

Die Wirkungsweise des Vierquadrantenstellers (4QS) wird durch das Ersatzschaltbild nach Abb. [10.18](#) beschrieben. Für die Netzspannung u_S wird darin das Erzeugerpfeilsystem gewählt. Auf Basis dieses Ersatzschaltbildes lassen sich für die Grundschwingung Zeigerdiagramme nach Abb. [10.20](#) und [10.19](#) konstruieren. Den allgemeinen Fall eines ohmsch-induktiven Betriebes zeigt Abb. [10.19](#). Abb. [10.20a](#) stellt den motorischen Betrieb bei $\cos \varphi = 1$ und Abb. [10.20b](#) stellt den generatorischen Betrieb des 4QS bei $\cos \varphi = -1$ (Energierückspeisung) dar. Den Zeitverlauf des Netzstromes i_S zeigt Abb. [10.21](#).

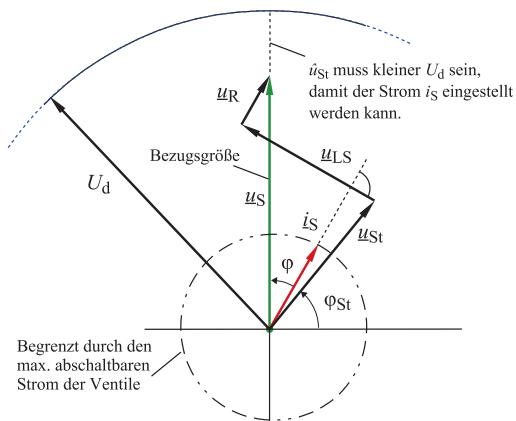


Abb. 10.19 Vierquadrantensteller (4QS) im ohmsch-induktiven Betrieb ($\varphi = 30^\circ$, $\cos \varphi = 0,866$)

$$\varphi = \varphi_{us} - \varphi_{is}$$

- Einschränkungen sind durch die Höhe der Gleichspannung ($\hat{u}_{St} < U_d$) und der zulässigen Stromamplitude \hat{i}_S gegeben. Hierbei müssen die betrieblichen Spannungs- und Lastschwankungen berücksichtigt werden

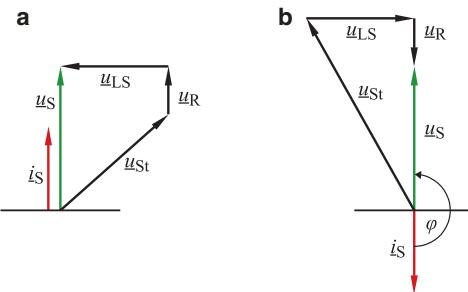


Abb. 10.20 Zeigerdiagramm des 4QS

Die Stellerspannung u_{St} wird nach Betrag und Phase vorgegeben, so dass sich der gewünschte Netzstrom i_S einstellt. Neben den hier dargestellten Fällen für $\cos \varphi = 1$ und -1 sind auch alle anderen Phasenwinkel möglich.

Als Bezugssgröße wird u_S gewählt

a Motorischer Betrieb: $\varphi = 0^\circ, \cos \varphi = 1$

b Generatorischer Betrieb: $\varphi = 180^\circ, \cos \varphi = -1$

Eine Simulation des Betriebes in den vier Quadranten zeigt Abb. 10.21. Die 4QS-Schaltung in Abb. 10.17 kann durch Hinzufügen eines 3. Brückenzweiges zu einem 3-phasiigen Pulsgleichrichter erweitert werden. Der 3-phasiige Pulsgleichrichter entspricht in seinem Aufbau dem 3-phasiigen Pulswchselrichter (siehe auch Abschn. 16.7.3). Im Unterschied zum Pulswchselrichter werden die Leistungsmodule des Pulsgleichrichters wegen der Größe der Speicherinduktivität L_S im Allgemeinen mit einem geringeren $\cos \varphi$ betrieben. Hierdurch kommt es zu einer veränderten Stromaufteilung zwischen Transistor und Diode im Modul, d. h. die im Modul integrierte Diode wird stärker belastet als bei einer normalen Antriebsanwendung gleicher Leistung. Entweder wählt man hier ein leistungsfähigeres Modul oder eine Ausführung, die speziell für Pulsgleichrichter optimiert wurde.

- Zur Stromaufteilung zwischen Transistor und Diode siehe Abschn. 4.5.2.3, zur Schaltungsentwicklung des 4QS siehe auch Abschn. 18.11.4.

10.3 Spannungsoberschwingungen

Ein Versorgungsnetz ist in der Regel ein räumlich verteiltes System, bestehend aus Generatoren, Leitungen, Transformatoren und Lasten. Um die Auswirkungen von nicht-sinusförmigen Strömen auf die Spannungskurvenform zu beschreiben, genügt pro Phase eine einfache Modellierung nach Abb. 10.22, bestehend aus einer Wechselspannungsquelle u_N und einer ohmsch-induktiven Impedanz R_N und L_N .

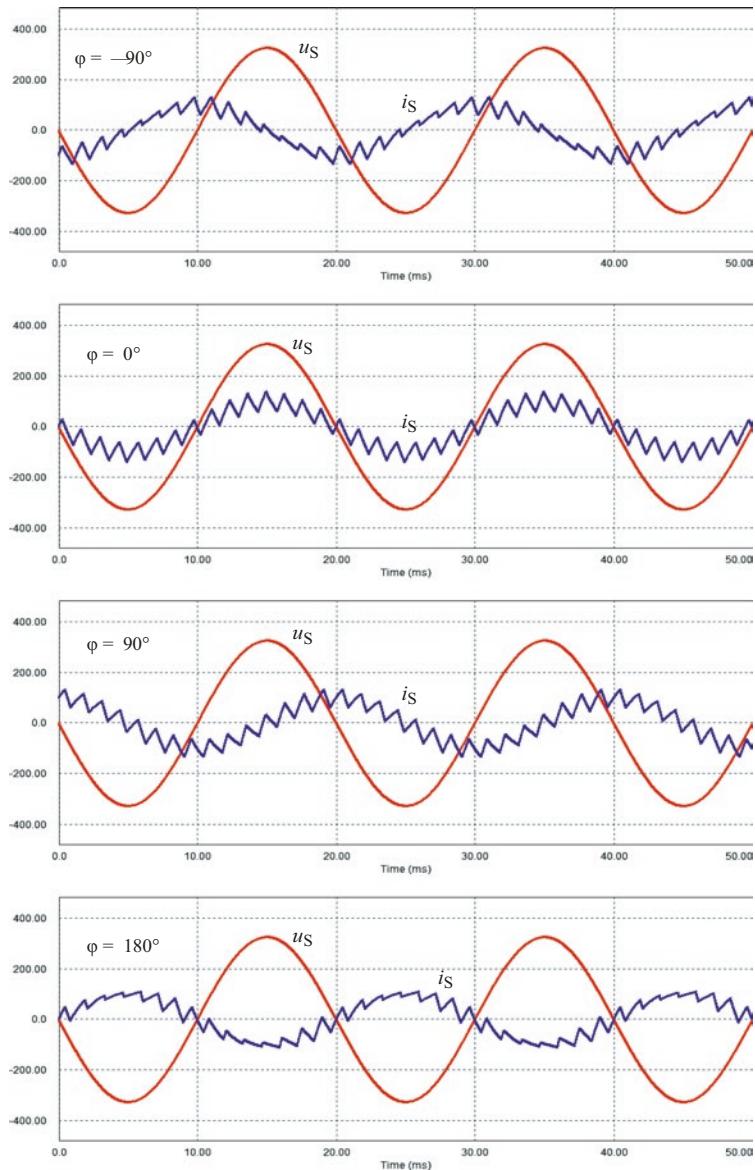
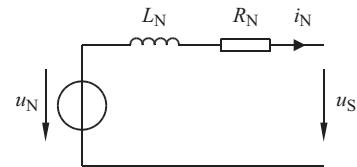


Abb. 10.21 Simulation unterschiedlicher Phasenlagen im 50 Hz Netz

Für die Untersuchung der Rückwirkungen nichtsinusförmiger Ströme auf das vereinfachte Netz kann die Maschengleichung (10.18) betrachtet werden.

$$u_S = u_N - R_N \cdot i_N - L_N \frac{di_N}{dt} \quad (10.18)$$

Abb. 10.22 Netzmodell

Darin ist zu erkennen, wie die Spannung u_S vom bezogenen Strom i_N abhängt. Weicht der Strom i_N von der Sinusform ab, so ergibt sich eine nicht-sinusförmige Spannung u_S . Für die reibunglose Zusammenarbeit aller Verbraucher ist es erforderlich, die maximal zulässigen Verzerrungen der Spannungskurvenform in Normen festzuschreiben. Hierfür ist die EN61800 (VDE0160) maßgebend. Für die Verzerrungen der Spannungskurvenform sind in erster Linie Stromoberschwingungen oberhalb der Netzfrequenz maßgebend, wie sie vorzugsweise bei Kommutierungsvorgängen auftreten.

- Für allgemeine Betrachtungen kann der ohmsche Widerstand R_N vernachlässigt werden.
- Die Kurvenform der Spannungsquelle u_N wird als rein sinusförmig angenommen. Diese Annahme ist auch in der Praxis weitgehend erfüllt.

Die Erläuterung dieses Einflusses soll an dem vereinfachten Ersatzschaltbild einer Zwei-puls Brückenschaltung nach Abb. 10.23 erfolgen.

10.3.1 B2-Schaltung

Für den dargestellten Transformator soll das Übersetzungsverhältnis eins betragen und der Gleichstrom i_d sei ideal geglättet. L_N fasst die Induktivitäten vorgeschalteter Einrichtungen (Transformatoren, Leitungen) zusammen, L_T ist die Streuinduktivität des Stromrichter-Transformators. Den Verlauf der primär- und sekundärseitigen Spannungen zeigt Abb. 10.24. Die sekundärseitigen Spannungseinbrüche Δu_S wirken sich auf der

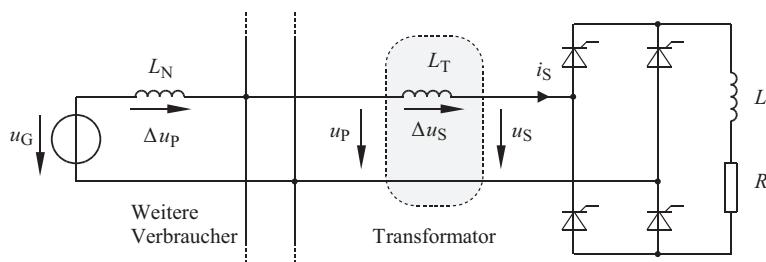
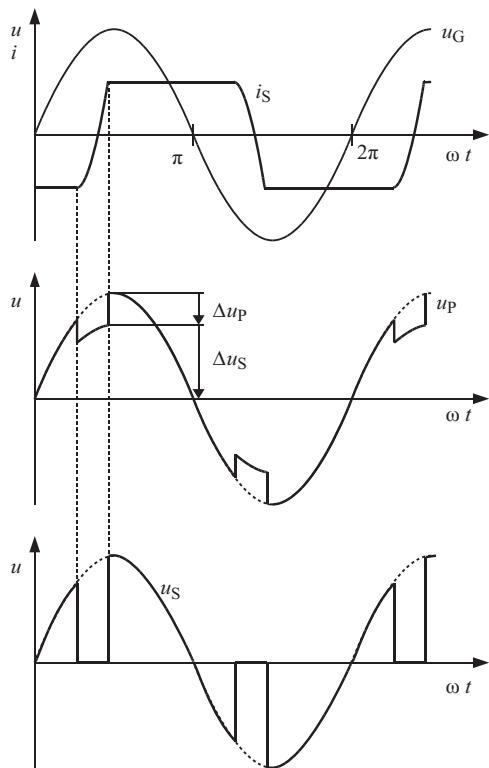
**Abb. 10.23** Ersatzschaltung einer Zwei-puls-Brückenschaltung mit Einspeisung

Abb. 10.24 Strom- und Spannungsverlauf mit Kommutierungseinfluss



Primärseite als Δu_P aus. Die Induktivitäten L_N und L_T bilden einen Spannungsteiler, und es gilt folgender Zusammenhang:

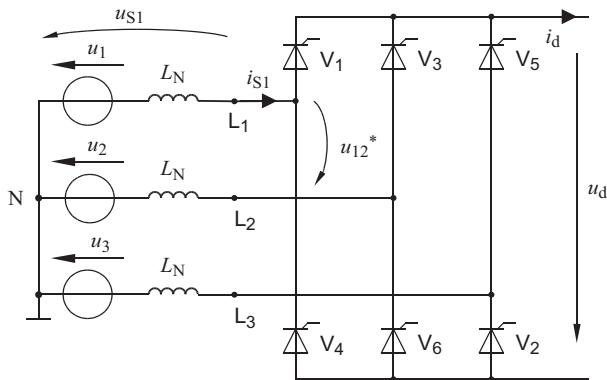
$$\frac{di_S}{dt} = \frac{u_G}{L_N + L_T} = \frac{\Delta u_P}{L_N} = \frac{\Delta u_S}{L_T} \quad \Delta u_P = u_G \frac{L_N}{L_N + L_T} \quad (10.19)$$

Die Spannungseinbrüche Δu_P bezeichnet man als Kommutierungseinbrüche. Sie stellen die Hauptursache für das Entstehen von Spannungsoberschwingungen dar. Zur Begrenzung der netzseitigen Spannungsoberschwingungen muss die Induktivität L_T des vorgeschalteten Transformators entsprechend Gl. 10.1 ausgewählt sein (geeignetes u_K wählen). Gegebenenfalls können zusätzliche Kommutierungsdrösseln vorgesehen werden. Die Vorschaltung von Kommutierungsdrösseln ist auch erforderlich, falls der Stromrichter ohne Transformator direkt am Netz betrieben wird.

Als zusätzliche Eigenschaften bleibt anzumerken, dass die Induktivitäten die Stromsteilheit begrenzen und damit die Überlappung u vergrößern.

Liegen die Kommutierungseinbrüche im Bereich der Nulldurchgänge der Netzspannung, so sind die Spannungsnulldurchgänge verfälscht und es kann zu einer Störung der Synchronisation des Steuergerätes kommen. Aus diesem Grunde wird die Synchronisationsspannung aus der Netzspannung nur über ein Tiefpass- oder PLL-Filter gewonnen (siehe auch Abschn. 9.3).

Abb. 10.25 B6-Schaltung mit eingeprägtem Gleichstrom ($i_d = \text{konstant}$)
Einfluss der eingesetzten Induktivitäten auf u_{12}^* und u_{S1}



10.3.2 B6-Schaltung

Um den Einfluss der eingesetzten Induktivitäten (L_N) auf die verkettete Spannung u_{12} (Leiterspannung) und die Phasenspannung u_{S1} zu beschreiben, dient eine Ersatzschaltung nach Abb. 10.25. Die möglichen Kommutierungen sind mit den entsprechenden Kommutierungsspannungen u_K in Tab. 10.2 aufgeführt.

Die einzelnen Kommutierungen werden mit den reduzierten Schaltbildern nach Abb. 10.26 untersucht. Um den Einfluss der von der Welligkeit des Gleichstromes i_d hervorgerufenen induzierten Spannung auf die Leiterspannungen darzustellen, wurde eine Schaltungssimulation für verschiedene Welligkeiten des Gleichstromes i_d nach Abb. 10.28 durchgeführt. Die Konstruktion der Spannungen für $\alpha = 30^\circ$ und idealer Stromglättung zeigt Abb. 10.27.

Damit die Kommutierungseinflüsse vom öffentlichen Drehstrom-Versorgungsnetz ferngehalten werden können, muss am Eingang des Stromrichters eine zusätzliche Induktivität L_T vorgesehen werden (siehe auch Abb. 10.23). Wegen der Funktion wird diese Induktivität als Kommutierungsdrossel bezeichnet. Zusammen mit der Netzinduktivität L_N bildet die Kommutierungsdrossel L_T in Abb. 10.29 einen induktiven Spannungsteiler.

Tab. 10.2 B6-Schaltung, mögliche Kommutierungen und Verlauf von u_{12}^* und u_{S1}

	Kommutierung	u_K	u_{12}^*	Phasenspannung u_{S1}
①	V1 → V3	u_{21}	0	$-0,5 u_3$
②	V2 → V4	u_{31}	$-1,5 u_2$	$-0,5 u_2$
③	V3 → V5	u_{32}	$1,5 u_1$	u_1
④	V4 → V6	u_{12}	0	$-0,5 u_3$
⑤	V5 → V1	u_{13}	$-1,5 u_2$	$-0,5 u_2$
⑥	V6 → V2	u_{23}	$1,5 u_1$	u_1

<p>① $u_{12}^* = 0 \quad u_{Sl} = -\frac{u_3}{2}$</p>	<p>④ $u_{12}^* = 0 \quad u_{Sl} = -\frac{u_3}{2}$</p>
<p>② $u_{12}^* = -\frac{3}{2}u_2 \quad u_{Sl} = -\frac{u_2}{2}$</p>	<p>⑤ $u_{12}^* = -\frac{3}{2}u_2 \quad u_{Sl} = -\frac{u_2}{2}$</p>
<p>③ $u_{12}^* = -\frac{3}{2}u_1 \quad u_{Sl} = u_1$</p>	<p>⑥ $u_{12}^* = -\frac{3}{2}u_1 \quad u_{Sl} = u_1$</p>

Abb. 10.26 Leiter- und Phasenspannung bei den Kommutierungen der B6-Schaltung

Die Kommutierungseinbrüche der Phasenspannungen teilen sich nach Gl. 10.19 im Verhältnis der Induktivitäten auf. Damit die VDE-Bestimmungen erfüllt werden, darf die Spannung während der Kommutierung nur um 20 % des Scheitelwertes einbrechen. Die restlichen 80 % müssen demnach an der Kommutierungsinduktivität L_T abfallen.

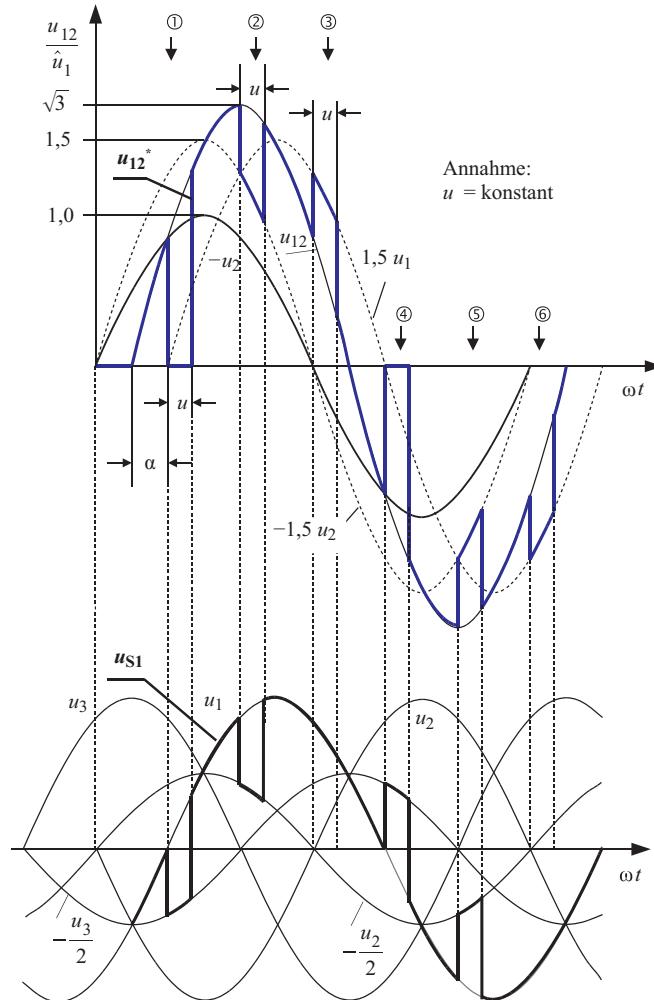


Abb. 10.27 Konstruktion der Leiter- und Phasenspannung der B6-Schaltung mit $\alpha = 30^\circ$ bei idealer Glättung

Daraus lässt sich das Verhältnis von Netz- zu Kommutierungsinduktivität nach Gl. 10.20 berechnen. Abb. 10.30 zeigt die Wirkung von L_T bei einer entsprechenden Auslegung.

$$\Delta u_N \leq 0,2 \hat{u}_{12} \quad \frac{L_N}{L_T} = \frac{\Delta u_N}{\Delta u_T} \leq \frac{0,2 \hat{u}_{12}}{0,8 \hat{u}_{12}} \quad \text{d. h. } L_T \geq 4 L_N \quad (10.20)$$

Zur Bemessung von L_T steht im Allgemeinen die Netz-Scheinleistung S_N und die Netz-Kurzschlussspannung u_{KN} zur Verfügung. Abb. 10.31 zeigt den Anschluss eines Stromrichters über einen Netztransformator bzw. über eine Netzdrossel der Leistung S_T an die öffentliche 400V-Stromversorgung der Leistung S_N .

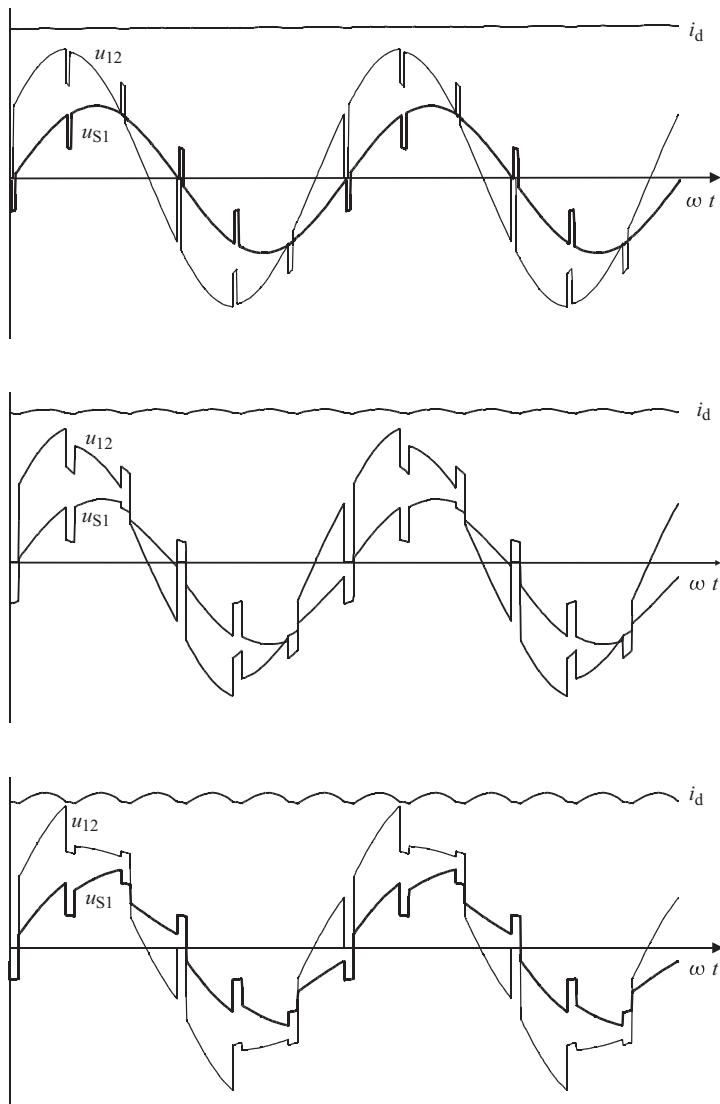


Abb. 10.28 Einfluss nicht idealer Glättung auf u_{12} und u_{S1} (Simulation)

Die Impedanzen $X_N = \omega L_N$ und $X_T = \omega L_T$ bilden einen Spannungsteiler. Auf der 400 V-Ebene erhält man mit $U_K = (400 \text{ V} \cdot u_K)$ bei einer verlustfreien Anordnung folgende Zusammenhänge:

$$X_N = \frac{U_{KN}}{I_N} = 400 \text{ V} \frac{u_{KN}}{I_N} \quad X_T = \frac{U_{KT}}{I_T} = 400 \text{ V} \frac{u_{KT}}{I_T} \quad (10.21)$$

Abb. 10.29 B6-Schaltung mit Netzinduktivität L_N und Zusatzinduktivität L_T

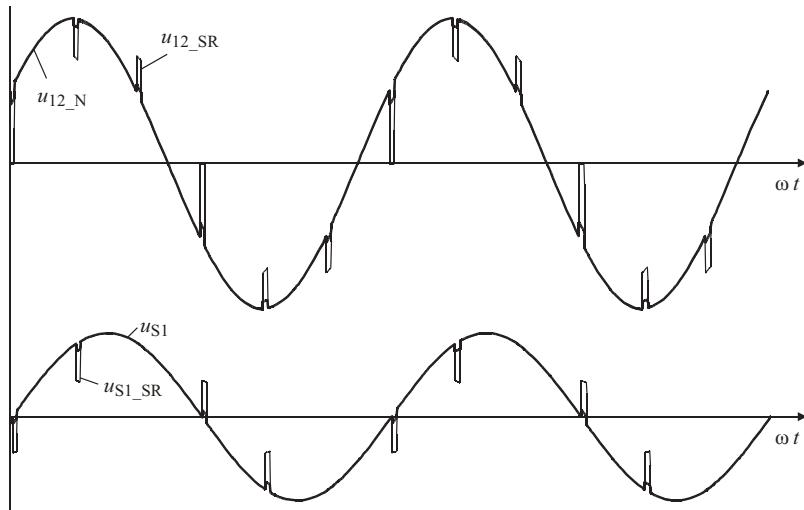
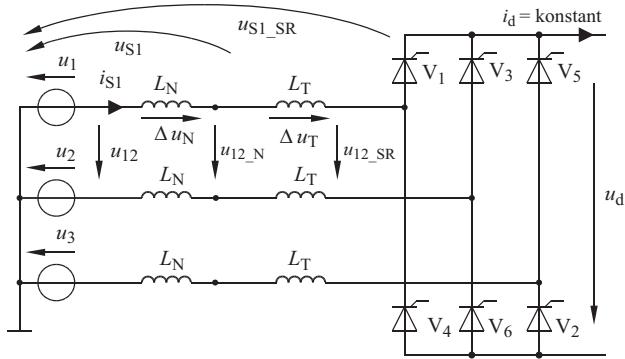


Abb. 10.30 Spannungen bei $L_N/L_T = 2/8$ und ideale Glättung, $\alpha = 30^\circ$ (Simulation)

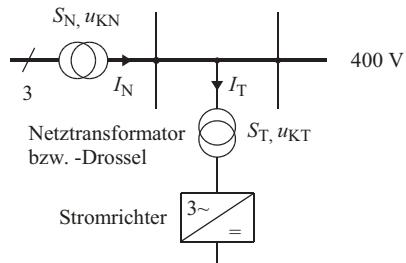
Entspricht S_T der Netzscheinleistung S_N , (d. h. $I_N = I_T$), so folgt Gl. 10.22 für den maximalen Spannungsabfall Δu der Mindestwert der Kurzschlussspannung u_{KT} im Verhältnis zu u_{KN} .

$$\frac{\Delta u_N}{\hat{u}_N} = \frac{X_N}{X_N + X_T} = \frac{U_{KN}}{U_{KN} + U_{KT}} = \frac{1}{1 + \frac{u_{KN}}{u_{KT}}} \leq 0,2 \quad \rightarrow \quad u_{KT} \geq 4u_{KN} \quad (10.22)$$

- Um den Grenzwert von $\Delta u_N/\hat{u}_N \leq 0,2$ einzuhalten muss der Stromrichter die 4-fache Kurzschlussspannung des Netzes aufweisen. Bei einer Kurzschlussspannung von $u_{KN} = 4\%$ kommt somit eine Gesamt-Kurzschlussspannung von 20% zustande.

Im Allgemeinen kann man von einer vergleichbaren Kurzschlussspannung von Netz- und Stromrichter ausgehen, d. $u_{KN} = u_{KT} = u_K = 4\%$. In diesem Fall wird mit

Abb. 10.31 Anschluss des Stromrichters an das öffentliche Stromnetz
 u_K : relative Kurzschlussspannung



Gl. 10.23 über die Nennströme I_N und I_T das erforderliche Leistungsverhältnis von Netz- und Stromrichtertransformator ermittelt.

$$\frac{\Delta u_N}{\hat{u}_N} = \frac{X_N}{X_N + X_T} = \frac{\frac{U_K}{I_N}}{\frac{U_K}{I_N} + \frac{U_K}{I_T}} = \frac{1}{1 + \frac{I_N}{I_T}} \leq 0,2 \quad \rightarrow \quad I_N \geq 4I_T \quad (10.23)$$

- Um den Grenzwert von $\Delta u_N/\hat{u} \leq 0,2$ einzuhalten, muss bei gleicher Kurzschlussspannung die Netzscheinleistung S_N mindestens den 4-fachen Wert des Stromrichters S_{SR} aufweisen.

Literatur

- Heuck: *Elektrische Energieversorgung*. Wiesbaden: Vieweg + Teubner, 2010
- Maniktala: *Switching Power Supplies A-Z*. Oxford: Newnes, 2012
- Kazimierczuk: *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converter*. Sussex: Wiley, 2008
- Franz: *EMV*. Stuttgart, Leipzig, Wiesbaden: Teubner, 2013



Lastgeführte Stromrichter

11

Bei lastgeführten Stromrichtern erfolgt die Ventilablösung durch die Lastspannung bzw. den Laststrom. Die Ventilsteuerung erfolgt somit in Bezug auf die Spannungs- bzw. Stromnulldurchgänge der Last. Wir unterscheiden ein- und mehrphasige Schaltungen. Die Last kann passiv als Schwingkreis (Schwingkreiswechselrichter) oder aktiv z. B. als Synchronmaschine (Stromrichtermotor) ausgeführt sein.

11.1 Schwingkreiswechselrichter

Schwingkreiswechselrichter werden für ohmsch-induktive Verbraucher eingesetzt, die mit einer höherfrequenten Wechselspannung arbeiten. Der ohmsch-induktive Verbraucher wird nach Abb. 11.1 mit einem Kompensationskondensator C zu einem Reihen- oder Parallelschwingkreis zusammengeschaltet. Mit beiden Kompensationsarten lassen sich Wechselrichter unterschiedlichen Betriebsverhaltens aufbauen.

11.1.1 Betrieb mit eingeprägter Gleichspannung

Für den Betrieb mit eingeprägter Spannung arbeitet die Schaltung nach Abb. 11.2 mit einer Serienkompensation. Die Schalter S_1 und S_2 haben die Stellungen $+1$ bzw. -1 . Die Ausgangsspannung u_A ist durch die Schalter S_1 und S_2 eingeprägt und nimmt die Werte $\pm U_0$ an.

Der Laststrom i_A in Abb. 11.3 führt, angeregt durch die Spannung u_A , eine gedämpfte Schwingung aus. Die Eigenfrequenz ist durch die Parameter des Schwingkreises festgelegt. Ohne Änderung der Schalterstellungen wäre nach Abklingen der Schwingung der Kondensator auf U_0 aufgeladen. Das ist aber nicht Zweck dieser Schaltung. Werden die Schalter S_1 und S_2 im Nulldurchgang des Laststromes umgeschaltet, so wird eine neue

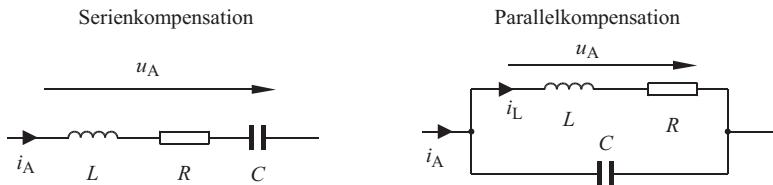


Abb. 11.1 Kompensationsformen der LR-Last

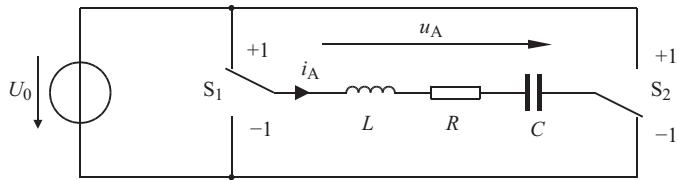


Abb. 11.2 Prinzip des Reihenschwingkreiswechselrichters

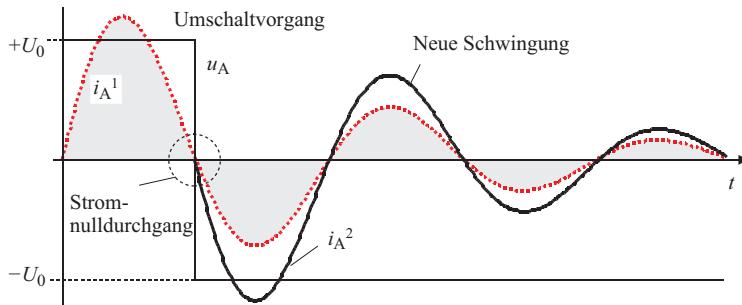


Abb. 11.3 Stromverlauf bei Spannungsumschaltungen

Eigenschwingung i_A^2 angeregt (Abb. 11.3). Durch weitere Umschaltungen, jeweils im Stromnulldurchgang, entsteht ein näherungsweise sinusförmiger Stromverlauf in der Last.

Abhängig vom verwendeten Halbleiterschalter können für die Zeitpunkte zur Spannungsumschaltung Einschränkungen vorhanden sein. Durch die Eigenschwingung des Lastkreises hat bei der Serienkompensation der Laststrom, der gleich dem Ventilstrom ist, natürliche Nulldurchgänge. Ohne äußeren Eingriff wäre bei einem Thyristorschalter die durch einmalige Ventilzündung angeregte Eigenschwingung nach einer Halbschwingung wieder abgebrochen. Damit eine periodische Schwingung auftritt, müssen die Thyristoren für die entgegengesetzte Stromrichtung rechtzeitig gezündet werden. Geschieht dies unmittelbar im Stromnulldurchgang, so wird die Spannung u_A im Stromnulldurchgang umgepolt, ohne die Freiwerdezeit (t_q) für die Thyristoren

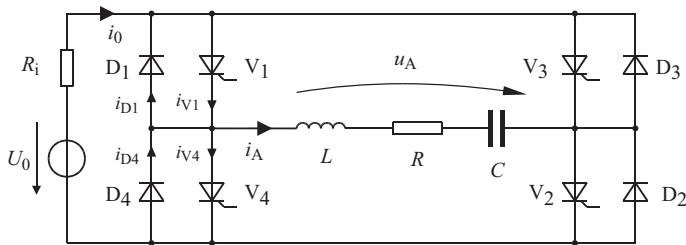


Abb. 11.4 Reihenschwingkreiswechselrichter mit Thyristoren

abzuwarten. In diesem Fall kommt es zu einem Kurzschluss der Gleichspannung über zwei in Reihe liegende Thyristoren (Wechselrichterkippen). Daher setzt man bei der Serienkompenstation zusätzlich zu den Thyristoren antiparallele Dioden ein (Abb. 11.4). Über diese Dioden kann der Laststrom nach dem Nulldurchgang in entgegengesetzter Richtung zunächst weiter fließen. Die Spannungsverhältnisse an der Last bleiben dadurch unverändert (Abb. 11.5 Abschnitt a und b bzw. c und d). Erst nach Ablauf einer Mindestzeit \$t_S\$ (\$t_S\$: Schonzeit) die größer als die Freiwerdezeit \$t_q\$ sein muss, kann durch Zündung der entsprechenden Thyristoren auch die Spannung \$u_A\$ umgeschaltet werden (Abb. 11.5 Abschnitt c bzw. a).

Betrachtet man in Abb. 11.6 die positiven Nulldurchgänge von \$u_A\$ und \$i_A\$, so ist leicht einzusehen, dass die Spannung \$u_A\$ dem Strom \$i_A\$ nacheilt. Es liegt durch Sicherstellung der Freiwerdezeit \$t_q\$ stets ein **kapazitiver Betriebszustand** vor. Da sich die \$L-C\$-Reihenschaltung nur unterhalb der Resonanzfrequenz \$f_0\$ kapazitiv verhält, liegt die Arbeitsfrequenz \$f_A\$ immer unter \$f_0\$. Die Schaltung läuft daher auch selbstdäig an.

Der Grundschnigungs-Effektivwert der Ausgangsspannung \$U_{A,1}\$ ist durch die Gleichspannung \$U_0\$ eingeprägt. Der Effektivwert des Verbraucherstromes \$I_{A,1}\$ stellt sich abhängig von der Arbeitsfrequenz ein. \$I_{A,1}\$ errechnet sich aus der Leistungsbilanz bei Vernachlässigung der Wechselrichterverluste nach Gl. 11.1. Mit Berücksichtigung des Phasenverschiebungswinkels \$\gamma\$ (\$\gamma = \omega_0 t_S\$, \$t_S\$ = Schonzeit) erhält man für die Wirkleistungsübertragung:

$$P_d = U_0 \cdot I_0 = U_{A,1} \cdot I_{A,1} \cdot \cos \gamma \quad (11.1)$$

Die Gleichstromquelle liefert die Wirkleistung \$P_d\$. Diese Wirkleistung entspricht der Grundschnigungscheinleistung multipliziert mit \$\cos \gamma\$. Aus Gl. 11.1 folgt für den Effektivwert der Stromgrundschnigung \$I_{A,1}\$:

$$I_{A,1} = \frac{U_0 \cdot I_0}{U_{A,1} \cdot \cos \gamma} \quad (11.2)$$

Für den Grundschnigungseffektivwert \$U_{A,1}\$ der rechteckförmigen Ausgangsspannung \$u_A\$ nach Abb. 11.5 erhält man durch Fourier-Analyse:

$$\text{mit } U_{A,1} = U_0 \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \quad \text{folgt } I_{A,1} = I_0 \cdot \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\cos \gamma} \quad (11.3)$$

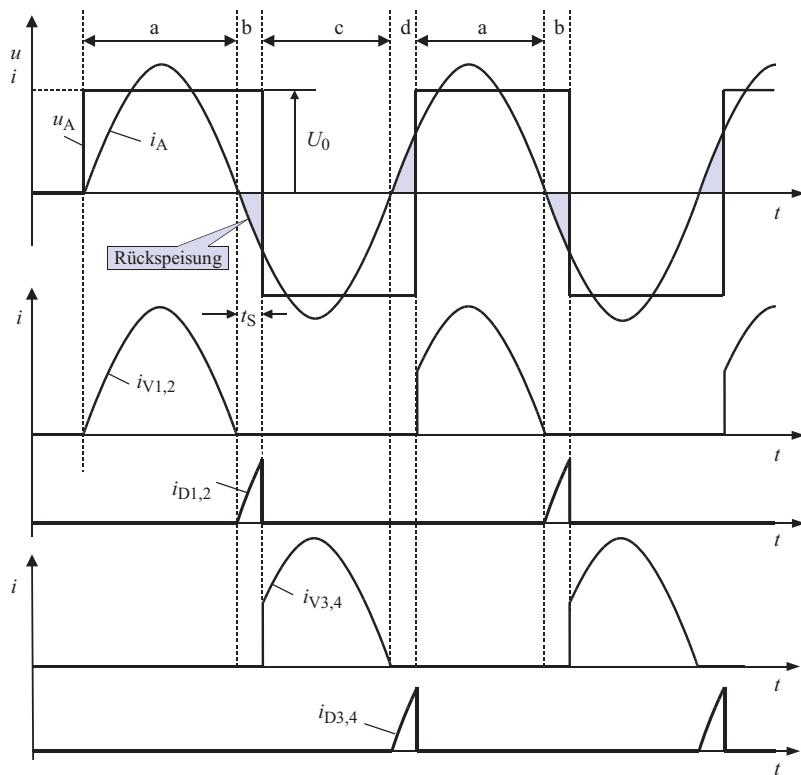


Abb. 11.5 Ströme und Ausgangsspannung des Reihenschwingkreiswechselrichters

Annahmen:

sinusförmiger Ausgangsstrom, ideale Ventile, $R_i = 0$

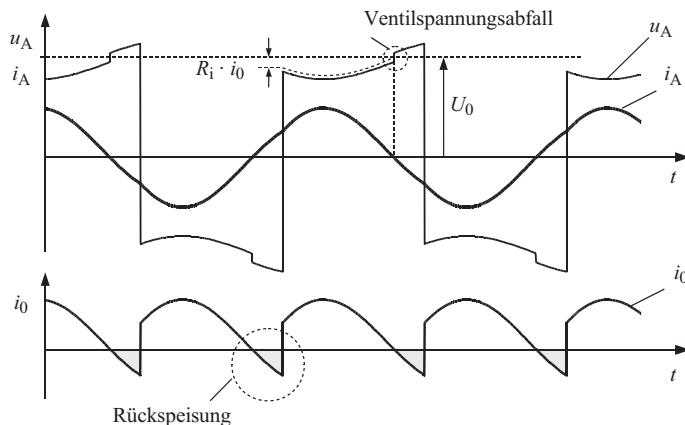


Abb. 11.6 Simulation der Ausgangsgrößen und des Eingangsstromes für $R_i > 0$ mit Berücksichtigung der Ventilspannungen für $U_0 = 20$ V

Bei $\gamma = 0$ ist der Eingangsgleichstrom I_0 gleich dem Ausgangsstrom $I_{A,1}$. Abhängig vom Kehrwert des $\cos \gamma$ steigt der Ausgangsstrom I_A mit zunehmendem Winkel γ an, wodurch sich die Strombelastung von den Thyristoren zu den Dioden verschiebt. Die Strombelastung der Dioden ist somit durch die Blindleistung der Last bestimmt. Höhere Ausgangsfrequenzen als f_0 können beim Reihenschwingkreiswechselrichter nur durch den Einsatz abschaltbarer Ventile (GTO bzw. Transistor) erreicht werden.

11.1.2 Betrieb mit eingeprägtem Gleichstrom

Diese Schaltung nach Abb. 11.7 arbeitet mit Parallelkompensation und eingeprägtem Gleichstrom. Der Ausgangsstrom hat abhängig von der Schalterstellung die Werte $i_A = \pm I_0$.

Angeregt durch den Ausgangsstrom i_A führt die Ausgangsspannung u_A , die gleich der Kondensatorspannung ist, eine Eigenschwingung aus. Schaltet man im Spannungsnulldurchgang den Strom i_A um, so wird eine erneute Eigenschwingung ausgelöst (Abb. 11.8). Durch periodisches Umschalten der Stromrichtung lässt sich eine näherungsweise sinusförmige Spannung u_A erzeugen. Realisiert man die Schalter in Abb. 11.7 durch Thyristoren, so erhält man das Schaltbild nach Abb. 11.9. Damit die Thyristoren

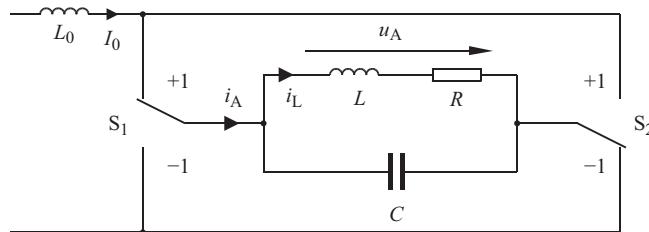


Abb. 11.7 Prinzip des Parallelwechselrichters

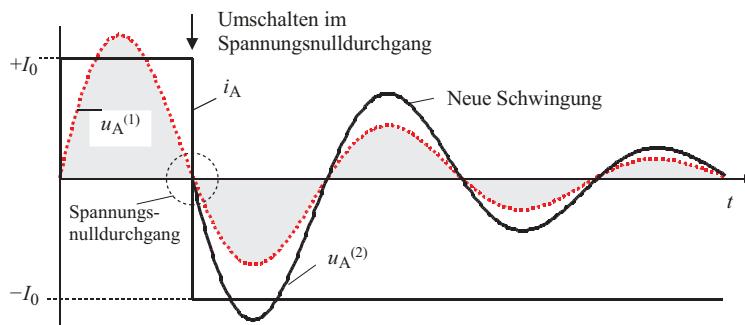


Abb. 11.8 Spannungsverlauf bei Stromumschaltung im Spannungsnulldurchgang

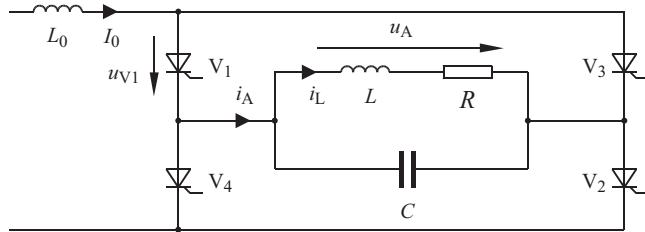
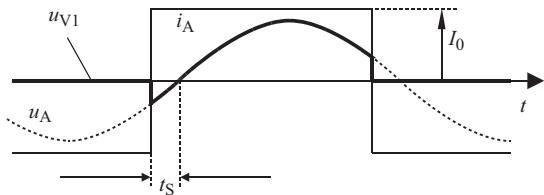


Abb. 11.9 Thyristor mit Parallelkompensation

Abb. 11.10 Ventilspannung und Ausgangsstrom



sich gegenseitig ablösen können, muss zum Umschaltzeitpunkt die Spannung u_A so gepolt sein, das es beim Einschalten der nächsten Thyristoren zum Abschalten der vorher leitenden Thyristoren kommt. Anschließend muss zur Sicherstellung der erforderlichen Schonzeit t_S die Polarität der Ausgangsspannung u_A für die Dauer t_S erhalten bleiben, damit es nicht zur Rückzündung der Thyristoren (Wechselrichterkurzschluss) kommen kann.

Ein Vergleich der Nulldurchgänge von Strom und Spannung zeigt, das der Strom i_A gegenüber der Spannung u_A in Abb. 11.10 vorausilegend ist. Aufgrund der Freiwerdezeit t_q liegt also wie beim Reihenschwingkreiswechselrichter ein **kapazitiver Betriebszustand** vor. Dies setzt zum Betrieb des Parallelschwingkreiswechselrichters aber voraus, dass die Betriebsfrequenz f_A größer sein muss als die Resonanzfrequenz f_0 . Zum Anlaufen der Schaltung ist der Kondensator C deshalb vorzuladen. Der Ausgangsstrom i_A ist rechteckförmig und durch den Eingangsgleichstrom I_0 eingeprägt. Der Laststrom i_L verläuft nahezu sinusförmig. Die Höhe der Ausgangsspannung U_A stellt sich abhängig von den Betriebsparametern ein.

11.2 Vergleich der Wechselrichtertypen

Der Parallelschwingkreiswechselrichter hat gegenüber dem Reihenschwingkreiswechselrichter den Vorteil, dass die Blindleistung direkt vom Kompensationskondensator C an die Last geliefert wird. Die Ventile sind daher nur durch die Wirkleistung belastet. Im Falle eines Kurzschlusses begrenzt die eingangsseitige Drossel L_d den Stromanstieg, wodurch diese Schaltung insgesamt betriebssicherer arbeitet. In beiden Schaltungen werden die Thyristoren durch die Spannung an der Last gelöscht. Deshalb bezeichnet

man diese Schaltungen als lastgeführt. Damit die Schaltungen kommutieren können, muss die Betriebsfrequenz in einem bestimmten Verhältnis zur Eigenfrequenz der Last stehen, so dass sich ein kapazitives Verhalten einstellt. Es zeigt sich, dass die Verwendung von Thyristoren mit Einschränkungen behaftet ist:

- Keine hohe Frequenzen mit Rücksicht auf die Thyristor-Freiwerdezeit.
- Die Betriebsfrequenz muss von der Resonanzfrequenz des Schwingkreises um einen bestimmten Mindestwert abweichen und stets so gewählt werden, dass die Last ein kapazitives Verhalten zeigt. Andernfalls werden die Thyristoren nicht gelöscht und der Wechselrichter ist kurzgeschlossen.
- Ein Betrieb, bei der sich die Last induktiv verhält, ist nicht möglich.

Es zeigt sich, dass – insbesondere bei hoher Frequenz – ein Betrieb mit induktivem Verhalten der Last oder mit einer Frequenz, die sehr nahe bei der Resonanzfrequenz liegt, zu geringeren Schaltverlusten führt. **Diese Betriebsweise erfordert jedoch den Einsatz abschaltbarer Bauelemente.** Am Beispiel des Reihenschwingkreiswechselrichter wird gezeigt, welche Möglichkeiten der Einsatz abschaltbarer Ventile bieten kann.

11.3 Schwingkreiswechselrichter mit abschaltbaren Ventilen

Ein Reihenschwingkreiswechselrichter mit abschaltbaren Ventilen ist in Abb. 11.11 dargestellt. Die Transistoren T_1 und T_4 arbeiten im Gegentakt mit T_2 und T_3 . Der Schaltzeitpunkt ist unter Berücksichtigung einer Pausenzeiten für die sichere Umschaltung beliebig einstellbar.

Für diese Schaltung sollen drei Betriebsfälle betrachtet werden:

- Die Betriebsfrequenz ist niedriger als die Resonanzfrequenz.

Der Wechselrichter möge zuerst mit einer Frequenz kleiner als die Resonanzfrequenz betrieben werden, also mit kapazitiver Last. Die Verhältnisse entsprechen denen vom

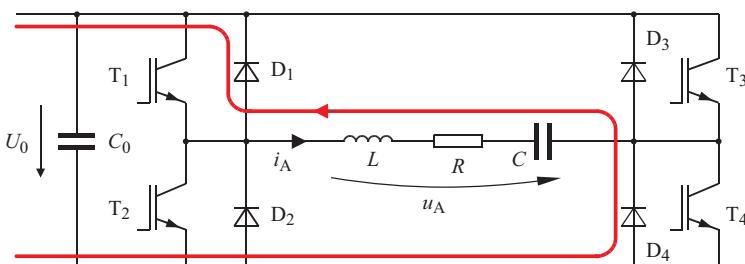
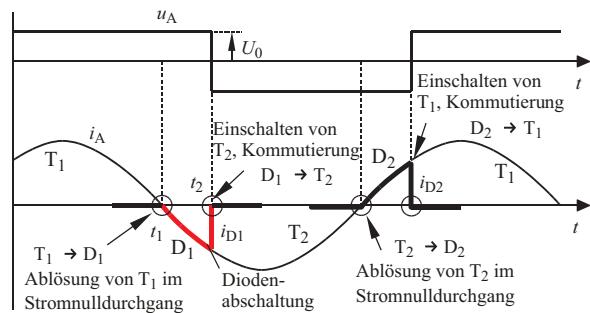


Abb. 11.11 Schwingkreiswechselrichter mit IGBT-Transistoren
Stromfluss durch D_1 und D_4 dargestellt

Abb. 11.12 Kapazitive Last, $f < f_0$ Verlauf von i_{D1} ($t_1 - t_2$) und i_{D2} stromloses Einschalten (t_1) und Abschaltung der stromführenden Dioden (t_2) (ZCS)



konventionellen Thyristor. Beim Stromnulldurchgang fließt der Strom zunächst über die Freilaufdioden (Abb. 11.12). Beim nächsten Einschalten kommutiert der Laststrom mit hoher Steilheit von den Freilaufdioden zurück auf die Transistoren. An den Dioden treten dabei hohe Stromsteilheiten auf. Wegen der Dioden-Rückstromspitzen entstehen in den Transistoren **hohe Einschaltverluste**. Es treten aber **keine Ausschaltverluste** auf.

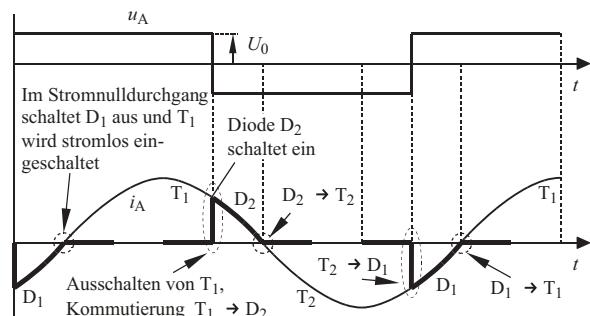
- Die Betriebsfrequenz ist gleich der Resonanzfrequenz.

Wird der Wechselrichter schließlich mit Resonanzfrequenz betrieben, so treten keine Schaltverluste auf.

- Die Betriebsfrequenz ist höher als die Resonanzfrequenz.

Wird der Wechselrichter mit einer höheren Frequenz als die Resonanzfrequenz betrieben, so verhält sich die Last induktiv (Abb. 11.13). Dieser Zustand setzt abschaltbare Leistungshalbleiter voraus. Beim Abschalten der Transistoren kommutiert der Laststrom mit hoher Steilheit auf die Freilaufdioden über. Dabei treten, abhängig vom Momentanwert des Laststromes, **Ausschaltverluste** in den Transistoren auf. Nach dem Stromnulldurchgang übernehmen die eingeschalteten Transistoren den Laststrom. Es treten **keine Einschaltverluste** auf. Bei dieser Betriebsart treten im Schaltvorgang

Abb. 11.13 Induktive Last, $f > f_0$ Verlauf von i_{D1} und i_{D2} stromloses Ausschalten und spannungsloses Einschalten von T solange D leitet möglich (ZVS)



keine Rückstromspitzen auf, weshalb die auftretenden Schaltverluste bei induktiver Last kleiner sind als bei kapazitiver Last.

Schwingkreiswechselrichter weisen Abhängig von der Betriebsart *entweder* Einschaltverluste *oder* Ausschaltverluste auf. Die Frage nach den Schaltverlusten bei hohen Schaltfrequenzen ist besonders kritisch, weil sich durch eine Steigerung der Schaltfrequenz die Baugröße der passiven Komponenten in Stromrichterschaltungen (Induktivität, Transformatoren, Kondensatoren) deutlich verkleinern lässt. Weitere Einzelheiten dazu siehe Abschn. 18.10.3.

11.3.1 Strom- und spannungsloses Schalten

Der Einbau von Resonanzelementen wird allgemein so vorgenommen, dass ein elektronischer Schalter in Serie oder parallel zu einem Schwingkreis angeordnet ist. Die Schalterspannung oder der Schalterstrom können sich dann nicht mehr sprunghaft ändern. Dadurch lassen sich neben den Schaltverlusten auch die elektromagnetischen Eigenschaften der Schaltung verbessern. Die Anordnung der Resonanzelemente wird durch so genannte Quasiresonante Grundschaltungen nach Abb. 11.14 beschrieben.

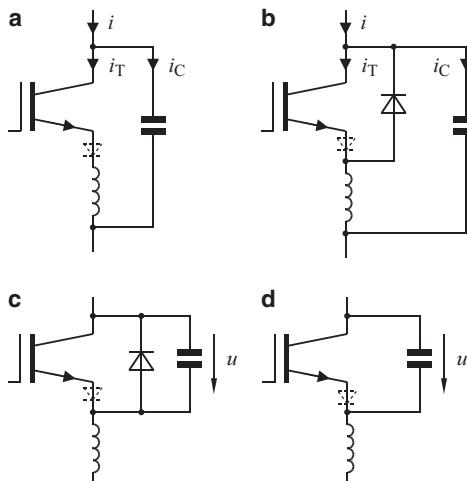


Abb. 11.14 Grundkonfigurationen zum strom- bzw. spannungslosen Schalten

ZCS: Zero current switching

Schalten bei Strom Null, *Ausschaltentlastung*

Der Transistorstrom i_T kann in **a** nicht negativ werden, so dass für einen Vollschnürbetrieb in **b** eine zusätzliche parallele Diode erforderlich ist. Die Diode D schaltet sich im Stromnulldurchgang, d. h. stromlos ein.

ZVS: Zero voltage switching

Schalten bei Spannung Null, *Einschaltentlastung*

Die Spannung in **c** kann nicht negativ werden. Leitet die Diode D, so kann T bei Spannung 0 eingeschaltet werden. Entfernt man in **c** die Diode, so liegt in **d** ein Vollschnürbetrieb vor

- a) Liegt die Resonanzdrossel L in Reihe zum Transistor, so kann über einen Resonanzvorgang ein stromloses Ausschalten erreicht werden. Dadurch entfallen die Ausschaltverluste. Beim Einschalten begrenzt die Induktivität den Stromanstieg und vermindert so die Einschaltverluste. Es handelt sich hierbei um weiches Schalten, das Konzept wird als **Zero Current Switching** (ZCS, Abb. 11.14a, b) bezeichnet.
- b) Liegt der Kondensator parallel zum Transistor, so wird der Transistor im spannungslosen Zustand eingeschaltet. Beim Ausschalten begrenzt der Kondensator den Spannungsanstieg und verhindert so die Ausschaltverluste. Auch hierbei handelt es sich um einen *weichen* Schalterbetrieb, das Konzept wird mit **Zero Voltage Switching** (ZVS, Abb. 11.14c, d) bezeichnet.

11.3.2 Anwendungsbeispiel zum stromlosen Schalten (ZCS)

Ein Beispiel für eine Schaltung mit einem stromlos schaltendem Transistor ist der Tiefsetzsteller nach Abb. 11.15. Einzelheiten zur Schaltung werden in Kap. 18 erläutert.

- Ausgangssituation: In Abb. 11.15 sperrt T und D leitet, $i_L = I_L = \text{konstant}$.

Zum Zeitpunkt $t = 0$ wird der Transistor T eingeschaltet. Es beginnt die Kommutierung von D nach T entsprechend Gl. 11.4. Die Zeitverläufe zeigt Abb. 11.16. Sobald der Transistor I_L übernommen hat, sperrt D und der Schwingkreis L_1-C bestimmt den weiteren Stromverlauf.

$$i_C = \frac{U_d}{L_1} t \quad i_D = I_L - i_C \quad \text{Kommutierung D} \rightarrow \text{T} \quad (11.4)$$

Die Energie der Drossel L_1 lädt den Kondensator C. Schneidet der sinusförmig verlaufende Kollektorstrom i_C die Nulllinie, so sperrt T und der Resonanzkreis ist wieder

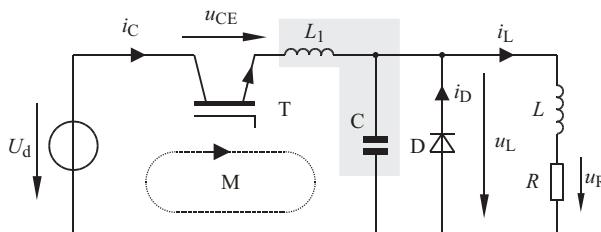


Abb. 11.15 Tiefsetzsteller mit ZCS und Halbschwingungsbetrieb
 i_L sei konstant ($i_L = I_L$).

Die Energiesteuerung erfolgt über die Ansteuerfrequenz des Transistors T

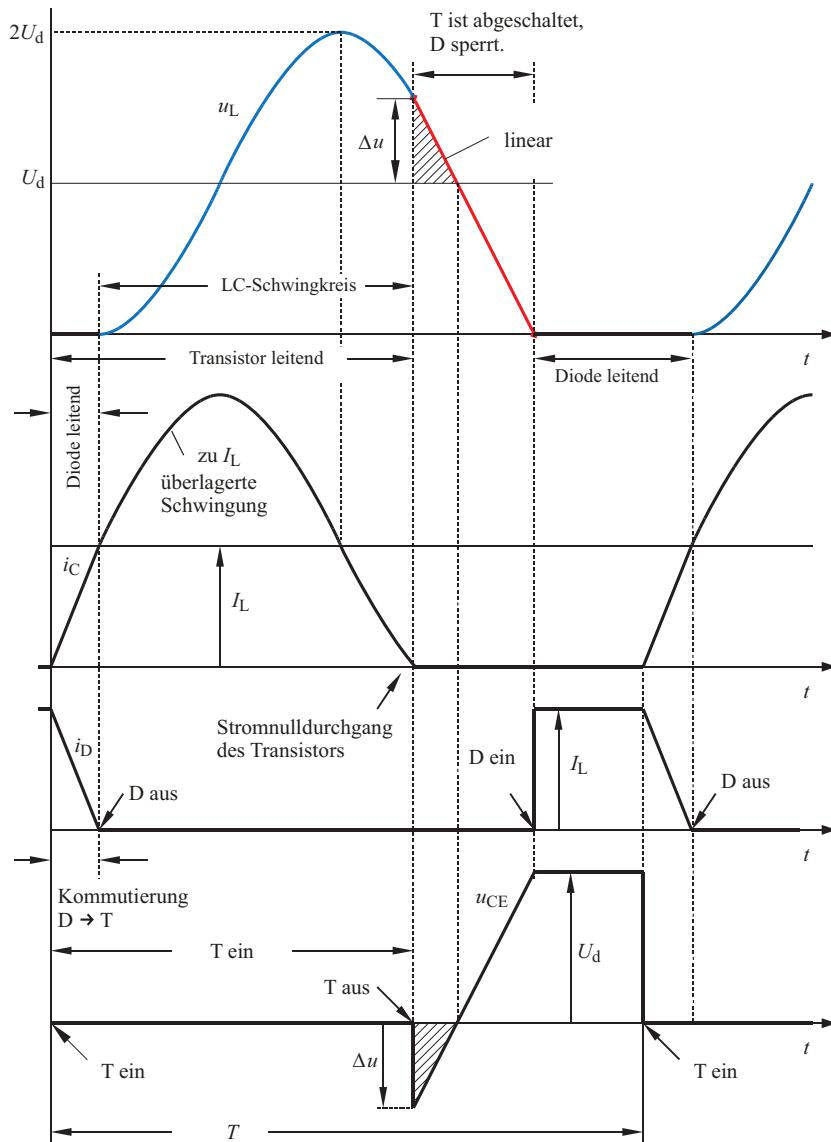


Abb. 11.16 Elektrische Größen bei einem Schaltzyklus (Tiefsetzsteller)

abgeschaltet. Die Periodendauer und Amplitude der überlagerten Schwingung berechnet sich mit Gl. 11.5.

$$T = 2\pi\sqrt{L_1 C} \quad \hat{i}_L = U_d \sqrt{\frac{C}{L_1}} \quad (11.5)$$

Der Kondensator C ist im Nulldurchgang von i_C auf $U_d + \Delta u$ aufgeladen und wird anschließend durch den eingeprägten Laststrom linear entladen. Die Zeit bis zum Nulldurchgang (Δt) ermittelt sich mit Gl. 11.6.

$$\Delta t = C \frac{U_d + \Delta u}{I_L} \quad (11.6)$$

Im Nulldurchgang von u_L schaltet schließlich die Diode D ein und übernimmt wieder den eingeprägten Laststrom I_L . An T liegt jetzt wieder die Eingangsspannung U_d , der Schaltzyklus ist beendet. Die Zeitverläufe der einzelnen Größen sind in Abb. 11.16 dargestellt. Durch erneutes Ansteuern von T kann ein neuer Zyklus ausgelöst werden [1].

- Die Einschaltzeit des Transistors ist durch die über L_1 und C bestimmte Eigenfrequenz eine feste Größe. Zur Leistungssteuerung kann daher nur die Pausenzeit T_P über die Periodendauer T gesteuert werden (Pulsfrequenzsteuerung).

Literatur

1. Hagmann: *Leistungselektronik*. München/Wien: Aula, 2006



Selbstgeführte Stromrichter

12

Unter selbstgeführten Stromrichtern versteht man Stromrichter zur Umformung von Gleich- und Wechselströmen unter Verwendung abschaltbarer Bauelemente. Die Ventile können daher ohne führendes Netz kommutieren. Selbstgeführte Stromrichter arbeiten als Wechselrichter (WR) mit konstanter (d. h. eingeprägter) Spannung (UWR) oder mit eingeprägtem Strom (IWR). Wir betrachten zunächst 1-phasige Wechselrichterschaltungen.

12.1 Wechselrichter mit eingeprägter Spannung (UWR)

1-phasige Wechselspannungen werden durch Mittelpunktschaltungen (Abb. 12.1a, b) oder durch eine Brückenschaltung (Abb. 12.1d) erzeugt. Der Vorteil von Mittelpunktschaltungen liegt im Vergleich zur Brückenschaltung in der geringeren Anzahl an Halbleiterventilen, wodurch speziell bei kleinen Leistungen ein günstiger Wirkungsgrad erreicht werden kann. Der für Mittelpunktschaltungen erforderliche Spannungsmittelpunkt kann von der Gleichspannungsseite z. B. über einen kapazitiven Spannungsteiler nach Abb. 12.1b oder nach Abb. 12.1a über den Ausgangstransformator bereitgestellt werden. Der Transformator ist zur Spannungsanpassung und Potenzialtrennung ohnehin erforderlich.

Die Ausgangsspannung u_{UV} (Abb. 12.1c) bildet hier ein symmetrisches Rechteck, dessen Effektivwert von U_d bzw. dem Windungszahlverhältnis $\dot{\nu}$ des Trafos abhängt. Die Frequenz folgt aus der Schaltfrequenz der Umschalter (s bzw. s_U und s_V). Zur Erzielung sinusförmiger Ausgangsspannungen ist zusätzlich ein Sinusfilter vorzusehen.

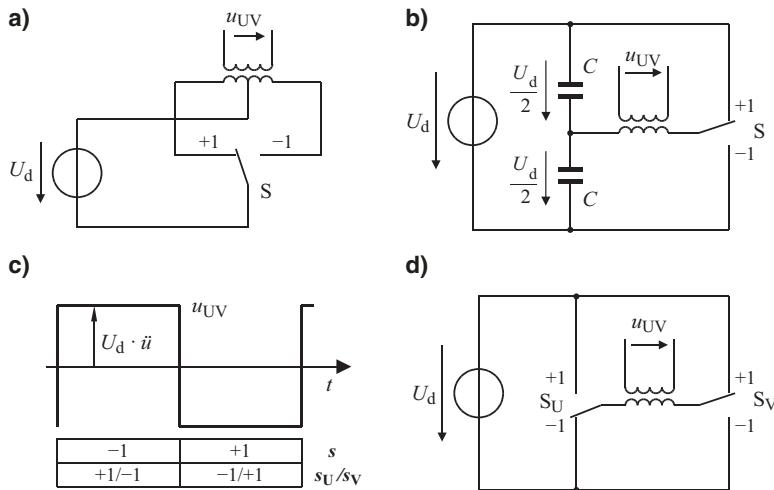


Abb. 12.1 Mittelpunktschaltungen mit gleich- und wechselspannungsseitigem Mittelpunkt

12.1.1 Mittelpunktschaltung mit AC-seitigem Mittelpunkt

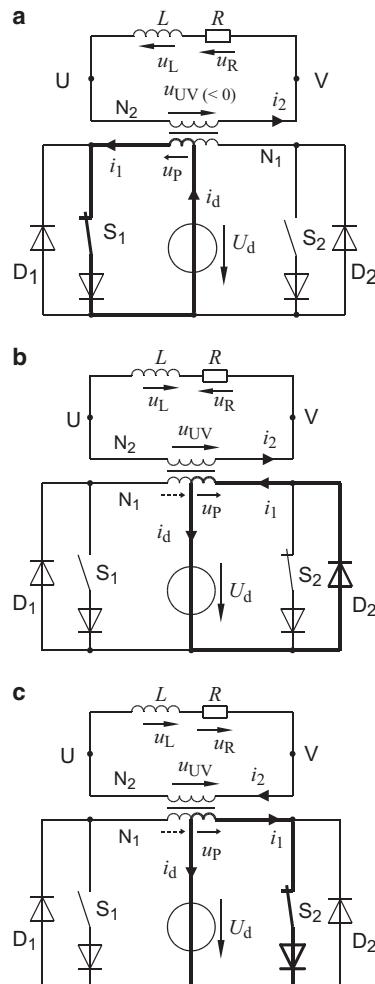
Auf der Lastseite sind im Allgemeinen induktive Komponenten vorhanden, welche plötzliche Stromänderungen verhindern. Die Abschaltung eines Ventils würde daher zu hohen Überspannungen führen. Deshalb sind zusätzlich die Dioden D_1 und D_2 vorzusehen, welche einen Freilaufkreis ermöglichen. Damit der Primärstrom unmittelbar zwischen den Wicklungshälften ohne Überspannungen wechseln kann, muss die Primärwicklung streuungsfrei ausgeführt sein.

Die Ausgangsspannung u_{UV} ist näherungsweise rechteckförmig. Die Amplitude ist von der Gleichspannung U_d und dem Übersetzungsverhältnis des Transformators abhängig. Auf der Primärseite fließt i_1 über unterschiedliche Pfade, die in Abb. 12.2 dargestellt sind.

12.1.2 Ausführungsbeispiel mit Thyristorschalter

Werden die Schalter in Abb. 12.2 durch Thyristoren realisiert, so erhält man zunächst die Schaltung nach Abb. 12.3. Hierin ist auch der Kondensator C_K zur Bereitstellung der erforderlichen Kommutierungsspannung für die Thyristoren T_1 und T_2 dargestellt.

Um zu vermeiden, dass sich der Kondensator C_K im Löschaugenblick über die Freilaufdioden D_1 bzw. D_2 über einen Kreisstrom i_{Kreis} entladen kann, ist eine Kommutierungsdrössel L_K erforderlich. L_K wirkt auch auf die Stromübergabe zwischen Thyristor und Freilaufdiode, die dadurch verzögert wird. Die Dioden D_{11} und D_{21} sollen ein vorzeitiges Entladen von C_K verhindern. Die Wirkungsweise soll ausgehend von Abb. 12.4 betrachtet werden (T_2 leitet).

**Abb. 12.2** Schaltermodell des 1-phasigen Wechselrichters mit ohmsch-induktiver Last

a Ausgangssituation: $i_2 = 0$

Der Schalter S_1 wird geschlossen.

Die Spannung u_{UV} ist über das Windungszahlverhältnis $N_1:N_2$ mit der Gleichspannung U_d verknüpft ($u_{UV} < 0, i_2 > 0$).

Der Laststrom i_2 zeigt mit der Lastzeitkonstanten L/R einen exponentiellen Verlauf.

b S_1 wird geöffnet, S_2 geschlossen.

Beim Öffnen von S_1 ändert u_L die Polarität und hält i_2 aufrecht. Die primäre Teilspannung u_p überschreitet dabei U_d und schaltet die Freilaufdiode D_2 ein, wodurch auch i_1 weiter fließt.

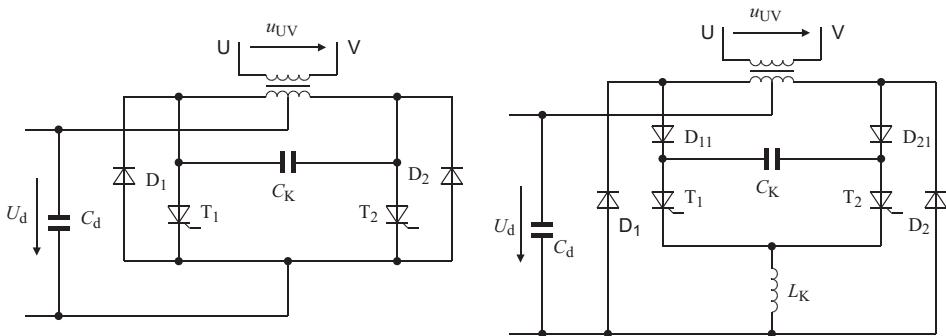
- Der Strom i_1 ist vom Schalter S_1 auf die Freilaufdiode D_2 kommutiert

- **der Energiefluss ist umgekehrt.**

- S_2 ist noch stromlos.

- Unter dem Einfluss von U_d ändert i_1 seine Richtung. Nach dem Stromnulldurchgang von i_1 blockiert D_2 und der Strom i_1 wird von U_d weitergetrieben ($u_{UV} > 0, i_2 > 0$).

- Der Strom i_1 ist von der Freilaufdiode D_2 auf den Schalter S_2 kommutiert

**Grundschaltung**

Der Kondensator C_K ist auf $2U_d$ aufgeladen.

Verbesserte Schaltung

Die Dioden D_{11} und D_{21} verhindern eine ungewollte Kondensatorentladung, die Induktivität L_K verhindert den Einfluss von D_1 und D_2 auf die Thyristorkommutierungen.

Abb. 12.3 Selbstgefährter Thyristorwechselrichter

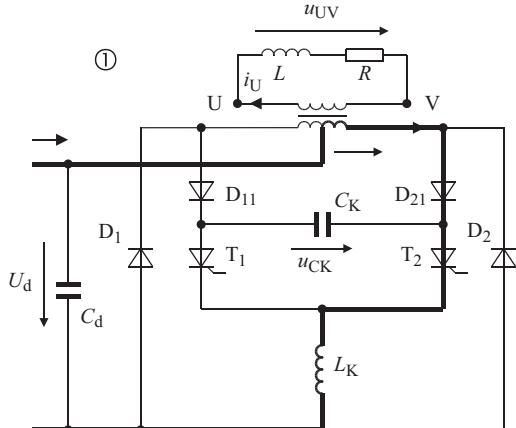
Abb. 12.4 1-phägiger Wechselrichter mit AC-seitigem Mittelpunkt und Kommutierungseinrichtungen

Ausgangssituation:

T_2 leitet,

$$u_{CK} = 2U_d,$$

$$u_{UV} > 0$$



In Abb. 12.5 wird T_1 gezündet und C_K löscht T_2 . Der Strom ist von der Induktivität L der Lastseite eingeprägt und fließt daher weiter über T_1 und C_K . Dabei wird C_K umgeladen. Es fließt zusätzlich ein Kreisstrom i_{Kreis} über $D_2 - D_{21} - C_K - T_1$, welcher sich zum Laststrom in $C_K - T_1 - L_K$ überlagert.

Ist C_K soweit umgeladen (Nulldurchgang von u_{CK}), dass sich der Kreisstrom durch D_2 umkehren will, so verlöschen D_2 und D_{21} . Der Strom wechselt auf D_1 , wodurch die Durchflutung des Transfomers auf die andere Wicklungshälfte wechselt (Abb. 12.6). Der Gleichstrom i_d wechselt dadurch seine Richtung, und es wird Energie zur Gleichstromquelle übertragen (Rückspeisung).

Abb. 12.5 Thyristorkommutierung mit anschließender Umladung von C_K

- Der Löschstrom fließt nur für kurze Zeit und ändert die Kondensatorspannung u_{CK} praktisch nicht.
 - u_{CK} baut über D_2 den Kreisstrom i_{Kreis} auf.
 - An der Primärwicklung des Transformators wirkt die Spannung u_P .
- $$u_P = U_d + u_{CK}$$

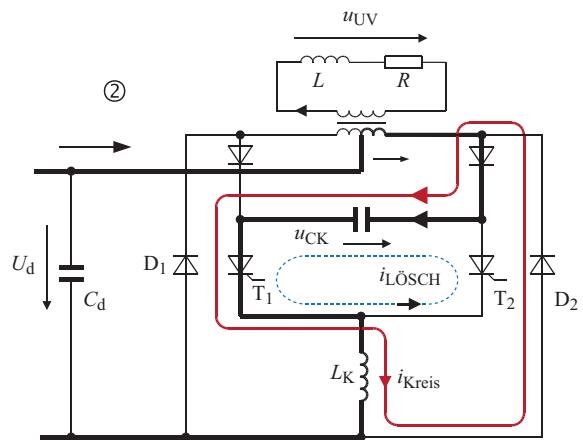
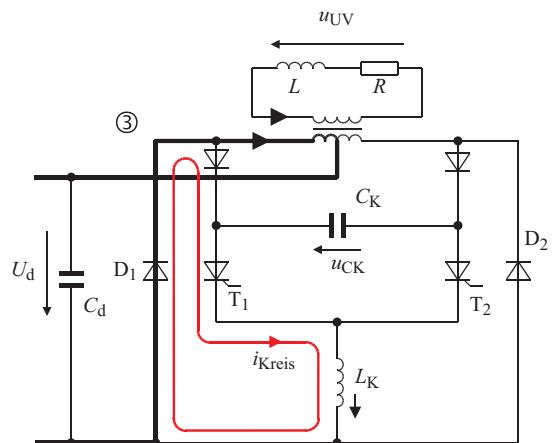


Abb. 12.6 Rückspeisemode, $u_{UV} < 0, i_U > 0$

- Die Last speist Energie in die Gleichspannungsquelle zurück.
- Der Kreisstrom i_{Kreis} baut sich in der Praxis langsam über ohmsche Verluste und Durchlassspannungen an den Ventilen ab



Dieser Zustand dauert solange, bis der (induktive) Verbraucherstrom unter dem Einfluss der Spannung u_{UV} seine Richtung ändert. Dann ändert sich die Durchflutungsrichtung des Transformators, die Freilaufdiode D_1 sperrt, und T_1 führt den Strom allein (Abb. 12.7). Bei der Stromübergabe an den Ventilen D_1 und T_1 wirkt sich die Induktivität L_K nachteilig (d. h. verzögernd) aus. Deshalb wird L_K in der Praxis mit einer Mittelanzapfung als Saugdrossel ausgeführt. Der Kreisstrom sollte vollständig abgebaut werden.

Die vollständige Periode der Ausgangsspannung u_{UV} und des Stromes i_U zeigt Abb. 12.8. Die Spannung u_{UV} ist idealisiert rechteckförmig dargestellt. Der Einfluss der Kondensatorspannung u_{CK} in Abb. 12.5 ist somit vernachlässigt. Der Verlauf von i_U entspricht daher einer Exponentialfunktion mit der Zeitkonstanten τ_L . Die Höhe des Effektivwertes der Ausgangsspannung (U_{UV}) kann über die Eingangsspannung U_d und das Übersetzungsverhältnis des Transformators eingestellt werden. Die stets vorhandene

Abb. 12.7 Ende der Kommutierung

Der Laststrom i_U hat seine Richtung umgekehrt, womit die Kommutierung abgeschlossen ist.

Es gilt: $u_{UV} < 0, i_U < 0$.

- Der Kondensator C_K ist mit der dargestellten Polarität löscherbereit für die Ablösung von T_1 durch T_2 . ($u_{CK} = 2U_d$)

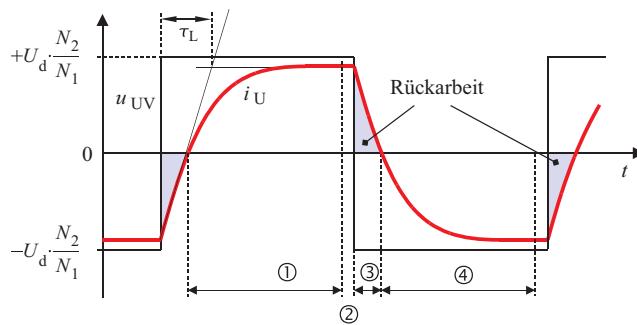
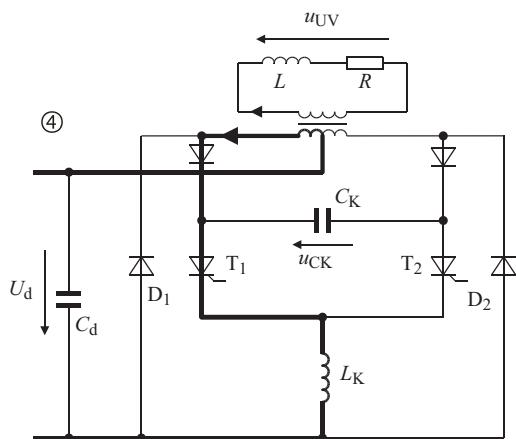


Abb. 12.8 Ausgangswechselspannung (idealisiert) u_{UV} und Ausgangsstrom i_U . (Die Zahlenangaben beziehen sich auf die entsprechend gekennzeichneten Schaltbilder)

Streuinduktivität des Transformators sollte so klein wie möglich sein, da sie zu einer Vergrößerung der Zeitkonstanten τ_L führt.

12.1.3 3-phasige Brückenschaltungen

Als Beispiel für eine Brückenschaltung wird eine 3-phasige Wechselrichterschaltung vorgestellt. Den prinzipiellen Aufbau der 3-phasigen Wechselrichterschaltung mit Einspeisestromrichter (ESR) und Zwischenkreiskondensator (UZK) zeigt Abb. 12.9. Die Phasenspannung u_U und die Leiterspannung u_{UV} wird mit den Schaltfunktionen s_U, s_V und s_W nach Gl. 12.1 bzw. 12.2 hergeleitet. Näheres dazu siehe Abschn. 13.1.7.1. In Tab. 12.1 sind die Schaltzustände des Wechselrichters mit den entsprechenden Spannungen u_U und u_{UV} aufgelistet.

$$u_{UV} = (s_U - s_V) \cdot \frac{U_d}{2} \quad (12.1)$$

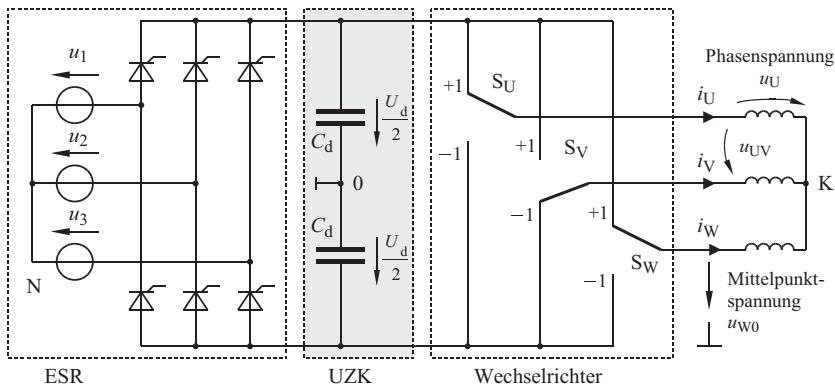


Abb. 12.9 Schaltermodell des 3-phasischen U-Wechselrichters (UWR) mit symmetrischer Last

Tab. 12.1 Schalterstellungen und Spannungen (u_{UV} , u_{U0} , u_U) des UWR

	α	S_U	S_V	S_W	u_{UV}	u_{U0}	u_U
	Grad				U_d	$U_d/2$	$U_d/3$
1	0–60	+1	-1	+1	1	1	1
2	60–120	+1	-1	-1	1	1	2
3	120–180	+1	+1	-1	0	1	1
4	180–240	-1	+1	-1	-1	-1	-1
5	240–300	-1	+1	+1	-1	-1	-2
6	300–360	-1	-1	+1	0	-1	-1

$$u_U = \left(S_U - \frac{S_V}{2} - \frac{S_W}{2} \right) \cdot \frac{U_d}{3} \quad (12.2)$$

In Abb. 12.10 sind die Zeitverläufe der Ausgangsspannung des UWR dargestellt. Für die Phasenspannungen wurde ein symmetrischer Verbraucher angenommen. Die Kennwerte der Spannungskurvenform sind in Tab. 12.2 angegeben. Die Betriebsart des Wechselrichters wird wegen der blockförmigen Spannung als Grundfrequenz- oder Blocktaktung bezeichnet.

12.1.3.1 Betrieb mit passiver Last

Für eine idealisierte Betrachtung wird die Spannung u_U entsprechend Abb. 12.10 als treppenförmige Zeitfunktion übernommen. Hierbei überträgt die sinusförmige Grundschwingung die Wirkleistung, während die Spannungsoberschwingungen Verzerrungsanteile im Strom und damit zusätzliche Verluste erzeugen. Die Aufteilung in Grund- und Oberschwingungen wird durch zwei Spannungsquellen in Abb. 12.11 symbolisiert. Als passive Last wird eine symmetrische $R-L$ -Schaltung angenommen. Die Spannungsquellen stellen die *Mittelpunktsspannung* u_U nach Abb. 12.10 bereit. Das Ergebnis zeigt Abb. 12.12.

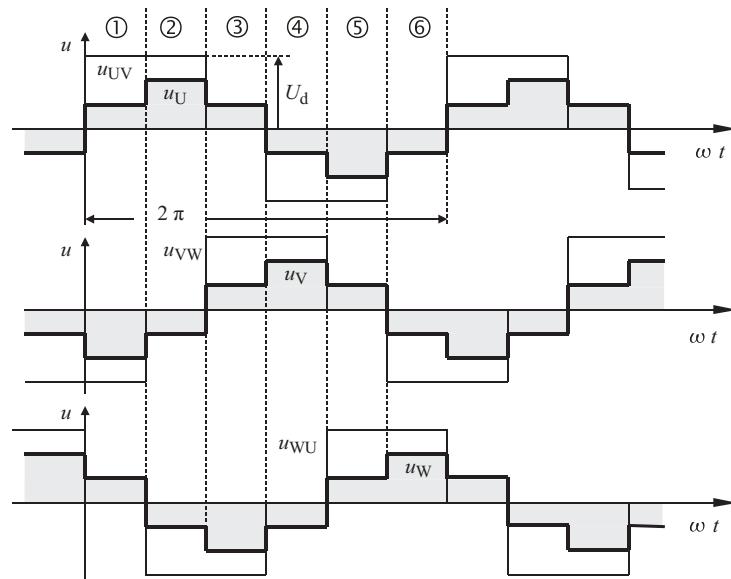
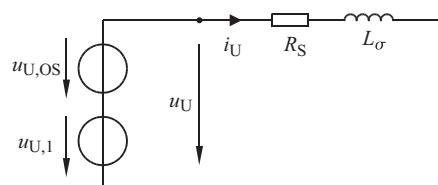


Abb. 12.10 Ausgangsspannungen des UWR mit symmetrischer Last

Tab. 12.2 Ausgangsspannungen des UWR

	Verkettete Spannung		Phasenspannung	
Scheitelwert	$\frac{\hat{U}_{UV,1}}{U_d}$	$\frac{2\sqrt{3}}{\pi} = 1,103$	$\frac{\hat{U}_{U,1}}{U_d}$	$\frac{2}{\pi} = 0,637$
Effektivwert der Grundschwingung	$\frac{U_{UV,1}}{U_d}$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} = 0,780$	$\frac{U_{U,1}}{U_d}$	$\frac{\sqrt{2}}{\pi} = 0,450$
Effektivwert	$\frac{U_{UV}}{U_d}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} = 0,816$	$\frac{U_U}{U_d}$	$\frac{\sqrt{2}}{3} = 0,471$
Grundschwingungsgehalt	g	$\frac{3}{\pi} = 0,955$	g	$\frac{3}{\pi} = 0,955$

Abb. 12.11 Vereinfachtes Simulationsmodell für eine passive R-L-Last am Wechselrichter mit eingeprägter Spannung (UWR)



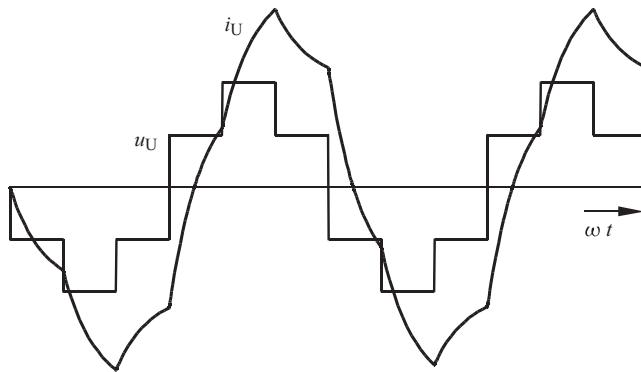


Abb. 12.12 Phasenstrom- und Spannung bei passiver RL-Last im stationären Zustand

12.1.3.2 Betrieb mit einer Drehfeldmaschine

Die Drehfeldmaschine wird im Allgemeinen mit einem konstanten magnetischen Fluss $|\Psi|$ betrieben. Der Stromrichter wird dazu so gesteuert, dass sich an den Maschinenklemmen bei jeder Drehzahl ein konstantes Verhältnis U/f ergibt. Zur Beschreibung der elektrischen Verhältnisse aus Sicht des Stromrichters genügt ein Ersatzschaltbild nach Abb. 12.13.

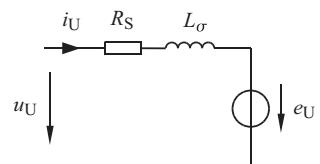
Die Herleitung dieses Ersatzschaltbildes ist in [1] erläutert. Aufgrund der schaltenden Arbeitsweise des Wechselrichters sind in der Spannung u_U neben der erwünschten Grundschwingung $u_{U,1}$ auch viele, von der Taktung des Wechselrichters abhängige Oberschwingungen $u_{U,OS}$ enthalten. Im Ersatzschaltbild nach Abb. 12.14 sind dafür 2 Spannungsquellen vorgesehen.

Während die Spannungs-Grundschwingung $U_{U,1}$ für das Drehmoment der Maschine und die übertragene mechanische Leistung zuständig ist, erzeugen die Oberschwingungen Verzerrungsströme, wodurch Pendelmomente und zusätzliche Verluste in der Maschine entstehen. Die Abweichung der Spannung von der Sinusform ist beschrieben durch Δu nach Gl. 12.3. Die Spannung Δu liegt an der Maschinenimpedanz und verzerrt die Stromkurvenform.

$$\Delta u = u_U - e_U \quad (12.3)$$

Im Phasenstrom nach Abb. 12.15 kann der Einfluss der Spannungsoberschwingungen bei Grundfrequenztaktung auf den Stromverlauf als Abweichung von der erwarteten

Abb. 12.13 1-phasisches Ersatzschaltbild einer Drehfeldmaschine am Beispiel einer ASM (Phase U, rotorflussbezogen)



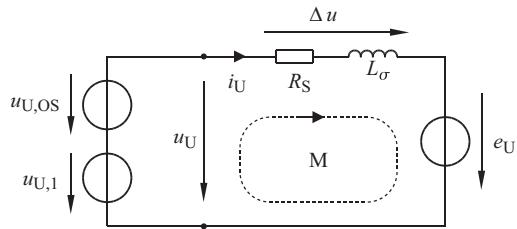


Abb. 12.14 UWR-gespeiste Drehfeldmaschine, vereinfachtes 1-phasisches Simulationsmodell zur Ermittlung der Stromkurvenform i_U

$u_{U,1}$: Grundschatzung

$u_{U,OS}$: Oberschwingungen

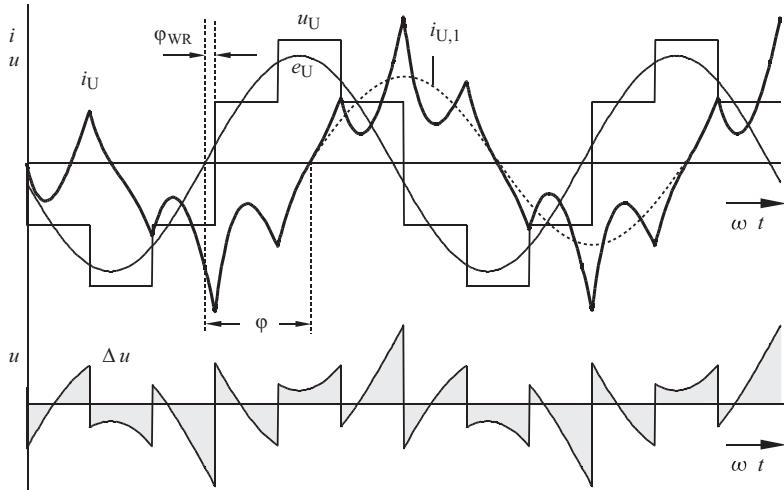
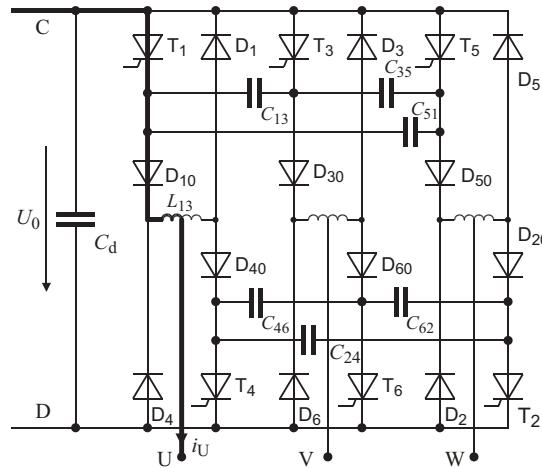


Abb. 12.15 Phasenstrom und -spannung bei aktiver Last (Motorlast)

Sinuskurvenform beobachtet werden. Für die Stromkurvenform ist der Einfluss des ohmschen Widerstands R_S im Vergleich zu dem induktiven Widerstand (ωL_σ) vernachlässigbar. Während die Stromoberschwingungen in Bezug auf die Wechselrichtertaktung stets die gleiche Phasenlage behalten, verschiebt sich lastabhängig die Stromgrundschwingung ($i_{U,1}$), wodurch in der Summe eine veränderte Stromkurvenform auftritt. Der Scheitelwert \hat{i}_U steigt bei dieser Betriebsart typisch über das zweifache des Effektivwertes an (*crest factor*).

**Abb. 12.16** Wechselrichter mit Phasenfolgelöschung

Ausgangssituation: i_U sei eingeprägt.

i_U fließt $C-T_1-D_{10}-L_{13}-U$ von dort über die Last und über $W-T_2$ zurück nach D.

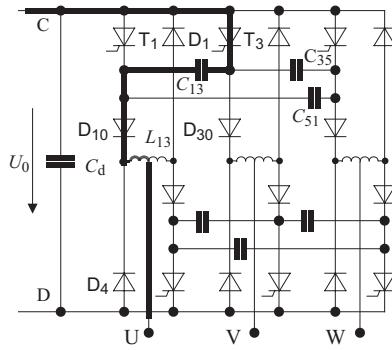
Ablauf: Durch Ansteuerung von T_3 soll T_1 abgeschaltet werden.

- Die Spannung von C_{13} muss so gepolt sein, dass beim Ansteuern von T_3 T_1 sofort abschaltet

12.1.3.3 Wechselrichter mit Phasenfolgelöschung

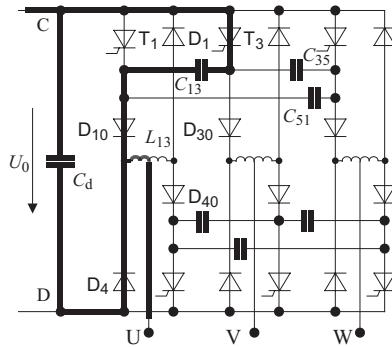
Zur Erzeugung eines Dreihaltungssystems nach Abb. 12.10 kann ein Phasenfolge-wechselrichter nach Abb. 12.16 eingesetzt werden. Dieser Wechselrichter ist mit Thyristoren bestückt. Derartige Umrichter werden heute wegen der Verfügbarkeit abschaltbarer Bauelemente (GTO, IGBT) nicht mehr hergestellt, sind aber noch im Einsatz. Die Schaltung nach Abb. 12.16 macht auch deutlich, welche Vereinfachungen der Einsatz abschaltbarer Bauelemente bietet. Die Thyristorlösung erfolgt bei diesem Wechselrichter über die Spannung eines Kondensators durch Zündung der Folgephase. Während der Ventilablösung werden die Kondensatoren so umgeladen, dass anschließend die nächste Phase gelöscht werden kann.

Ansteuern von T_3 ($u_{C13} > 0$) Beim Zünden von T_3 geht i_U schlagartig von T_1 auf T_3 über. Anschließend fließt i_U über $T_3-C_{13}-D_{10}-L_{13}-U$. C_{13} wird durch i_U umgeladen. Die Ventilspannung am abgeschalteten Ventil T_1 ist gleich u_{C13} und bleibt zunächst kleiner 0. Hierdurch wird die Thyristor-Schonzeit t_S sichergestellt. L_{13} verhindert eine vorzeitige Entladung von C_{13} über die Diode $D_1-T_3-C_{13}-D_{10}$.

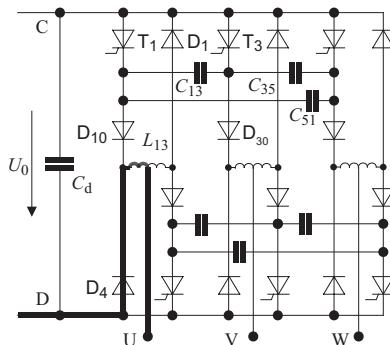


Kommutierung T₃–D₄ Sobald u_{C13} auf $-U_0$ umgeladen wurde, kann D₄ leitend werden, und es erfolgt ein überlappender Stromübergang mit abnehmendem i_{C13} und zunehmendem i_{D4} , bis i_{C13} Null wird.

(Für die Leitbedingung von D₄ ($u_{D4} > 0$) ist die Maschengleichung $-U_0 - u_{C13} - u_{D4} = 0$ nach u_{D4} aufzulösen.)



Endzustand i_U fließt über D–D₄ –L₁₃ –U und von dort über die Last und T₂ nach D. Durch Zündung von T₃ ist i_U von T₁ auf D₄ gewechselt. Im Schaltermodell nach Abb. 12.9 entspricht dies einer Änderung der S_U-Schalterstellung von + 1 nach – 1.



Für eine endliche Schonzeit für T_1 muss C_{13} langsam umgeladen werden. Hierfür ist die Induktivität L_{13} vorgesehen. Die Kommutierungsmittel C_{13} und L_{13} zusammen mit der Spannung u_{C13} , die beim Ansteuern von T_3 vorhanden ist, sichern den Stromübergang T_1 nach D_4 . Am Ende dieses Stromüberganges ist u_{C13} negativ. Bei den folgenden Stromübergängen in der 3phasigen Schaltung wird u_{C13} umgeladen, so dass am Ende des Abschnittes, in dem T_1 Strom führt, u_{C13} wieder positiv ist.

- Die Ventilablösung erfolgt unabhängig von den Maschinenparametern. Der UWR mit Phasenfolgelöschung ist daher für variable Lastimpedanzen geeignet.

12.2 Wechselrichter mit eingeprägtem Strom (IWR)

12.2.1 Prinzip

Dieser Wechselrichter schaltet den in der Induktivität L_d eingeprägten Gleichstrom an die Motorphasen weiter. Wegen des eingeprägten Stromes ist das Motormoment, welches proportional zum Strom ist, nur über den Eingangsstromrichter steuerbar. Mit Rücksicht auf den schlechten Leistungsfaktor des Eingangsstromrichters wird der Wechselrichter mit eingeprägtem Strom für neue Anlagen mit Wechsel- oder Drehstromeingang nur noch selten eingesetzt, jedoch:

- Wegen des eingeprägten Stromes hat der IWR eine hohe Kurzschlusssicherheit.
- Die Stromsteilheiten sind durch die Systemeigenfrequenzen begrenzt. Dies wirkt sich günstig aus hinsichtlich der elektromagnetischen Verträglichkeit.
- Der eingeprägte Gleichstrom I_d erlaubt durch Polaritätsumkehr der Zwischenkreisspannung eine direkte Netzrückspisierung. Diese Eigenschaft kann nach Abb. 12.17 mit einer kostengünstigen netzgeführten B6-Gleichrichterschaltung realisiert werden.

Abb. 12.18 zeigt die Ströme in idealisierter Form. Dafür gelten die Kennwerte nach (12.4).

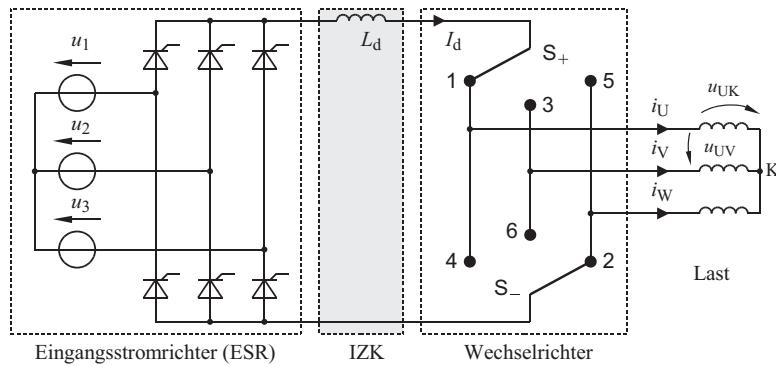


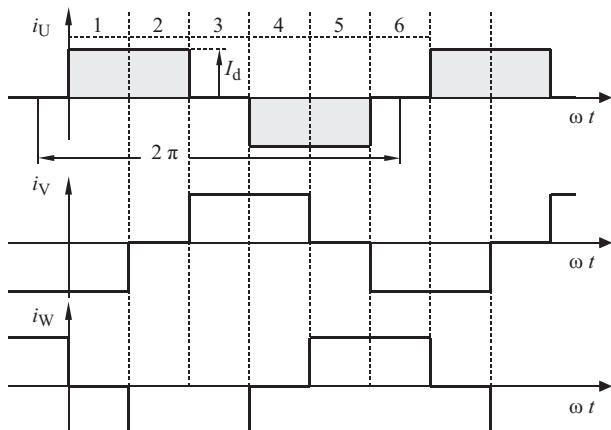
Abb. 12.17 IWR mit Eingangsstromrichter (ESR) und symmetrischer Last

Tab. 12.3 Schalterstellungen und Ströme des IWR

	α	S_+	S_-	I_U	I_V	I_W
	Grad			I_d	I_d	I_d
1	0–60	1	6	1	-1	0
2	60–120	1	2	1	0	-1
3	120–180	3	2	0	1	-1
4	180–240	3	4	-1	1	0
5	240–300	5	4	-1	0	1
6	300–360	5	6	0	-1	1

Die Winkelangaben für α beziehen sich auf die Darstellung in Abb. 12.18

Abb. 12.18 Ausgangsströme des IWR (ideal)



$$\begin{aligned}
 \text{Scheitelwert} \quad \hat{i}_{U,1} &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_d = 1,103 I_d \\
 \text{Grundschwingungseffektivwert} \quad I_{U,1} &= \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot I_d = 0,780 I_d \quad (12.4) \\
 \text{Effektivwert} \quad I_U &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d = 0,816 I_d
 \end{aligned}$$

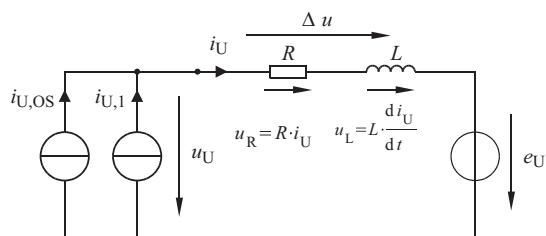
Die Schaltzustände sind in Tab. 12.3 aufgeführt. Eine Umschaltung der Ströme ist wegen der in den Streuinduktivitäten gespeicherten Energie nur mit begrenzter Stromsteilheit zulässig. Eine Nachbildung von i_U durch entsprechende Rechteckströme (analog zum UWR) ist daher zur Ermittlung von u_U nicht sinnvoll. Um die Spannungsbelastung durch die induzierte Spannung prinzipiell darzustellen wird der Motorstrom i_U deshalb in Trapezform nachgebildet. Abb. 12.20 zeigt den Stromverlauf als Synthese mehrerer Sinusschwingungen. Eine Ermittlung der Spannungen u_L und u_R ist daher einfach durch Überlagerung der einzelnen Oberschwingungen möglich mit Abb. 12.19. Das Ergebnis zeigt ebenfalls Abb. 12.20. An der Phasenspannung u_U ist der Einfluss der Maschineninduktivität L_σ bei der Änderung von i_U deutlich zu erkennen. Die Höhe der Überspannung, hier als Δu bezeichnet, ist direkt proportional zur Steilheit von i_U .

Die zur Änderung der magnetischen Energie in den Maschinenwicklungen erforderliche Spannungszeitfläche A ist abhängig von der Induktivität L_σ und dem Spulenstrom I_d . Unter der Annahme einer linearen Stromabnahme ist u_L während Δt konstant. Wenn Φ den in der Induktivität gespeicherten magnetischen Fluss darstellt, dann gilt folgender Zusammenhang:

$$\begin{aligned}
 \Phi &= \int u_L dt \quad d\Phi = u_L dt \text{ mit } u_L = L \frac{di}{dt} \text{ folgt für } u_L = \text{konstant:} \\
 \Delta\Phi &= L_\sigma \Delta I_d \text{ bzw. die Entmagnetisierungszeit: } \Delta t = \frac{1}{u_L} L_\sigma I_d \quad (12.5)
 \end{aligned}$$

Je schneller der Spulenstrom abgebaut werden soll, desto höher muss u_L sein. Beim Stromzwischenkreiswechselrichter, wie z. B. dem Phasenfolgewechselrichter nach Abb. 12.21, wird die Spannung u_L über entsprechend geladene Kondensatoren bereitgestellt. Der Verlauf von Strom und Spannung wird dann mit der von L_σ und C bestimmten

Abb. 12.19 IWR-gespeiste Drehfeldmaschine
1-phasisches, vereinfachtes Simulationsmodell zur Ermittlung der Spannung u_U



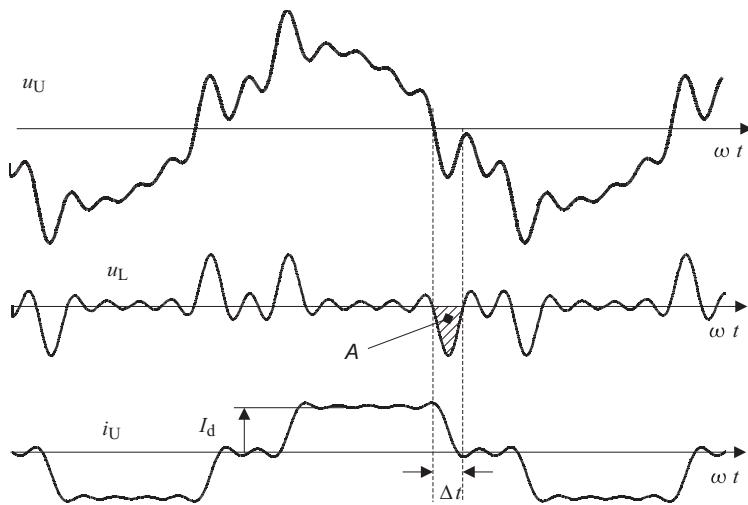
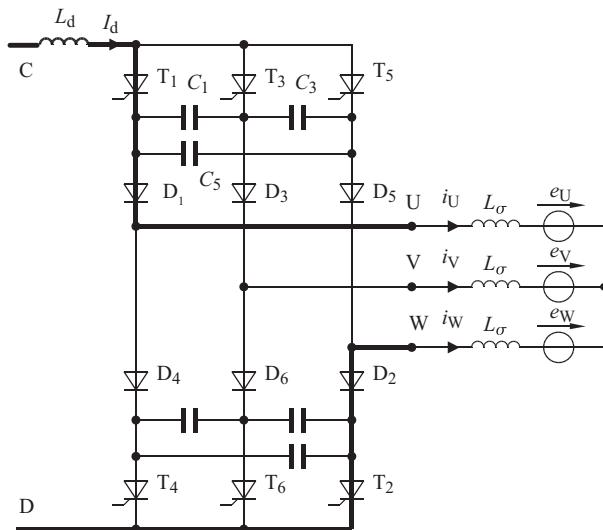


Abb. 12.20 Strom- und Spannungsverläufe einer Maschinenphase

Abb. 12.21 Wechselrichter mit eingeprägtem Gleichstrom und Phasenfolgelösung
Ausgangszustand:

der Gleichstrom I_d fließt über $T_1 - D_1$ zur Klemme U und von Klemme W über $D_2 - T_2$



Eigenfrequenz $1/\sqrt{L_\sigma C}$ erfolgen. Die Spannungshöhe ist proportional zu $\sqrt{L_\sigma C}$. Für eine Phasenspannung stellt sich damit ein ähnlicher Verlauf wie in der vereinfachten Schaltung nach Abb. 12.20 ein.

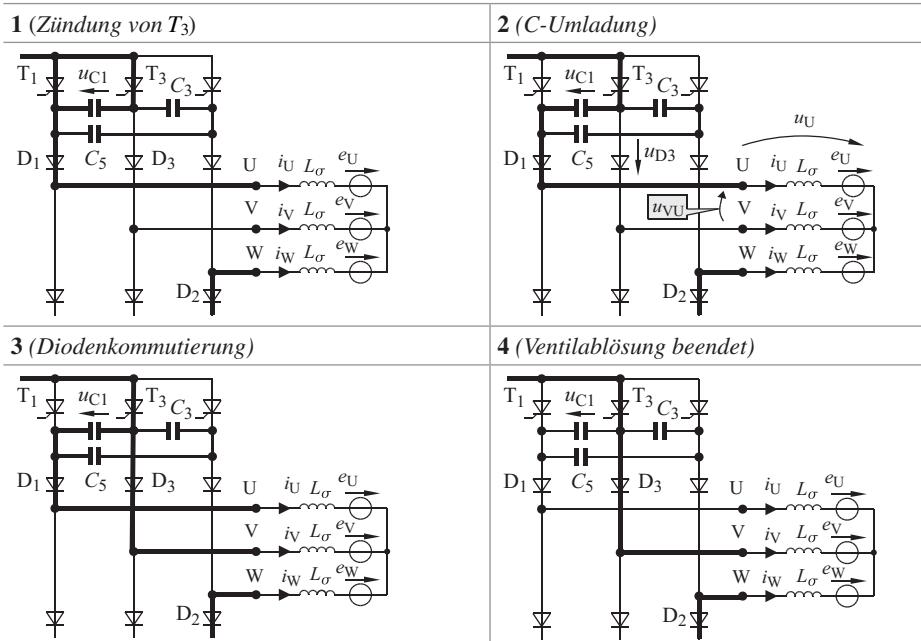
Anmerkung Es wird nur die Energie des Streufeldes einer Ständerwicklung (symbolisiert durch L_σ) geändert. Der magnetische Hauptfluss in der Maschine ändert als Flusszeiger

Ψ durch die Umschaltungen des Wechselrichters nur seine Winkellage (*Drehfeld*), d. h. während die Durchflutung des magnetischen Kreises konstant bleibt, fließt der Ständerstrom durch unterschiedliche Wicklungen.

12.2.2 Wechselrichter mit Phasenfolgelöschung

Nach dem Prinzip der Phasenfolgelöschung wird der Strom vom gerade leitenden Ventil zum nächsten Ventil kommutiert. Die in den Streuinduktivitäten der Maschine (L_σ) gespeicherte Energie wird während der Kommutierung von den Wechselrichterkondensatoren aufgenommen. Dieser Energieaustausch führt an den Maschinenklemmen kurzzeitig zu Überspannungen. Zur Demonstration der Arbeitsweise der Phasenfolgelöschung wird hier der Stromübergang von T_1 auf T_3 besprochen. Dabei wird ein ideal geglätteter Gleichstrom I_d und ein vereinfachtes Maschinenmodell angenommen. Die Ausgangssituation zeigt Abb. 12.21.

Der Strom I_d fließt über $C-L_d-T_1-D_1-U-W-D_2-T_2-D$. Die Kondensatoren der oberen Brückenhälfte sind in der erforderlichen Polarität aufgeladen ($u_{C1} = -U_0$), d. h. die Schaltung ist für den Stromübergang T_1-T_3 löschenbereit. Die Zählrichtung von u_{C1} ist für eine übersichtlichere Darstellung der Diodenkommutierung in Abb. 12.22 gewählt.



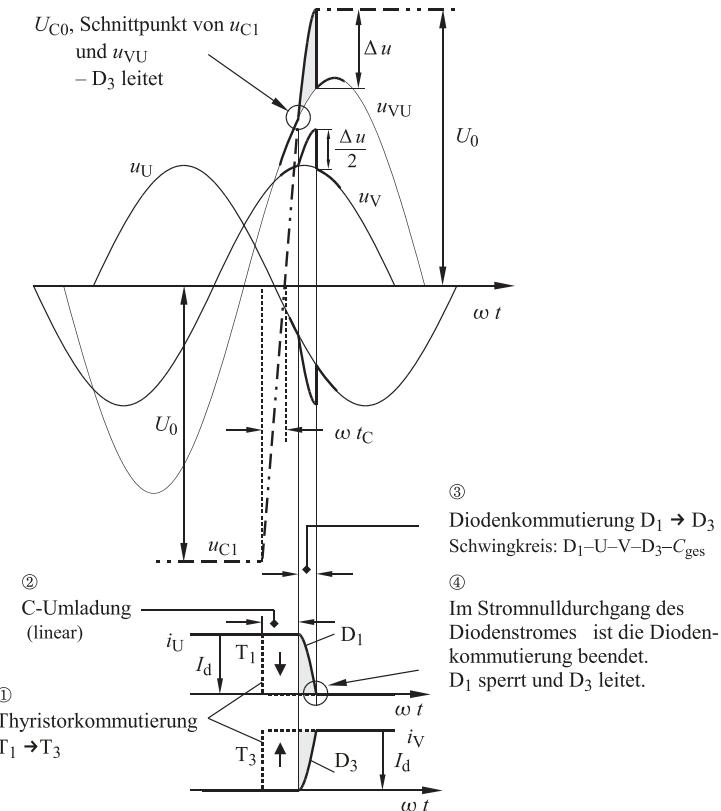


Abb. 12.22 Spannungs- und Stromverläufe für die Kommutierung von $T_1 \rightarrow T_3$

- 1 Thyristorkommutierung. Durch Zünden von T_3 wird durch u_{C1} der Gleichstrom I_d von T_1 auf T_3 kommutiert. D_3 ist wegen $-u_{C1} - u_{VU} < 0$ in Sperrrichtung beansprucht und kann den Strom nicht übernehmen. Bei dieser schnell ablaufenden Thyristorkommutierung bleiben die Kondensatorspannungen nahezu unverändert.
- 2 Nachdem T_1 gelöscht ist, fließt I_d über T_3 sowie die Kondensatoren und die weiterhin leitende Diode D_1 . In der Kondensatorgruppe ist C_1 mit der Reihenschaltung von C_2 und C_3 parallel geschaltet. Die resultierende Kapazität beträgt $(3/2)C$, wenn C die Größe der Einzelkapazität ist. Die Kondensatoren führen den Strom $i_{C1} = (2/3)I_d$ bzw. $i_{C3} = i_{C5} = -(1/3)I_d$ und werden (wegen $I_d = \text{konstant}$) linear umgeladen. Die Spannung u_{C1} liegt an dem gelöschten Thyristor T_1 als Sperrspannung und bestimmt seine Schonzeit t_C .
- 3 Sobald die Kondensatorspannung u_{C1} den Augenblickswert der Leiterspannung u_{VU} überschreitet, wird die Diodenspannung $u_{D3} = -u_{C1} - u_{VU} > 0$ und die Diode D_3 wird stromführend. Nun besteht über die Dioden D_1 und D_3 ein Schwingkreis,

der zwei Stränge des Lastkreises und die Kapazität $(3/2)C$ enthält. Der weiterhin konstante Strom I_d geht nun in einem zweiten Kommutierungsabschnitt, der Diodenkommunikation auf den Zweig 3 über. u_{UV} ist jetzt gleich der Kondensatorspannung u_{C1} und überschreitet kurzzeitig den Scheitelwert der induzierten Spannung ($e_V - e_U$). Nach Ablauf der Diodenkommunikation sind die Kondensatoren stromlos, ihre Spannungen sind gegenüber dem Kommutierungsbeginn zyklisch vertauscht. Der Brückenzweig 3 führt den Laststrom I_d , bis auf der betrachteten Brückenseite die nächste Kommutierung eingeleitet wird.

- 4 Aus dem Ladezustand der Kondensatoren lässt sich jetzt auch eine Rückkommunikation einleiten (von 3 auf 1). Es ist also auch eine Umkehr des Drehsinns möglich. Durch mehrmaliges Wechseln zwischen zwei Zweigen ist aber auch ein Pulsen des Laststromes möglich (Zwischentakten).

Kennzeichnend für den I-Wechselrichter ist die hohe Spannungsbeanspruchung der Ventilzweige und des Lastkreises durch die während der Kommutierungen auftretenden Spannungsspitzen. Am Ende der Kommutierung haben die Kondensatoren die Energie von L_σ aufgenommen, wodurch sich die Klemmspannung u_{UV} in Abb. 12.22 über den Wert der sinusförmigen induzierten Spannung ($U_{C0} = e_V - e_U$) auf U_0 erhöht. Nach erfolgter Stromübergabe springt u_{UV} auf den durch die induzierte Spannung bestimmten Wert zurück (Δu). Da D_1 sperrt, behält C_1 seine Spannung (U_0), mit der auch die Thyristoren beansprucht werden. Gl. 12.6 zeigt näherungsweise den Einfluss der Maschinenstreuung L_σ , der Kommutierungskapazität C und des Gleichstromes I_d auf die Kondensator-Überspannung Δu_C .

$$\Delta u_C \approx \sqrt{\frac{2L_\sigma}{\frac{3}{2}C} \cdot I_d^2} \quad (12.6)$$

Leitet die Diode D_3 , so ermittelt sich die Diodenspannung u_{D1} zu:

$$u_{D1} = u_{UV} - u_{C1} \quad (12.7)$$

Der Spitzenwert \hat{u}_{D1} liegt nach Gl. 12.7 erheblich über der Kondensatorspannung. Die Bemessung der Löschkondensatoren muss deshalb hinsichtlich der Spannungsbeanspruchung der Ventile erfolgen und führt gegenüber vergleichbaren U-Wechselrichtern mit Spannungszwischenkreis zu mehrfach größeren Kapazitätswerten.

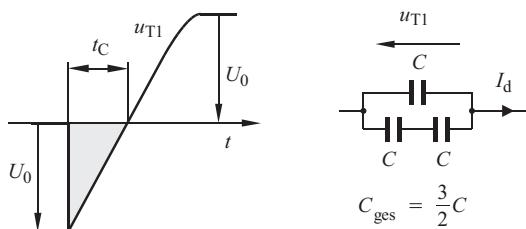
- Bei bekannter Schaltungsdimensionierung kann durch Messung von U_{C0} , U_0 bzw. Δu_C und I_d mit Gl. 12.6 auf die Motor-Streuinduktivität L_σ geschlossen werden.

Die erreichbare Schonzeit t_C für die Thyristoren berechnet sich nach Abb. 12.22 und Abb. 12.23 mit Gl. 12.8.

$$t_C = \frac{3CU_0}{2I_d} \quad (12.8)$$

Abb. 12.23 Verlauf der Ventilspannung zur Berechnung von t_C nach Gl. 12.8

Während der Umladung ist $u_{T1} = u_C$



Durch die Kapazitätsbemessung nach der Spannungsbelastung der Ventile ergeben sich für die Schonzeit t_C relativ große Werte. Wegen der dadurch geringen Anforderungen an die Freiwerdezeit können somit auch normale Netzthyristoren eingesetzt werden.

12.2.2.1 Die Wechselrichtervorladung

Im stromlosen Zustand sind die Kondensatoren entladen und müssen daher für die ersten beiden Kommutierungen (obere und untere Brückenhälfte) aus einer Spannungsquelle vorgeladen werden. Erst nach erfolgreicher Vorladung darf der Wechselrichtertakt freigegeben werden. Gleichzeitig muss sichergestellt sein, dass der Gleichstrom ausreichend hoch ist (Mindeststrom) damit nach der ersten Kommutierung die Kondensatoren wieder auf eine ausreichend hohe Spannung umgeladen sind. Die Vorladespannung muss so hoch sein, dass dieser Mindeststrom auch kommutiert werden kann. Bei zu geringer Vorladespannung kann die Taktfreigabe bei einem zunächst kleineren Strom erfolgen, wenn dieser anschließend mit einer höheren Taktfrequenz auf den Mindeststrom angehoben wird. Abb. 12.24 zeigt einen Phasenfolgewechselrichter vor der Inbetriebnahme, d. h. im stromlosen Zustand mit einer Vorladeeinrichtung, bestehend aus einer Vorlade-Spannungsquelle als B6 Brückenschaltung, Entkopplungsdioden und Widerständen zur Strombegrenzung. Die Vorladung beginnt, wenn in der oberen und unteren Brückenhälfte jeweils ein Thyristor gezündet wird.

Werden z. B. die Ventile T4 und T5 gezündet, so beginnt die Aufladung der Kondensatoren so wie sie dieser Ventilfolge im normalen Betrieb entspricht. Im Stillstand wirkt die Maschine als Kurzschluss, so dass die Widerstände R_1 und R_2 als Spannungsteiler wirken. Die Aufladespannung beträgt für jede Brückenhälfte daher nur $U_V/2$. Die Vorladeeinrichtung kann vereinfacht werden, wenn zu Beginn einer Vorladung immer dieselben Thyristoren gezündet werden.

12.2.2.2 Anfahrverhalten

Beim normalen Takten des Wechselrichters (Grundfrequenztaktung) wird der Stromzeiger jeweils um 60° weiter geschaltet. In Verbindung mit dem in der Maschine gleichförmig umlaufenden magnetischen Fluss ergibt sich ein näherungsweise sägezahnförmiger Verlauf des Luftspaltmomentes, der bei kleinen Drehzahlen mechanische Momente mit intensiven Oberschwingungen (Pendelmomente) zur Folge hat. Die Stromhöhe selbst ist nach unten durch den für die Sicherstellung der Kommutierungsfähigkeit des Wechselrichters erforderlichen Mindeststrom begrenzt. Für Maschinenfrequenzen kleiner 10 Hz

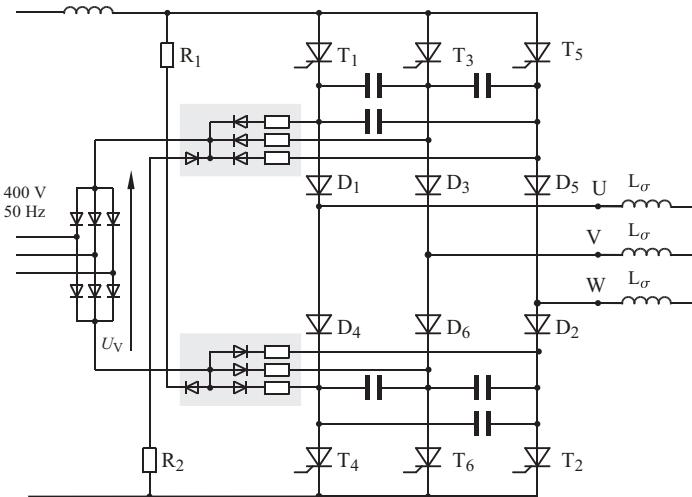


Abb. 12.24 Wechselrichtervorladung

ist es jedoch möglich das Drehmomentverhalten durch Pulsen des Maschinenstromes zu verbessern.

Zum einen werden durch Pulsen des Maschinenstromes die Pendelmomente in höhere Frequenzbereiche verlegt, bei denen die mechanische Trägheit des Läufers die mechanischen Pendelmomente stark glättet. Zum anderen führt das Pulsen des Maschinenstromes zu einer Verbesserung des Grundschatzungsanteils des Maschinenstromes. Die Pulsfrequenz sollte dazu synchron zur Frequenz des Maschinenstromes gewählt werden.

Durch Pulsen des Maschinenstromes wird dieser nicht schlagartig an die nächste Phase übergeben sondern wechselseitig zwischen den beteiligten Phasen hin und her geschaltet. Dabei steigt der Tastgrad im Bereich 0° bis 60° an. Abb. 12.25 zeigt ein Beispiel für einen gepulsten Maschinenstrom. Das Pulsen ist möglich, da der Phasenfolge-wechselrichter Kommutierungen nicht nur in Drehrichtung ermöglicht sondern auch wieder zurück auf den vorangehenden Wicklungsstrang. Die Mindestpulsbreite bzw. die Mindesteinschaltzeit wird im Wesentlichen durch die Umladezeit und die Diodenkommunikation bestimmt.

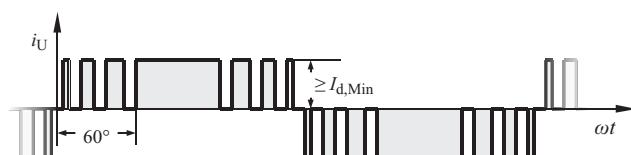


Abb. 12.25 Gepulster Maschinenstrom (Beispiel)

Zusammenfassung

- Bei der Thyristor-Kommutierung treten hohe Stromsteilheiten auf. Zur Begrenzung dieser Stromsteilheiten können zusätzliche Induktivitäten (Stufendrosseln) in Reihe zu den Thyristoren geschaltet werden.
 - Da jede Kommutierung über zwei Stränge des Lastkreises verläuft, gehen die Daten der Last in die Schaltungsbemessung ein. Daraus folgt, dass die Schaltung nicht für veränderliche Belastungsimpedanzen geeignet ist. Sie wird einem Lastkreis fest zugeordnet.
 - Ausgeführte I-Wechselrichter erreichen Ausgangsfrequenzen bis 180 Hz.
 - Der Laststrom hat durch die harmonischen Kommutierungsvorgänge cosinusförmige Flanken.
 - Für die Kondensatorumladung ist ein Mindeststrom erforderlich. Die Schaltung ist daher nicht leerlauffest.
 - Der Mindeststrom stellt sicher, dass die Kondensatorumladung in weniger als T/3 (120°) erfolgt. Längere Umladezeiten führen zu einer Mehrfachkommutierung die zur Entladung der Kommutierungskondensatoren – und damit zum Zwischenkreiskurzschluss – führt.
 - An den Maschinenklemmen treten durch die Kommutierung Überspannungen auf.
 - Bedingt durch die Grundfrequenztaktung des Wechselrichters entstehen – verglichen mit einem Pulswechselrichter – nur geringe Schaltverluste.
 - Die Qualität des Drehmomentes kann bei Maschinenfrequenzen < 10 Hz durch Pulsen des Maschinenstromes verbessert werden.
- Vergleicht man den Schaltungsaufbau des Phasenfolgewechselrichters für eingeprägten Strom nach Abb. 12.21 (IWR) mit dem Phasenfolgewechselrichter für eingeprägte Spannung nach Abb. 12.16, so zeigen sich folgende Unterschiede:

- Der IWR benötigt keine Freilaufdioden.
- Der IWR benötigt keine zusätzlichen Induktivitäten.

Literatur

1. Jenni, Wüest: Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter. Stuttgart: Teubner, 1995

Die Wirkungsweise selbstgefährter UWR

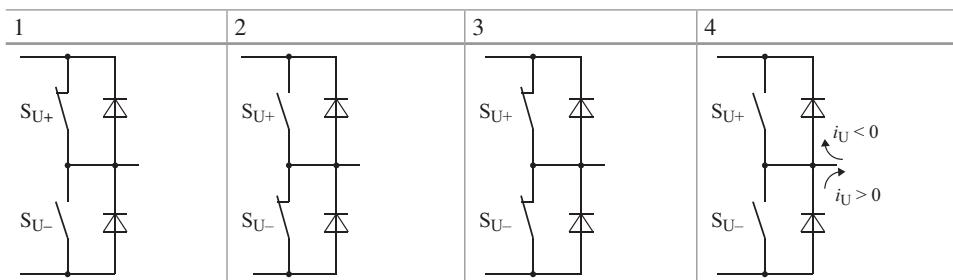
13

Wegen der Bedeutung 1- und 3-phasiger Wechselrichter mit eingeprägter Spannung (UWR) wird im Weiteren die Wirkungsweise des UWR vertiefend behandelt. Wir unterscheiden in Abb. 13.1 Wechselrichter in Zwei- und Dreipunkttechnik sowie Multi-level-Wechselrichter.

13.1 Schaltungen in Zweipunkttechnik (2-level-inverter)

Zur Beschreibung der Betriebsweise eines Stromrichters in Zweipunkttechnik wird die Mittelpunktschaltung nach Abb. 13.2 als *Universalschalter* betrachtet. Die Last liegt zwischen den Mittelpunkten des Brückenzweiges **U** und des Zwischenkreises **0** (Bezugspotenzial). Die Zwischenkreisspannung U_d und der Ausgangsstrom i_U seien für den betrachteten Zeitraum konstante Größen, symbolisiert durch eingangsseitiges C und ausgangsseitiges L .

Die beiden rückwärts leitenden Schaltelemente S_{U+} und S_{U-} bilden zusammen den Brückenzweig, der sich in insgesamt vier Schaltzuständen befinden kann. Betriebsmäßig werden nur die Zustände 1 und 2 benutzt.



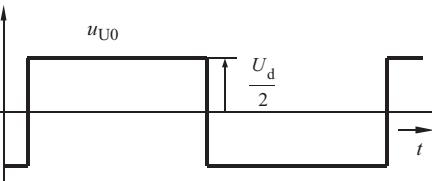
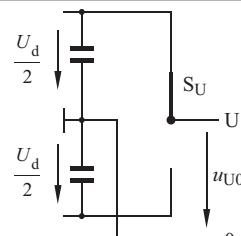
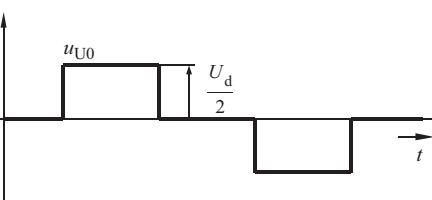
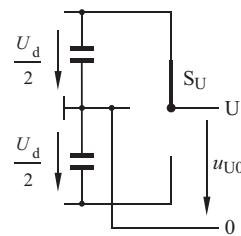
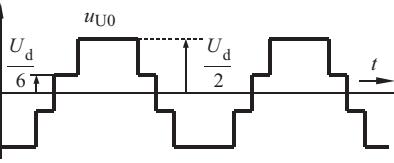
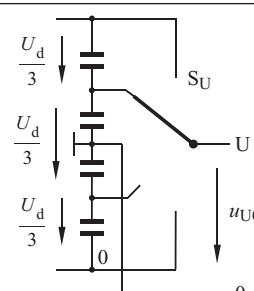
Zweipunkt-WR (2-level-inverter)	Schaltermodell
	
Dreipunkt-WR (3-level-inverter)	
	
Multi-level-inverter (4-level-inverter)	
	
<p>Die Spannung u_{U0} kann bei dem hier dargestellten Brückenzweig eines 4-level-inverters vier Werte annehmen. Die Spannungsstufung kann durch weitere Kondensatoren noch feiner eingestellt werden.</p>	

Abb. 13.1 Arten von Wechselrichtern mit eingeprägter Spannung (UWR)

- Der Strom fließt unabhängig von seinem Vorzeichen im oberen Schaltelement S_{U+} und die Ausgangsspannung u_{U0} beträgt $U_d/2$.
- Der Strom i_U fließt unabhängig von seinem Vorzeichen im unteren Schaltelement S_{A-} und die Ausgangsspannung u_{U0} beträgt $-U_d/2$.
- Dieser Zustand würde den Zwischenkreis kurzschließen (verboten).
- Der Strom i_U fließt je nach Vorzeichen im oberen oder im unteren Schaltelement. Die Polarität der Spannung u_{U0} ist demzufolge abhängig von der Stromrichtung. Dieser Zustand tritt im Betrieb nur während der Verriegelungszeit der Transistoren auf.

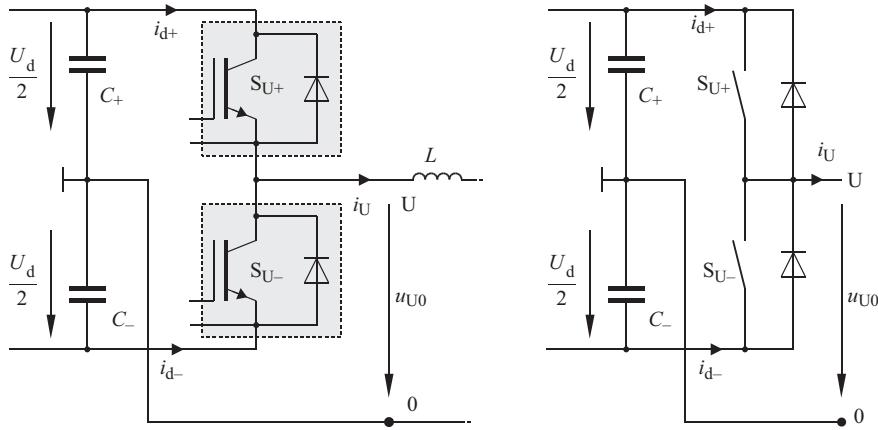


Abb. 13.2 Brückenzweig für eine Zweipunkt-Mittelpunktschaltung
links: idealisierte Elemente, rechts: Ersatzschaltung mit zwei Schaltern

13.1.1 Schaltfunktionen

Ordnet man den Schalterstellungen 1 (offen) und 2 (geschlossen) eine Schaltfunktion s_U gemäß Tab. 13.1 zu, dann lassen sich die Schaltzustände 1 und 2 mit Hilfe der Schaltfunktionen s_{U+} und s_{U-} und Gl. 13.1 nach Tab. 13.2 darstellen. Das $+/-$ Zeichen kennzeichnet den oberen und unteren Schalter des Brückenzweiges.

$$u_{U0} = (s_{U+} - s_{U-}) \cdot \frac{U_d}{2} \quad i_{d+} = s_{U+} \cdot i_U \quad i_{d-} = s_{U-} \cdot i_U \quad (13.1)$$

Die Ausgangsspannung u_{U0} verläuft sprungförmig und ist eine Funktion der Schalterstellung und der Zwischenkreisspannung U_d . Der hier als konstant angenommene Phasenstrom i_U wird je nach Stellung der Schalter auf einen der Leiter des Zwischenkreises geschaltet. Der Verlauf der Zwischenkreisströme weist daher ebenfalls Sprünge auf – die

Tab. 13.1 Schaltfunktion

	Symbol	Stellung	s_U
1		Offen	0
2		Geschlossen	1

Tab. 13.2 Schaltfunktionen und Ausgangsgrößen der Ersatzschaltung

Z	s_{U+}	s_{U-}	u_{U0}	i_{d+}	i_{d-}
1	1	0	$\frac{U_d}{2}$	i_U	0
2	0	1	$-\frac{U_d}{2}$	0	i_U

Tab. 13.3 Schaltfunktion s_U eines Brückenzweigs

Schalterstellung	s_U
	1
	-1

eingangsseitigen Kondensatoren müssen daher zur Vermeidung von Überspannungen induktivitätsfrei mit den Transistoren verbunden sein. Ein Brückenzweig nach Abb. 13.2 hat im Betrieb 2 Schaltzustände und kann somit durch einen Umschalter S_U nach Tab. 13.3 bzw. Abb. 13.3 ersetzt werden. Seine Schalterstellung wird durch eine **Schaltfunktion** s_U beschrieben, die sich aus der Differenz von s_{U+} und s_{U-} nach Gl. 13.2 berechnet. s_U kann in diesem Fall die Werte +1 und -1 annehmen.

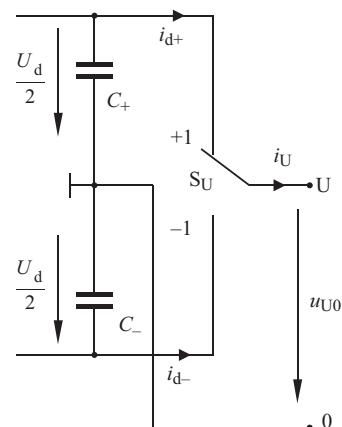
$$s_U = s_{U+} - s_{U-} \quad (13.2)$$

Die Ausgangsspannung u_{U0} und die Zwischenkreisströme berechnen sich zu:

$$u_{U0} = s_U \cdot \frac{U_d}{2} \quad i_{d+} = \frac{1 + s_U}{2} \cdot i_U \quad i_{d-} = \frac{1 - s_U}{2} \cdot i_U \quad (13.3)$$

Die hier am Beispiel der Mittelpunktschaltung entwickelte Ersatzschaltung nach Abb. 13.3 für einen Brückenzweig mit den entsprechenden Gleichungen Gl. 13.3 bildet die Grundlage für alle systembezogenen Betrachtungen spannungsgespeister Stromrichter. Unter der Annahme, dass der Ausgangstrom i_U keinen Einfluss auf die Zwischenkreisspannung U_d hat, kann der ideal schaltende Stromrichter mittels Schaltfunktionen exakt beschrieben werden. In Abb. 13.4 ist die Ausgangsspannung der Mittelpunktschaltung für eine periodische Umschaltung (Pulsbetrieb) mit der Schaltperiode T_S dargestellt. Im Pulsbetrieb kann der Mittelwert der Ausgangsspannung u_{U0} durch Veränderung des Verhältnisses T_E/T_S beliebig eingestellt werden (T_E : siehe Abb. 13.4). Die Mittelwertbildung für u_{U0} erfolgt über eine Periode der Taktfrequenz T_S und wird als Kurzzeit-Mittelwert bezeichnet.

Abb. 13.3 Brückenzweig mit Umschalter



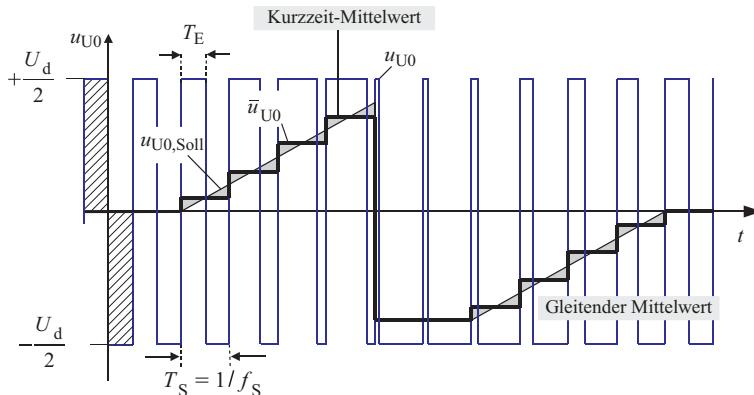


Abb. 13.4 Zeitveränderlicher Sollwert, gleitender Mittelwert und Kurzzeit-Mittelwert \bar{u}_{U0}

Bei einer zeitveränderlichen Schaltfunktion s_U kann der Kurzzeit-Mittelwert zeitveränderlich gesteuert werden (gleitender Mittelwert) und man erhält z. B. den in Abb. 13.4 dargestellten Verlauf für \bar{u}_{U0} . Bei Blocktaktung arbeitet der Umschalter mit der Grundfrequenz der Ausgangsspannung, so dass $T_S = 1/f_1$ ist. Das Verhältnis T_E/T_S ist konstant 0,5, und es besteht keine Möglichkeit, außer der Frequenz die Kurvenform oder Amplitude der Ausgangsspannung zu beeinflussen.

13.1.2 Kurzzeit-Mittelwert

Die Ausgangsspannung u_{U0} des Brückenzweiges nach Abb. 13.3 kann nur 2 Werte annehmen. Ein vorgegebener zeitveränderlicher Sollwert $u_{U0,Soll}$ kann daher nur über den Mittelwert der Ausgangsspannung u_{U0} abgebildet werden. Wegen der geschalteten Charakteristik erfolgt die Mittelwertbildung jeweils über eine Taktperiode T_S , wobei während T_S $u_{U0,Soll} = \bar{u}_{U0}$ angenommen wird (Kurzzeit-Mittelwert, Gl. 13.4). \bar{u}_{U0} folgt dem in Abb. 13.4 dargestellten treppenförmigen Spannungsverlauf. Die Abweichungen von der Sollwertkurve sind in Abb. 13.4 grau dargestellt und heben sich innerhalb einer Taktperiode auf.

$$\bar{u}_{U0}(t) = \frac{1}{T_S} \cdot \int_t^{t+T_S} u_{U0}(\tau) d\tau = \frac{U_d}{2} \cdot \left(2 \frac{T_E}{T_S} - 1 \right) \quad (13.4)$$

Durch Auflösung von Gl. 13.4 nach der für \bar{u}_{U0} erforderlichen relativen Einschaltzeit (Tastgrad D) T_E/T_S erhält man Gl. 13.5. Bedingt durch die Mindestschaltzeiten der Bauelemente ist der praktisch erreichbare Steuerbereich von T_E/T_S jedoch eingeschränkt.

$$\frac{T_E}{T_S}(\bar{u}_{U0}) = \frac{\bar{u}_{U0}}{U_d} + \frac{1}{2} \quad \text{für: } -\frac{U_d}{2} < \bar{u}_{U0} < \frac{U_d}{2} \quad (13.5)$$

Tab. 13.4 Schaltfrequenz f_S und Periodendauer T_S

f_S	T_S
600 Hz	1667 µs
1,5 kHz	666 µs
3,0 kHz	333 µs
6 kHz	166 µs
20 kHz	50 µs
40 kHz	25 µs

Da der Spannungsmittelwert \bar{u}_{U0} über die Pulsbreite T_E der Spannungsblöcke eingestellt wird, spricht man von einer Pulsbreiten- bzw. Pulsweitenmodulation (**Pulse-Width-Modulation, PWM-Mode**) des Wechselrichters. Die Periodendauer T_S reduziert sich mit zunehmender Schaltfrequenz f_S , so dass die Sollwertnachbildung bei zunehmender Schaltfrequenz f_S immer besser wird. Die zulässige Schaltfrequenz eines IGBT-Stromrichters ist durch die Schaltverluste begrenzt und daher abhängig vom jeweiligen Einsatzfall. Mit zunehmender Leistung ist die Schaltfrequenz reduziert. In Tab. 13.4 sind typische IGBT-Schaltfrequenzen f_S mit der jeweiligen Periodendauer T_S angegeben. Für höhere Schaltfrequenzen – allerdings bei geringerer Leistung – kommt ein MOSFET als Schalter zum Einsatz.

13.1.3 Der Modulator

Die Erzeugung der Schaltfunktion geschieht z. B. mit einem Modulator nach Abb. 13.4. Darin wird eine Sollwertgröße $u_{U0,Soll}$ mit einer höherfrequenten dreieckförmigen Spannung u_Δ (Trägersignal) verglichen. Durch das Vergleichsergebnis, die Schaltfunktion s_U , wird im Brückenzweig nach Abb. 13.3 die Stellung des Schalters S_U – und damit die Ausgangsspannung u_{U0} – beeinflusst. Der Schalter arbeitet mit der Frequenz des Trägersignals (weitere Einzelheiten siehe Kap. 15). Die Sollwertgröße kann einen beliebigen Verlauf aufweisen. Dabei stellt der sinusförmige Verlauf einen Sonderfall dar, der im nächsten Abschnitt als Modulationsfunktion weiter betrachtet wird.

13.1.4 Modulationsfunktion

Die Beschreibung des Stromrichters mittels Schaltfunktionen ist oft zu aufwendig. Für viele Untersuchungen genügt es, nur den Spannungs-Mittelwert über eine Schaltperiode T_S (Kurzzeit-Mittelwert \bar{u}_{U0}) zu betrachten (siehe Abb. 13.4). Dazu werden in Gl. 13.6 die Momentanwerte der Schaltfunktion (s_U) durch den Kurzzeit-Mittelwert \bar{s}_U ersetzt.

$$\text{Momentanwert: } u_{U0} = s_U \cdot \frac{U_d}{2} \quad \text{Kurzzeit-Mittelwert: } \bar{u}_{U0} = \bar{s}_U \cdot \frac{U_d}{2} \quad (13.6)$$

Für die Größe \bar{s}_U wird schließlich der Begriff der **Modulationsfunktion** m_U eingeführt.

$$\text{Modulationsfunktion: } m_U = \bar{s}_U \quad (13.7)$$

m_U ist proportional zum zeitkontinuierlichen Sollwert. Gl. 13.3 geht damit über in:

$$\bar{u}_{U0} = m_U \cdot \frac{U_d}{2} \quad \bar{i}_{d+} = \frac{1 + m_U}{2} \cdot i_U \quad \bar{i}_{d-} = \frac{1 - m_U}{2} \cdot i_U \quad (13.8)$$

Im Allgemeinen verläuft der Sollwert – und damit die Modulationsfunktion m_U – zeitlich sinusförmig. Mit der Frequenz f_1 für die Grundschwingung erhält man in diesem Fall:

$$m_U = M_U \sin(\omega_1 t + \varphi_m), \quad \omega_1 = 2\pi f_1 \quad (13.9)$$

M_U : Modulationsgrad

Die Anwendung der Modulationsfunktion führt somit zu einer Grundschwingungsbetrachtung. Der **Modulationsgrad** M_U bestimmt in Gl. 13.9 die Amplitude der Sinusschwingung. Der Maximalwert $M_{U,\max}$ entspricht der Grundschwingungs-Amplitude eines symmetrischen rechteckförmigen Signals der Amplitude 1 nach Abb. 13.5, d. h. $M_{U,\max} = 1,27$ (Grundfrequenz- bzw. Blocktaktung eines Brückenzweiges). Bei einem Brückenzweig ermittelt man den Modulationsgrad aus dem Verhältnis der Grundschwingungsamplitude $\hat{u}_{U0,1}$ zur Zwischenkreisspannung ($U_d/2$). Im Pulsbetrieb liegt der Modulationsgrad im Bereich $0 < M_U < 1$. Für $M_U > 1$ spricht man von einer Übermodulation bzw. Übersteuerung des Modulators. Der Modulator in Abb. 13.6 arbeitet dann nicht mehr linear, die Ausgangsgröße ist verzerrt.

$$M_U = \frac{\hat{u}_{U0,1}}{\frac{U_d}{2}} \quad \text{mit: } 0 \leq M_U \leq \frac{4}{\pi} \quad \left(\frac{4}{\pi} = 1,27 = M_{U,\max} \right) \quad (13.10)$$

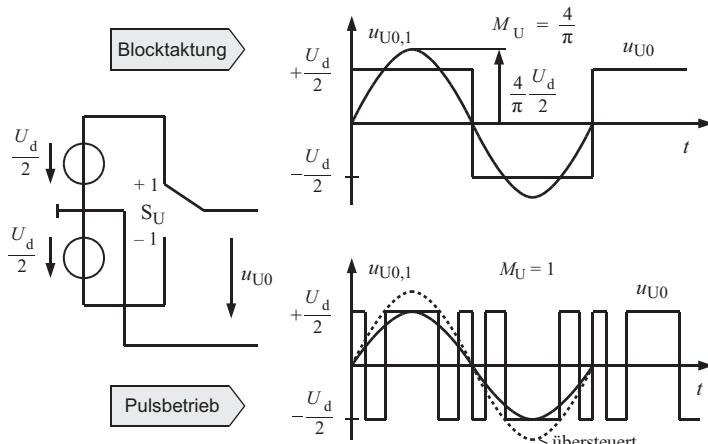
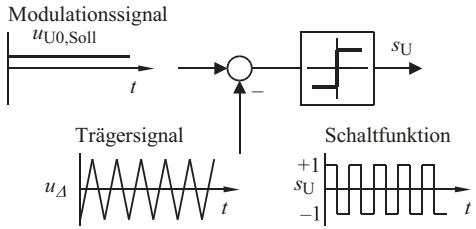


Abb. 13.5 Zur Definition des Modulationsgrades eines Brückenzweiges

Abb. 13.6 Erzeugung der Schaltfunktion s_U mit einem Modulator (Prinzip)



Durch Einsetzen der sinusförmigen Modulationsfunktion m_U in Gl. 13.8 erhält man:

$$\begin{aligned}\bar{i}_{d+} &= (1 + M_U \cdot \sin(\omega_1 t + \varphi_m)) \cdot \frac{i_U}{2} & \bar{i}_{d-} &= (1 - M_U \cdot \sin(\omega_1 t + \varphi_m)) \cdot \frac{i_U}{2} \\ \hat{u}_{U0} &= \hat{u}_{U0,1} \sin(\omega_1 t + \varphi_m) \quad \text{mit } \hat{u}_{U0,1} = M_U \cdot \frac{U_d}{2} \text{ und } M_U \leq \frac{4}{\pi}\end{aligned}\quad (13.11)$$

Wenn sich i_U ebenfalls sinusförmig einstellt, so erhalten die Zwischenkreisströme wegen der Multiplikation der sinusförmigen Modulationsfunktion mit dem sinusförmigen Strom i_U neben einem Gleichanteil zusätzliche, mit den Kreisfrequenzen ω_1 und $2\omega_1$ pulsierende Wechselanteile. Diese Wechselanteile belasten die eingangsseitigen Kondensatoren C_+ und C_- (siehe Abb. 13.12) und bestimmen somit die Bemessung dieser Kondensatoren.

13.1.5 Aussteuerung

Bezieht man die aktuelle Amplitude der Spannungsgrundschwingung $\hat{u}_{U0,1}$ auf die Amplitude der Grundschwingung bei Blocktaktung nach Abb. 13.5, so erhält man mit Gl. 13.12 die **Aussteuerung A** .

$$\text{Aussteuerung: } A = \frac{\hat{u}_{U0,1}}{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{U_d}{2}} \quad 0 \leq A \leq 1 \quad (13.12)$$

Zur Vermeidung einer Übersteuerung des Modulators kann im Pulsbetrieb der Scheitelwert $\hat{u}_{U0,1}$ maximal $U_d/2$ betragen. Damit lässt sich die maximale Aussteuerung eines Brückenzweiges nach Abb. 13.3 ermitteln:

$$A_{\max} = \frac{\pi}{4} = 0,785 \quad \text{Brückenzweig} \quad (13.13)$$

Für 3-phasige Schaltungen wird als Ausgangsspannung im Allgemeinen eine Leiterspannung angegeben. Die Spannungskurvenform zeigt Abb. 13.15. Analog zu Gl. 13.13 erhält man daher für die Aussteuerung A des 3-phasigen Wechselrichters:

$$A = \frac{\hat{u}_{UV,1}}{\frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} U_d} \quad 0 \leq A \leq 1 \quad \left(\frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} = 1,1 \right) \quad (13.14)$$

Zur Vermeidung einer Übersteuerung darf der Scheitelwert $\hat{u}_{UV,1}$ hierbei nicht größer als U_d werden. Setzt man diesen Wert für $\hat{u}_{UV,1}$ in Gl. 13.14 ein, so folgt für die maximale Aussteuerung A_{\max} bei Pulsweltenmodulation des 3-phasigen Wechselrichters:

$$A_{\max} = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{3}} = 0,907 \quad (\text{3-Wechselrichter}) \quad (13.15)$$

Siehe auch Tab. 15.1.

13.1.6 1-phasige Brückenschaltung

Schaltet man zwei Brückenzweige zusammen, so erhält man die 1-phasige Brückenschaltung nach Abb. 13.7. Darin dient der Mittelpunkt des Zwischenkreises als Bezugspunkt (0).

Die Ausgangsspannung u_{UV} berechnet sich aus den Mittelpunktsspannungen mit Gl. 13.6 zu:

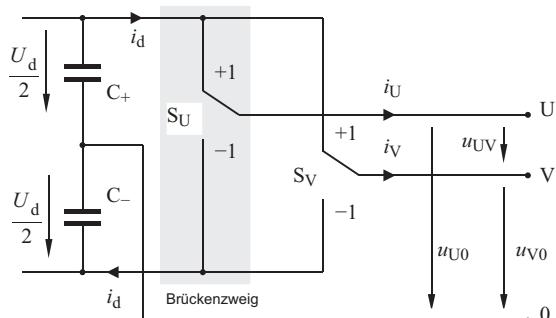
$$u_{UV} = u_{U0} - u_{V0} \quad u_{UV} = (s_U - s_V) \frac{U_d}{2} \quad (13.16)$$

Für den Zwischenkreisstrom i_d erhält man analog:

$$i_d = (s_U - s_V) \frac{i_U}{2} \quad (13.17)$$

Die Ausgangsspannung u_{UV} kann bei dieser Brückenschaltung die Werte $+U_d$, 0, und $-U_d$ annehmen. Stehen beide Umschalter in der gleichen Position (+1 bzw. -1), so ist die Last kurzgeschlossen und der Zwischenkreisstrom i_d ist 0. In Tab. 13.5 sind die möglichen Schaltzustände mit den entsprechenden Spannungen angegeben.

Abb. 13.7 Umschalter
Ersatzschaltbild der 1-phasigen
Brückenschaltung
(Dargestellt ist die Schalter-
stellung 1 in Tab. 13.5)



Tab. 13.5 B2-Schaltung, Schaltzustände und Ausgangsspannungen

- In den Schaltzuständen 1 und 3 ist die Last kurzgeschlossen. Der Strom i_U ist dann allein von der Last bestimmt

	s_U	s_V	$\frac{u_{U0}}{U_d}$	$\frac{u_{V0}}{U_d}$	$\frac{u_{UV}}{U_d}$	$\frac{i_U}{I_d}$
1	1	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	0
2	1	-1	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	1	1
3	-1	-1	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	0
4	-1	1	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	-1	-1

Zur Erzeugung einer Wechselspannung einstellbarer Spannung und Frequenz werden folgende Möglichkeiten eingesetzt:

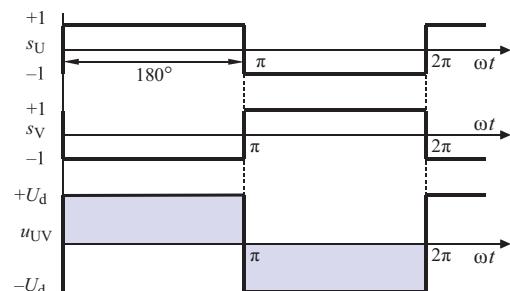
- Grundfrequenztaktung (Blocktaktung)
- Schwenksteuerung
- Pulsweitenmodulation (PWM-Mode)

13.1.6.1 Grundfrequenztaktung

Es wird zwischen den Schaltzuständen 2 und 4 periodisch umgeschaltet (komplementäre Taktung). Man erhält eine rechteckförmige 180° -Kurvenform mit der Frequenz der Umschaltungen (Abb. 13.8). Der Effektivwert der Ausgangsspannung u_{UV} ist gleich U_d . Zur Spannungssteuerung muss die Höhe der Gleichspannung gesteuert werden. Die Kurvenform ändert sich nicht mit der Spannung und Frequenz der Ausgangsspannung. Die Steuerung der Gleichspannung bedeutet eine mehrfache Energieumwandlung und stellt einen zusätzlichen Aufwand dar. Aufgrund der blockförmigen Spannung spricht man auch von Blocktaktung.

Abb. 13.8 Blocktaktung,
Taktnzahl $q = 1$

Es kann nur die Frequenz eingestellt werden. Zur Steuerung des Effektivwertes U_{UV} muss die Gleichspannung U_d verändert werden



13.1.6.2 Schwenksteuerung

Bei der Schwenksteuerung werden alle 4 Zustände der Brückenschaltung nach Tab. 13.5 ausgenutzt. Dadurch verläuft die Ausgangsspannung zeitweise auf Null. Abb. 13.9 zeigt die Ausgangsspannung u_{UV} . Die Steuerung des Effektivwertes U_{UV} erfolgt über die Breite der Spannungszeitflächen, die mit dem Schwenkwinkel β beschrieben wird. Mit der Kurvenform ändert sich auch die spektrale Zusammensetzung von U_{UV} . In Abb. 13.10 ist der Effektivwert der Ausgangsspannung U_{UV} , der Grundschwingungseffektivwert $U_{UV,1}$ und der Verzerrungsanteil $U_{UV,VZ}$ über dem Schwenkwinkel β dargestellt.

Die Kenngrößen der Ausgangsspannung u_{UV} für die Schwenksteuerung nach Abb. 13.9 sind in Gl. 13.18 angegeben (β : Schwenkwinkel ($0 \leq \beta \leq \pi$)).

$$\text{Effektivwert: } U_{UV} = U_d \cdot \sqrt{\frac{\beta}{\pi}}$$

$$\text{Grundschwingungseffektivwert: } U_{UV,1} = U_d \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) \quad \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,9 \right)$$

$$\text{Verzerrungsspannung: } U_{UV,VZ} = U_d \cdot \sqrt{\frac{\beta}{\pi} - \frac{8}{\pi^2} \sin^2\left(\frac{\beta}{2}\right)}$$

$$\text{Aussteuerung: } A = \sin \frac{\beta}{2} \quad 0 \leq A \leq 1 \quad (13.18)$$

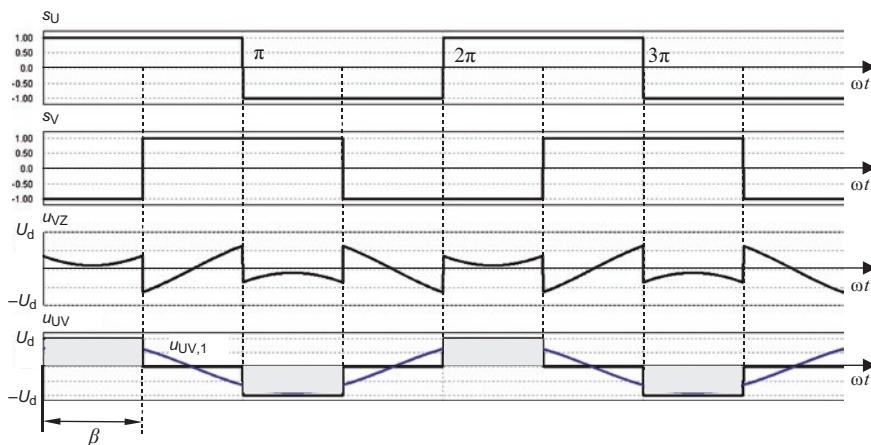
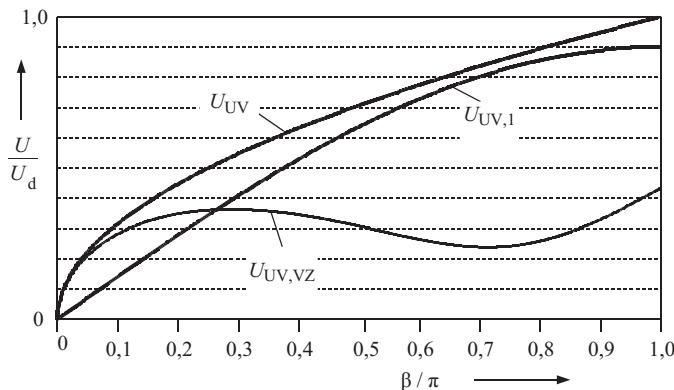


Abb. 13.9 Ausgangsspannung der Brückenschaltung bei Grundfrequenztaktung mit Schwenksteuerung und symmetrischen Schaltfunktionen (β : Schwenkwinkel (in rad))

**Abb. 13.10** Steuerkennlinie der Schwenksteuerung

- Ausgangsspannung U_{UV}
- Grundschwingung $U_{UV,1}$
- Verzerrungsspannung $U_{UV,VZ}$

Der Kurzzeit-Mittelwert ist bei der Schwenksteuerung wie bei der Grundfrequenztaktung gleich Null. Eine zeitkontinuierliche Beschreibung über den Kurzzeit-Mittelwert ist daher nicht möglich.

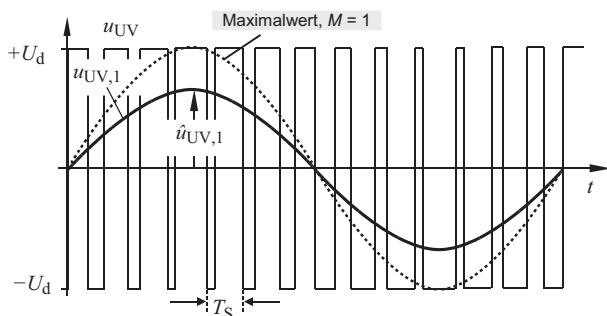
13.1.6.3 Pulsweitenmodulation

Für die zeitkontinuierliche Beschreibung werden die Schaltfunktionen s_U und s_V durch die Modulationsfunktionen m_U und m_V ersetzt. Die Ausgangsspannung einer Brückenschaltung mit komplementärer Pulsweitenmodulation und sinusförmiger Modulationsfunktion zeigt Abb. 13.11.

$$\bar{u}_{UV} = (m_U - m_V) \frac{U_d}{2} \quad \bar{i}_d = (m_U - m_V) \frac{i_U}{2} \quad (13.19)$$

Werden bei der Brückenschaltung die Modulationsfunktionen m_U und m_V entgegengesetzt gleich gewählt (komplementäre Taktung, $m_U = -m_V = m$), so lässt sich vereinfacht schreiben:

Abb. 13.11 Ausgangsspannung u_{UV} einer Brückenschaltung mit komplementärer Pulsweitenmodulation und sinusförmiger Modulationsfunktion ($M < 1$) ($u_{UV,Soll} = u_{UV,1} = \bar{u}_{UV}$)



$$\bar{u}_{UV} = 2m \frac{U_d}{2} = m \cdot U_d \quad \text{und} \quad \bar{i}_d = m \cdot i_U \quad (13.20)$$

Ist die Modulationsfunktion m sinusförmig (analog zu Gl. 13.9) so erhält man:

$$\boxed{\bar{u}_{UV} = M U_d \sin(\omega_1 t + \varphi_m)} \quad (13.21)$$

$$\bar{i}_d = M i_U \sin(\omega_1 t + \varphi_m) \quad (13.22)$$

Bei einem zeitlich sinusförmigen Verlauf von i_U geht Gl. 13.22 über in:

$$\bar{i}_d = \frac{M \hat{i}_U}{2} (1 - \cos(2\omega_1 t)) \quad (13.23)$$

Der Zwischenkreisstrom enthält einen Gleichanteil und einen Wechselanteil $I_{d\sim}$ doppelter Ausgangsfrequenz (Abb. 13.12). Der Wechselanteil belastet die Eingangskondensatoren und hat, abhängig von der Kapazität, eine Spannungswelligkeit von U_d zur Folge.

13.1.7 3-phasige Brückenschaltung

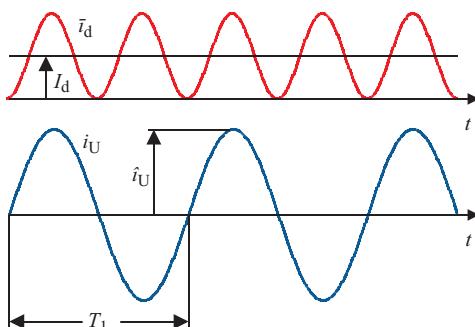
Schaltet man drei Brückenzweige zusammen, so erhält man eine 3-phasige Brückenschaltung. Abb. 13.13 zeigt das Schaltermodell dieser Brückenschaltung. Die Schalterstellung entspricht der Nr. 1 in Tab. 13.6. Der Zwischenkreis-Mittelpunkt (**0**) dient als Bezugspunkt für die Mittelpunktsspannungen. Die 3-phasige Last wird symmetrisch angenommen.

13.1.7.1 Die Spannungsbildung

Folgende Spannungen lassen sich in der Schaltung nach Abb. 13.13 definieren:

Abb. 13.12 Zwischenkreisstrom \bar{i}_d bei sinusförmigem Ausgangstrom i_U . Der Effektivwert des Wechselanteils im Zwischenkreisstrom beträgt nach Gl. 13.23:

$$\boxed{I_{d\sim} = \frac{I_U \cdot M}{\sqrt{2}}}$$



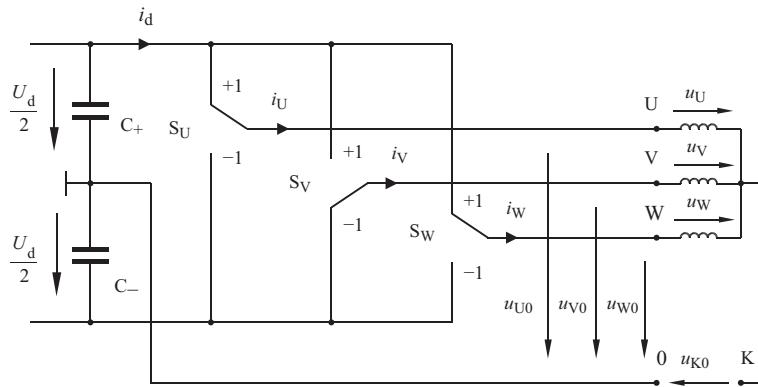


Abb. 13.13 Umschalter-Ersatzschaltbild der 3-phägigen Brückenschaltung

Tab. 13.6 Schaltfunktion und Spannungen des Zweipunktwechselrichters

	s_U	s_V	s_W	$\frac{u_{U0}}{U_d}$	$\frac{u_{V0}}{U_d}$	$\frac{u_{W0}}{U_d}$	$\frac{u_U}{U_d}$	$\frac{u_V}{U_d}$	$\frac{u_W}{U_d}$	$\frac{u_{UV}}{U_d}$	$\frac{u_{K0}}{U_d}$
1	1	-1	1	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	1	$\frac{1}{6}$
2	1	-1	-1	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	1	$-\frac{1}{6}$
3	1	1	-1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	0	$\frac{1}{6}$
4	-1	1	-1	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	-1	$-\frac{1}{6}$
5	-1	1	1	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	-1	$\frac{1}{6}$
6	-1	-1	1	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	0	$-\frac{1}{6}$
7	-1	-1	-1	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	0	0	0	$-\frac{1}{2}$
8	1	1	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	0	0	0	$\frac{1}{2}$

Mittelpunktsspannungen

$$u_{U0} = s_U \cdot \frac{U_d}{2} \quad u_{V0} = s_V \cdot \frac{U_d}{2} \quad u_{W0} = s_W \cdot \frac{U_d}{2} \quad (13.24)$$

Leitersspannungen

$$u_{UV} = (s_U - s_V) \cdot \frac{U_d}{2} \quad u_{VW} = (s_V - s_W) \cdot \frac{U_d}{2} \quad u_{WU} = (s_W - s_U) \cdot \frac{U_d}{2} \quad (13.25)$$

Phasenspannungen Die Leitersspannungen können die drei Werte $+U_d$, 0 und $-U_d$ annehmen. Bei Sternschaltung des Verbrauchers ergeben sich mit dem Sternpunkt K die Phasenspannungen:

$$u_U = u_{U0} - u_{K0} \quad u_V = u_{V0} - u_{K0} \quad u_W = u_{W0} - u_{K0} \quad (13.26)$$

Sternpunktspannung Die Sternpunktspannung u_{K0} stellt sich abhängig von der Last ein. Im Falle einer symmetrischen Last ohne Gleichkomponente erhält man:

$$u_{K0} = (s_U + s_V + s_W) \cdot \frac{U_d}{6} \quad (13.27)$$

Den Verlauf der Sternpunktspannung u_{K0} zeigt Abb. 13.15. Setzt man in Gl. 13.26 die Gl. 13.24 und 13.27 ein, so folgt für die Phasenspannungen:

$$\begin{aligned} u_U &= \left(s_U - \frac{s_V}{2} - \frac{s_W}{2} \right) \cdot \frac{U_d}{3} \\ u_V &= \left(s_V - \frac{s_U}{2} - \frac{s_W}{2} \right) \cdot \frac{U_d}{3} \\ u_W &= \left(s_W - \frac{s_U}{2} - \frac{s_V}{2} \right) \cdot \frac{U_d}{3} \end{aligned} \quad (13.28)$$

Die möglichen Kombinationen der Schalterstellungen s_U , s_V und s_W ergeben nach Abb. 13.14 Z verschiedene Schaltzustände des Wechselrichters, die in Tab. 13.6 aufgelistet sind.

$$Z = (\text{Schaltzustände je Phase})^{\text{Phasenzahl}} \quad (13.29)$$

Bei einem 3-phasigen Wechselrichter mit (Phasenzahl = 3) in Zweipunkttechnik (Schaltzustände = 2) ergeben sich Z Schaltzustände.

$$Z = 2^3 = 8$$

Je nach Schalterstellung sind die drei Verbraucherstränge U, V und W unterschiedlich verschaltet. Es gibt $Z = 8$ verschiedene Verschaltungen.

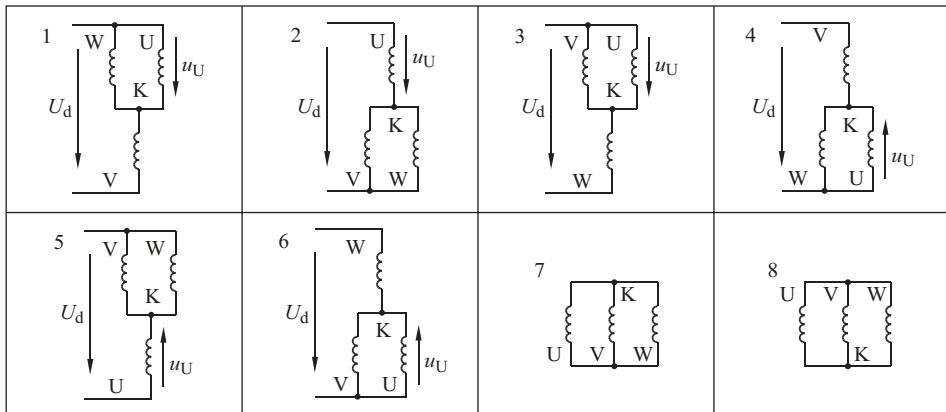


Abb. 13.14 Schaltzustände und Phasenspannung u_U des symmetrischen Verbrauchers

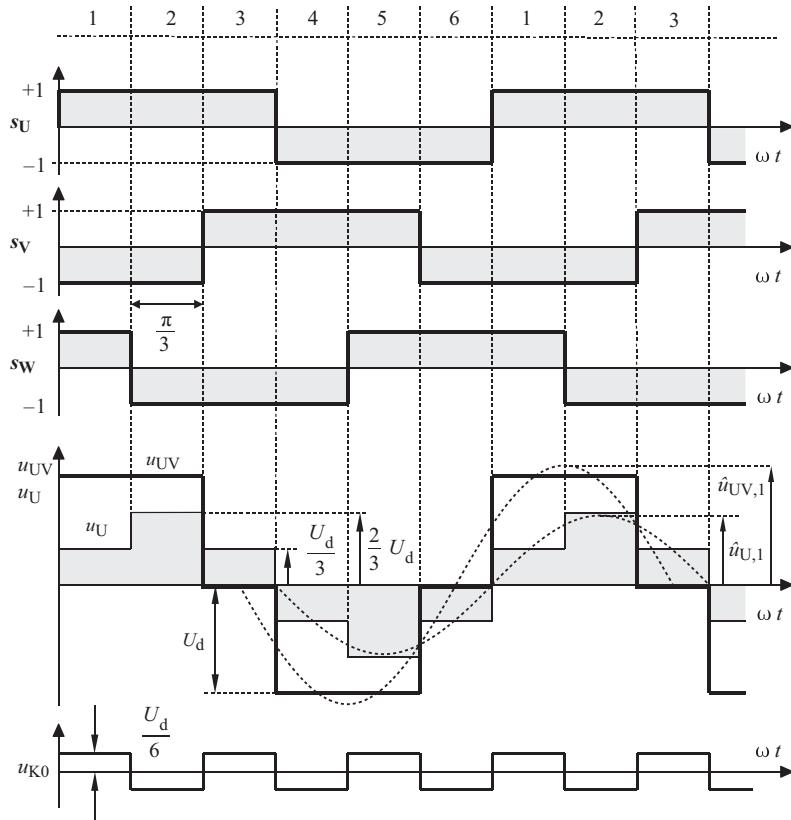


Abb. 13.15 Schaltfunktionen und Spannungen u_{UV} , u_U , u_{K0} des 3-phägen Wechselrichters mit symmetrischer Last und Grundfrequenztaktung

$$\hat{u}_{UV,1} = U_d \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi} = U_d \cdot 1,10 \quad \hat{u}_{U,1} = U_d \cdot \frac{2}{\pi} = U_d \cdot 0,636$$

$$U_{UV,1} = U_d \cdot \frac{\sqrt{6}}{\pi} = U_d \cdot 0,78 \quad U_{U,1} = U_d \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} = U_d \cdot 0,45$$

$$\text{Modulationsgrad: } M_{UV} = \frac{\hat{u}_{UV,1}}{U_d} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} = 1,10 \quad (13.30)$$

$$\text{Aussteuerung: } A = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \cdot \frac{\hat{u}_{UV,1}}{U_d} = 1 \quad (13.31)$$

13.1.7.2 Der Zwischenkreisstrom

Der Zwischenkreisstrom i_d ermittelt sich bei freiem Verbrauchersternpunkt mit Hilfe der Schaltfunktionen s_U , s_V und s_W zu:

$$i_d = \frac{s_U + 1}{2} i_U + \frac{s_V + 1}{2} i_V + \frac{s_W + 1}{2} i_W \quad (13.32)$$

Da die Summe der drei Phasenströme bei freiem Sternpunkt stets Null sein muss, kann man für i_d vereinfacht schreiben:

$$i_d = \frac{1}{2} \cdot (s_U i_U + s_V i_V + s_W i_W) \quad (13.33)$$

Mit drei sinusförmigen symmetrischen Leiterströmen i_U , i_V und i_W erhält man die in Abb. 13.17 dargestellten, abschnittsweise sinusförmigen Verläufe des Zwischenkreisstromes i_d . Die Kurvenform ist durch die Phasenverschiebung zwischen Phasenspannung und -Strom bestimmt. Die Schalterstellungen in den 3 Wechselrichterschaltungen sind den drei markierten Stromkuppen entsprechend Abb. 13.16 zugeordnet. In diesem Beispiel ist wegen der konstant angenommenen Amplitude \hat{i}_d die Grundschwingungs-Scheinleistung konstant.

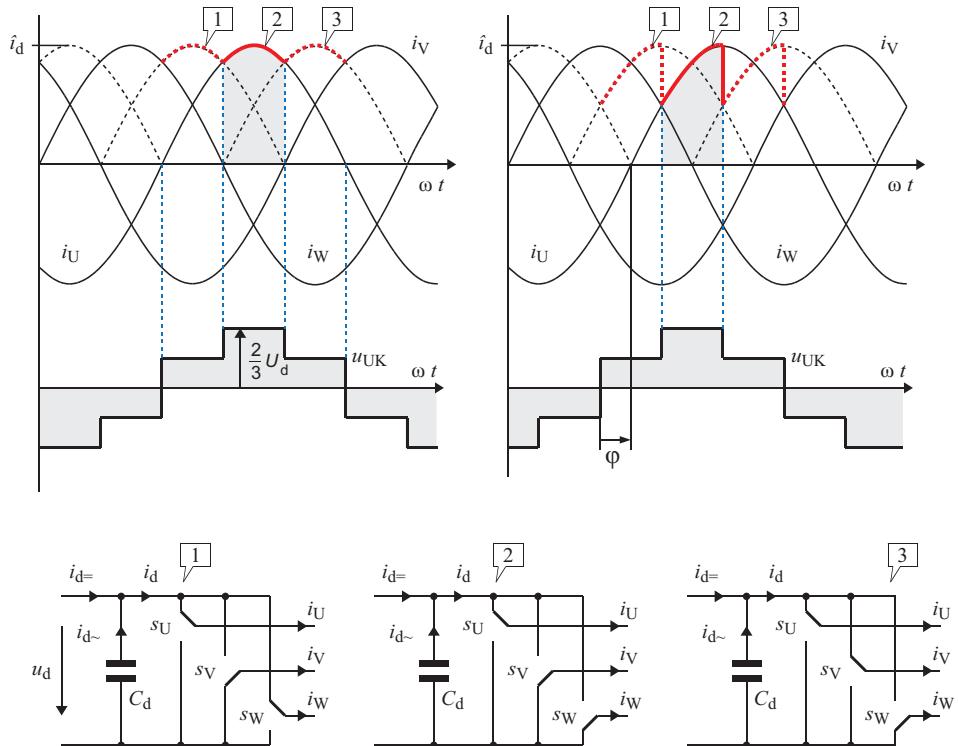


Abb. 13.16 Zur Entwicklung des Zwischenkreisstromes (Wechselrichtereinfluss)

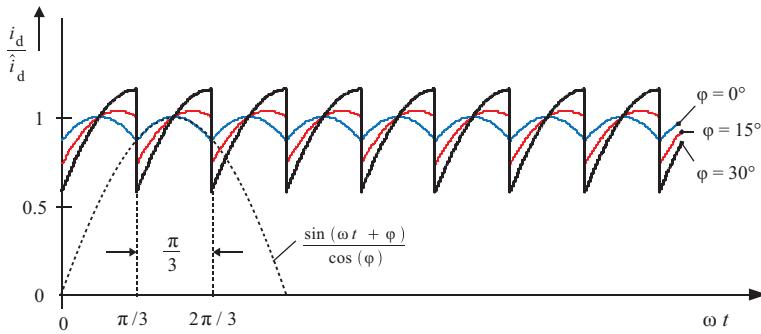


Abb. 13.17 Zwischenkreisstrom bei konstanter Wirkleistung und unterschiedlichen $\cos \varphi$

Für eine konstante Wirkleistung wird in Abb. 13.17 die Stromamplitude dem unterschiedlichen Phasenwinkel φ der Last angepasst. Der Verlauf des Zwischenkreisstromes i_d wird in diesem Fall abschnittsweise mit Gl. 13.34 beschrieben.

$$\text{Für } \frac{\pi}{3} < \omega t < \frac{2\pi}{3} \text{ gilt: } i_d = \hat{i}_d \frac{\sin(\omega t + \varphi)}{\cos \varphi} \quad (13.34)$$

Der Zwischenkreisstrom i_d in Abb. 13.17 ist eine Mischgröße. Zieht man von i_d den Gleichanteil $i_{d=}$ ab, so bleibt der Wechselanteil $i_{d\sim}$. Dieser Wechselanteil beschreibt die Strombelastung des Zwischenkreiskondensators C_d durch den Wechselrichter (siehe auch Abschn. 16.7.3.1).

- Der Wechselanteil von i_d wird durch den Zwischenkreiskondensator C_d aufgenommen. Die Strombelastung steigt mit abnehmendem $\cos \varphi$ der Last.
- Der Zwischenkreiskondensator deckt den Blindleistungsbedarf der Last (siehe Kap. 16).

Für den Fall bekannter Motordaten (Wellenleistung P_{mech} , Wirkungsgrad η , Nennspannung U_L , Leistungsfaktor $\cos \varphi$) folgt für die Amplitude des Zwischenkreisstromes:

$$\text{Aus: } P_{\text{mech}} = \sqrt{3} U_L I_L \eta \cos \varphi \text{ folgt: } \hat{i}_d = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{\text{mech}}}{\sqrt{3} \cdot U_L \cdot \eta \cdot \cos \varphi} \quad (13.35)$$

Umgekehrt kann bei bekannten Halbleiter-Bauelementen des Wechselrichters die maximal mögliche Nennspannung und der Nennstrom eines Motors für maximale Leistung ermittelt werden. Die Stromwelligkeit ist abhängig vom Modulationsverfahren und muss hierbei separat ermittelt werden. Den vollständigen Aufbau des Leistungs-teils eines UWR in IGBT-Technologie zeigt Abb. 13.18. Darin ist neben dem geteilten Zwischenkreiskondensator C_d auch ein Brems-Chopper dargestellt. Dieser ist bei aktiver Last erforderlich, wenn über die Zwischenkreis-Einspeisung eine Energierückspeisung

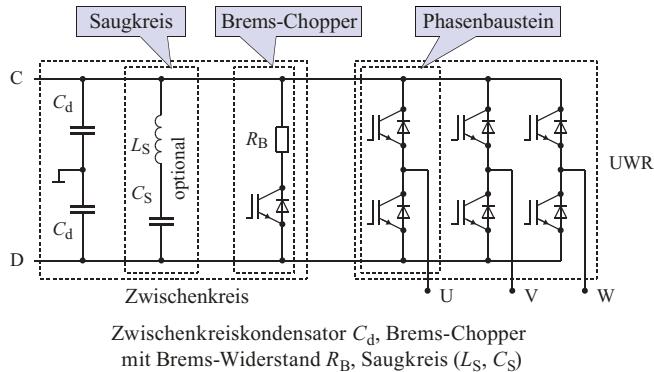


Abb. 13.18 3-phägiger UWR mit vollständigem Zwischenkreis

nicht möglich ist. Durch Ansteuerung des Brems-Choppers wird z. B. im Bremsbetrieb die vom UWR in den Zwischenkreis zurückgespeiste elektrische Energie in Wärme umgewandelt, wodurch ein unzulässiger Anstieg der Zwischenkreisspannung U_d verhindert wird. Der Bremswiderstand muss für die mögliche Bremsleistung bemessen sein und wird im Allgemeinen über einen separaten Lüfter (Bremslüfter) gekühlt.

Bei einphasiger Einspeisung insbesondere bei Pulsgleichrichtern wird eine Wechselstromkomponente 2-facher Netzfrequenz im Zwischenkreisstrom i_d eingeprägt. Um diesen Wechselstrom vom Zwischenkreiskondensator fern zu halten (Probleme: Strombelastung von C_d und Spannungswelligkeit u_d) kann im Zwischenkreis ein Saugkreisfilter (L_S, C_S), abgestimmt auf die 2-fache Netzfrequenz, vorgesehen werden.

Für die Erfassung des Zwischenkreisstromes i_d kommen (je nach Leistung) potenzialfreie Messwandler (Hall-Wandler) oder ein Shunt-Widerstand (R_S) zur Anwendung. Abb. 13.19 zeigt zwei typische Einsatzfälle für den Shunt-Einsatz. Bei Abb. 13.19a ist der Schaltzustand des Wechselrichters zu berücksichtigen (siehe Abb. 13.16). Problematisch ist die Beherrschung der sehr großen Spannungssteilheiten und die Störbeeinflussung des Messsignals durch Schaltvorgänge im Wechselrichter. Eine Verbesserung stellt eine zum Schalten zeitlich versetzte Erfassung (Abtastung) oder eine Filterung der Messgröße (Tiefpass) dar.

Werden in Gl. 13.33 an Stelle der Schaltfunktionen sinusförmige Modulationsfunktionen (m_U, m_V, m_W) eingesetzt, so erhält man mit Gl. 13.36 den zeitkontinuierlichen Verlauf des Zwischenkreisstromes i_d . Der Einfluss der schaltenden Arbeitsweise des Wechselrichters auf den Verlauf des Zwischenkreisstromes ist dadurch ausgebendet, und es entsteht eine Grundschwingungsbetrachtung des 3-phägigen Wechselrichters. Bei symmetrischer Last wird der Zwischenkreisstrom i_d zu einem reinen Gleichstrom (Abb. 13.20, i_{d-100}). Es tritt keine Leistungspulsation im Zwischenkreis auf.

$$i_d = \frac{1}{2} (m_U i_U + m_V i_V + m_W i_W) \quad (13.36)$$

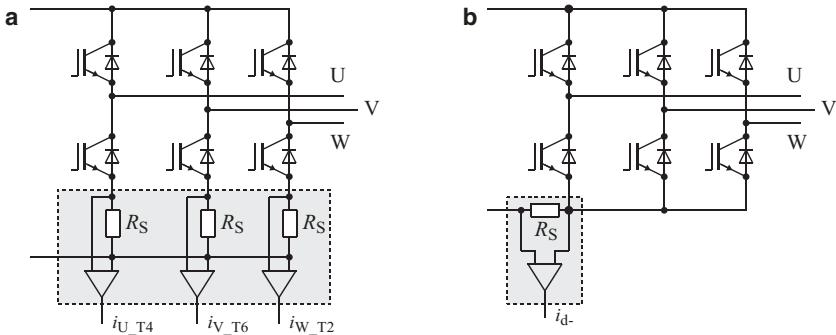


Abb. 13.19 Shunt-Messung des Zwischenkreisstromes

Die Annahme einer unsymmetrischen Belastung (wie es z. B. bei einer unterbrechungsfreien Stromversorgung (USV) mit einphasigen Verbrauchern häufig auftritt) führt auch bei der Grundschwingungsbetrachtung zu einer Leistungspulsation mit 2-facher Ausgangsfrequenz im Zwischenkreis. Daraus resultiert bei endlicher Zwischenkreiskapazität eine Welligkeit der Zwischenkreisspannung U_d . Abb. 13.20 zeigt den Verlauf des Zwischenkreisstromes i_d und der Phasenströme für ein symmetrisches und für ein unsymmetrisches Drehstromsystem (Unsymmetrie durch Absenkung von i_U auf 90 %). Im unsymmetrischen Fall ist der Mittelwert von i_d (hier: I_{d-90}) entsprechend vermindert. Im symmetrischen Fall ist der Zeitverlauf von i_d gleich dem Mittelwert (i_{d-100}).

Anmerkung Eine Welligkeit der Zwischenkreisspannung u_d hat eine Amplitudenbeeinflussung der Ausgangsspannung zur Folge. Hierdurch kann es zu Unsymmetrien im Drehspannungssystem sowie zu Gleichanteilen kommen. Zwar lassen sich diese Auswirkungen regelungstechnisch begrenzen, im Hinblick auf die Netzrückwirkungen wirkt sich eine Spannungswelligkeit immer ungünstig aus.

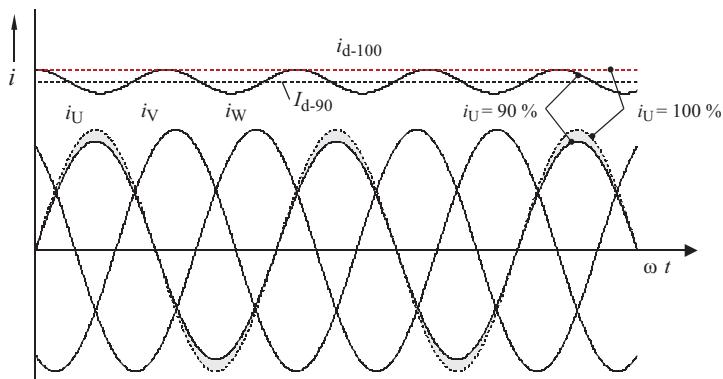


Abb. 13.20 Auswirkung unsymmetrischer Phasenströme auf den Zwischenkreisstrom i_d in zeitkontinuierlicher Darstellung (i_U ist um 10 % reduziert)

13.2 Schaltungen in Mehrpunkttechnik (Multi-Level-Inverter)

Schaltungen die eine Ausgangsspannung mit mehr als 2 Spannungsniveaus zur Verfügung stellen werden als Mehrpunktschaltung bzw. Multi-level-Inverter bezeichnet. Die zusätzlichen Spannungsniveaus in Abb. 13.21 führen im Vergleich zur Zweipunktschaltung dazu, dass

- Sinusförmige Ausgangsspannungen besser nachgebildet werden können (weniger Oberschwingungen)
- Spannungssprünge reduziert sind, dadurch reduziert sich die du/dt -Problematik. Auf Filterungen kann u.U. verzichtet werden.
- Die Spannungsbelastung der Bauelemente reduziert ist wodurch höhere Spannungen realisiert werden können.

Für den Aufbau von Mehrpunktschaltungen stehen unterschiedliche Technologien zur Verfügung. Neben dem Bauteil- und Steuerungsaufwand ist hierbei auch das Verhalten im Fehlerfall (Kurzschluss, Bauteilausfall) und die Möglichkeit zur Spannungssymmetrierung der Kondensatoren zu beachten. Es haben sich unter Anderem folgende Schaltungsarten durchgesetzt:

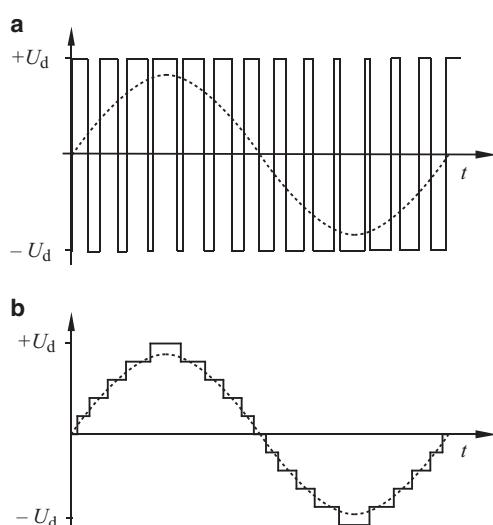
- **Diode clamped Multilevel Inverter (DCMI)**

Prinzip: Kapazitiver Spannungsteiler, für n Spannungen werden $(n - 1)$ Kondensatoren benötigt. Der Anschluss der n Teilspannungen wird über Dioden entkoppelt. Beispiel für $n = 3$ Spannungspegel ist der Dreipunkt-Wechselrichter (Abschn. 13.2.1). Hierbei beziehen sich die Spannungen auf den Nullpunkt des Zwischenkreises (Neutral Point Clamped, NPC).

Abb. 13.21 Vergleich der Ausgangsspannungen

a Zweipunkt Wechselrichter ($n = 2$ Spannungsstufen)

b Multi-level Umrichter ($n = 11$ Spannungsstufen)



- **Flying Capacitor Multilevel Inverter (FCMI)**

Prinzip: Unterschiedlich aufgeladene Kondensatoren werden mit der Zwischenkreisspannung zu n unterschiedlichen Ausgangsspannungen kombiniert. Durch die Umschaltung der Kondensatoren arbeiten diese auf unterschiedlichen (springenden) Potenzialen. Es werden $n - 2$ Kondensatoren benötigt. Ein Beispiel für $n = 4$ Spannungspiegel ist die Multilevel-Schaltung nach Abschn. 13.2.2.

- **Cascaded Multilevel Inverter (CMI)**

Prinzip: Isolierte Zwischenkreise mit unabhängiger Einspeiseeinrichtung werden zu einer resultierenden Spannung über n H-Brücken zusammengeschaltet. Einfacher modularer Aufbau mit geringem Bauteilaufwand. Für die Spannungsversorgung der n Stufen sind n potenzialfreie Gleichspannungen U_M und damit Trafowicklungen und Gleichrichterschaltungen erforderlich (Abb. 13.22a).

- **Modular Multilevel Converter (MMC)**

Prinzip: Kondensator-Schalter-Kombinationen werden als Module in Reihe geschaltet. Die Teilspannungen können beliebig zu oder abgeschaltet werden so dass auch Kurzschlüsse beherrschbar sind. Durch die Modul Anzahl ist der Wechselrichter in der Spannungshöhe skalierbar und es können zusätzlich redundante Module vorgesehen werden. Durch die feine Spannungsstufung kann der Wechselrichter mit Blocktaktung betrieben werden, d. h. es genügt eine kleine Schaltfrequenz (z. B. 100 Hz). Vorteilhaft Insbesondere bei Höchstspannungsanwendungen (HGÜ mit eingeprägter Spannung). Die Stufenanzahl beträgt hierbei z. B. $n = 400$, auf Filtermaßnahmen kann verzichtet werden.

13.2.1 Schaltungen in Dreipunkttechnik (3-level-inverter)

Die Grundschaltung eines dreistufigen Stromrichters besteht aus einem Brückenzweig nach Abb. 13.23a. Dieser Brückenzweig enthält 4 rückwärts leitende Schalter.

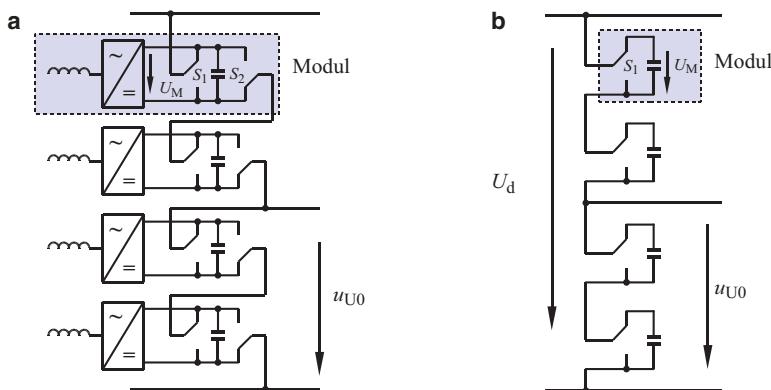


Abb. 13.22 Modularer (b) und kaskadierter (a) Multilevel Umrichter – Prinzip

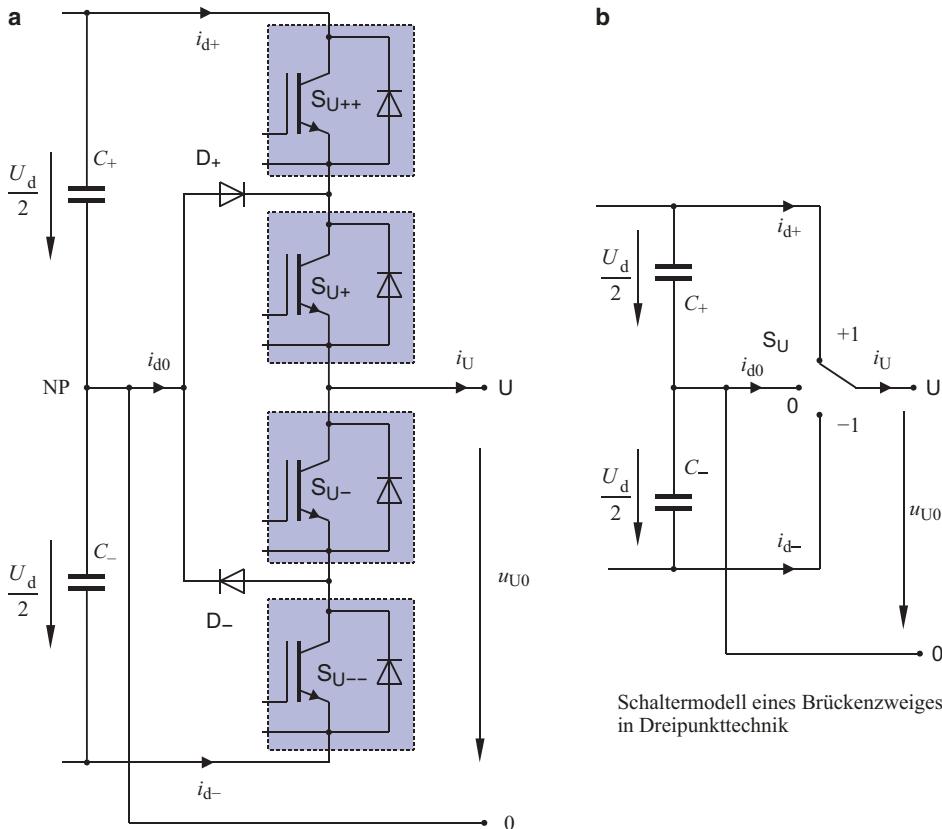


Abb. 13.23 Brückenzweig in Dreipunkttechnik und Ersatzschaltung

Der gleichspannungsseitige Mittelpunkt (Neutral Point, NP) ist über Dioden D_+ und D_- (Clamp-Dioden) mit der Ausgangsklemme U verbunden. Es sind 2 Kondensatoren erforderlich (C_+ und C_-). Die Elemente des Brückenzweiges werden jeweils mit der halben Zwischenkreisspannung belastet. Die erlaubten Schaltfunktionen sind in Tab. 13.7 aufgeführt.

Die Schaltzustände lassen sich durch einen Umschalter nach Abb. 13.23b darstellen. Der Umschalter S_U hat drei Stellungen. Entsprechend kann die Schaltfunktion s_U die Werte +1, 0 und -1 annehmen. Für die Ausgangsspannung u_{U0} bedeutet dies ein zusätzliches Spannungsniveau. Der Zwischenkreisstrom i_{d+} und i_{d-} unterscheidet sich durch den angeschlossenen Nullpunkt von den Werten der Zweipunktschaltung.

$$u_{U0} = s_U \frac{U_d}{2} \quad (13.37)$$

$$i_{d+} = s_U \frac{s_U + 1}{2} \cdot i_U \quad i_{d0} = (1 - s_U^2) i_U \quad i_{d-} = s_U \frac{s_U - 1}{2} \cdot i_U \quad (13.38)$$

Tab. 13.7 Schaltfunktionen eines Brückenzweiges in Dreipunkttechnik

s_{U++}	s_{U+}	s_{U-}	s_{U--}	u_{U0}	s_U
1	1	0	0	$\frac{U_d}{2}$	1
0	1	1	0	0	0
0	0	1	1	$-\frac{U_d}{2}$	-1

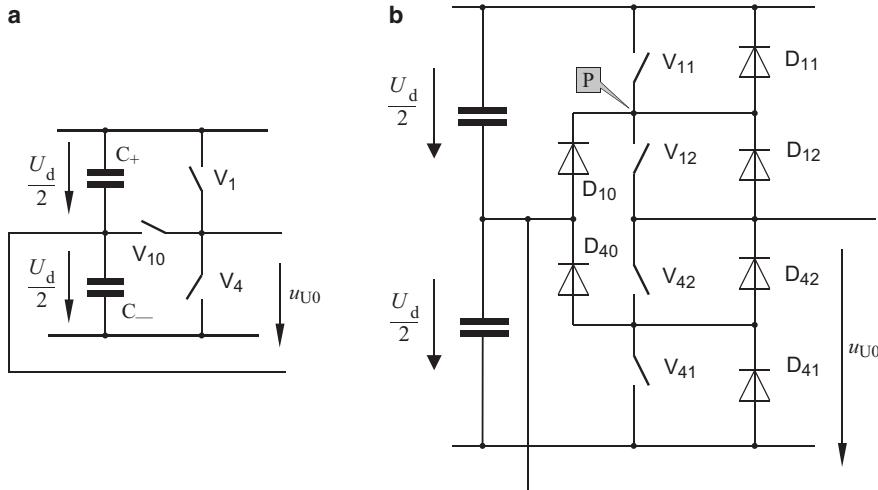


Abb. 13.24 Herleitung der Dreipunktschaltung mit Ventilreihenschaltung

a Dreipunktschaltung, Prinzip

Die vereinfachend dargestellten Schalter haben praktisch eine Ventilwirkung und müssen für Blindströme durch geeignete Dioden ergänzt werden. Dadurch entsteht das Schaltbild b

Bei der zeitkontinuierlichen Beschreibung der Ausgangsspannung u_{U0} entsprechen die Modulationsfunktionen der Dreipunktschaltung denen der Zweipunktschaltung, da sich die kurzzeitigen Mittelwerte wieder entsprechen. Die Kurvenform lässt sich wegen der zusätzlichen Schaltstufe jedoch besser an die Sollwertkurve anpassen.

Bei der Herleitung eines Brückenzweiges, wie er in Abb. 13.23 dargestellt ist, geht man von der Schaltung nach Abb. 13.24a aus. Der Schalter V_{10} ermöglicht die Verbindung mit dem Spannungsnulldurchgang. Die Umsetzung dieser Schaltung mit abschaltbaren Ventilen zeigt Abb. 13.24b. Ein Schalter, in diesem Fall V_1 , ist jeweils durch zwei Ventile V_{11} und V_{12} nachgebildet. Der Verbindungspunkt P beider Ventile in Abb. 13.24b ist über die Diode D_{10} mit dem Spannungsnulldurchgang verbunden. Die Spannungsbelastung der Ventile ist bei dieser Schaltung daher auf eine Kondensatorspannung ($U_d/2$) festgelegt (Neutral Point Clamped Converter, NPC).

Schaltzustände:

Spannung u_{U0} durch Schalterstellung bestimmt		Spannung u_{U0} durch Phasenverschiebung bestimmt
1	2	3

Die Schalter V_{11} , V_{12} sowie V_{41} und V_{42} symbolisieren jeweils ein Halbleiterventil und lassen daher nur eine Stromrichtung (hier von oben nach unten gerichtet) zu. Die Spannungsbelastung der Ventile ist durch die Spannung eines Eingangskondensators festgelegt. Tritt zwischen den Ausgangsgrößen u und i eine induktive Phasenverschiebung auf, so sind daher parallel zu den Schaltern Freilaufdioden vorzusehen. In Schaltung 3 und 6 sind für beide Stromrichtungen Freilaufdioden vorgesehen (vollständige Schaltung nach Abb. 13.23).

- $u_{U0} = 0$ bei Schalterstellung 2 kann bei einer durch die induktive Phasenverschiebung vorgegebenen Stromrichtung (3) nur durch Schalterstellung 5 erreicht werden!

13.2.1.1 1-phasige Brückenschaltung

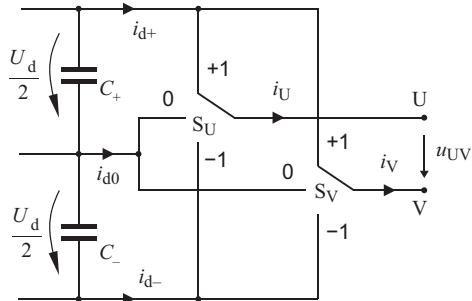
Mit 2 Brückenzweigen kann die Dreipunkt-Brückenschaltung ($n = 3$) nach Abb. 13.25 aufgebaut werden. Abhängig von den Schaltfunktionen s_U und s_V treten insgesamt 9 verschiedene Schaltzustände mit insgesamt $(2n-1)$ Spannungsstufen auf. Die Schaltzustände sind mit den entsprechenden Ausgangsspannungen in Tab. 13.8 aufgelistet.

Die Ausgangsspannung u_{UV} berechnet sich durch Gl. 13.39, den entsprechenden Zeitverlauf zeigt Abb. 13.26. Die Zwischenkreisströme i_{d+} , i_{d-} und i_{d0} berechnen sich mit Gl. 13.40.

$$u_{UV} = (s_U - s_V) \frac{U_d}{2} \quad (13.39)$$

$$\begin{aligned} i_{d+} &= \left(s_U \frac{s_U + 1}{2} - s_V \frac{s_V + 1}{2} \right) \cdot i_U & i_{d0} &= (s_V^2 - s_U^2) \cdot i_U \\ i_{d-} &= \left(s_U \frac{s_U - 1}{2} - s_V \frac{s_V - 1}{2} \right) \cdot i_U \end{aligned} \quad (13.40)$$

Abb. 13.25 Ersatzschaltbild der 1-phasigen Brückenschaltung in Dreipunkttechnik



Tab. 13.8 Schaltzustände der Brückenschaltung in Dreipunkttechnik

	s_U	s_V	$\frac{u_{UV}}{U_d}$
1	1	1	0
2	1	0	1/2
3	1	-1	1
4	0	-1	1/2
5	0	0	0
6	0	1	-1/2
7	-1	1	-1
8	-1	0	-1/2
9	-1	-1	0

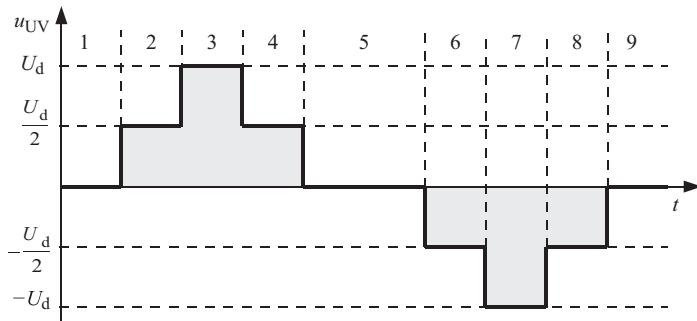


Abb. 13.26 Die Ausgangsspannung u_{UV} kann

$$2n - 1 = 5$$

Spannungswerte annehmen

13.2.1.2 3-phägige Brückenschaltung

Mit 3 Brückenzweigen erhält man die 3-phägige Brückenschaltung nach Abb. 13.27. Diese Schaltung erlaubt 27 unterschiedliche Schaltzustände. Bei einigen Schaltzuständen erhält man jedoch dieselbe Ausgangsspannung, so dass für den Verlauf der Ausgangsspannung u_{UV} in Abb. 13.28 insgesamt 14 Schaltzustände ausreichen.

Die Ausgangsgrößen berechnen sich analog zu Gl. 13.12 bis Gl. 13.25:

$$u_{U0} = s_U \cdot \frac{U_d}{2} \quad u_{V0} = s_V \cdot \frac{U_d}{2} \quad u_{W0} = s_W \cdot \frac{U_d}{2} \quad (13.41)$$

$$u_{UV} = (s_U - s_V) \frac{U_d}{2} \quad (13.42)$$

$$i_{d+} = s_U \frac{s_U + 1}{2} \cdot i_U + s_V \frac{s_V + 1}{2} \cdot i_V + s_W \frac{s_W + 1}{2} \cdot i_W \quad (13.43)$$

$$i_{d0} = -s_U^2 i_U - s_V^2 i_V - s_W^2 i_W \quad (13.44)$$

In Abb. 13.28 sind als Beispiel die Schaltfunktionen und die Leiterspannung u_{UV} mit der Phasenspannung u_U dargestellt. Der Vergleich mit den entsprechenden Größen der Zweipunktschaltung in Abb. 13.15 zeigt die zusätzlichen Schaltstufen. Durch diese zusätzlichen Schaltstufen kann die Spannungskurvenform mit der Dreipunktschaltung feiner eingestellt werden. Dieser Vorteil ist jedoch mit einem erhöhten Aufwand verbunden. Wegen des vergleichsweise hohen Aufwandes wird die Dreipunktschaltung überwiegend in Schaltungen für höchste Leistungen (bis ca. 30 MW) eingesetzt. In diesen Schaltungen kann mit einer Zwischenkreisspannung U_d gearbeitet werden, die dem zweifachen Wert der Zweipunktschaltung entspricht.

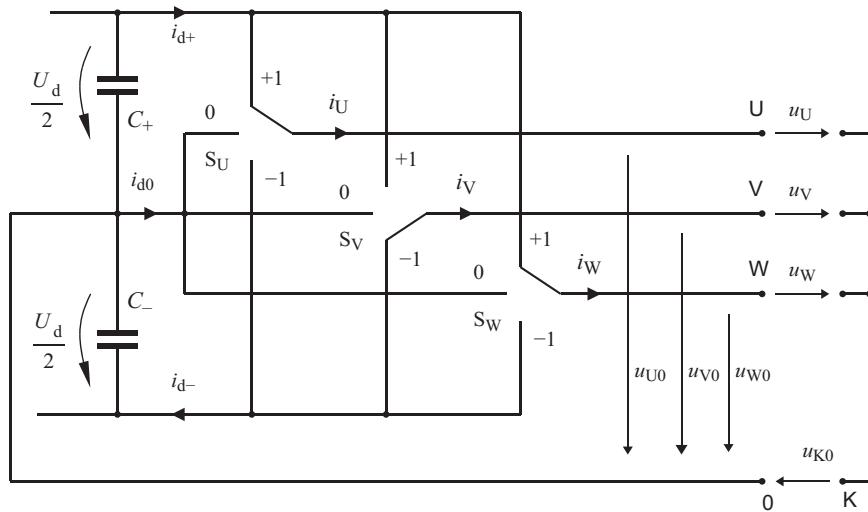


Abb. 13.27 Ersatzschaltbild der 3-phägigen Dreipunktschaltung (Zustand 1 in Abb. 13.28)

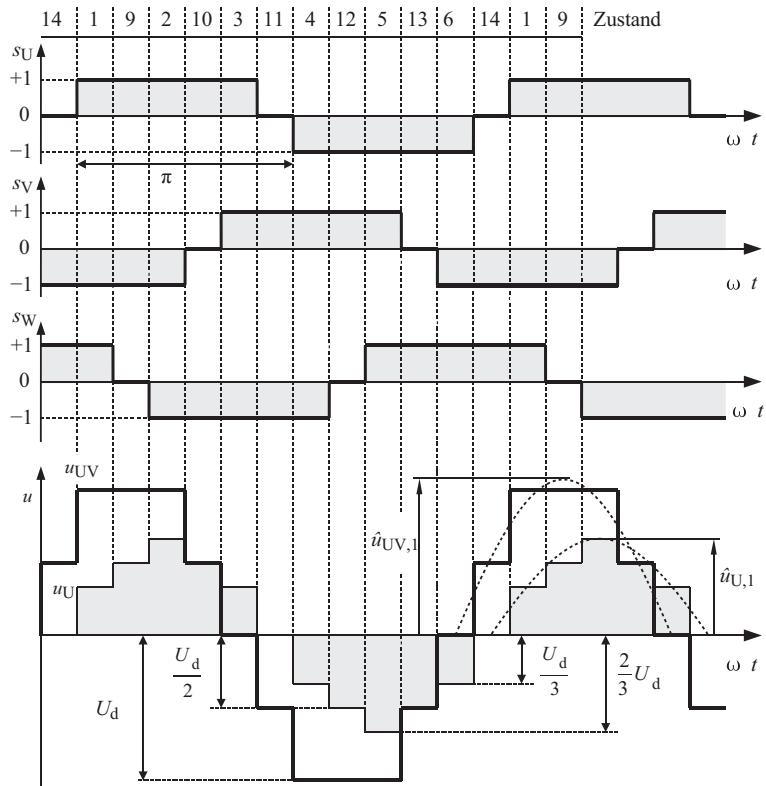


Abb. 13.28 Schalfunktionen und Ausgangsspannungen der Dreipunktschaltung

Ein Vorteil der Dreipunkttechnik ist die im Vergleich zur Zweipunkttechnik bei gleicher Zwischenkreisspannung halbierte Spannungssteilheit. Diese Eigenschaft führt auch zu einem verbesserten elektromagnetischen Verhalten. Folgende Tabelle zeigt den Aufwand sowie die Spannungsbelastung der Ventile für eine vergleichbare Zwei- und Dreipunktschaltung:

	Zweipunktschaltung	Dreipunktschaltung
Anzahl Dioden	6	18
Anzahl Transistoren	6	12
Anzahl Kondensatoren ($n - 1$)	1	2
Spannungsbelastung	100 %	50 %

Über die Schaltfunktionen kann bei der Blocktaktung nach Abb. 13.28 die Ausgangsspannung gesteuert werden. Abb. 13.29 zeigt den Einfluss des Steuerwinkels β auf u_{UV} .

13.2.2 Schaltungen in Vierpunkttechnik (4-level-inverter)

Zusätzliche Spannungsebenen lassen sich durch die Kombination von Teilspannungen erzielen. Die Teilspannungen werden durch kapazitive Spannungsteiler bereitgestellt. Den Aufbau eines Brückenzweigs in 4-Punkt Technik ($n = 4$) mit „Flying Capacitors“ zeigt Abb. 13.30. Für die 4 Spannungsebenen sind insgesamt $(n - 1)(n - 2)/2$ Kondensatoren notwendig. Für den Anwender ergeben sich folgende Vorteile:

- Die Spannungskurvenform kann feiner an die Sinusform angenähert werden, wodurch ein eventueller Filteraufwand verringert wird.
- Die Leistung des Wechselrichters wird erhöht, ohne die Ventilspannung zu vergrößern.
- Die Spannungssteilheit ist durch die stufenweise Spannungsumschaltung reduziert.

Die 6 Schalter einer Phase lassen sich nach Tab. 13.9 so konfigurieren, dass sich am Ausgang vier unterschiedliche Spannungen einstellen lassen. Die möglichen Schalterstellungen zeigt Abb. 13.31 mit den Schaltzuständen 1 bis 6.

Die Zustände nach 3, 4, 5 liefern alle die gleiche Ausgangsspannung. Die Kondensatoren C_1 und C_2 sind hierbei aber abwechselnd in unterschiedlicher Funktion (laden, entladen, offen), so dass sich diese Schaltzustände zum Ausgleichen (symmetrieren) der Kondensatorspannungen ausnutzen lassen. Bezeichnung als „Flying Capacitor Converter“ wegen der variablen Potenzialanbindung der Kondensatoren (C_1 und C_2).

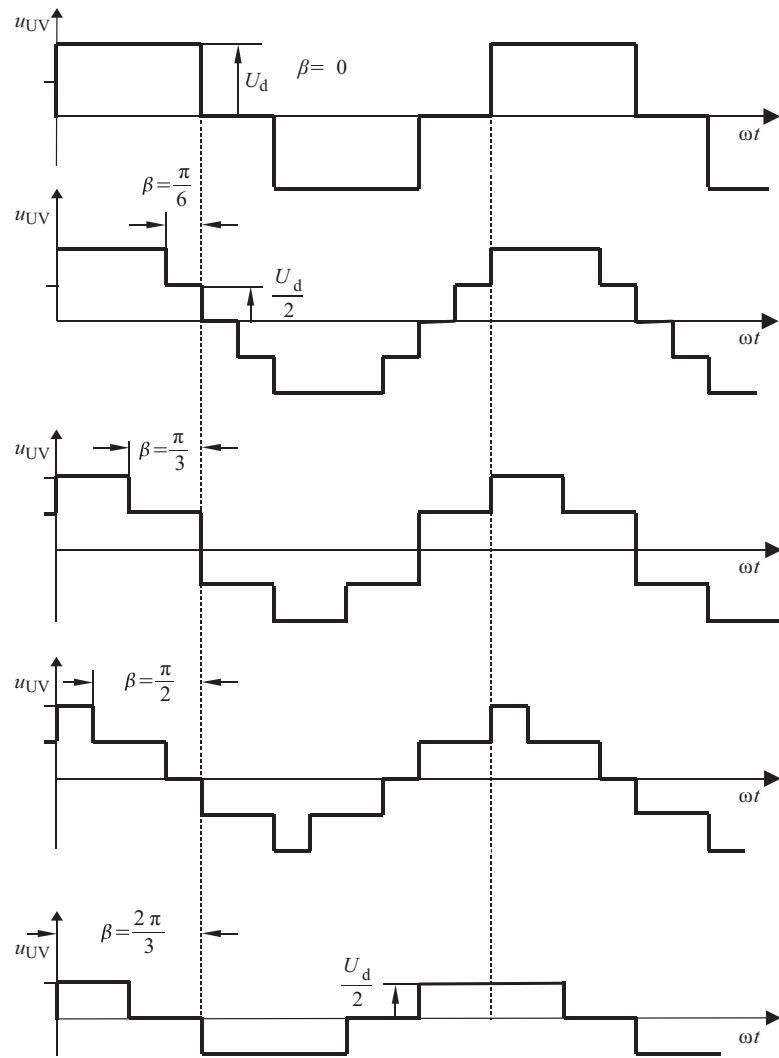
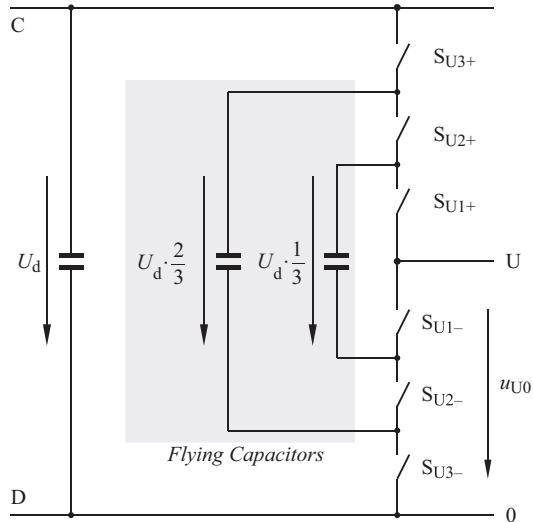


Abb. 13.29 Leiterspannung u_{UV} bei unterschiedlichen Steuerwinkeln

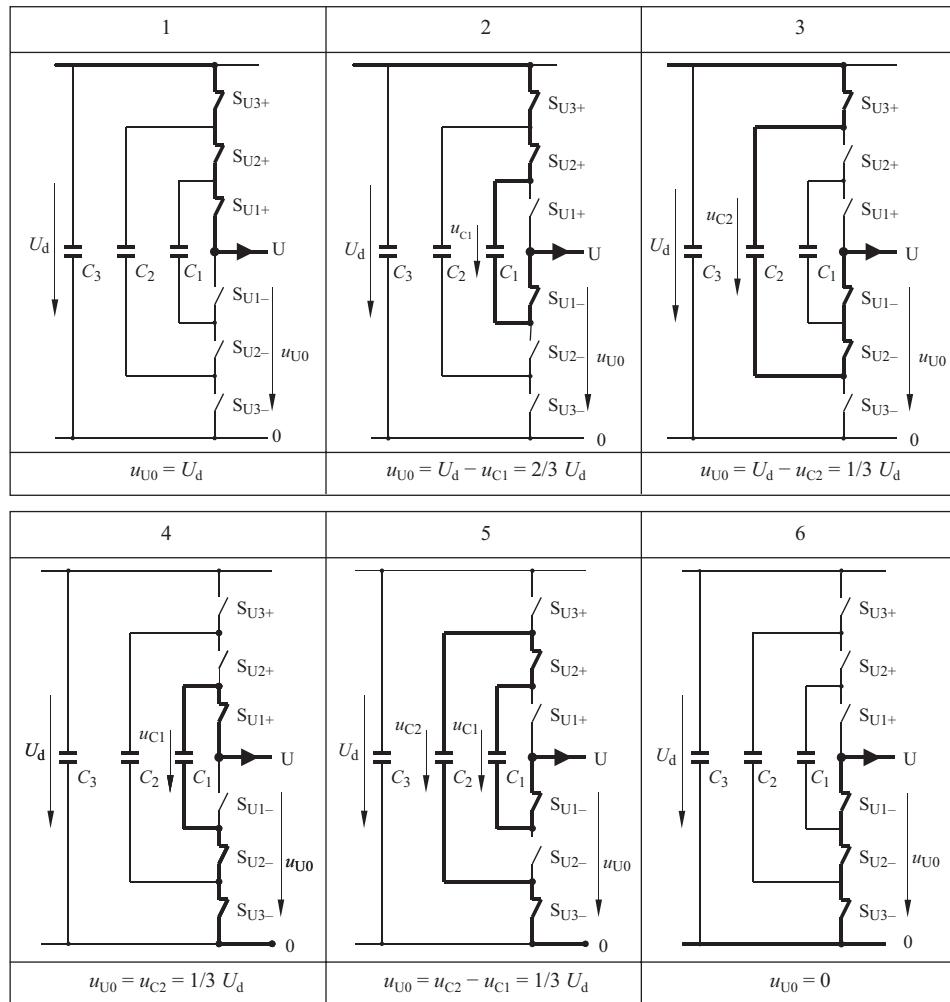
Abb. 13.30 Aufbau eines Brückenzweiges in Flying Capacitors-Technologie für ($n = 4$) Spannungsstufen

- Die Kondensatoren sind unterschiedlich aufgeladen.
- Die Kondensatoren arbeiten auf abwechselnden Potenzialen
- Die Teilspannungen werden im Betrieb aktiv durch die Schaltmuster aufrechterhalten



Tab. 13.9 Schaltzustände und Spannungen eines 4-level-Brückenzweigs

$u_{U0} =$	U_d	$U_d \cdot \frac{2}{3}$	$U_d \cdot \frac{1}{3}$	0		
Abb. 13.31/→	1	2	3	4	5	6
S1+	1	0	0	1	0	0
S2+	1	1	0	0	1	0
S3+	1	1	1	0	0	0
S1-	0	1	1	0	1	1
S2-	0	0	1	1	0	1
S3-	0	0	0	1	1	1

**Abb. 13.31** Schaltzustände des 4-level-Inverters



Drehstromgrößen in Raumzeigerdarstellung

14

Als „Raumzeiger“ wird eine Darstellungsform bezeichnet, die speziell für Berechnungen in 3- und 4-Leitersystemen geeignet ist. Die Raumzeigerdarstellung, anfangs nur für die Magnetfeldbeschreibung von Drehfeldmaschinen entwickelt, wird wegen der erheblichen Vereinfachung und Anschaulichkeit auch für die Beschreibung von Strömen und Spannungen in Mehrphasensystemen eingesetzt. Sie sind nicht zu verwechseln mit den (Zeit-) Zeigern der Wechselstromtechnik.

- Der Raumzeiger stellt die Größen eines mehrphasigen symmetrischen Systems durch eine komplexe Zahl mit den Koordinaten α - β dar.

14.1 Raumzeigertransformation

Als *Raumzeigertransformation* bezeichnet man die Umwandlung dreier zeitabhängiger Spannungen oder Ströme beliebiger Kurvenform mit den räumlichen Koordinaten U, V, W in

- eine komplexe Zahl, dem eigentlichen Raumzeiger mit den Koordinaten α und β , sowie
- ein Skalar, das so genannte Nullsystem.

Raumzeiger sind Scheitelwertzeiger. Sie haben die Komponenten u_α und u_β . Das α - β -Koordinatensystem ist räumlich so orientiert, dass die positive Richtung der Phasenspannung u_U mit der positiven Richtung der α -Koordinate übereinstimmt (Abb. 14.2). Der Raumzeiger u soll aus praktischen Gründen die gleiche Länge wie die Phasengrößen im UVW-System aufweisen, so dass im α - β -System ein Normierungsfaktor von (2/3) zu berücksichtigen ist. Die Transformationsgleichungen sind in Gl. 14.1 auf Basis des Drehoperators \underline{q} mathematisch definiert.

$$\text{Drehoperator: } \underline{a} = e^{j\frac{2}{3}\pi} = \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right)$$

$$\text{Raumzeiger: } u(t) = \frac{2}{3} \cdot [\underline{a}^0 \cdot u_U(t) + \underline{a}^1 \cdot u_V(t) + \underline{a}^2 \cdot u_W(t)] \quad (14.1)$$

$$\text{Nullgröße: } u(t) = \frac{2}{3} \cdot [u_U(t) + u_V(t) + u_W(t)]$$

Gl. 14.2 beschreibt mit den Spannungen u_U , u_V und u_W ein symmetrisches sinusförmiges Drehspannungssystem (die Phasenverschiebung „ $-2\pi/3$ “ bedeutet, dass die Spannung u_V gegenüber u_U um 120° nacheilend ist (u_W eilt um 120° vor)).

$$u_U(t) = \hat{u} \cdot \cos(\omega t) = \hat{u} \cdot \frac{1}{2}(e^{j\omega t} + e^{-j\omega t})$$

$$u_V(t) = \hat{u} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) = \hat{u} \cdot \frac{1}{2}(e^{j(\omega t - \frac{2}{3}\pi)} + e^{-j(\omega t - \frac{2}{3}\pi)}) \quad (14.2)$$

$$u_W(t) = \hat{u} \cdot \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) = \hat{u} \cdot \frac{1}{2}(e^{j(\omega t + \frac{2}{3}\pi)} + e^{-j(\omega t + \frac{2}{3}\pi)})$$

Der Raumzeiger des symmetrischen sinusförmigen Dreiphasensystems nach Gl. 14.2 hat eine konstante Länge und beschreibt in der α - β -Ebene während einer Periode eine vollständige Drehung in mathematisch positiver Richtung, d. h. er ist linksdrehend (linksdrehend durch die hier gewählte Phasenfolge des Drehspannungssystems!). Er beschreibt gleichzeitig die Mittelpunkt- und Phasenspannungen, da in der Mittelpunktsspannung u_{K0} enthaltene Gleichkomponenten nicht in den Zeiger u eingehen. Die Gleichkomponente ist u. a. für Gleichtaktströme in Motor und Zuleitung verantwortlich (s. Kap. 17). Abb. 14.1 zeigt den Verlauf eines Drehspannungssystems als Liniendiagramm und die entsprechende Zeigerdarstellung.

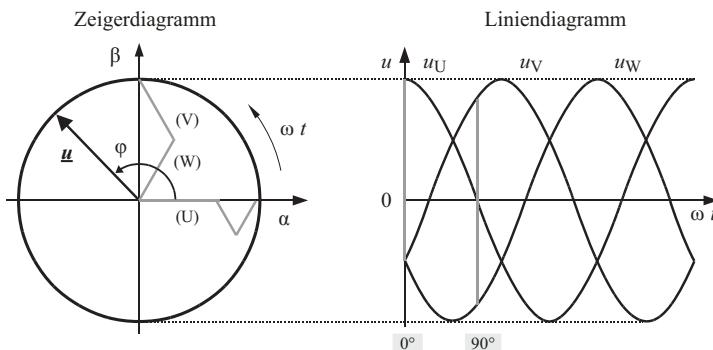


Abb. 14.1 Sinusförmige Speisung, Drehspannungssystem nach Gl. 14.3

In Abb. 14.1 ist die Zeigerlänge durch den Normierungsfaktor 2/3 an die Amplitude der Phasenspannung des Drehspannungssystems angepasst. Zusätzlich ist für zwei Winkel (0° und 90°) die Zusammensetzung des Zeigers \underline{u} angedeutet. Die Beträge der Komponenten sind dem Liniendiagramm (rechts im Bild) entnommen.

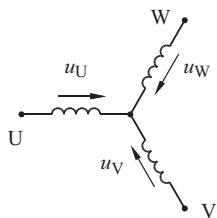
3-phasige Wicklungsanordnung und UVW-Koordinatensystem

In Abb. 14.2 ist die Anordnung der drei Statorwicklungen einer Drehstrommaschine und das dazugehörige UVW-Koordinatensystem dargestellt.

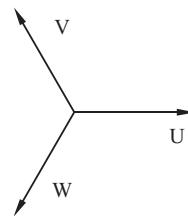
2-phasige Wicklungsanordnung und α - β -Koordinatensystem

Das 2-phasige α - β -Koordinatensystem in Abb. 14.3 ist räumlich stillstehend und bezieht sich auf den Stator der betrachteten Drehfeldmaschine, wobei die positive Richtung der α -Koordinate mit der Richtung von Strang U bzw. mit der Phasenspannung u_U übereinstimmt.

Die Komponenten u_α und u_β werden aus den Phasenspannungen $u_{U,V,W}$ nach Gl. 14.3 ermittelt (die positiven Richtungen der U- und α -Achsen stimmen überein!).

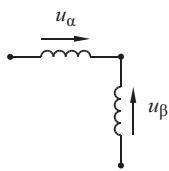


3-phasige Wicklung

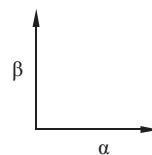


3-phasiges Koordinatensystem

Abb. 14.2 3-Phasensystem

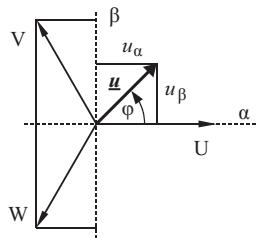


2-phasige Wicklung



2-phasiges Koordinatensystem

Abb. 14.3 2-Phasensystem



Zunächst werden die U-V-W Komponenten des Zeigers im α - β -Koordinatensystem beschrieben:

$$\begin{aligned} u_\alpha &= 1 \cdot u_U - \frac{1}{2} \cdot u_V - \frac{1}{2} \cdot u_W \\ u_\beta &= 0 \cdot u_U + \frac{1}{2}\sqrt{3} \cdot u_V - \frac{1}{2}\sqrt{3} \cdot u_W \end{aligned} \quad (14.3)$$

Die Normierung von Gl. 14.3 (d. h. Multiplikation mit $2/3$) liefert Gl. 14.4:

$$\begin{aligned} u_\alpha &= \frac{2}{3} \cdot u_U - \frac{1}{3} \cdot u_V - \frac{1}{3} \cdot u_W \\ u_\beta &= 0 \cdot u_U + \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot u_V - \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot u_W \end{aligned} \quad (14.4)$$

Umformung der Darstellung in Matrixform:

$$\underline{u} = \begin{vmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{-1}{\sqrt{3}} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} u_U \\ u_V \\ u_W \end{vmatrix} \quad (14.5)$$

Vereinfachung durch Ausnutzung der Symmetrievereinheit:

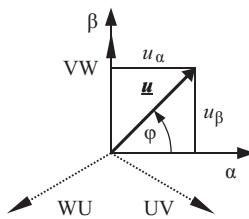
$$\text{Für } \sum u = 0 = u_U + u_V + u_W \text{ folgt } u_W = -u_U - u_V$$

Mit dieser Symmetrievereinheit lässt sich Gl. 14.5 vereinfachen:

$$\underline{u} = \begin{vmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} +1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} u_U \\ u_V \end{vmatrix} = |\underline{u}| e^{j\varphi} \quad \text{mit} \quad \begin{aligned} |\underline{u}| &= \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \\ \varphi &= \arctan \frac{u_\beta}{u_\alpha} \end{aligned} \quad (14.6)$$

In der Praxis wird der Raumzeiger oft aus den leichter zugänglichen Leiterspannungen u_{UV} , u_{VW} und u_{WU} gebildet. Dazu legt man die VW-Achse in die β -Achse des 2-phasischen Systems, so dass man folgende Beschreibung des Spannungszeigers u erhält:

$$\underline{u} = \begin{vmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & 1 & \frac{-1}{2} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} u_{UV} \\ u_{VW} \\ u_{WU} \end{vmatrix} \quad (14.7)$$



Aufgrund der Symmetrieverbedingungen kann Gl. 14.7 wieder durch 2 Leiterspannungen ausgedrückt werden. Wählt man wieder die Normierung auf die Phasenspannungen (Multiplikation mit 2/3), so erhält man schließlich Gl. 14.8.

$$\underline{u} = \begin{vmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{2}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & 1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} u_{UV} \\ u_{VW} \end{vmatrix} \quad (14.8)$$

Um eine Normierung auf den Scheitelwert der Leiterspannungen zu erreichen, muss die Normierung mit dem Faktor $2/(3\sqrt{3})$ erfolgen. Man erhält schließlich Gl. 14.9.

$$\underline{u} = \begin{vmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} u_{UV} \\ u_{VW} \end{vmatrix} \quad (14.9)$$

Die hier am Beispiel eines symmetrischen sinusförmigen Drehstromsystems gewonnenen Gleichungen beziehen sich auf einen mathematisch positiven Umlaufsinn des Zeigers (linksdrehend) und lassen sich – wie eingangs erwähnt – auch auf andere Kurvenformen anwenden. Bei Stromrichterspeisung ist die Leiterspannung durch Schaltvorgänge bestimmt, d. h. sie kann nur bestimmte (diskrete) Werte annehmen. Der Raumzeiger der Spannungen wird daher keinen Kreis beschreiben, sondern jeweils nur einen Punkt in der $\alpha\beta$ -Ebene abbilden. So hat ein Zweipunkt-UWR 8 Schaltzustände, so dass max. 8 Punkte dargestellt werden können. Im Falle des Zweipunkt-UWR liegen im Nullpunkt die Punkte 7 und 8 übereinander, d. h. sie sind redundant (Ein Raumzeiger der Länge Null wird als **Nullzeiger** bezeichnet!). Es sind also nur 7 Punkte sichtbar. Der 3-Punkt-UWR zeigt bei 27 Schaltzuständen 19 verschiedene Spannungsraumzeiger. Auch hier treten bei bestimmten Schaltzuständen „redundante“ Spannungszeiger auf, so dass nur 19 Punkte sichtbar sind.

14.2 Stromrichterspeisung

Der zeitliche Bewegungsablauf des Zeigers \underline{u} bei Stromrichterspeisung unterscheidet sich nach der Art des Wechselrichters und des Steuerverfahrens. Der Spannungszeiger dreht sich nur bei einer Änderung des Schaltzustandes in eine neue Winkelposition.

Bei Z Schaltzuständen resultieren beim 3-phasigen Zweipunkt-Wechselrichter $Z = 2^3 = 8$ Raumzeiger. Der Raumzeiger beschreibt in Abb. 14.4 ein Sechseck mit dem Radius $2/3 U_d$. Die Nullzeiger \underline{u}_7 und \underline{u}_8 treten bei der Grundfrequenztaktung (Abb. 13.15) nicht auf.

Der Spannungsraumzeiger des Dreipunkt-Wechselrichters beschreibt in Abb. 14.5 ein Sechseck wie der Zweipunkt-Wechselrichter, jedoch ändert sich bei einigen Schaltzuständen auch die Zeigerlänge, so dass bei der Grundfrequenztaktung auch Punkte innerhalb des äußeren Sechsecks erreicht werden können. Die innen liegenden Punkte können jeweils durch zwei verschiedene Schaltzustände eingestellt werden. Die angegebenen Ziffern beziehen sich auf die Schaltzustände nach Tab. 14.1.

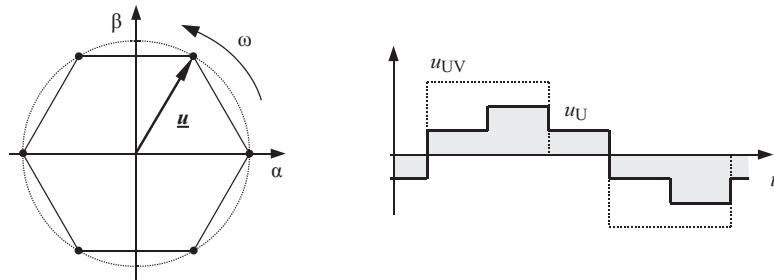


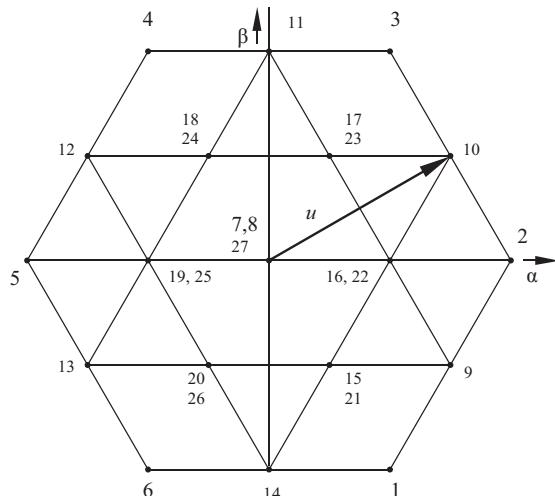
Abb. 14.4 Stromrichter in Zweipunkt-Technik und Grundfrequenztaktung

Abb. 14.5 Stromrichterspeisung in Dreipunkt-Technik

Der Dreipunkt-Wechselrichter liefert mit $Z = 3^3 = 27$ Schaltzuständen 19 unterschiedliche Spannungsraumzeiger.

(Nullzeiger: Schaltzustände 7, 8 und 27).

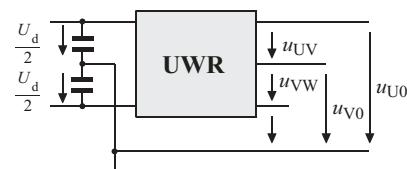
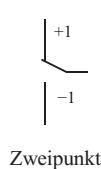
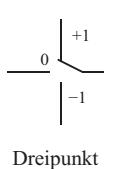
Alle Schaltzustände des Zweipunkt-Wechselrichters sind hierin enthalten



Tab. 14.1 Schaltzustände des UWR

Nr.	Schaltfunktion			Spannung				Zeiger				
				DC-Mittelpunkt		Verkettet		Komponenten		Zeiger		
	s_U	s_V	s_W	u_{U0}	u_{V0}	u_{W0}	u_{UV}	u_{VW}	u_α	u_β	$ u $	$\angle(u)$
				U_d	U_d	U_d	U_d	U_d	U_d	U_d	Deg.	
1	+1	-1	+1	+1/2	-1/2	+1/2	1	-1	1/3	-1/ $\sqrt{3}$	2/3	-60°
2	+1	-1	-1	+1/2	-1/2	-1/2	1	0	2/3	0	2/3	0°
3	+1	+1	-1	+1/2	+1/2	-1/2	0	1	1/3	+1/ $\sqrt{3}$	2/3	60°
4	-1	+1	-1	-1/2	+1/2	-1/2	-1	1	-1/3	+1/ $\sqrt{3}$	2/3	120°
5	-1	+1	+1	-1/2	+1/2	+1/2	-1	0	-2/3	0	2/3	180°
6	-1	-1	+1	-1/2	-1/2	+1/2	0	-1	-1/3	-1/ $\sqrt{3}$	2/3	-120°
7	+1	+1	+1	+1/2	+1/2	+1/2	0	0	0	0	0	-
8	-1	-1	-1	-1/2	-1/2	-1/2	0	0	0	0	0	-
9	+1	-1	0	+1/2	-1/2	0	1	-1/2	1/2	- $\sqrt{3}/6$	1/ $\sqrt{3}$	-30°
10	+1	0	-1	+1/2	0	-1/2	1/2	1/2	1/2	+ $\sqrt{3}/6$	1/ $\sqrt{3}$	30°
11	0	+1	-1	0	1/2	-1/2	-1/2	1	0	+1/ $\sqrt{3}$	1/ $\sqrt{3}$	90°
12	-1	+1	0	-1/2	1/2	0	-1	1/2	-1/2	+ $\sqrt{3}/6$	1/ $\sqrt{3}$	150°
13	-1	0	+1	-1/2	0	1/2	-1/2	-1/2	-1/2	- $\sqrt{3}/6$	1/ $\sqrt{3}$	-150°
14	0	-1	+1	0	-1/2	1/2	1/2	-1	0	-1/ $\sqrt{3}$	1/ $\sqrt{3}$	-90°
15	+1	0	+1	1/2	0	1/2	1/2	-1/2	1/6	- $\sqrt{3}/6$	1/3	-60°
16	+1	0	0	1/2	0	0	1/2	0	1/3	0	1/3	0°
17	+1	+1	0	1/2	1/2	0	0	1/2	1/6	+ $\sqrt{3}/6$	1/3	60°
18	0	+1	0	0	1/2	0	-1/2	1/2	-1/6	+ $\sqrt{3}/6$	1/3	120°
19	0	+1	+1	0	1/2	1/2	-1/2	0	-1/3	0	1/3	180°
20	0	0	+1	0	0	1/2	0	-1/2	-1/6	- $\sqrt{3}/6$	1/3	-120°
21	0	-1	0	0	-1/2	0	1/2	-1/2	1/6	- $\sqrt{3}/6$	1/3	-60°
22	0	-1	-1	0	-1/2	-1/2	1/2	0	1/3	0	1/3	0°
23	0	0	-1	0	0	-1/2	0	1/2	1/6	+ $\sqrt{3}/6$	1/3	60°
24	-1	0	-1	-1/2	0	-1/2	-1/2	1/2	-1/6	+ $\sqrt{3}/6$	1/3	120°
25	-1	0	0	-1/2	0	0	-1/2	0	-1/3	0	1/3	180°
26	-1	-1	0	-1/2	-1/2	0	0	-1/2	-1/6	- $\sqrt{3}/6$	1/3	-120°
27	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-

$$(2/3 = 0,667, 1/\sqrt{3} = 0,577, 1/2 = 0,5, 1/3 = 0,333, \sqrt{3}/6 = 0,289, 1/6 = 0,167)$$





Steuerverfahren für UWR

15

Die Aufgabe eines UWR, d. h. eines Wechselrichters mit eingeprägter Spannung, besteht im Allgemeinen darin, ein im gleitenden Mittelwert sinusförmiges Drehspannungssystem variabler Grundschwingungsfrequenz zu erzeugen. Dabei wird eine Gleichspannung durch Halbleitersteller in gepulster Form an die Last weitergegeben. Der Klirrfaktor (s. Gl. 15.3) dieser gepulsten Spannung ist zunächst unabhängig von der Schaltfrequenz oder der Pulsweitenmodulation konstant. Erst durch Filterung dieser gepulsten Spannung z. B. durch ein Filter oder die Impedanz einer angeschlossenen Asynchronmaschine (ASM) und den daraus resultierenden Stromverlauf ist der Vorteil einer Pulsung ersichtlich.

Je höher die Pulsfrequenz wird, desto geringer werden die Oberschwingungen im Strom – und somit auch die Zusatzverluste und Drehmoment-Oberschwingungen (Pendelmomente) einer ASM. Mit einer erhöhten Schaltfrequenz bzw. angepassten Pulsweitenmodulation können erforderliche Filterwerte reduziert werden. Dies hat ein geringeres Volumen und eine kostengünstigere Anschaffung der Anlage zur Folge. Darüber hinaus bedeutet eine erhöhte Eckfrequenz des Filters auch eine geringere Dämpfung der Grundschwingung.

Ein wesentlicher Nachteil einer erhöhten Schaltfrequenz ist allerdings eine gleichzeitige Erhöhung der Schaltverluste in den Leistungshalbleitern, die neben einem verminderten Wirkungsgrad auch einen steigenden Aufwand in der Kühlung der Halbleiter bedeuten. Dies lässt wiederum Volumen und Kosten der Anwendung steigen. Eine Aufgabe für die Projektierung ist es, für diesen Widerspruch bei der Auslegung und Steuerung eines Pulsstromrichters in Verbindung mit einer Drehfeldmaschine einen vernünftigen Kompromiss für einen Energieeffizienten Antrieb zu finden. Im Folgenden werden dafür grundlegende Begriffe und Methoden für die Steuerung eines UWR vorgestellt. Schwerpunkt dieser Betrachtungen ist die Anwendung des UWR in Verbindung mit einem Drehstromantrieb, vorzugsweise einer ASM.

15.1 Begriffe

Viele wichtige Kennwerte für den Betrieb eines UWR beziehen sich auf den stationären Betrieb und sind damit Grundlage für vergleichende Untersuchungen. Ausgangspunkt der Betrachtungen sei ein einphasiger Wechselrichter nach Abb. 15.1.

Die **Ausgangsspannung** $U_{U0,RMS}$ lässt sich in einen Grundsprunganteil $U_{U0,1}$ und einen Verzerrungsanteil $U_{U0,VZ}$ aufspalten (Abb. 15.2). Der Effektivwert der Grundsprungung ist die eigentliche Nutzgröße. Die Grundsprungung überträgt die Leistung und erzeugt das Drehmoment einer Drehfeldmaschine. $u_{U0,1}$ entspricht der zeitkontinuierlichen Beschreibung des Stromrichters und lässt sich mit Gl. 15.1 durch die Modulationsfunktion m beschreiben.

$$u_{U0,1} = m \frac{U_d}{2} \quad m = M \sin(\omega_1 t + \varphi_m) \quad M = \frac{\hat{u}_{U0,1}}{\frac{U_d}{2}} \quad (15.1)$$

Abb. 15.1 Einphasiger Wechselrichter mit eingeprägter Spannung
Die Steuerung setzt die Sollwerte für U und f in die Schaltfunktion s_U um

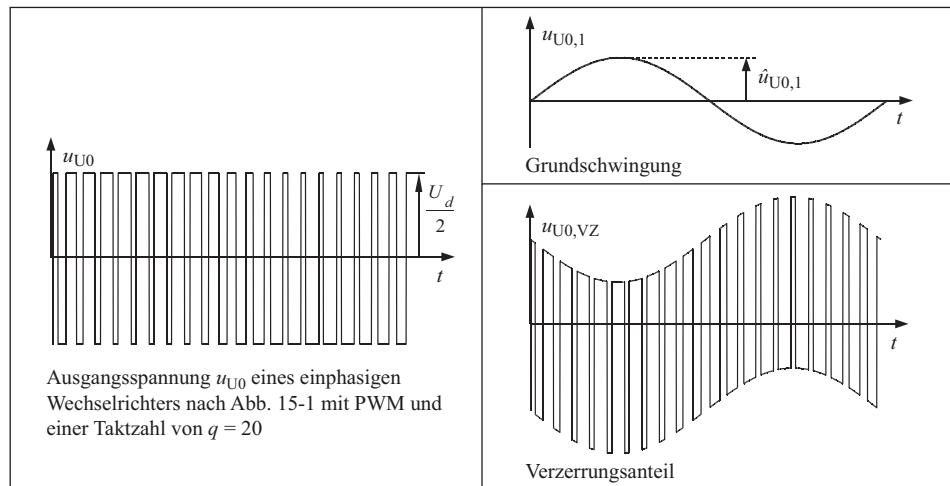
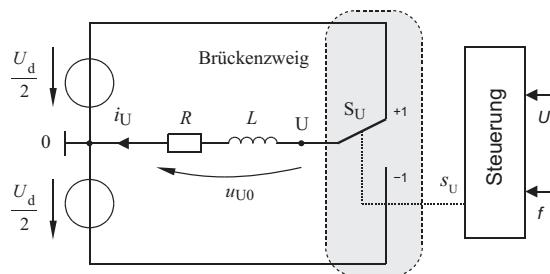


Abb. 15.2 Ausgangsspannung eines einphasigen Wechselrichters mit PWM

Die Frequenz f_1 heißt **Ausgangs-** oder **Grundfrequenz** mit der Periode $T_1 = 1/f_1$. Alle weiteren Frequenzkomponenten der Ausgangsspannung u_{U0} bilden den **Verzerrungsanteil $u_{U0,VZ}$** . Der Effektivwert $U_{U0,VZ}$ berechnet sich mit Gl. 15.2.

$$U_{U0,VZ} = \sqrt{U_{U0,RMS}^2 - U_{U0,1}^2} \quad (15.2)$$

Zur Beschreibung der Spannungsqualität wird der Klirrfaktor k (auch Total Harmonic Distortion, THD) bzw. der Grundschatzschwingungsgehalt g nach Gl. 15.3 ermittelt. k und g werden oft auch in Prozent angegeben. (Bei eindeutigen Größen kann der Index RMS entfallen.)

$$k = \frac{U_{VZ,RMS}}{U_{U0,RMS}} \quad 0 \leq k \leq 1 \quad \text{sowie} \quad g = \sqrt{1 - k^2} \quad (15.3)$$

Verzerrungsfaktor

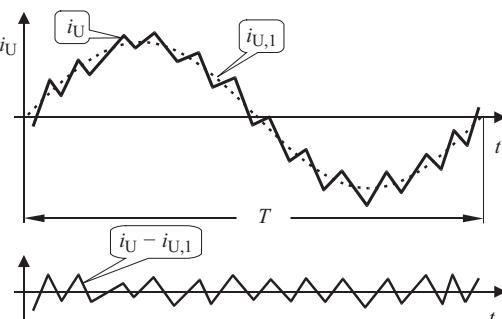
Aufgrund des Verzerrungsanteils der Ausgangsspannung entstehen in den Wicklungen einer Maschine Stromoberschwingungen. Die Folge sind zusätzliche Stromwärmeverluste (siehe auch Abschn. 16.4). Diese Verluste sind proportional zum Quadrat des Verzerrungsstroms I_V . Der Verzerrungsstrom I_V kann nach Gl. 15.4 aus dem Stromistwert i_U abzüglich Grundschwingungskomponente $i_{U,1}$ in Abb. 15.3 ermittelt werden.

$$I_V = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T (i_U - i_{U,1})^2 dt} \quad (15.4)$$

Bezieht man den Verzerrungsstrom I_V eines beliebigen Pulsmusters auf den Wert bei Grundfrequenztaktung $I_{V,GT}$, so erhält Schaltfrequenz man mit Gl. 15.5 für dieses Stromrichter-Maschinen-System den **Verzerrungsfaktor d** :

$$d = \frac{I_V}{I_{V,GT}} \quad (15.5)$$

Abb. 15.3 Zur Definition des Verzerrungsstromes I_V i_U : Stromistwert
Stromgrundschwingung



Als **Schaltfrequenz** f_S wird die Anzahl der Schaltzyklen eines Schalters pro Zeiteinheit bezeichnet. Ein Schaltzyklus besteht nach Abb. 15.4 aus einem Ein- und Ausschaltvorgang. Bezieht man die Schaltfrequenz f_S auf die Grundfrequenz f_1 der Ausgangsspannung, so erhält man mit Gl. 15.6 die **Schalt-** oder **Taktzahl** q :

$$\text{Taktzahl } q = \frac{f_S}{f_1} \quad (15.6)$$

Wenn die Taktzahl q ganzzahlig ist, spricht man von **synchroner Taktung** oder **synchroner Modulation**. Das Pulsmuster ist dann mit der Ausgangsfrequenz synchronisiert.

- Bei synchroner Taktung können Ausgangsspannungen und -ströme durch **Linien-spektren** beschrieben werden.

Das Linienspektrum der Ausgangsspannung erhält man durch die Entwicklung einer Fourierreihe für die Schaltfunktion. Für die Ausgangsspannung u_{U0} kann somit die Fourier-Reihe nach Gl. 15.7 formuliert werden. Durch die Viertelperiodensymmetrie der Schaltfunktion in Abb. 15.4 vereinfacht sich die Fourierreihe, und das Spektrum der Ausgangsspannung u_{U0} wird nach Gl. 15.7 nur durch Sinusfunktionen ungerader Ordnungszahl v beschrieben. Es treten nur ganzzahlige Oberschwingungen auf.

$$\begin{aligned} \text{Viertelperiodensymmetrie: } u(t) &= -u\left(t + \frac{T}{2}\right) \\ c_v &= \frac{4}{\pi} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} s(\omega_1 t) \cdot \sin(v\omega_1 t) d\omega_1 t \\ u_{U0} &= \frac{U_d}{2} \cdot \sum_v c_v \cdot \sin(v\omega_1 t) \quad v = 1, 3, 5, 7, 9, 11, \dots \end{aligned} \quad (15.7)$$

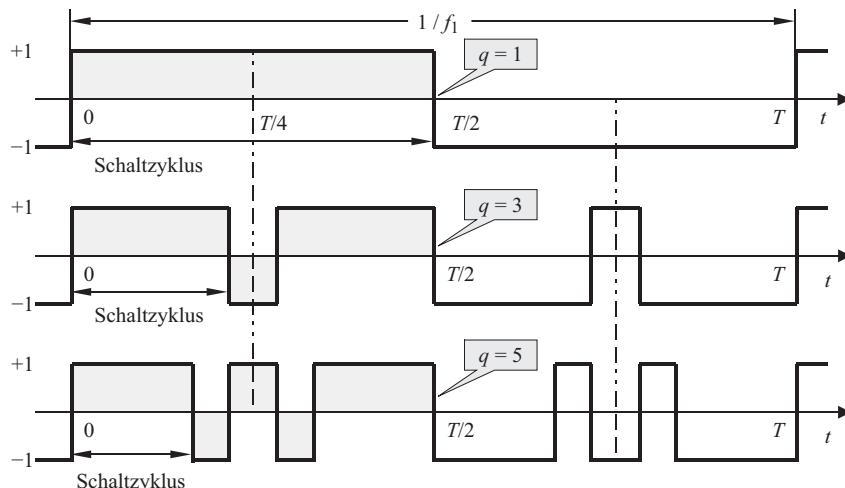


Abb. 15.4 Schaltfunktionen mit Viertelperiodensymmetrie, Taktzahl $q = 1, 3, 5$

In Abb. 15.5 ist das typische Spektrum für synchrone Taktung ($q = 40$) dargestellt. Neben der Ausgangsfrequenz f_1 und den Vielfachen der Schaltfrequenz f_S treten Anteile mit Summen- und Differenzfrequenzen (Seitenbänder) auf. Arbeitet der Wechselrichter mit variabler Ausgangsfrequenz f_1 , aber konstanter Schaltfrequenz f_S , so ist die Taktzahl q im Allgemeinen nicht mehr ganzzahlig. Die Betriebsart wird als **asynchrone Taktung** bzw. **asynchrone Modulation** bezeichnet. Die Ausgangsspannung u_{U0} kann dann nicht mehr durch ein diskretes Linienspektrum nach Gl. 15.7 beschrieben werden, sondern nur durch ein **kontinuierliches Spektrum**. Ein Beispiel zeigt Abb. 15.6 für $a = 0,9$ und eine Taktzahl $q = 145/50 = 2,9$.

- Ein kontinuierliches Spektrum enthält auch Frequenzanteile unterhalb der Grundschwingungsfrequenz f_1 . Diese Frequenzanteile werden als **Subharmonische** bezeichnet.

Bei asynchroner Modulation treten daher Schwebungen mit der Summen- und Differenzfrequenz von Trägerfrequenz f_T und Grundschatzungsfrequenz f_1 auf. Abb. 15.7 zeigt den Einfluss von 2 Seitenbändern (45 Hz und 245 Hz) auf die Ausgangsspannung bei $f_1 = 50$ Hz.

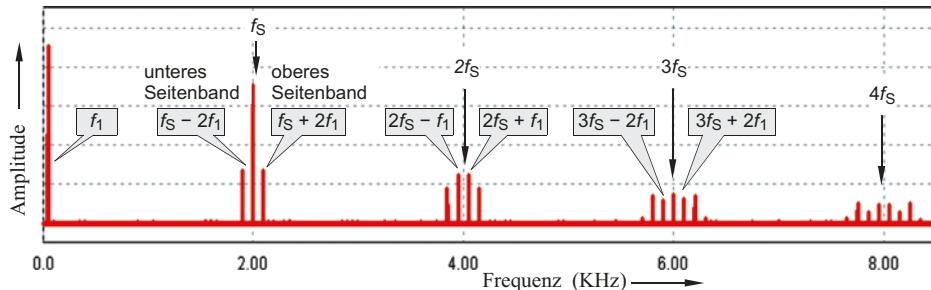


Abb. 15.5 Typisches Spektrum bei synchroner Taktung mit $q = 40$ ($f_S = 2$ kHz, $f_1 = 50$ Hz)

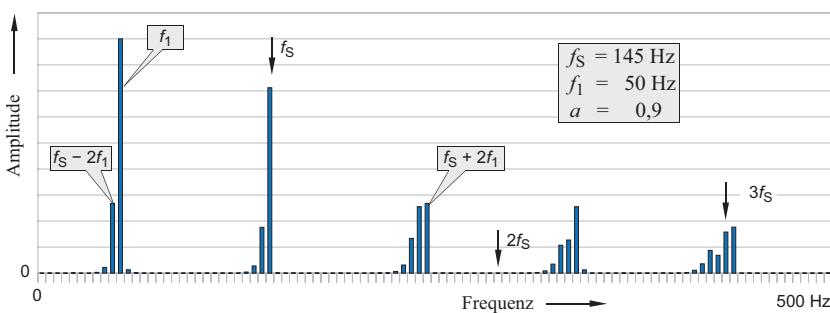


Abb. 15.6 Spektrum bei asynchroner Taktung mit $q = 2,9$ (Ausschnitt)

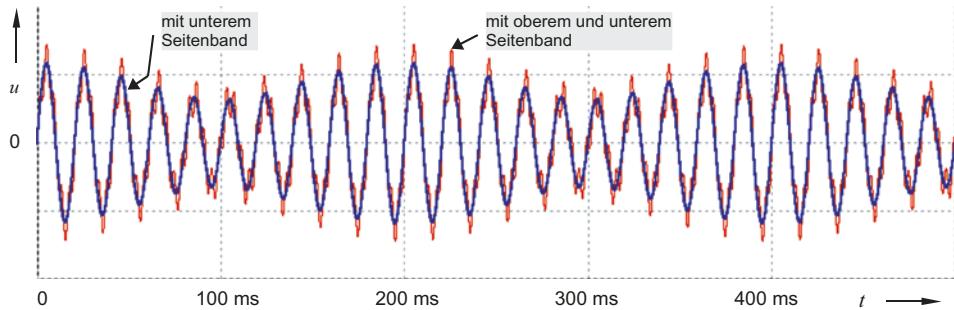


Abb. 15.7 Einfluss der Seitenbänder auf die Ausgangsspannung ($f_1 = 50$ Hz)

Diese Schwebungen erzeugen zusätzliche Verluste und Leistungspulsationen. Liegt die Trägerfrequenz f_T nahe der Ausgangsfrequenz f_1 , so treten die niederfrequenten Leistungspulsationen durch eine zunehmende Welligkeit der Zwischenkreisspannung störend in Erscheinung. Geregelte Antriebssysteme können durch diese Schwebungen instabil werden. Für höhere Ausgangsfrequenzen muss daher auf eine synchrone Taktung gewechselt werden.

Der Übergang von asynchroner zu synchroner Taktung erfolgt spätestens, wenn die Ausgangsfrequenz ca. 10 % der Trägerfrequenz erreicht hat ($q > 10$). Die Höhe der Trägerfrequenz wird durch die Schaltverluste begrenzt. Langsame Schalter wie z. B. GTO-Thyristoren erlauben bei einer Schaltfrequenz von 400 Hz eine asynchrone Taktung bis zu einer Grundfrequenz f_1 von max. 40 Hz. IGBTs erlauben je nach Leistung Schaltfrequenzen von 1,5 kHz und mehr, so dass dann für $f_1 \leq 150$ Hz grundsätzlich die asynchrone Taktung eingesetzt werden kann.

15.2 Die Grundfrequenzsteuerung

Die Grundfrequenz- bzw. Taktsteuerung ist die einfachste Betriebsart eines Wechselrichters und lässt sich mit verhältnismäßig geringem Aufwand realisieren. Hierdurch erklärt sich die weite Verbreitung dieser Steuerungsart. Als Beispiel für einen Wechselrichter dient hier die einphasige Mittelpunktschaltung nach Abb. 15.8. Der sinusförmige Sollwert $u_{U0,Soll}$ wird über einen Komparator (K) in die Schaltfunktion s_U umgewandelt und steuert den Schalter S_U .

Die Ausgangsspannung u_{U0} dieses Wechselrichters ist proportional zur Schaltfunktion s_U . In diesem Fall ist die Ausgangsspannung u_{U0} ein symmetrisches Rechteck mit der Höhe $U_d/2$. Der Effektivwert ist gleich $U_d/2$. Die Grundschwingungsamplitude \hat{u}_{U0} ist konstant und berechnet sich nach Gl. 15.8. Diese Betriebsart wird auch als Blocktaktung bezeichnet. Zur Amplitudensteuerung ist zusätzlich eine steuerbare Gleichspannung (U_d) erforderlich (Abb. 15.9). Es gilt:

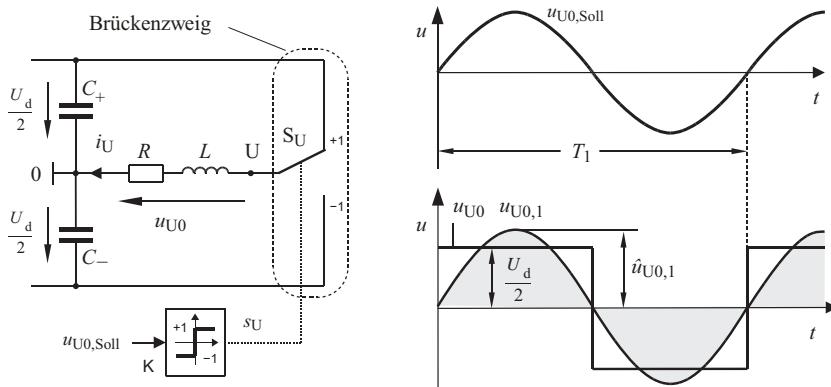


Abb. 15.8 Wechselrichter mit Grundfrequenzsteuerung (Blocktaktung, $q = 1$)

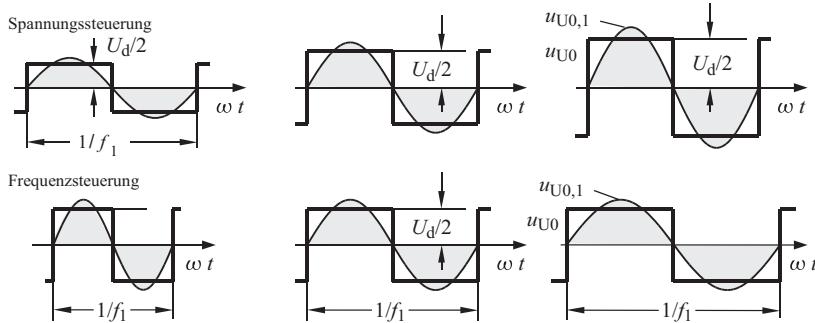


Abb. 15.9 U_{U0} -Spannungs- und Frequenzsteuerung bei der Blocktaktung

$$u_{U0,1} = \frac{U_d}{2} c_1 \sin \omega_1 t = \hat{u}_{U0,1} \sin \omega_1 t$$

mit

$$c_1 = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} 1 \cdot \sin(\omega_1 t) d\omega_1 t = \frac{4}{\pi}$$

folgt für die Grundschwingung:

$$\begin{aligned} \text{Amplitude: } \hat{u}_{U0,1} &= \frac{U_d}{2} \cdot c_1 = \frac{U_d}{2} \cdot \frac{4}{\pi} = \frac{2}{\pi} \cdot U_d = U_d \cdot 0,637 \\ \text{Effektivwert: } U_{U0,1} &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_d = U_d \cdot 0,45 \end{aligned} \quad (15.8)$$

- Blocktaktung bietet die maximale Ausnutzung der Gleichspannung U_d bei gleichzeitig minimalen Schaltverlusten des Wechselrichters.
- Der Wechselrichter in Grundfrequenzsteuerung kann nur die Ausgangsfrequenz f_1 festlegen. Eine Steuerung des Effektivwertes der Ausgangsspannung U_{U0} kann nur über die Gleichspannung U_d erfolgen. Die Steuerung von f_1 erfolgt über die Taktfrequenz.
- Der Modulationsgrad M dieser Schaltung ist nach Gl. 15.9 konstant (Gl. 13.10).

$$\text{Modulationsgrad: } M = \frac{\hat{u}_{U0,1}}{\frac{U_d}{2}} = \frac{\frac{U_d}{2} \cdot \pi}{\frac{U_d}{2}} = \frac{4}{\pi} = 1,27 \quad (15.9)$$

Aussteuerung: $A = 1,00$

Hinweis: Der **Modulationsgrad M** gibt das Verhältnis von Grundschwingungsamplitude zur Gleichspannung $U_d/2$ an. Dieses Verhältnis folgt aus der Fourier-Analyse der Kurvenform. Die **Aussteuerung A** beschreibt dagegen das Verhältnis der aktuellen Grundschwingungsamplitude zum theoretischen Maximalwert, d. h. zur Grundschwingungsamplitude eines Rechtecksignals (vgl. Abschn. 13.1.4 und 13.1.5).

15.3 Die Pulsweitenmodulation (PWM)

Bei der Grundfrequenzsteuerung kann der Wechselrichter die Amplitude der Ausgangsspannung nicht einstellen. Führt der Wechselrichter jedoch zusätzlich zur Grundfrequenztaktung weitere Schalthandlungen durch, so kann neben der Frequenz auch die Höhe der Ausgangsspannung eingestellt werden. Man spricht dann von einer **Pulsweitenmodulation** des Wechselrichters (**Pulse Width Modulation, PWM**). Die Pulsweitenmodulation des Wechselrichters kann mit einer konstanten, ganzzahligen Taktzahl q (**synchrone Taktung**) erfolgen (Abb. 15.10), oder mit einer frequenzabhängigen, nicht ganzzahligen Taktzahl q (**asynchrone Taktung**) nach Abb. 15.12. Bei der synchronen Taktung ist die Taktfrequenz mit der Grundschwingungsfrequenz synchronisiert wobei die Amplitude der Grundschwingung durch mindestens einen zusätzlichen Spannungspuls der Breite Δt eingestellt wird. Bei asynchroner Taktung arbeitet der Wechselrichter

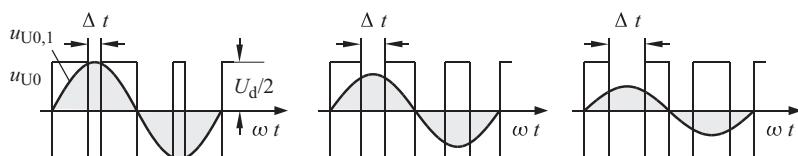


Abb. 15.10 Pulsweitenmodulation – Einstellung der Grundschwingung $U_{U0,1}$ durch einen zusätzlichen Spannungspuls einstellbarer Breite (Δt) bei synchroner Taktung

mit fester Taktfrequenz f_T und mit einer Taktzahl $q > 10$. Dabei werden über eine Periode der Ausgangsspannung die Pulsweiten so gesteuert, dass sich der Mittelwert \bar{u}_{U0} über eine Pulsperiode T_S (Kurzzeitmittelwert) auf einen vorgegebenen, im Allgemeinen sinusförmigen Kurvenverlauf einstellt (gleitender Mittelwert).

- Bei der Pulsweitenmodulation kann die Kurvenform über die Steuerung der Pulsweiten als gleitender Mittelwert eingestellt werden. Die Taktfrequenz ist konstant, die Taktzahl q sollte > 10 sein.

15.3.1 1-phasige Mittelpunktschaltung

Abb. 15.11 zeigt die Ausführung eines einphasigen Wechselrichters mit Pulsweitenmodulation durch einen Sinus-Dreieck-Vergleich im Komparator K. Abb. 15.12 zeigt den Verlauf der entsprechenden elektrischen Größen.

Ein Trägersignal u_Δ mit der Frequenz f_T wird mit einem sinusförmigen Sollwert $u_{U0,Soll}$ der Frequenz f_1 im Modulator K verglichen. Die Schnittpunkte beider Signale bilden die Umschaltzeitpunkte für den Umschalter S_U , die Schaltfunktion s_U . Die Frequenz und Amplitude der Grundschwingung werden somit durch die Frequenz f_1 des Sollwertsignals und das Amplitudenverhältnis von Träger- und Sollwertsignal (Modulationsgrad) festgelegt. Die Umschaltzeitpunkte sind im Fall der in Abb. 15.12 dargestellten *asynchronen Modulation* nicht an den gleichen Stellen der periodischen Ausgangsspannung u_{U0} . Dadurch wird in jeder Periode ein etwas anderes Pulsmuster auftreten. Dies bedeutet, dass zusätzlich auch Spannungskomponenten mit Frequenzen unterhalb der (Grund-) Frequenz f_1 (Unterschwingungen bzw. Subharmonische) auftreten werden (vgl. Abb. 15.6 und 15.7). Mit der Frequenz f_1 ändert sich die Taktzahl q .

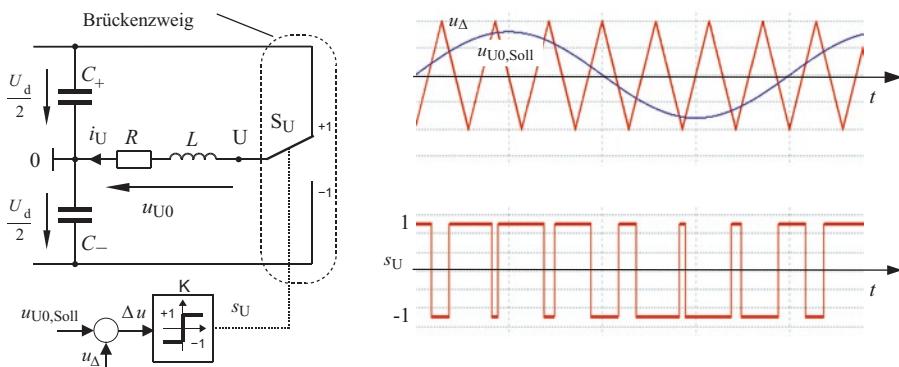


Abb. 15.11 Wechselrichter mit Pulsweitenmodulation

Der Komparator K steuert die Schalterstellung über die Schaltfunktion s_U : $\Delta u > 0: s_U = +1$; $\Delta u < 0: s_U = -1$

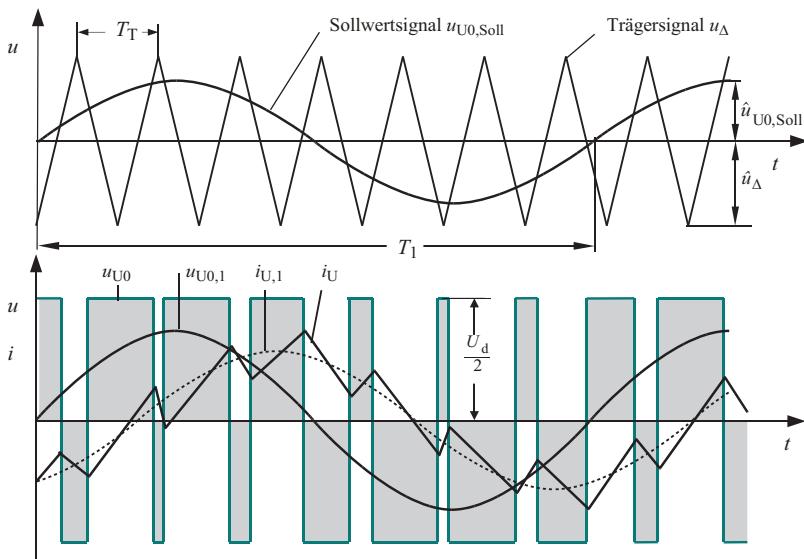


Abb. 15.12 Sinus-Dreieck-Pulsweitenmodulation einer WR-Phase (nicht synchronisiert)

- Die Taktzahl q soll bei der nicht synchronen Taktung größer als 10 sein, da sich die entstehenden Unterschwingungen sonst störend bemerkbar machen können.
- Soll das Auftreten von Unterschwingungen vermieden werden und kann die Schaltfrequenz nicht weiter angehoben werden, so muss man auf die so genannten **synchronisierten Pulsverfahren** ausweichen (Taktzahl q ganzzahlig). Ein Beispiel für die Umschaltung der Pulsverfahren zeigt Abb. 15.25 für einen drehzahlvariablen Antriebsstromrichter.

Trägersignal u_Δ

Als Träger kommen Sägezahn- oder Dreiecksignale (Frequenz f_T) zum Einsatz. Das Spektrum der Ausgangsspannung enthält dann Spektrallinien mit schnell abnehmenden Amplituden ($\sim 1/f^2$). Bei vielen Anwendungen sind die auftretenden Geräusche mit Festfrequenzkomponenten störend. Zur Reduzierung dieses Geräusches kann die Frequenz des Trägers durch Frequenzmodulation oder überlagertes Rauschen variiert werden.

Sollwertsignal $u_{U0,Soll}$

Die wichtigste Sollwert-Kurvenform ist der sinusförmige Verlauf (Frequenz f_1). Die Sollwertamplitude muss kleiner als die Trägeramplitude sein. Andernfalls entfallen durch Übersteuerung Schnittpunkte, wodurch zusätzliche Oberschwingungen im Spektrum der Ausgangsspannung auftreten und die Steuerkennlinie nichtlinear wird. Die maximale Aussteuerung für einen linearen Betrieb einer Sinus-Dreieck-PWM beträgt

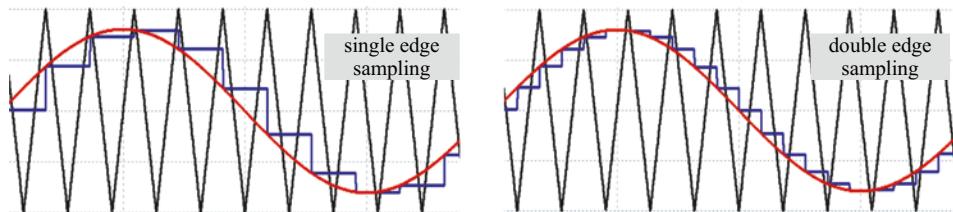


Abb. 15.13 Regular Sampling, Abtastvorgang des analogen Sollwertsignals

daher $A_{\max} = \pi / 4 = 0,785$ (siehe auch Abschn. 13.1). Die Ermittlung der Schnittpunkte kann durch analoge Verfahren (**Natural Sampling PWM**, Abb. 15.11) und digitale Verfahren (**Regular Sampling PWM**, Abb. 15.13) erfolgen.

Beim digitalen Verfahren wird das Sollwertsignal in regelmäßigen Abständen abgetastet und der Wert bis zum nächsten Abtastvorgang festgehalten (sample-hold). Die Abtastung erfolgt mit der Trägerfrequenz f_T (single edge sampling), vorzugsweise mit der 2-fachen Trägerfrequenz (double edge sampling) weil dadurch eine genauere Nachbildung der Sollwertkurve erreicht wird. Die Schaltfunktion kann beim digitalen Verfahren durch analoge (Abb. 15.11) oder digitale Komparatoren (Abb. 15.14) ermittelt werden. In Abb. 15.14 ist eine Möglichkeit zur Gestaltung eines rein digitalen Trägerverfahrens dargestellt.

Zur Realisierung eines rein digitalen Trägerverfahrens mit einer sinusförmigen Sollwertkurve nach Abb. 15.14 wird die Sollwertkurvenform in k_1 diskreten Werten pro Periode in einem Speicher (EPROM) abgelegt. Durch Hochzählen des Adresseneinganges wird die Kurve an den Komparator ausgegeben. Die Amplitudeneinstellung erfolgt durch Multiplikation mit dem Modulationsgrad M . Die Zählfrequenz für den Adressenzähler ermittelt sich aus dem Produkt der Stützstellenzahl pro Periode k_1 und der Sollfrequenz f_1 zu $k_1 \cdot f_1$. Das Trägersignal x_T wird mit einer Stufenzahl k_T durch einen up/down counter mit der Clock- bzw. Zählfrequenz $2 k_T \cdot f_T$ nachgebildet. Der digitale Komparator vergleicht Sollwert x_{SOLL} und Trägersignal x_T und ändert entsprechend sein digitales

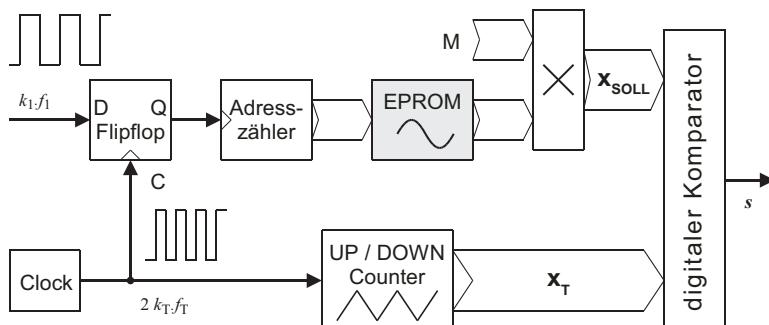


Abb. 15.14 Blockdiagramm eines rein digitalen Trägerverfahrens

Ausgangssignal, welches die Schaltfunktion s darstellt. Über ein eingangsseitiges Flipflop wird die Funktion des Sollwert-Adressenzählers und des up/down counters synchronisiert. Die Genauigkeit des Verfahrens ist durch Quantisierungsfehler s und die Rechenzeit des Multiplizierers begrenzt. Die Dynamik der Schaltfunktion s ist durch die Clockfrequenz $2 k_T \cdot f_T$, welche die zeitliche Auflösung der Schaltfunktion s festlegt, begrenzt.

15.3.2 1-phasige Brückenschaltung

Schaltet man zwei 1-phasige Mittelpunktschaltungen zusammen, so erhält man die Brückenschaltung nach Abb. 15.15a. Die Umschalter S_U und S_V lassen sich unabhängig voneinander ansteuern. Ausgangsspannung ist die Leiterspannung u_{UV} . Bei der Pulsweitenmodulation der einphasigen Brückenschaltung wird zwischen der komplementären Taktung und der versetzten Taktung unterschieden. Bei der komplementären Taktung (Abb. 15.15b) werden die Umschalter S_U und S_V im Gegen-takt angesteuert, so das am Ausgang die Spannung U_d mit abwechselndem Vorzeichen anliegt. Die Impulsbildung zeigen die Abb. 15.16a, b. Die versetzte Taktung (Abb. 15.15c) verwendet auch das invertierte Sollwertsignal zur Gewinnung der Schaltfunktion s_V . Die Ausgangsspannung erhält dadurch neben der Spannung U_d (mit abwechselndem Vorzeichen) zusätzlich Abschnitte mit 0 V. Abb. 15.17 zeigt die Ausgangsspannung u_{UV} für beide Taktarten. Das gleiche Ergebnis liefert die Verwendung eines invertierten Trägersignales an Stelle des invertierten Sollwertsignals.

$$u_{UV} = (s_U - s_V) \frac{U_d}{2}$$

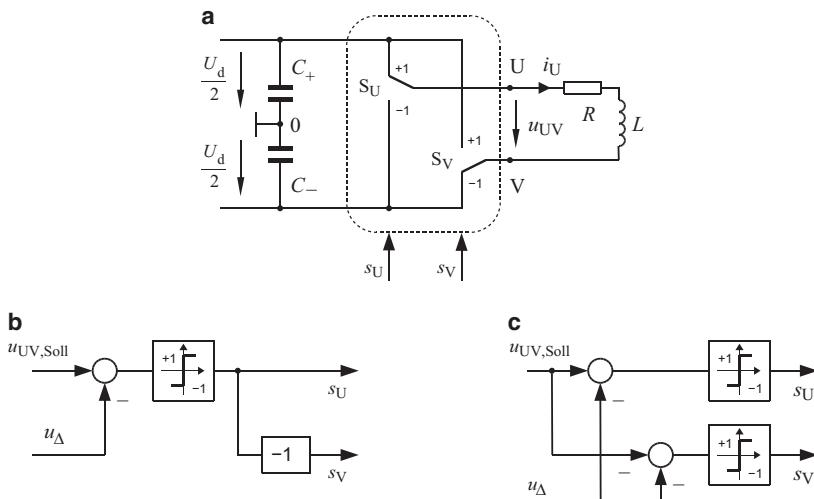


Abb. 15.15 Einphasige Brückenschaltung

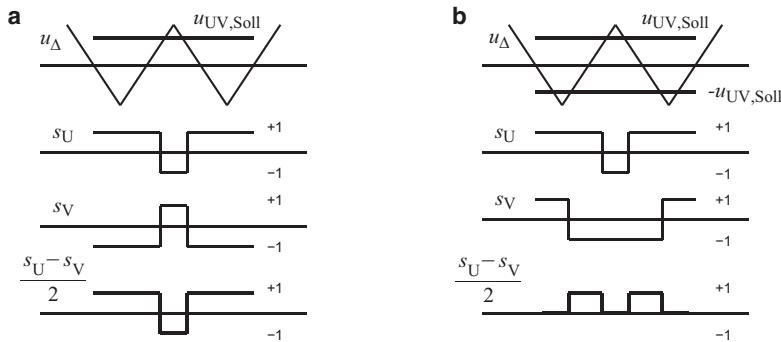


Abb. 15.16 Schaltfunktionen bei komplementärer (a) und versetzter Taktung (b)

(siehe auch Abschn. 13.1.6).

Zusätzlich ist in Abb. 15.17 die Spannungs-Grundschwingung $u_{UV,I}$ und der Stromverlauf für eine R-L-Last dargestellt. Durch die versetzte Taktung wechselt die Spannung u_{UV} nur zwischen 0 und U_d und die wirksame Schaltfrequenz ist verdoppelt. Die Folge ist eine deutlich geringere Stromwelligkeit und für den Verbraucher eine im Vergleich zur komplementären Taktung halbierte du/dt -Belastung. Die Potenzialsprünge der Anschlüsse und Leitungen bleiben jedoch erhalten, d. h. bei $u_{UV} = 0 \text{ V}$ liegen beide Anschlüsse auf $+ U_d$ oder $- U_d$. Der Effektivwert U_{UV} ist bei der komplementären Taktung unabhängig vom Modulationsgrad gleich U_d , bei der versetzten Taktung

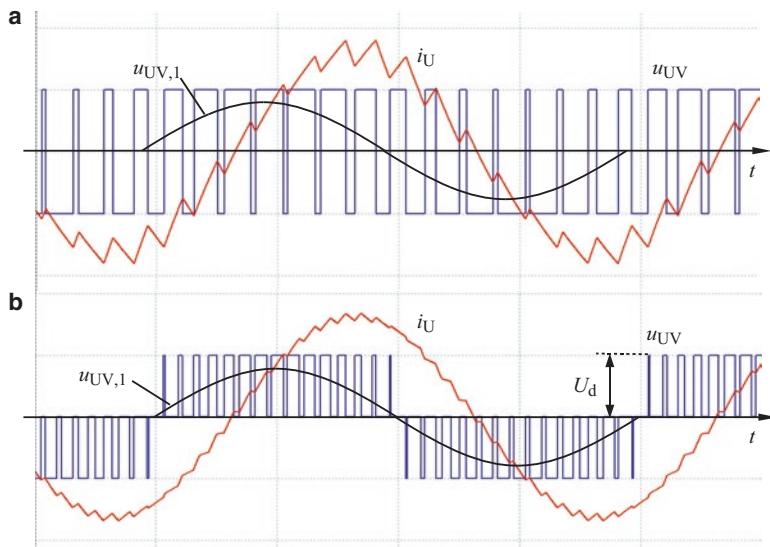


Abb. 15.17 Ausgangsgrößen bei komplementärer (a) und versetzter Taktung (b)

berechnet er sich näherungsweise nach Gl. 15.10. Für $M = 1$ ergibt sich $U_{UV} = 0,798 U_d$ und $U_{UV,1} = 0,707 U_d$ [1].

$$U_{UV} \approx U_d \sqrt{\frac{2}{\pi} M} \quad (15.10)$$

15.4 Schaltfunktionen für 3-phasige Schaltungen

15.4.1 Taktsteuerung

Wie bereits in Kap. 13 dargestellt, bestehen die Schaltfunktionen eines 3-phasigen Wechselrichters bei der Taktsteuerung aus drei um jeweils 120° verschobenen Rechtecksignalen, wie sie bereits in Abb. 15.4 dargestellt wurden. Auf Basis von Gl. 15.8 erhält man daher für einen 3-phasigen Wechselrichter mit Taktsteuerung für die Grundschwingung der verketteten Spannung $u_{UV,1}$:

$$u_{UV} = \frac{U_d}{2} \cdot (s_U - s_V) \Rightarrow u_{UV,1} = U_d \frac{2}{\pi} \left(\sin(\omega_1 t) - \sin\left(\omega_1 t + \frac{2}{3}\pi\right) \right)$$

mit $\sin(\alpha + \beta) = \sin \alpha \cos \beta + \sin \beta \cos \alpha$ folgt:

$$\begin{aligned} u_{UV,1} &= U_d \frac{2}{\pi} \cdot \left(\sin \omega_1 t - \left(\sin \omega_1 t \cdot \cos \frac{2}{3}\pi + \sin \frac{2}{3}\pi \cdot \cos \omega_1 t \right) \right) \\ u_{UV,1} &= U_d \frac{2}{\pi} \left(\frac{3}{2} \sin \omega_1 t - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega_1 t \right) \end{aligned}$$

zusammengefasst:

$$u_{UV,1} = U_d \frac{2}{\pi} \sqrt{3} \sin(\omega_1 t + \varphi) \quad \text{mit } \varphi = \arctan\left(\frac{-\frac{\sqrt{3}}{2}}{\frac{3}{2}}\right) = -30^\circ \quad (15.11)$$

Amplitude und Effektivwert der Grundschwingung:

$$\hat{u}_{UV,1} = U_d \frac{2\sqrt{3}}{\pi} = 1,103 U_d \quad \text{bzw.} \quad U_{UV,1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_d = 0,78 U_d \quad (15.12)$$

Für die Effektivwerte der Oberschwingungen erhält man:

$$U_{UV,v} = U_{UV,1} \cdot \frac{1}{v} \quad \text{mit } v = 6n \pm 1 \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (15.13)$$

- Im Spektrum der Spannung u_{UV} nach Abb. 15.18 sind keine durch drei teilbaren Frequenzen enthalten.

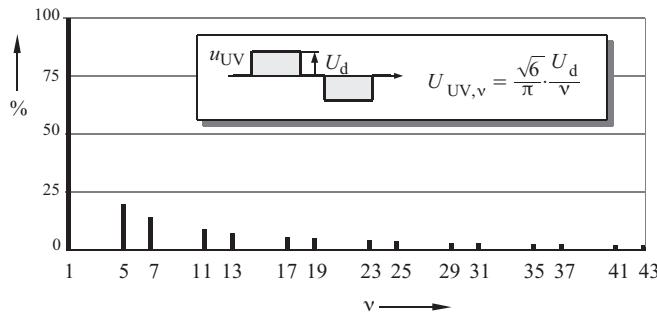


Abb. 15.18 Betragsspektrum von U_{UV} , bezogen auf die Grundschwingung $U_{UV,1}$

15.4.2 Pulssteuerung

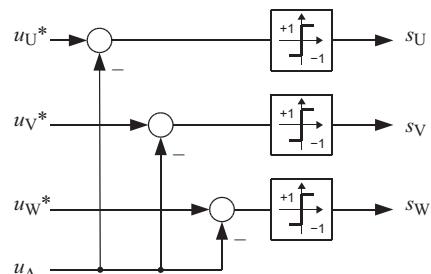
Jede Phase wird nach dem Trägerverfahren gesteuert. Das für alle drei Phasen gemeinsame Trägersignal u_Δ wird in Abb. 15.19 mit drei Sollwerten (u_U^* , u_V^* , u_W^*) verglichen. Als Trägersignal wird ein symmetrisches Dreieck, als Sollwertkurve ein symmetrisches 3-Phasensystem gewählt ($\sum u^* = 0$). Die Schaltfunktionen (s_U , s_V , s_W) und Wechselrichter-Ausgangsgrößen (u_U , u_{UV}) zeigt Abb. 15.20 für eine 3-fache Taktung.

- Der Modulationsgrad beträgt maximal $M = 1,0$.
- Das Frequenzverhältnis von Träger- und Sollwertgrößen, die Taktzahl q , kann beliebig sein (**asynchrone Taktung**) oder ein ganzzahliges Vielfaches betragen (**synchrone Taktung**).

Ist die Taktzahl q ein ganzzahliges Vielfaches von 3 ($q = 3 \cdot k$, $k = 1, 2, 3, \dots$) dann sind im 3-Phasensystem alle Harmonischen mit den Kreisfrequenzen $3\omega_{lk}$ gleichphasig und fallen damit aus den Phasenspannungen heraus (d. h. sie bilden ein Nullsystem).

Ein Nullsystem lässt sich jedoch gezielt zur Steigerung der Amplitude der Phasenspannungen einsetzen, indem man, wie in Abb. 15.21 dargestellt, zur Sollwertgröße ein Signal mit der 3-fachen Frequenz hinzufügt. Die überlagerte Schwingung kann die Sinuskurve in ihren Nulldurchgängen bei $3 \cdot 60^\circ = 180^\circ$ nicht beeinflussen. In den

Abb. 15.19 Bildung der 3-phasigen Schaltfunktionen mit Sinus-Dreieck-Modulation



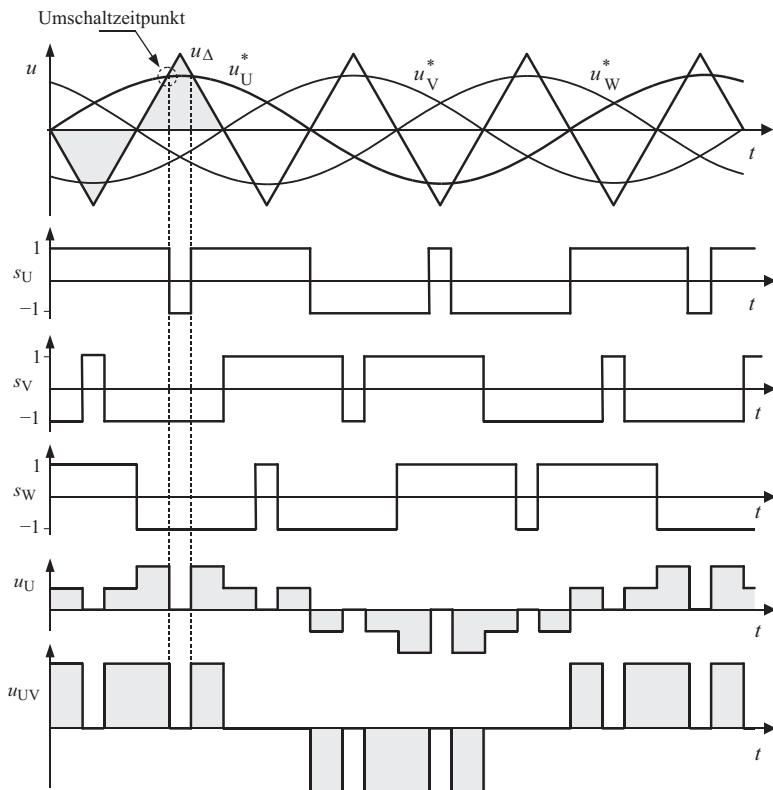
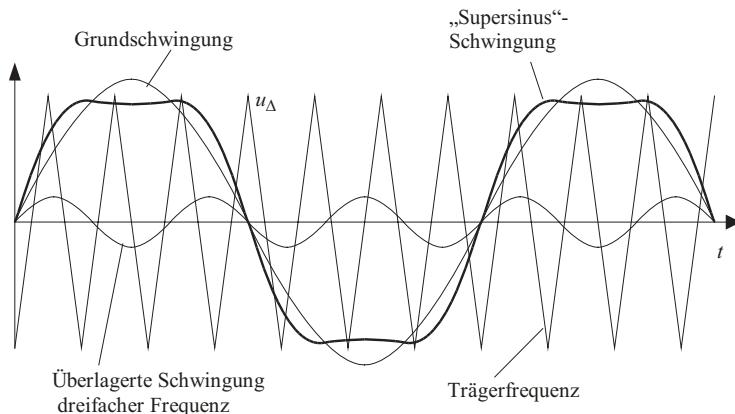


Abb. 15.20 Synchronisierte Dreieck-Sinus-Modulation, 3-fach-Taktung

Phasenspannungen einer symmetrischen in Stern geschalteten Last ist nur die Grundschwingung wirksam.

Wählt man die Amplitude der überlagerten 3. Oberschwingung so groß, dass die resultierende Schwingung wie in Abb. 15.21 bei 60° eine horizontale Steigung aufweist, so beträgt die Amplitude der überlagerten 3. Oberschwingung $1/6$ der Grundschwingungsamplitude. (Die Überlagerte Schwingung hat dann im Nulldurchgang betragsmäßig die gleiche Steigung wie die Grundschnigung bei $T/6$). Für den Modulationsgrad M folgt daraus ohne eine Übersteuerung eine Steigerung von $M = 1,0$ auf $M = 1/\sin 60^\circ = 1,155$. In dieser Konsequenz kann man anstelle der überlagerten Sinuskurve gleich ein Trapez oder Rechtecksignal verwenden. Man spricht dann von Trapez- bzw. Rechteck-Modulation. Diese Modulationsarten bieten zwar eine höhere Ausgangsspannung als sinusförmige Referenzsignale, weisen jedoch zusätzliche Frequenzanteile im Spannungsspektrum auf. Abb. 15.20 zeigt die Spannungsbildung bei einer Taktzahl q von 3, der 3-fach-Taktung mit Sinusmodulation. Im Gegensatz zur Grundfrequenztaktung treten hierbei Nullzeiger auf.

**Abb. 15.21** Supersinusmodulation

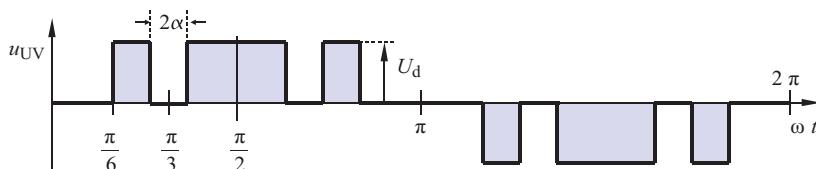
Die überlagerte Schwingung 3-facher Grundfrequenz kann sich in den Phasenspannungen des Drehspannungssystems nicht auswirken, es bleibt die Grundschwingungsamplitude erhalten

15.4.3 Steuerkennlinie

Betrachtet man am Beispiel der 3-fach-Taktung in Abb. 15.22 die Abhängigkeit der Ausgangsspannung $U_{UV,1}$ von der Zwischenpulsbreite 2α , so ergibt sich nach einer Fourieranalyse folgender Zusammenhang:

$$\frac{U_{UV,1}}{U_d} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot (1 - 2 \cdot \sin \alpha) \quad 2\alpha_{\min} = 2\pi f_1 T_t \quad (15.14)$$

Den theoretischen Verlauf dieser Funktion zeigt Abb. 15.23. Darin ist auch der in der Praxis auftretende Einfluss der T_t dargestellt, der sich im Winkel α_{\min} bemerkbar macht. Eine Spannungsverstellung zwischen 0 und 1 ist bei dieser Art der Sinus-Dreieck-Modulation daher nicht möglich. Es ist klar ersichtlich, dass der Totzeit-Einfluss mit der Grundschwingungsfrequenz f_1 zunimmt. Zur Vermeidung einer Unstetigkeit wird, sobald der Winkel α_{\min} erreicht ist, zur weiteren Anhebung der Ausgangsspannung eine seitliche Impulsverschiebung nach Abb. 15.24 durchgeführt (Flankenmodulation).

**Abb. 15.22** Verkettete Ausgangsspannung bei 3-fach-Taktung

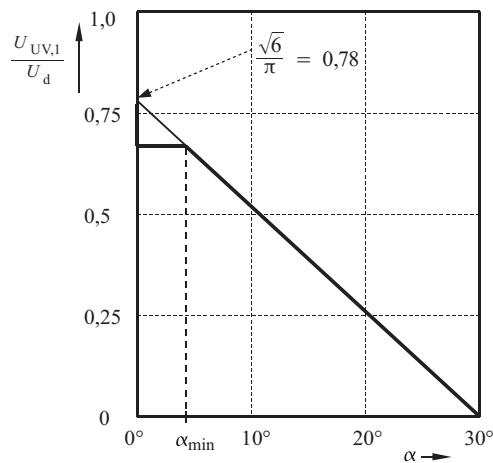


Abb. 15.23 Grundschwingungseffektivwert als Funktion der Pulsbreite bei der Taktzahl $q = 3$ nach Gl. 15.14
Zusätzlich ist der Einfluss der Mindestpulsbreite α_{\min} angegeben

Bei gleicher Impulsbreite ist der Einfluss auf den Grundschwingungseffektivwert um so geringer, je weiter die Impulslage zur seitlichen Impulsflanke verschoben wird (Abb. 15.24).

Abb. 15.24 zeigt, wie bei konstanter Pulsbreite α_{\min} der Aussteuerungsbereich für die Grundschwingung $U_{UV,1}$ bei der 3-fach-Taktung durch seitliche Verschiebung erweitert werden kann. Den Maximalwert für $U_{UV,1}$ ergibt Abb. 15.24c, den Minimalwert Abb. 15.24a.

Durch die Begrenzung der Aussteuerung und der Schaltfrequenz $f_{S,\max}$ wird bei drehzahlvariablen Anrieben mit geringer max. Schaltfrequenz während des Drehzahl-Hochlaufs die Taktzahl q geändert und die Modulationsart zwischen den verschiedenen Referenzkurven (Sinus-, Supersinus-, Trapez- und Rechteck-Referenz) nach Bedarf in Abhängigkeit von der Frequenz und Aussteuerung) umgeschaltet. Abb. 15.25 zeigt beispielhaft die Betriebsarten eines drehzahlveränderlichen Traktionsantriebes. Die maximale Schaltfrequenz $f_{S,\max}$ beträgt bei einem GTO bestückten Stromrichter derzeit

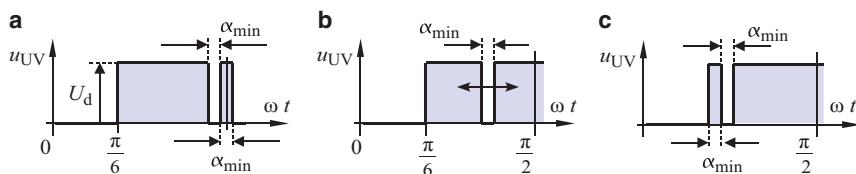


Abb. 15.24 Flankenmodulation

400 Hz. Schneller schaltende Bauelemente wie z. B. IGBTs arbeiten je nach Leistung mit mindestens 600 Hz und erlauben die Ausdehnung der asynchronen Taktung bis über den gesamten Drehzahlbereich. Typische Kurvenformen der Spannung zeigt Abb. 15.26.

Beim Anfahren mit asynchroner Taktung beträgt die Ausgangsfrequenz des WR nur wenige Hz. Bei länger andauerndem Anfahrbetrieb arbeiten die einzelnen Wechselrichterphasen praktisch im Dauerbetrieb. Zur Vermeidung einer Überlastung des Stromrichters durch Schaltverluste wird für Frequenzen unterhalb 5 Hz häufig die Schaltfrequenz des WR reduziert. Im Allgemeinen wird die Schaltfrequenz in diesem Bereich auf ca. 50 Hz ($f_{S,\text{red}}$) herabgesetzt.

15.4.4 Off-line optimierte Schaltfunktionen

Ein grundsätzlich anderer Ansatz für die Bestimmung der Schaltwinkel als beim Trägerverfahren basiert auf der Fourier-Reihe der Ausgangsspannung. Dieses Verfahren wird insbesondere bei relativ geringen Schaltfrequenzen und Antrieben geringer Dynamik eingesetzt. Zusätzlich zur Taktzahl q kann durch Festlegung der Schaltwinkel α das Spektrum der Ausgangsspannung direkt beeinflusst werden. Folgende Verfahren stehen zur Auswahl:

- Die **Elimination** diskreter Frequenzen im Spektrum zur Vermeidung von Resonanzanregungen,
- Die **Optimierung** des Spektrums hinsichtlich minimaler Motorverluste, Drehmomentpulsation oder Motorgeräusche.

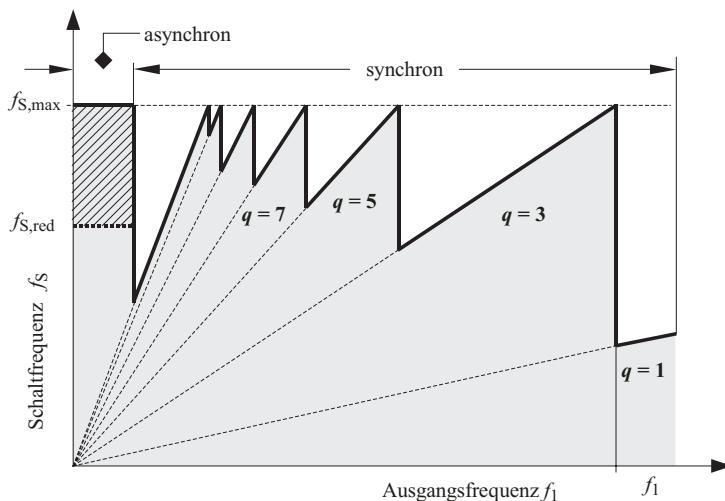


Abb. 15.25 Betriebsarten bei begrenzter Schaltfrequenz

Die Wechselrichtertotzeit ist vernachlässigt, $q = 1$: Taktbetrieb, $q > 1$: Pulsbetrieb

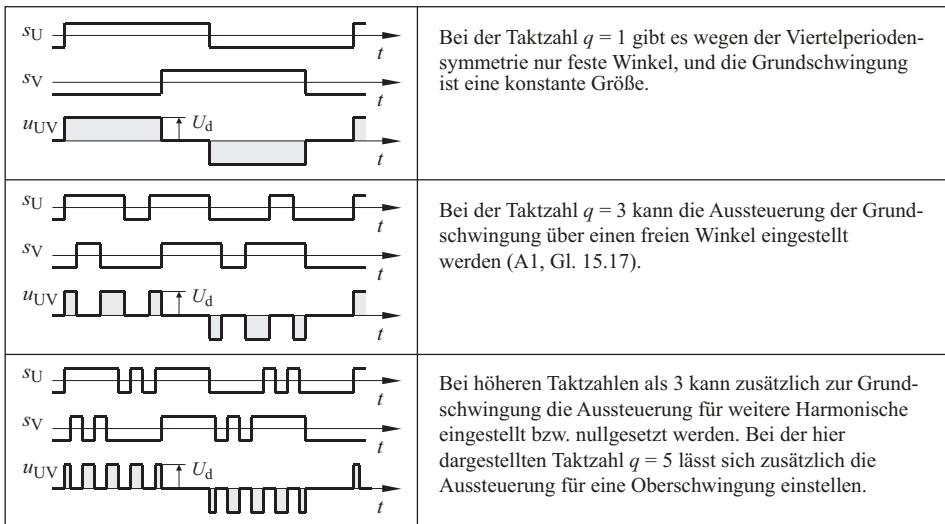


Abb. 15.26 Kurvenformen unterschiedlicher Taktzahl q

15.4.5 Eliminationsmethode

Damit eine Elimination von Oberschwingungen erfolgen kann, sind zusätzlich zu den festen Schaltwinkeln bei $\omega t = 0$ und π (vgl. Abb. 15.4) freie Schaltwinkel erforderlich. Deshalb muss eine bestimmte Mindesttaktzahl q vorliegen.

Die Anzahl der freien Schaltwinkel N berechnet sich aus der Taktzahl q zu:

$$N = \frac{q - 1}{2} \quad \text{freie Schaltwinkel pro Viertelperiode} \quad (15.15)$$

Für eine Taktzahl von $q = 5$ ergeben sich mit Gl. 15.15 $N = 2$ freie Schaltwinkel (α_1, α_2).

Eine Definition der Schaltwinkel α_n am Beispiel der Taktzahl $q = 5$ ($N = 2$ freie Schaltwinkel) zeigt Abb. 15.27. Zur Berechnung der Schaltwinkel α_n ist abhängig von der für eine Harmonische geforderten Aussteuerung (A_v) nach 2; 3 folgende Gleichung zu lösen:

Aussteuerung der v -ten Harmonischen:

$$A_v = \left(1 + 2 \cdot \sum_{n=1}^N (-1)^n \cdot \cos(v \cdot \alpha_n) \right) \quad (15.16)$$

- 1.) $v = 1$, Einstellung der Aussteuerung A_1 für die 1. Harmonische (Grundschwingung) U_1 :

$$U_1 = \left(1 + 2 \cdot \sum_{n=1}^N (-1)^n \cdot \cos(\alpha_n) \right) \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_d \quad \text{mit: } A_1 = \frac{U_1}{\frac{\sqrt{2}}{\pi} U_d} \text{ mit } 0 \leq A_1 \leq 1 \quad (15.17)$$

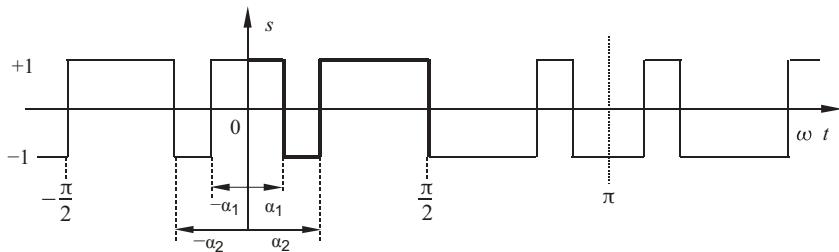


Abb. 15.27 Schaltfunktion s mit $q = 5$. Definition der Schaltwinkel α_n

- 2.) $v > 1$, für die auszublendende Harmonische U_v wird die Aussteuerung A_v Null gesetzt.

$$A_v = \left(1 + 2 \cdot \sum_{n=1}^N (-1)^n \cdot \cos(v \cdot \alpha_n) \right) = 0 \quad \text{für } v = 5 \text{ bzw. } v = 7, 11, 13, \dots \quad (15.18)$$

Gl. 15.16 ist nichtlinear und muss numerisch gelöst werden. Für die Elimination einer Harmonischen können mehrere mögliche Winkelkombinationen auftreten, die sich in ihrer Wirkung hinsichtlich der Harmonischen höherer Ordnungszahl unterscheiden. Bei der Auswahl der Schaltwinkel müssen daher auch die Veränderungen bei Harmonischen mit höherer Ordnungszahl berücksichtigt werden.

- Es kann sein, dass trotz Unterdrückung einzelner Harmonischer der Klirrfaktor ansteigt. Aus dieser Überlegung heraus wurden die *optimierten Pulsmuster* entwickelt.

15.4.6 Optimierte Pulsmuster

Bei optimierten Pulsmustern geht es primär nicht um die Unterdrückung einzelner Harmonischer, sondern um die Absenkung des Gesamteffektivwertes aller Oberschwingungen zusammen (Verzerrungsanteil), d. h. einem minimalen Klirrfaktor k_U . Die Elimination von Harmonischen kann aber zusätzlich erforderlich sein, z. B. um zu vermeiden, Resonanzstellen im Antriebsstrang anzuregen, was auch hinsichtlich des vom Antrieb erzeugten Schallpegels wichtig sein kann. In der Praxis wird daher ein Pulsmuster unter vielen Gesichtspunkten entwickelt und „nachoptimiert“. Ein fertig entwickeltes Pulsmuster wird in einem Speicher abgelegt. Das Steuergerät verwendet dann nur noch diese festen Pulsmuster-Tabellen für die Einstellung der Ausgangsspannung (Offline-Verfahren). Neben den bisher behandelten *gesteuerten* Verfahren werden auch *geregelte* Verfahren eingesetzt, bei denen die Schaltsignale nach dem Prinzip des Zweipunktreglers erzeugt werden (Online-Verfahren). Für dieses Verfahren

ist die Bezeichnung *Direkte-Selbst-Regelung* (DSR) üblich. Bei der DSR wird die Ausgangsspannung so geschaltet, dass der Stromzeiger bzw. der magnetische Fluss im Luftspalt der Maschine innerhalb eines festgelegten Toleranzbandes liegt. Geregelte Verfahren sind im Vergleich zu gesteuerten Verfahren unempfindlich gegenüber Parameteränderungen.

15.4.7 Raumzeigermodulation

In Abb. 15.28 sind die Schaltzustände des 2-Stufen-Wechselrichters bei Grundfrequenztaktung mit Spannungsraumzeigern dargestellt. Eine Wechselrichtersteuerung, wie sie bisher mit verschiedenen synchronen oder asynchronen Pulsmustern vorgestellt wurde, bedeutet in Raumzeigerdarstellung, dass zwischen diesen Schaltzuständen 1 bis 8 umgeschaltet wird. Der Spannungsraumzeiger durchläuft bei Grundfrequenztaktung daher die Schaltstufen 1 bis 6 diskontinuierlich und verbleibt in jeder Stufe die gleiche Zeit. Der Wechselrichter stellt keine kontinuierlichen Werte für die Amplitude und Phasenlage des Spannungsraumzeigers zur Verfügung. Ein kontinuierlicher Verlauf des Spannungsraumzeigers kann jedoch durch das Verfahren der Raumzeigermodulation angenähert werden. Dazu werden innerhalb des von den Zeigern 1 bis 6 aufgespannten Sechsecks immer nur die drei Schaltstufen pulsweitenmoduliert geschaltet, die den jeweiligen Sektor begrenzen, in dem sich der Zeiger aktuell befindet. Für einen zeitlich sinusförmigen Verlauf der elektrischen Größen wird man einen Spannungsraumzeiger einstellen, der im zeitlichen Mittel eine konstante Länge hat und kontinuierlich umläuft. Die maximale Länge des Spannungsraumzeigers u ist in diesem Fall durch den Innenkreis des Sechsecks in Abb. 15.29 gegeben. Die Aussteuerung des Wechselrichters ist daher bei der Raumzeigermodulation etwas größer als bei der sinusbewerteten Pulsweitenmodulation (Sinus PWM, s. Tab. 15.1).

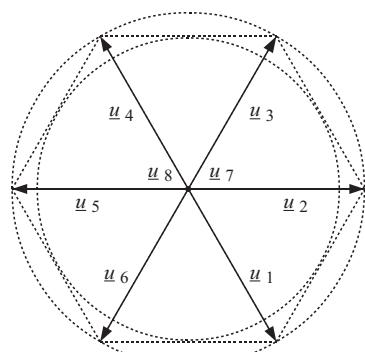
Abb. 15.28 Spannungszeiger des Zweipunkt-UWR

Zeigerlänge $u_1 - u_6$:

$$|u| = \frac{2}{3} U_d$$

u_7, u_8 : Nullzeiger

Bei Grundfrequenztaktung treten nur die Zeiger 1 bis 6 auf



Es lässt sich im Prinzip jede Bahnkurve mit dem Raumzeiger \underline{u} durchlaufen. Durch Einschalten des Nullzeigers (Schaltzustände 7 und 8) für die Dauer t_N kann der Betrag des Raumzeigers im Bereich

$$0 < |\underline{u}| < \frac{U_d}{\sqrt{3}}$$

eingestellt werden. Oberer und unterer Grenzwert werden wegen einzuhaltender Mindestschaltzeiten nicht völlig erreicht. Die Winkelgeschwindigkeit des Raumzeigers folgt aus T_P .

$$\underline{u} = \underline{u}_2 \cdot a_2 + \underline{u}_3 \cdot a_3 \quad a_2 = \frac{t_2}{T_P} \quad a_3 = \frac{t_3}{T_P} \quad T_P = \frac{1}{6f_1}$$

Einschaltdauer des Nullzeigers: $\frac{t_N}{T_P} = 1 - \frac{t_2}{T_P} - \frac{t_3}{T_P}$

Die Raumzeigermodulation für den Dreipunktwechselrichter ist in Abb. 15.30 dargestellt. Durch die zusätzliche Spannungsebene hat der Dreipunktwechselrichter insgesamt 27 Schaltzustände, mit denen er insgesamt 19 unterschiedliche Raumzeiger einstellen kann (vergleiche Abschn. 14.2). Da nur die halbe Zwischenkreisspannung geschaltet wird, lässt sich der Sinusverlauf der Ausgangsspannung besser als beim Zweipunktwechselrichter annähern, d. h. der Grundschwingungsgehalt

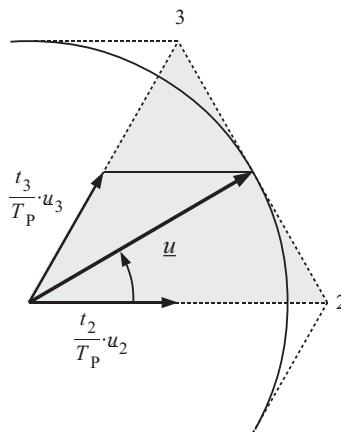


Abb. 15.29 Sektor, der durch die Spannungsraumzeiger \underline{u}_2 , \underline{u}_3 und Nullzeiger \underline{u}_7 bzw. \underline{u}_8 aufgespannt wird

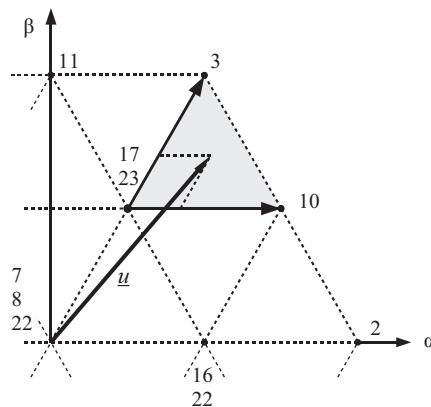
Für die Beträge gilt:

$$u_2 = u_3 = \frac{2}{3} U_d$$

Die maximale Zeigerlänge bei Raumzeigermodulation (Radius des Innenkreises) beträgt somit:

$$|\underline{u}|_{\max} = U_d \sqrt{\left(\frac{2}{3}\right)^2 - \left(\frac{1}{3}\right)^2} = \frac{1}{\sqrt{3}} U_d$$

Dann ist $t_2 = t_3 = \frac{T_p}{2}$

**Abb. 15.30** Dreipunkt-Wechselrichter

Das in diesem Beispiel grau schattierte Dreieck wird beispielsweise durch die Zeiger u_{1703} und u_{1710} aufgespannt.

Zur Einstellung des dargestellten Spannungsraumzeigers u werden beide Zeiger analog zum Zweipunktwechselrichter gepulst

Tab. 15.1 Vergleich der maximalen Ausgangsspannungen 3-phägiger Wechselrichter für die Grundschwingung bei unterschiedlichen Modulationsverfahren

Modulationsart	$\frac{\hat{u}_{UV}}{U_d}$	%	$\frac{\hat{u}_U}{U_d}$	Anmerkungen
Grundfrequenztaktung	$2 \frac{\sqrt{3}}{\pi} = 1,1$	100	$\frac{2}{\pi} = 0,637$	Bei geringen Drehzahlen störende Drehmomentwelligkeit, effizient bei hohen Drehzahlen
Raumzeigermodulation	1,0	91	$\frac{1}{\sqrt{3}} = 0,58$	Direkte Regelung des magnetischen Flusses und des Drehmomentes
Sinus PWM	$\frac{\sqrt{3}}{2} = 0,866$	78	$\frac{1}{2} = 0,5$	Gegenseitige Beeinflussung der drei Phasenströme, ineffizient bei hohen Drehzahlen (Verluste)
Super-Sinus PWM	1,0	91	$\frac{1}{\sqrt{3}} = 0,58$	Die überlagerte Sinusschwingung 3-facher Frequenz entfällt im 3-Phasen System automatisch

der Spannung wird größer. Die Folgen sind geringere Verzerrungsströme, geringere Drehmoment-Oberschwingungen (Pendelmomente) und geringere Zusatzverluste (siehe Abschn 16.5). Außerdem fallen die Schaltverluste kleiner aus. Diese Vorteile können für eine Leistungssteigerung ausgenutzt werden. Durch die halbierte Spannungssteilheit kann der Filteraufwand am Ausgang des Wechselrichters reduziert werden.

Die zusätzlichen Schaltzustände der Zeiger des inneren Sechsecks werden abwechselnd zur Symmetrierung der Zwischenkreisspannung eingesetzt und können zur Optimierung der Schaltverlustaufteilung auf die Elemente eingesetzt werden.

Eine Gegenüberstellung der erzielbaren maximalen Grundschwingung der Ausgangsspannungen der unterschiedlichen Modulationsarten ist in Tab. 15.1 angegeben. Als Bezugswert (100 %) ist die Grundschwingung bei Grundfrequenztaktung angenommen. Wegen der Übersteuerungsgrenze des Modulators liefert die Sinus-PWM hier die kleinste Grundschwingung. Der Wert der Grundfrequenztaktung liegt in der Rechteckform der Ausgangsspannung mit 120° Blockbreite begründet. Der Wert für die Raumzeigermodulation ist Abb. 15.29 zu entnehmen.

Literatur

1. Jenni, Wüest: Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter. Stuttgart: Teubner, 1995



16.1 Gleichstrommaschinen

Eine Gleichstrommaschine besteht aus einem Erregersystem (dauermagnetisch oder elektrisch), welches im Allgemeinen im Ständer untergebracht ist, und einem Rotor, welcher die Funktion des Ankers übernimmt. Der Strom im Anker (I_A) bildet zusammen mit dem Erregerfeld (Φ) eine Lorentzkraft ($\Phi \times I_A$). Über den Radius des Rotors wird ein Drehmoment ausgebildet. Dreht sich der Rotor, so wird der Drehmoment bildende Leiter seitlich aus dem Magnetfeld heraus bewegt, und die Kraft ändert sich mit dem Drehwinkel des Rotors. Damit das Drehmoment möglichst unabhängig von der Winkelstellung der stromdurchflossenen Leiter im Anker bleibt, wird der jeweils stromführende Leiter durch einen mechanischen Kontakt, den Kommutator, immer wieder in das Magnetfeld zurückgeschaltet. So kann der Rotor sich drehen und ein stromführender Leiter bleibt im Erregerfeld. In der Ankerwicklung fließt deshalb ein nahezu rechteckförmiger Wechselstrom, so dass der Rotor zur Reduzierung der Wirbelstromverluste immer geblecht ausgeführt wird. Der Zusammenhang zwischen Erregerfeld Φ , Ankerstrom I_A und den geometrischen Daten der sättigungsfrei angenommenen Maschine wird in einer Drehmomentkonstanten c_M in Gl. 16.1 zusammengefasst. Die Schaltbilder für beide Ausführungen mit elektrischer und dauermagnetischer Erregung zeigt Abb. 16.1. Bei elektrischer Erregung kann die Stärke und Richtung des Erregerfeldes Φ mit dem Erregerstrom I_E eingestellt werden. Man wählt bei fremd- und nebenschlussgeerregten Maschinen eine Feldspule mit vielen Windungen, um die für den Nennfluss Φ_n erforderliche Durchflutung bei kleinem Erregerstrom $I_{E,n}$ zu erhalten. Die Drehmoment- und Spannungsgleichungen einer Gleichstrommaschine sind mit Gl. 16.1 und 16.2 angegeben. Durch Schwächung des Erregerfeldes Φ kann die Leerlaufdrehzahl ω_0 über den Nennwert hinaus gesteigert werden.

$$\text{Drehmoment } M = c_M \Phi I_A \quad (16.1)$$

Aufbau	Ersatzschaltbild	Kennlinien
a	<p>Ersatzschaltbild:</p> <p>e: induzierte Spannung</p>	
b	<p>U_A: Ankerspannung</p>	<p>1: Ankerstellbereich 2: Feldschwächbereich</p>

Abb. 16.1 Gleichstrommotor mit permanentmagnetischer und elektrischer Erregung

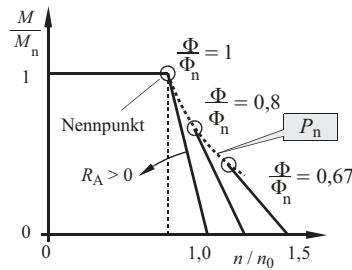
$$\text{Spannungsgleichung } U_A = R_A I_A + L \frac{di_A}{dt} + e \quad \text{mit } e = c\Phi\omega \quad (16.2)$$

Die Leerlaufdrehzahl berechnet sich mit $U_A = e$ zu:

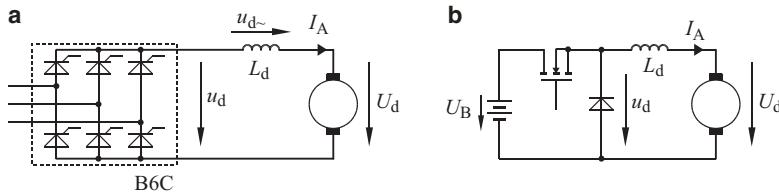
$$\text{Leerlaufdrehzahl } \omega_0 = \frac{U_A}{c\Phi} \quad n_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} \quad (16.3)$$

Gl. 16.4 zeigt die Abhängigkeit der Drehzahl vom Drehmoment ω (M) bzw. die Abhängigkeit des Drehmomentes von der Drehzahl $M(\omega)$. Die entsprechenden $M\text{-}n$ -Kennlinien eines fremderregten Gleichstrommotors zeigt Abb. 16.2 für unterschiedliche Erregererweite (Nennerregung und Feldschwächung für die 1,25- bzw. 1,5-fache Leerlaufdrehzahl). Die maximale Steilheit der $M\text{-}n$ -Kennlinie (d. h. das Verhältnis $\Delta M/\Delta n$ bei Nennwerten) ist durch die Maschinendaten festgelegt und verhält sich umgekehrt proportional zum Ankerwiderstand R_A .

- Durch eine Feldschwächung zur Erhöhung der Leerlaufdrehzahl wird die Steilheit der $M\text{-}n$ -Kennlinie reduziert (die Kennlinie wird „weicher“).
- Der Ankerstrom darf den Nennstrom nicht überschreiten, d. h. die Maschine arbeitet mit Nennleistung. Im Feldschwächbetrieb ist daher das verfügbare Drehmoment reduziert.

**Abb. 16.2** $M\text{-}n$ -Kennlinie eines Gleichstrommotors (DC-Motor)

- Die Leerlaufdrehzahl n_0 wird bei $I_A = 0$, Nennfluss Φ_n und Nennspannung U_n erreicht (theoretischer Wert!).
- Die Neigung der Kennlinie ist durch den Ankerwiderstand R_A bestimmt. Durch Feldschwächung wird die Neigung der Kennlinie vergrößert

**Abb. 16.3** Speisung eines DC-Motors aus dem Drehstrom- und Gleichspannungsnetz

$$\omega(M) = \omega_0 - \frac{R_A}{cc_M \Phi^2} M \quad \text{bzw.} \quad M(\omega) = \frac{cc_M \Phi^2}{R_A} (\omega - \omega_0) \quad (16.4)$$

Zur Steuerung des Ankerstromes I_A kann z. B. eine B6C-Schaltung (Drehstromspeisung) oder ein Gleichstromsteller (DC-Speisung, siehe Abschn. 18.3) eingesetzt werden.

Bei der B6-Schaltung nach Abb. 16.3a wird der Ankerstrom und bei Nebenschluss-erregung auch der Erregerstrom eine Welligkeit 6-facher Netzfrequenz aufweisen. Zur Reduzierung der Wechselstromverluste kann deshalb auch der Stator geblecht ausgeführt werden. Die zusätzliche Glättungsdrossel L_d soll die Stromwelligkeit im Anker reduzieren. Der Gleichstrommotor mit elektrischer Erregung kann im Prinzip auch direkt mit Wechselspannung betrieben werden. Dann wird auch die Erregerwicklung mit Wechselspannung gespeist. Zur Vermeidung von Wirbelströmen muss in diesem Fall auch der Stator geblecht ausgeführt werden. Der Erregerstrom hat aufgrund der Induktivität der Erregerspule gegenüber der Spannung eine induktive Phasenverschiebung (φ), wodurch das Drehmoment nach Gl. 16.1 mit dem $\cos(\varphi)$ reduziert ist (für $\varphi \rightarrow 90^\circ$ geht $M \rightarrow 0$). Damit der Ankerstrom I_A mit dem Erregerfeld Φ gleichphasig ist, wird die Erregerwicklung mit dem Anker in Reihe geschaltet. Der Gleichstrommotor wird dann als Universalmotor bezeichnet und kann an Gleich- und Wechselspannung betrieben werden. In Abb. 16.4a ist eine Wechselstromanwendung dargestellt.

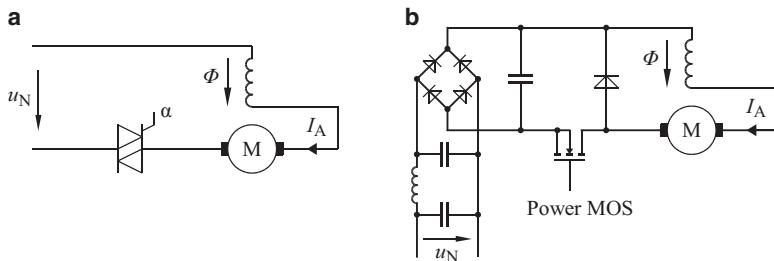


Abb. 16.4 Ausführungsbeispiel für einen Universalmotor

Zur Steuerung ist in **a** ein Triac als Wechselstromsteller eingesetzt. In **b** erfolgt die Steuerung des Motorstromes über einen Gleichstromsteller (DC-Chopper)

Zur Steuerung des Ankerstromes I_A ist als Wechselstromsteller ein Triac mit dem Anker in Reihe geschaltet (siehe Abschn. 7.6.2). Über den Steuerwinkel α wird der Effektivwert des Ankerstromes I_A eingestellt. Der Universalmotor mit Choppersteuerung nach Abb. 16.4b kann mit Gleich- und Wechselstrom gespeist werden. Der Motorstrom wird über Pulsweitensteuerung (PWM) eingestellt. Durch die hohe Chopperfrequenz (z. B. 20 kHz) arbeitet der Motor im Vergleich zur Triacsteuerung sehr geräuscharm und die Netzkürzwirkungen fallen wesentlich günstiger aus. Ein Zusatzfilter am Eingang der Gleichrichterbrücke hält die schaltfrequenten Stromober schwingungen vom Netz fern.

Durch die Reihenschaltung verhält sich der Erregerfluss Φ proportional zum Ankerstrom I_A .

$$\Phi = c_E I_A \quad (16.5)$$

Damit erhält man für das Drehmoment:

$$M = c_M \Phi I_A = c_M (c_E I_A) I_A = c_R I_A^2 \quad (16.6)$$

Im Leerlauf ist der Erregerstrom nahezu Null, so dass nach Gl. 16.3 Reihenschlussmotoren wegen $\Phi \rightarrow 0$ nach Gl. 16.3 eine nahezu unendlich hohe Leerlaufdrehzahl haben. Sie werden daher vorzugsweise für Aufgaben eingesetzt, bei denen ein Leerlaufbetrieb praktisch nicht auftreten kann. Typische Anwendungen für den Universal motor sind daher elektronisch geregelte Haushaltsgeräte, Handbohrmaschinen, Staubsaugerantriebe. Wegen des hohen Anlaufmomentes werden Sie oft für Traktionsantriebe eingesetzt.

16.2 Elektronikmotor

Eine andere Ausführung der Gleichstrommaschine erhält man, wenn man die Funktionen von Rotor und Stator vertauscht, d. h. der Rotor wird als Erregersystem verwendet und die Funktion des Ankers wird in den Stator verlagert. Im einfachsten Fall erhält

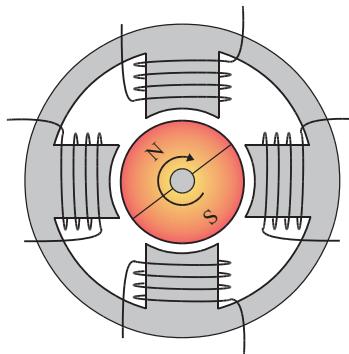


Abb. 16.5 Aufbau des Elektronikmotors (Prinzip)

- Ausführung mit Dauermagnetläufer als *Elektronikmotor*.
- Ausführung mit ferromagnetischem Läufer mit ausgeprägten Polen als *elektronischer (geschalteter) Reluktanzmotor*.
- Die Spulenströme haben einen zeitlich trapez- bzw. rechteckförmigen Verlauf

der Rotor eine dauer magnetische Erregung. Das Weiterschalten des Ankerstromes im Stator erfolgt nicht mehr über einen mechanischen Kommutator, sondern elektronisch über drehwinkelabhängig gesteuerte Schalttransistoren. Dadurch entfallen die einschränkenden Eigenschaften der mechanischen Kommutierung, so dass der elektronisch kommutierte Gleichstrommotor sowohl für Drehzahlen nahe Null mit hohem Drehmoment als auch für sehr hohe Drehzahlen geeignet ist. Wegen der elektronischen Kommutierung wird dieser Gleichstrommotor als *Elektronikmotor* oder bürstenloser (BL-) Motor bezeichnet. Abb. 16.5 zeigt den Aufbau eines Elektronikmotors.

Die Durchflutung¹ (Θ) des Stators wird abhängig von der Stellung des Rotors in räumlich 90° versetzte Wicklungen weitergeschaltet. Für die Ansteuerung ist daher ein Rotor-Lagegeber erforderlich. Der Rotor erzeugt ein Drehmoment, um sich jeweils in die Position der eingeschalteten Durchflutung zu drehen. Dieses Moment ist maximal, wenn der Rotor quer zur Durchflutung steht. Die Stärke des Rotor-Magnetfeldes bestimmt zusammen mit dem Statorstrom das Drehmoment. Elektronikmotoren werden für kleine Leistungen bis maximal 15 kW eingesetzt. Motoren mit integriertem Lagegeber werden im Allgemeinen als Servomotor bezeichnet. Im Unterschied zu einem Synchronmotor, bei dem der Rotor einer vom Netz vorgegebenen Ständerfrequenz synchron folgt erzeugt sich der Elektronikmotor über die Polradlagegeber sein Drehfeld selbst, verhält sich somit wie ein Gleichstrommotor.

Abb. 16.7a zeigt die Steuersignale für die 4 Schaltransistoren (T_1-T_4) für eine konstante Drehzahl. Die Steuersignale werden aus dem Signal des Rotor-Lagegebers abgeleitet. Dadurch durchläuft der Durchflutungszeiger des Statorstromes in Abb. 16.6 vier feste Winkelpositionen.

¹ Produkt aus Windungszahl und Strom.

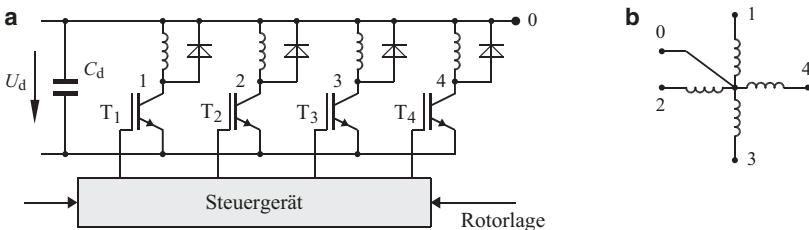


Abb. 16.6 Ansteuerung eines Elektronikmotors

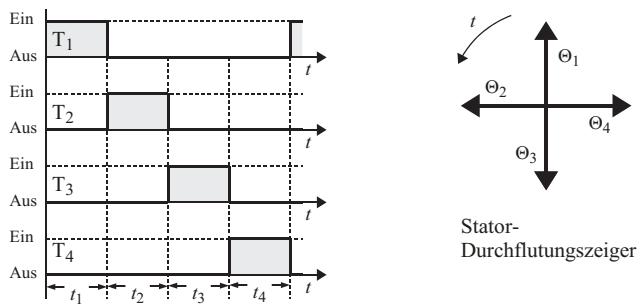


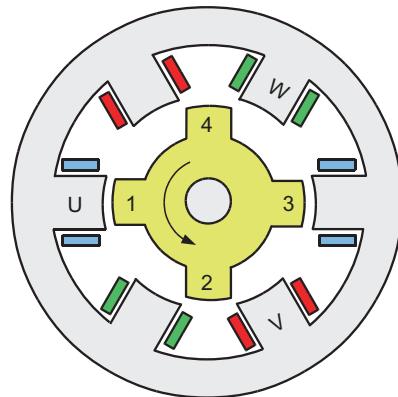
Abb. 16.7 Ansteuersignale der Transistoren und die entsprechenden Durchflutungszeiger

Verwendet man keinen Dauermagnet-Rotor, sondern einen weichmagnetischen und magnetisch unsymmetrischen Rotor, so entsteht aufgrund der magnetischen Unsymmetrie des Rotors ebenfalls ein Drehmoment (Reluktanzmoment), und man spricht von einem elektronischen bzw. geschalteten Reluktanzmotor (Switched Reluctance Motor, SRM).

16.3 Der geschaltete Reluktanzmotor (SRM)

Beim geschalteten Reluktanzmotor (Switched Reluctance Motor, SRM) sind Stator und Rotor stark genutzt und mit einer geradzahligen Anzahl an Zähnen ausgestattet. Ständer und Läufer des geschalteten Reluktanzmotors müssen (im Gegensatz zum Drehfeld-Reluktanzmotor) zur Drehmomenterzeugung über eine unterschiedliche Zähnezahl (z. B. 6/4 oder 8/6) verfügen. Wicklungen sind nur auf den Ständerzähnen aufgebracht und erzeugen ausgeprägte magnetische Pole. Die Pole wechseln durch Umschaltung der stromführenden Wicklungen ihre räumliche Position. Der Läufer besitzt weder eine Wicklung noch Dauermagnete. Er entwickelt allein wegen seiner magnetischen Unsymmetrie ein Drehmoment und dreht sich in Richtung der Magnetisierung der Statorzähne. Den prinzipiellen Aufbau des geschalteten Reluktanzmotors zeigt Abb. 16.8.

Abb. 16.8 Praktische Ausführung eines geschalteten Reluktanzmotors mit 6/4 Polen
Diagonal gegenüber liegenden Ständerzähne bilden jeweils einen Strang



Durch die stark genutzte Läuferform ändert sich für das magnetische Feld der magnetische Widerstand R_m (die Reluktanz) mit dem Drehwinkel ϑ – und damit die Induktivität L der Ständerwicklung (Gl. 16.7). Bei fortlaufender Bewegung des Läufers ändert sich die Induktivität der Ständerspulen periodisch zwischen einem minimalen und einem maximalen Wert. In der unausgerichteten Läuferstellung in Bezug auf eine bestimmte Spule (hier: V–2–4), ist die Selbstinduktivität der Spule (V) am kleinsten, bei der ausgerichteten Läuferstellung (hier: U–1–3) ist die Induktivität der Spule (U) am größten.

Ausgehend vom eingeprägten Strom einer Spule kann das wirksame Drehmoment M mit Gl. 16.7 durch Ableitung der magnetischen Energie nach dem Drehwinkel ϑ beschrieben werden. Es besteht eine quadratische Abhängigkeit des Drehmomentes vom Statorstrom, d. h. die Stromrichtung ist ohne Einfluss auf das erzeugte Drehmoment. Hierdurch vereinfacht sich die Wechselrichterschaltung (siehe Abb. 16.10, R_m : magnetischer Widerstand, N : Windungszahl).

$$M = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{dL}{d\vartheta} \quad \text{mit } L = \frac{N^2}{R_m} \text{ wobei } R_m = f(\vartheta) \quad (16.7)$$

- ein positives Drehmoment ergibt sich bei steigender Induktivität (Motorbetrieb)
- ein negatives Drehmoment ergibt sich bei fallender Induktivität (Generatorbetrieb)
- für ein großes Drehmoment ist eine große Änderung der Induktivität erforderlich

Das Zahnzahlverhältnis von Ständer und Läufer entscheidet, in welche Richtung sich der Läufer, relativ zur Richtung des umlaufenden Ständerfeldes dreht. Ist das Zahnzahlverhältnis kleiner als 1, dann bewegt sich der Läufer in die gleiche Richtung wie das Ständerfeld. Bei einem Zahnzahlverhältnis größer 1 wirkt auf den Läufer ein Drehmoment in die zum Ständerfeld entgegengesetzte Richtung. Zur Vergleichmäßigung des Drehmomentes insbesondere bei niedrigen Drehzahlen müssen hohe Strangzahlen

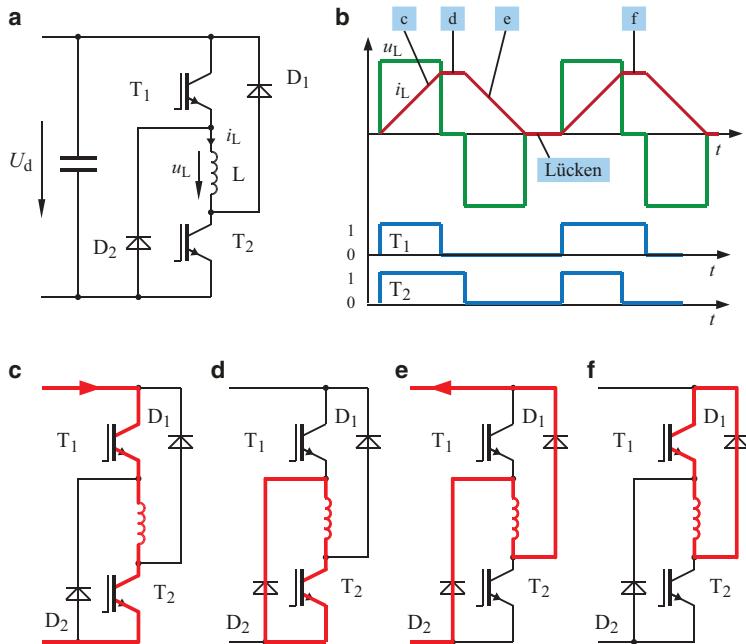


Abb. 16.9 Ansteuerung und Schaltzustände einer Wicklung

vorgesehen werden. Die Ansteuerung einer Statorwicklung zeigt Abb. 16.9a, den zeitlichen Verlauf von Spulenstrom und -Spannung zeigt Abb. 16.9b für den Fall idealer Bauelemente (für die vereinfachte Darstellung wurde $L = \text{konstant}$ angenommen). Die Schaltzustände sind in Abb. 16.9c–f dargestellt.

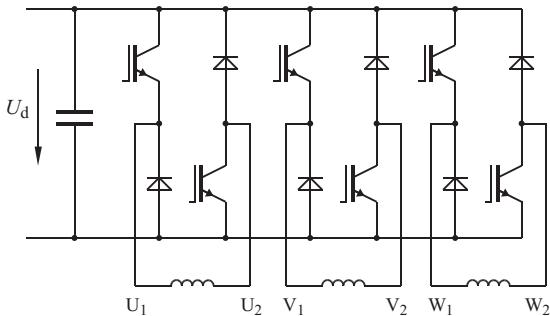
Die Spannung U_d wird über die Transistoren T_1 und T_2 an die Spule gelegt. Werden die Transistoren abgeschaltet kommutiert der Strom auf die beiden Dioden wodurch sich die Spannung an der Spule umpolst. Durch eine Pulsweitenmodulation kann der Strom-Mittelwert eingestellt werden. Abb 16.10 zeigt den Wechselrichter für eine dreisträngige Maschine. Die Wicklungen müssen allpolig mit dem Wechselrichter verbunden werden, d. h. es sind insgesamt 6 Verbindungsleitungen erforderlich.

Für die in Abb. 16.8 dargestellte Drehrichtung wird ausgehend vom Strang U Strang V und W nacheinander eingeschaltet. Das Polrad dreht sich bei jedem Umschaltvorgang um jeweils 30° (mechanisch) in der dargestellten Richtung weiter. Zwischenwerte lassen sich durch gleichzeitiges Ansteuern zweier Stränge erreichen.

In Abb. 16.8 ist der Läufer in seiner Ausgangsstellung direkt auf Strang U ausgerichtet. Nach dem genannten Schema schaltet man nun Strang V ein und Strang U aus. Für weichere Übergänge zwischen den einzelnen Winkelabschnitten werden aber die Stränge U und V zunächst gleichzeitig eingeschaltet. Nach Abschaltung von Strang U bleibt Strang V allein stromführend und der Läufer dreht sich in seine neue Ausgangsposition.

Abb. 16.10 Wechselrichter für eine 3-strängige Maschine mit unipolarer Ansteuerung.

- Die Schaltfunktion wird über einen Polradlagegeber der Maschine vorgegeben.
- Die Stromhöhe über Pulsweitenmodulation eingestellt



Anschließend wird Strang W eingeschaltet so dass die Stränge V und W gleichzeitig stromführend sind. Nach Abschaltung von Strang V bleibt Strang W allein stromführend bis sich durch Einschalten von Strang U der beschriebene Vorgang wiederholt.

Das Weiterschalten der Spulenströme erfolgt abhängig von der Position der Läuferzähne, so das ein so genannter Polradlagegeber (PLG) erforderlich ist. Die Drehzahl stellt sich nach den Betriebsbedingungen und der Höhe der Gleichspannung selbsttätig ein.

Da sich bei blockförmigen Spannungen der Strom frei einstellen kann ist es insbesondere bei kleinen Drehzahlen erforderlich die Höhe des Spulenstromes über eine Pulsweitenmodulation der angelegten Spannungen zu kontrollieren.

16.4 Stromrichtermotor

Eine stromgespeiste Synchronmaschine (SM) nach Abb. 16.11 wird als Stromrichtermotor bezeichnet. Die drei Ständerwicklungen sind in Stern geschaltet, davon sind stets zwei Stränge stromführend.

- Kennzeichen des Stromrichtermotors ist die Selbststeuerung, d. h. die Steuerung (Umschaltung) des Strangstromes erfolgt abhängig von der Lage des Polrades. Ein „synchrone Drehfeld“ existiert nicht

Der Betrag des Strangstromes wird über den Gleichstrom I_d des netzgeführten Stromrichters (SR1) eingestellt (Abb. 16.11). Das Drehmoment M der Synchronmaschine verhält sich proportional zum Gleichstrom I_d und ist daher über SR1 steuerbar. Im Gleichstromzwischenkreis, d. h. zwischen dem netzseitigen und maschinenseitigen Stromrichter, ist eine Glättungsinduktivität L_d vorgesehen, um beide Stromrichter energetisch zu entkoppeln. Der maschinenseitige Stromrichter (SR2) wird von einem Polrad-Lagegeber (PLG) gesteuert. Der Strangstrom hat einen nahezu rechteckförmigen Verlauf (Abb. 16.13), die Flankensteilheit ist durch die Kommutierungsinduktivitäten und die Polradspannung der Maschine bestimmt. Über die Erregung der SM

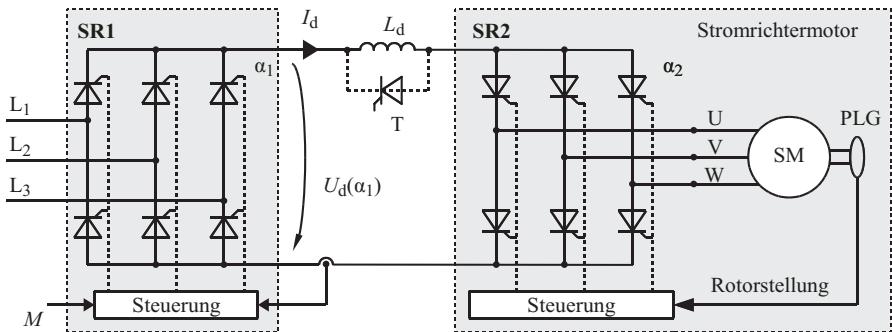


Abb. 16.11 Prinzipielle Ausführung eines Stromrichtermotors

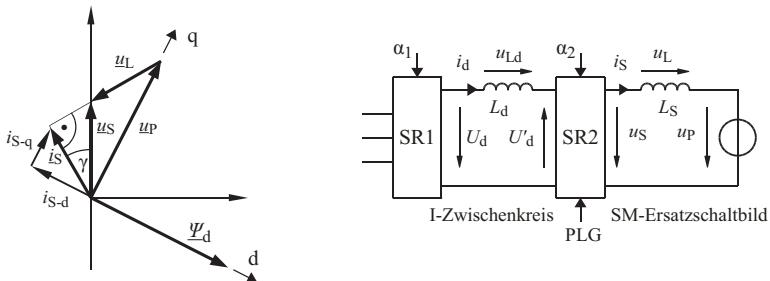


Abb. 16.12 Grundschwingungs-Zeigerdiagramm und Ersatzschaltbild eines Stromrichtermotors

wird eine kapazitive Phasenlage des Maschinenstromes (γ in Abb. 16.12) eingestellt. Damit erfolgt die Ventilablösung (Kommutierung) des maschinenseitigen Stromrichters allein durch die Polradspannung u_p der Synchrongenerator, so dass ein maschinengeführter Stromrichterbetrieb vorliegt. Da im Stillstand der Maschine keine Polradspannung u_p zur Thyristor-Kommutierung zur Verfügung steht, muss zum Anfahren der Maschinenstromrichter über die Steuerung des Eingangsstromrichters gelöscht werden (Zwischenkreisaktuation).

- Stromrichtermotoren haben wegen der maschinengeführten Kommutierung vergleichsweise geringe Schaltverluste und sind daher auch für große Leistungen (bis über 70 MW) geeignet.

Durch den feldorientierten Betrieb beschränkt sich die Flussverkettung auf die d -Richtung des Polrades (Abb. 16.12). Damit ist das Drehmoment der q -Komponente des Ständerstromes (i_{S-q}) proportional. Die Drehzahl stellt sich proportional zur Gleichspannung U_d ein und fällt mit steigender Belastung. Wird U_d vergrößert, so steigt I_d und verstärkt das Drehmoment. Bei fehlendem Gegenmoment beschleunigt die Maschine

nun solange, bis U'_d wieder im Gleichgewicht mit U_d ist, d. h. die Drehzahl stellt sich proportional zur Gleichspannung U_d ein.

- Der Stromrichtermotor verhält sich wie eine spannungsgespeiste Gleichstrommaschine.

Zur Funktion

Der maschinenseitige Thyristor-Stromrichter (SR2) erzeugt ein rechteckförmiges Drehstromsystem, dessen Grundschwingung im Zeigerdiagramm (Abb. 16.12) als i_S dargestellt ist. Der Betrag von i_S kann über I_d mit dem netzseitigen Stromrichter eingestellt werden. Die Winkellage von i_S (γ) steuert SR2 auf Basis der vom PLG erfassten Polradstellung (d-Achse). Durch das ruckartige Fortschalten des Ständerstromes entstehen Pendelmomente welche dem Mittelwert des elektrisch erzeugten Drehmomentes überlagert sind. Die Synchronmaschine erzeugt durch die Polradspannung an den Klemmen UVW ein drehzahlproportionales Drehspannungssystem, welches über SR2 als Gleichspannung U'_d im Zwischenkreis wirkt. Über den Eingangstromrichter (SR1) wird die Gleichspannung U_d gesteuert. Die Gleichspannungen U_d und U'_d sind im stationären Betrieb, abgesehen von einem ohmschen Spannungsabfall an der Zwischenkreisdrossel L_d , gleich groß. Unterschiedliche Momentanwerte (u_L) werden von L_d aufgenommen und haben eine Welligkeit des Gleichstromes I_d zur Folge. Diese Stromwelligkeit ist gekennzeichnet durch die unterschiedlichen Betriebsfrequenzen der beiden Stromrichter und wirkt sich über erhöhte Netzrückwirkungen (zusätzliche Stromoberschwingungen) und Drehmomentpendelungen aus.

Zur Stromrichtersteuerung

Im Motorbetrieb arbeitet der netzseitige SR1 als Gleichrichter, der maschinenseitige SR2 als Wechselrichter. Der maschinenseitige Stromrichter wird zur optimalen Ausnutzung mit maximalem Steuerwinkel betrieben. Dieser beträgt unter Berücksichtigung der erforderlichen Thyristor-Freierdezeit (Schonzeitwinkel γ siehe Abb. 16.13) $\alpha_{2,\max} = 150^\circ$.

- Durch Umsteuerung der Steuerwinkel von SR1 (α_1) in den Wechselrichterbetrieb und SR2 (α_2) in den Gleichrichterbetrieb kann bei unveränderter Stromrichtung im Zwischenkreis der Energiefluss umgekehrt werden, wodurch die Synchronmaschine generatorisch, d. h. im Bremsbetrieb arbeiten kann.
- Eine Vertauschung der Zündreihenfolge und damit der Phasenfolge im SR2 führt zu einer Umkehr der Drehrichtung.

Abb. 16.13 zeigt in idealisierter Form den Phasenstrom i_U mit der entsprechenden Phasenspannung u_U . Die zur Phasenspannung voreilende Stromgrundschwingung $i_{U,1}$ zeigt deutlich den kapazitiven Betriebszustand der Maschine. Zusätzlich ist ein Ausschnitt einer Ventilspannung für die Definition des Schonzeitwinkels γ und die Polradspannung u_P dargestellt.

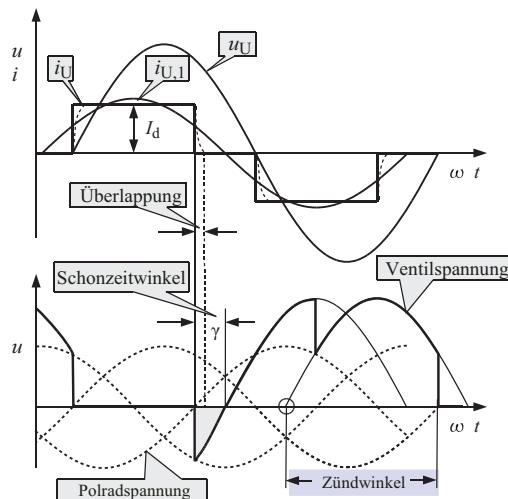


Abb. 16.13 Maschinenseitiger Stromrichter• Strangstrom und Spannung der Synchronmaschine bei idealer Stromglättung und Kommutierung (Strang U) zeigen einen kapazitiven Betriebszustand

- Definition des Zündwinkels α_2
- Definition des Schonzeitwinkels γ
- Kommutierungseinfluss auf den Schonzeitwinkel (Überlappung)

Anfahren aus dem Stillstand

Im Stillstand bzw. beim Anfahren (Drehzahl $< 5\%$ der Nenndrehzahl) reicht die Polradspannung u_P der Synchronmaschine nicht aus um die Kommutierung des maschinenseitigen Wechselrichters sicherzustellen. In diesem Fall wird der netzseitige Stromrichter SR1 kurzzeitig in die Wechselrichterendlage gesteuert, wodurch der Zwischenkreisstrom zu Null wird und die Thyristoren des netz- und maschinenseitigen Stromrichters abschalten und blockieren können (man nennt diese Methode *Zwischenkreistaktung*). Nach Ablauf der Schonzeit für die Ventile von SR2 können die (nachfolgenden) Thyristoren gezündet werden. Die Stromteilheit beim Auf- und Abbau des Zwischenkreisstromes I_d (und damit auch des Maschinenstromes, in Abb. 16.14 beispielhaft durch den Phasenstrom i_U beschrieben) wird in diesem Fall durch die Induktivität im Zwischenkreis L_d und der Maschineninduktivität L_S begrenzt. Zur Beschleunigung des Stromabbaus kann parallel zur Zwischenkreisdrossel L_d ein Thyristor T geschaltet werden (Abb. 16.11) der den Zwischenkreisstrom von L_d übernehmen kann wenn SR1 den Strom I_d abbauen will (Anfahrhilfe, T wird angesteuert wenn der Strom abgeschaltet werden soll, dadurch ist L_d kurzgeschlossen).

Während der Maschinenkommutierung, d. h. bei Drehzahlen $> 5\%$ der Nenndrehzahl, ist der Zwischenkreisstrom konstant und allein die Maschineninduktivität bestimmt in Verbindung mit der Polradspannung u_P die Stromteilheit des Phasenstromes bei der Kommutierung (vgl. Ersatzschaltbild in Abb. 16.12).

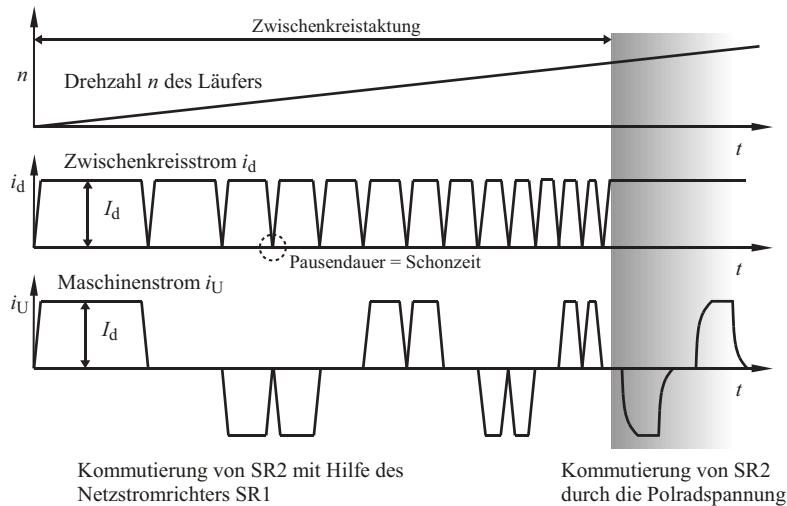


Abb. 16.14 Zwischenkreistaktung beim Anfahren aus dem Stillstand

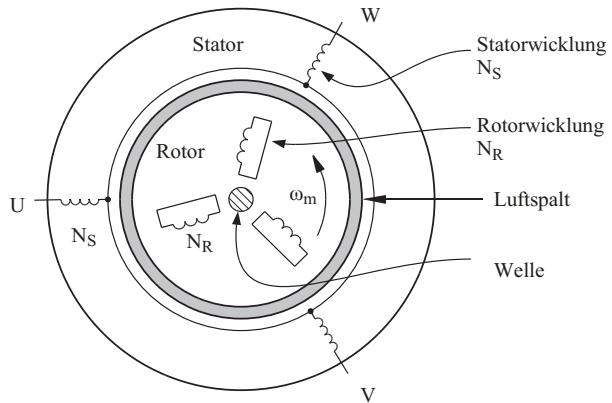
16.5 Drehfeldmaschinen

Bei den Drehfeldmaschinen (DM) unterscheiden wir je nach Rotorausführung zwischen dem Typ der Asynchronmaschine (DAM) und dem der Synchronmaschine (DSM). Schwerpunkt der folgenden Betrachtungen sei die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer. Es sollen an dieser Stelle auch nur die Eigenschaften betrachtet werden, die im Hinblick auf das Zusammenwirken von Stromrichter und Maschine sinnvoll sind. Deshalb wird im Folgenden nur eine Modellierung der Drehfeldmaschine als Standardlast für einen Stromrichter gewählt.

Drehfeldmaschinen bestehen aus einem Stator mit drei sinusförmig am Statorumfang verteilten Wicklungen (Windungszahl N_S), die einen sinusförmigen Strombelag am Luftspalt der Maschine erzeugen, und einem drehbar gelagerten Rotor. Wird an die Statorwicklung ein symmetrisches Drehspannungssystem angeschlossen, so kann man sich aufgrund der Wicklungsanordnung in der Symmetriechse der Maschine einen kontinuierlich mit der Drehfeldfrequenz ω_S rotierenden *Spannungs-Raumzeiger* \underline{u} vorstellen. Dieser Spannungszeiger erzeugt über den Magnetisierungsstrom i_u ein magnetisches Feld, welches durch den Flusszeiger $\Psi = \Psi e^{j\omega t}$ beschrieben wird.

Befindet sich im Rotor der Maschine ebenfalls eine elektrische Wicklung wie im Stator (N_R) und wird der Rotor mit $\omega_m = 0$ zunächst als ruhend angenommen, so induziert der mit der Rotorwicklung verbundene Flusszeiger Ψ_R im Läufer eine Spannung u_R mit der Frequenz des Drehfeldes, ω_S . Diese Anordnung entspricht einem leerlaufenden Transformator. Ist die Läuferwicklung wie in Abb. 16.15 kurzgeschlossen, so stellt sich als Folge dieser induzierten Spannung in der Läuferwicklung ein Wechselstrom i_R der Frequenz ω_R ein.

Abb. 16.15 Aufbau einer Drehfeldmaschine mit Kurzschlussläufer (DAM)
 ω_m : Drehzahl



Bei $\omega_m = 0$ hat der Läuferstrom Drehfeldfrequenz, $\omega_R = \omega_S$. Die Amplitude und Phasenlage des Läuferstromes i_R ist vom ohmschen (R_2) und induktiven Widerstand ($\omega_R L_R$) der Läuferwicklung abhängig. Das Magnetfeld des Läuferstromes induziert seinerseits in der Statorwicklung N_S eine elektrische Spannung und erzwingt über das Durchflutungsgleichgewicht ($N_S i_S = N_R i_R$) den Statorstrom i_S . Flusszeiger Ψ und Stromzeiger i stehen im Luftspalt konstruktiv bedingt senkrecht zueinander (in Gl. 16.8 beträgt $\alpha = 90^\circ$). Das Vektorprodukt von (Stator-) Flusszeiger Ψ und (Rotor-) Stromzeiger i ergibt mit der Leiterlänge l die tangential zum Rotorumfang wirkende Lorentzkraft. Über den Rotorradius als Hebelarm erhält man schließlich eine Beziehung für das Drehmoment M mit Gl. 16.8.

$$M \sim \Psi \times i = \Psi \cdot I \cdot \sin \alpha = \Psi \cdot I \quad \text{für } \alpha = 90^\circ \quad (16.8)$$

Ist die Drehzahl des Rotors ω_m größer Null, so vermindert sich die Rotorfrequenz ω_R . Die Rotorfrequenz berechnet sich mit der Polpaarzahl p des Motors nach Gl. 16.9.

$$\omega_R = \omega_S - p \cdot \omega_m \quad (16.9)$$

Mit der Rotorfrequenz ω_R ändert sich die Höhe der induzierten Läuferspannung und der induktive Läuferwiderstand. Amplitude und Phasenlage des Läuferstroms i_R ändern sich ebenfalls mit ω_R . Da sich der Stromzeiger des Läufers i_R mit dem Rotor als Koordinaten- system mit dreht, läuft er immer mit der Drehfeldfrequenz ω_S um. Er hat jetzt aber eine drehzahlabhängig veränderte Amplitude und Phasenlage. Mit zunehmender Drehzahl ω_m vermindert sich ω_R , wodurch der Phasenwinkel des Läuferstroms i_R relativ zur induzierten Spannung u_R weiter abnimmt. Wegen der gleichzeitigen Abnahme der induzierten Spannung u_R nimmt auch die Amplitude des Läuferstrom mit wachsendem ω_m immer weiter ab. Diesen Zusammenhang beschreibt allgemein die Stromortskurve der Asynchronmaschine nach Abb. 16.16.

Dreht sich der Rotor schließlich mit Drehfeldfrequenz ($\omega_m = \omega_S/p$), so ist der Läuferstrom und damit das Drehmoment Null (Abb. 16.17). In diesem Punkt unterscheiden sich

Abb. 16.16 Idealisierte Stromortskurve einer spannungsgespeisten DAM (Ψ_L konstant)

Der Stator-Stromzeiger i_S ist gegenüber der eingeprägten Ständerspannung u_S stets nachelend. Daraus folgt:

- Die DAM verhält sich in jedem Betriebspunkt induktiv.
- Die Steuerung der DAM ist nur mit einem selbstgeführten Stromrichter möglich

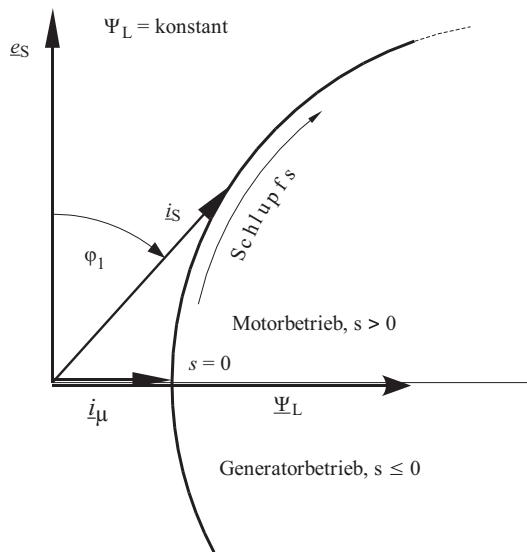
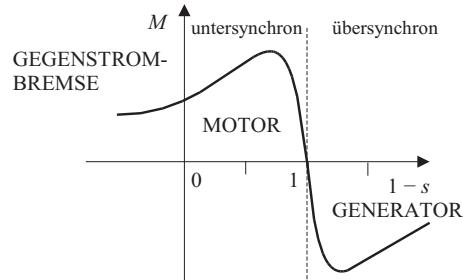


Abb. 16.17 Betriebszustände einer DAM mit eingeprägter Spannung

- Die Betriebsart als Motor oder Generator ist durch das Vorzeichen des Drehmomentes M festgelegt



die zwei Arten von Drehfeldmaschinen. Bei der **Asynchronmaschine** dreht sich aus der Statorsicht der Läuferstromzeiger immer mit der Drehfeldfrequenz ω_S . Beim so genannten asynchronen Lauf, d. h. für $(\omega_m < \omega_S/p)$ dreht sich der Läufer zwar langsamer als es die Drehfeldfrequenz ω_S vorgibt, da im Läufer aber ein Wechselstrom fließt, summieren sich nach Gl. 16.9 zu jedem Zeitpunkt mechanische Drehzahl ω_m mit der elektrischen Läuferfrequenz ω_R zur Drehfeldfrequenz ω_S . Die Differenzfrequenz $(\omega_S - \omega_m)$ wird in Gl. 16.10 aus praktischen Gründen bezogen auf ω_S als **Schlupf** s angegeben. Im Stillstand ist $s = 1$, bei synchroner Drehzahl ist $s = 0$. Bei Nenndrehzahl gilt annähernd: $0,02 \leq s \leq 0,04$.

$$\text{Schlupf } s = \frac{\omega_S - \omega_m}{\omega_S} \quad (16.10)$$

Die Kenntnis der mechanischen Rotorlage ist für den Betrieb einer Asynchronmaschine am Stromrichter nicht erforderlich. Zur Beschreibung der elektrischen Verhältnisse

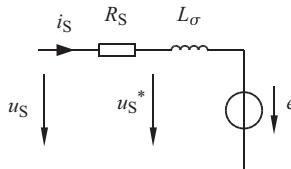


Abb. 16.18 ASM-Ersatzschaltbild mit konstanter Rotorflussverkettung

Die Größen des Ersatzschaltbildes sind auf die Statorseite umgerechnet

- dadurch ist in Gl. 16.11 der Ausdruck $\frac{L_h}{L_R}$ enthalten

aus Sicht des Stromrichters genügt daher ein vereinfachtes, auf den Ständer bezogenes Ersatzschaltbild in Raumzeiger-Darstellung nach Abb. 16.18.

Dieses Ersatzschaltbild basiert auf der Beschreibung einer ASM mit Raumzeigern im ständerbezogenen $\alpha\beta$ -Koordinatensystem [1, 2]. Der Betrag der Rotorflussverkettung $|\Psi_R|$ ist näherungsweise konstant angenommen. Die Parameter beziehen sich auf eine zweipolare Asynchronmaschine (Polpaarzahl $p = 1$).

$$L_\sigma = \left(L_S - \frac{L_h^2}{L_R} \right) \quad e = j\omega_S \frac{L_h}{L_R} |\Psi_R| e^{j\omega_{st}} \quad (16.11)$$

Allgemein wird die Maschine mit einem konstanten magnetischen Fluss $|\Psi_R|$ betrieben, wodurch sich $|\varrho|$ proportional zu ω_S verhält. Der Stromrichter wird dazu so gesteuert, dass sich unabhängig von der Drehzahl ein konstantes Verhältnis U/f ergibt. Oberhalb der Nennfrequenz kann die Spannung nicht weiter angehoben werden, so dass daher der magnetische Fluss sinkt, man betreibt die Maschine dann mit konstanter Leistung im Feldschwächbetrieb (Abb. 16.19).

Ein solches Mn -Diagramm entspricht auch den praktischen Anforderungen elektrischer Fahrzeugantriebe, bei denen es auf ein hohes Anfahrmoment mit gleichmäßiger Beschleunigung ankommt, sowie auf eine hohe Drehzahl mit geringen Beschleunigungsanforderungen. Die Höchstdrehzahl wird dann bei konstanter Leistung allein durch den Fahrwiderstand bestimmt.

Das Ersatzschaltbild nach Abb. 16.18 beschreibt prinzipiell auch die Verhältnisse beim Typ einer magnetisch symmetrischen **Synchronmaschine** (DSM). Der Unterschied ist lediglich darin zu sehen, dass der Läufer einer SM stets mit Drehfeldfrequenz ω_S drehen muss ($\text{Schlupf } s = 0, \omega_m = \omega_S/p$), da in den Läuferwicklungen kein Wechselstrom zum Ausgleich unterschiedlicher Drehzahlen von Drehfeld und Läufer fließen kann. Die Frequenz des Läuferstromes ist also stets $\omega_R = 0$, d. h. es fließt in der Läuferwicklung ein Gleichstrom oder es ist eine dauer magnetische Erregung vorhanden. Die praktische Folge ist, dass zum Betrieb einer Synchronmaschine am Stromrichter zur Einstellung der Phasenbeziehung zwischen Fluss- und Stromzeiger ein Rotorlagegeber vorgesehen werden muss. Durch den Einsatz eines Rotorlagegebers ist es auch möglich, die Synchronmaschine mit kapazitiver Phasenlage zu betreiben, wodurch die lastgeführte Kommutierung eines Wechselrichters mit Thyristoren möglich ist (Stromrichtermotor).

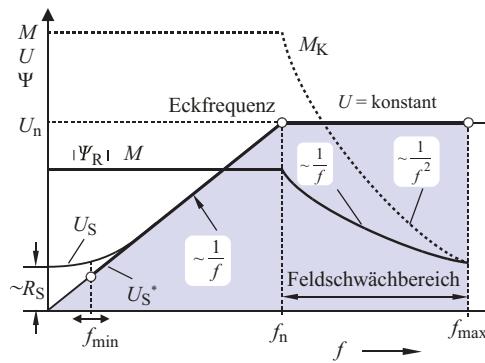


Abb. 16.19 Drehmoment, U/f -Kennlinie und $|\Psi|$

Der Einfluss von R_S auf U_S bei kleinen Frequenzen kann durch eine Anhebung der Spannung für $f < f_{\min}$ kompensiert werden (Boost).

U_S : Klemmenspannung

U_S^* : Spannung an der Hauptinduktivität

M_K : Kippmoment (DAM)

- Bei der Synchronmaschine wird die Erregerleistung nicht über den Stator übertragen, was den Umrichter entlastet.
- Durch den Betrieb mit $s = 0$ hat die Synchronmaschine auch den besseren Wirkungsgrad, wodurch sie für größte Leistungen geeignet ist.

Den Leistungsfluss von Synchron- und Asynchronmaschine zeigt Abb. 16.20.

- Aufgabe des Wechselrichters ist es, eine sinusförmige Spannung einstellbarer Frequenz und Amplitude (bei der Synchronmaschine auch Phasenlage) zu erzeugen.
- Da ein Wechselrichter nur im Schalterbetrieb arbeitet, treten in der Spannung und im Strom Oberschwingungen auf. Die Folge sind elektrische Zusatzverluste und mechanische Pendelmomente und Geräusche.

16.6 Zusatzverluste durch Stromrichterspeisung

Ein Stromrichter stellt stets eine rechteckförmige Wechselspannung zur Verfügung. Der Effektivwert der Spannung setzt sich aus einem Grundschwingungsanteil U_1 und einem Verzerrungsanteil U_{VZ} zusammen (s. Kap. 15) und kann allgemein mit Gl. 16.12 beschrieben werden. Die erste Oberschwingung hat hier die Ordnungszahl 5.

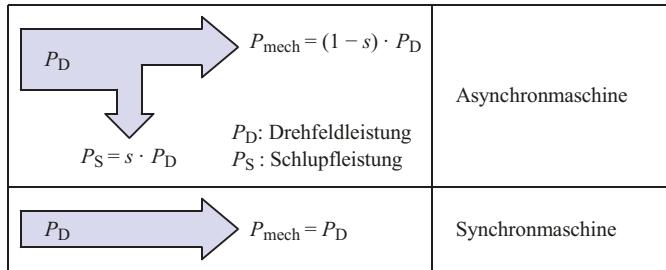


Abb. 16.20 Leistungsbilanz von Synchro- und Asynchronmaschine

$$U = \sqrt{U_1^2 + U_{VZ}^2} \quad \text{mit } U_{VZ} = \sqrt{\sum_5^{\infty} U_v^2} \text{ und } U_v = k_{u,v} U_1 \quad \text{folgt:} \quad (16.12)$$

$$U = U_1 \sqrt{1 + \sum_5^{\infty} k_{u,v}^2}$$

Der Faktor $k_{u,v}$ ist bei reiner Sinusform der Spannung Null. Im getakteten Betrieb ($q = 1$, rechteckförmige Spannung) verhält sich $k_{u,v}$ entsprechend Gl. 16.13. Für den gepulsten Betrieb ($q > 1$) folgt $k_{u,v}$ aus der Fourieranalyse der jeweiligen Spannungskurvenform u .

$$k_{u,v} = \frac{1}{v} \quad (16.13)$$

Für den Stromeffektivwert I folgt analog zu Gl. 16.12:

$$\text{mit } I_v = k_{i,v} I_1 \quad \text{folgt: } I = I_1 \sqrt{1 + \sum_5^{\infty} k_{i,v}^2} \quad (16.14)$$

- Die Stromrichterspeisung führt durch die Verzerrungsanteile zu einer Anhebung des Gesamt-Effektivwertes von Strom und Spannung – und damit zu einem Anstieg der Stromwärmeverluste der Maschine, ohne die Leistung der Maschine zu steigern.

Hierbei ist noch zu beachten, dass sich für höhere Ordnungszahlen ein Widerstandsanstieg durch den Skin-Effekt bemerkbar macht. Gl. 16.15 und 16.16 zeigen die Berechnung der Stromwärmeverluste P_{Cu} bei Stromrichterspeisung einer Asynchronmaschine unter Berücksichtigung des frequenzabhängigen ohmschen Widerstandes von Ständer ($R_{S,v}$) und Läufer ($R_{R,v}$). Der jeweils erste Summand beschreibt die Grundschwingungsverluste, der zweite Summand die Zusatzverluste durch Stromrichterspeisung.

$$\text{Ständerverluste: } P_{\text{Cu,S}} = 3 \left[I_{S,1}^2 R_{S,1} + \sum_{v=5}^{\infty} I_{S,v}^2 R_{S,v} \right] \quad (16.15)$$

$$\text{Ständerverluste: } P_{\text{Cu,R}} = 3 \left[I_{R,1}^2 R_{R,1} + \sum_{v=5}^{\infty} I_{R,v}^2 R_{R,v} \right] \quad (16.16)$$

- Wegen der thermischen Bestimmung der Bemessungsleistung eines Antriebes muss die mechanische Leistung eines Antriebes um den Anteil dieser Zusatzverluste reduziert werden – oder ein Motor mit entsprechend vergrößerter Bemessungsleistung gewählt werden. Man kann dabei von einer pauschalen Leistungsminderung von bis zu 10 % ausgehen.
- Wegen des Skin-Effektes (Gl. 17.16) kann eine Anhebung der Wechselrichter-Taktfrequenz zu erhöhten Zusatzverlusten führen.

16.7 Leistungssteuerung bei konstanter Ständerfrequenz

Diese Verfahren nach Abb. 16.21 sind nur möglich bei einer Asynchronmaschine. Die Leistungssteuerung erfolgt über den Schlupf s . Die Schlupfleistung P_s wird entweder in einem externen Widerstand (gepulster Läuferwiderstand) oder allein im Rotorwiderstand in Wärme umgewandelt (Drehstromsteller). In jedem Falle hat der Antrieb wegen der Schlupfleistung einen schlechten Wirkungsgrad. Besser ist es, wenn die Schlupfleistung aus dem Läufer über einen Umrichter abgeführt und wieder dem speisenden Netz zurückgeliefert wird. Solche Anordnungen werden als Stromrichterkaskaden bezeichnet (USK/OSK). Den Leistungsfluss verdeutlicht Abb. 16.22.

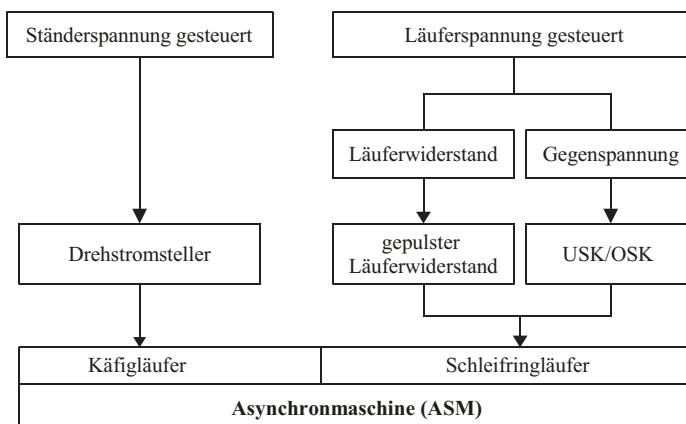


Abb. 16.21 Steuerverfahren mit konstanter Ständerfrequenz

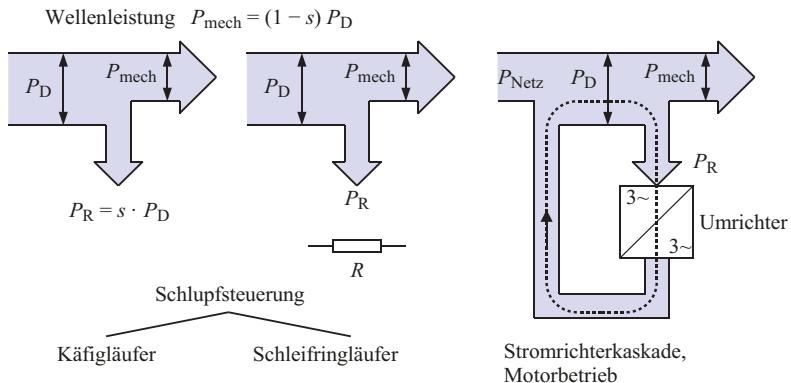


Abb. 16.22 Leistungsfluss bei Drehzahlsteuerungen mit konstanter Ständerfrequenz

16.7.1 Drehstromsteller W3

Der Drehstromsteller W3 nach Abb. 16.23 besteht aus drei Wechselstromstellern W1 und steuert den Effektivwert des Drehspannungssystems. Bedingt durch die Anschnittsteuerung ist das Spannungssystem oberschwingungshaltig, wodurch in der Maschine Zusatzverluste und Geräusche entstehen.

Das erzeugte Drehmoment M_M ändert sich mit dem Schlupf s nach der Klossschen Formel (Gl. 16.17), das Kippmoment M_K ändert sich quadratisch mit der Ständerspannung U_S .

$$M_M = M_K \frac{2}{\frac{s_K}{s} + \frac{s}{s_K}} \quad \text{mit } M_K \sim \left(\frac{U_S}{U_{S,n}} \right)^2 \quad (16.17)$$

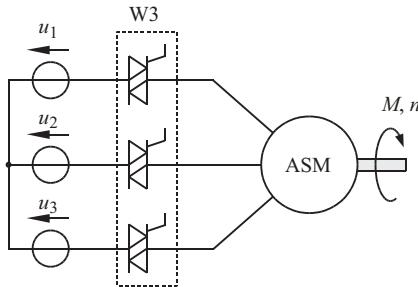


Abb. 16.23 Drehstromsteller

Der Drehstromsteller steuert den Effektivwert der Motorspannung durch Phasenanschnittsteuerung. Dadurch kann das Drehmoment der Maschine abgesenkt werden. Die Drehzahländerung ergibt sich durch den Arbeitspunkt mit dem Gegenmoment.

- Das Verfahren hat wegen der hohen Schlupfleistung einen schlechten Wirkungsgrad η

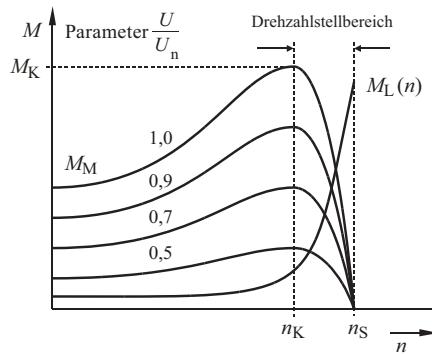


Abb. 16.24 Steuerung des Drehmomentes

Die Drehzahl ergibt sich durch den Schnittpunkt von Drehmoment- und Gegenmomentkurve. Der Arbeitspunkt ist stabil, wenn

$$M_L = M_M \text{ und } \frac{dM_M}{dn} < \frac{dM_L}{dn}$$

Dieses Verfahren ist günstig für Lasten mit quadratischen bzw. kubischen Drehmomentverlauf über der Drehzahl wie z. B. Pumpen und Lüfter.

Die Drehzahl n liegt im Bereich $n_K < n < n_S$.

n_S : synchrone Drehzahl

s_K : Kippschlupf

U_S : Ständerspannung

$U_{S,n}$: Nennspannung

Der Schnittpunkt des Lastmomentes M_L mit der Drehmomentkurve der ASM in Abb. 16.24 kann sinnvoller Weise nur oberhalb der Kippdrehzahl n_K liegen. Deshalb ist diese Art der Leistungssteuerung nur für einen kleinen Drehzahlbereich geeignet. Die Schlupfleistung P_S entsteht allein im Läufer, so dass bei Dauerbetrieb mit erhöhtem Schlupf eine vergrößerte Bemessungsleistung der Maschine erforderlich ist. Für den Wirkungsgrad η gilt Gl. 16.18.

$$\text{Wirkungsgrad: } \eta = \frac{P_m}{P_D} \cdot 100\% = (1 - s) \cdot 100\% \quad (16.18)$$

16.7.2 Pulsgesteuerter Läuferwiderstand

Der Kippschlupf s_K einer DAM verhält sich proportional zum Läuferwiderstand. Zur Steuerung des wirksamen Läuferwiderstandes dient ein pulsgesteuerter Widerstand nach Abb. 16.25.

Der Gleichstrom I_d wird durch die Drossel L_d ideal geglättet. In den Rotorwicklungen fließt daher ein blockförmiger Wechselstrom mit dem Effektivwert I_2 (Abb. 16.25). Die auf der Läuferseite umgesetzte Wirkleistung P_S setzt sich aus einem rotorseitigen Anteil

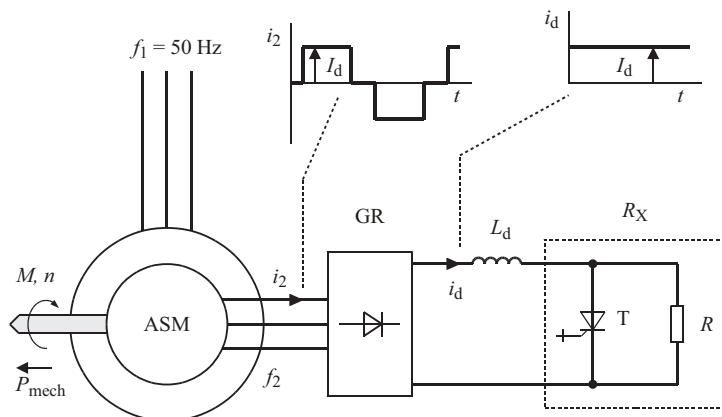


Abb. 16.25 DAM mit Schleifringläufer und pulsgesteuertem Läuferwiderstand

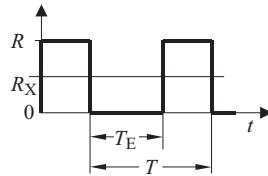


Abb. 16.26 Ermittlung des effektiven Widerstandes R_X
 T = Taktperiode, T_E = Einschaltdauer, a = Aussteuerung

$$R_X = R \cdot \sqrt{1 - a} \text{ mit } a = \frac{T_E}{T}$$

(R_2) und einem Anteil des externen Widerandes R zusammen. Der externe Widerstand wird über den Thyristor T mit der Taktfrequenz $f_T = 1/T$ gesteuert (Abb. 16.26) und geht mit dem Effektivwert R_X in die Leistungsrechnung nach Gl. 16.19 ein.

$$P_S = 3 \cdot I_2^2 R_2 + I_d^2 R_X = 3(R_2 + R_{2Z})I_2^2 \quad \text{mit } R_{2Z} = \frac{R_X}{3} \cdot \left(\frac{I_d}{I_2}\right)^2 \quad (16.19)$$

P_S : Rotorleistung,

R_2 : Rotorwiderstand

Der wirksame Widerstand ist der um den R_{2Z} vergrößerte Wert von R_2 . Bei nicht lückendem Strom I_d ergibt sich Gl. 16.20 für den Zusammenhang zwischen dem Gleichstrom I_d und dem Effektivwert des Läuferstromes I_2 . Durch Einsetzen in Gl. 16.19 folgt Gl. 16.21.

$$\frac{I_d}{I_2} = \sqrt{\frac{3}{2}} \quad (16.20)$$

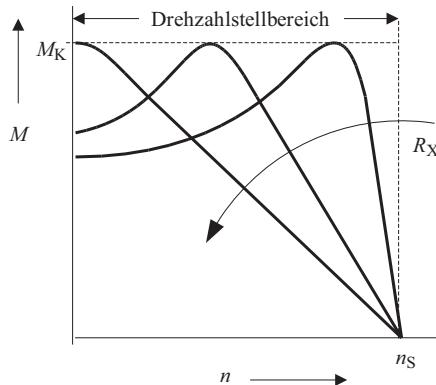


Abb. 16.27 Drehzahlverstellung bei konstantem Kippmoment M_K

- Die zusätzliche Schlupfleistung fällt außerhalb der Maschine an.
- Aufgrund der hohen Schlupfleistung hat dieses Verfahren jedoch einen schlechten Wirkungsgrad. Die Betriebsdrehzahl stellt sich über den Schnittpunkt mit der Lastmomentkennlinie analog zu Abb. 16.24 ein

$$R_{2Z} = \frac{R_X}{2} \quad (16.21)$$

Über die Aussteuerung a des Thyristors T kann daher die Drehmomentkennlinie nach Abb. 16.27 eingestellt werden.

16.7.3 Stromrichterkaskade

Wenn die im Rotor auftretende Schlupfleistung P_S über einen Frequenzumrichter (FU) wieder in das Netz zurückgespeist wird, so lassen sich die Verluste des vorherigen Verfahrens weitgehend vermeiden und man erhält einen Antrieb mit sehr hohem Wirkungsgrad. Der läuferseitige Frequenzumrichter muss für die Schlupfleistung der Asynchronmaschine bemessen sein. Je nach Anwendungsfall bis ca. 20 % der Maschinen-Bemessungsleistung. Die Zusammenschaltung von Asynchronmaschine und Frequenzumrichter nach Abb. 16.28 wird als Stromrichterkaskade bezeichnet. Wir unterscheiden zwischen Stromrichterkaskaden mit Strom- und Spannungzwischenkreisumrichter sowie Stromrichterkaskaden mit Direktumrichter.

$$n = n_S \cdot (1 - s) \quad \text{mit } n_S = \frac{f_1}{p} \quad \text{und } s = \frac{P_S}{P_1} \quad (16.22)$$

Die Steuerung von P_S erfolgt über den Frequenzumrichter (FU).

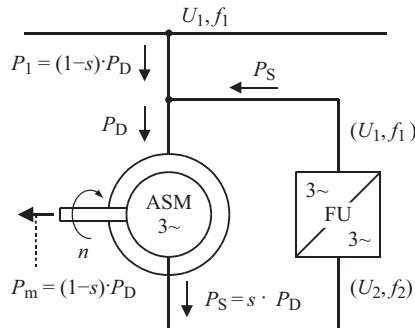


Abb. 16.28 Stromrichterkaskade

Der Frequenzumrichter (FU) speist die Schlupfleistung P_S in das speisende Netz zurück. Bei idealer Maschine und idealem FU entstehen dabei keine Verluste. Abhängig vom Umrichtertyp kann durch Steuerung der Leistung P_S nach Gl. 16.22 die Drehzahl n in weiten Grenzen verstellt werden und zwischen motorischem und generatorischem Betrieb umgesteuert werden.

P_1 : zugeführte Leistung

P_D : Drehfeldleistung P_S : Schlupfleistung

P_m : mechanische Leistung

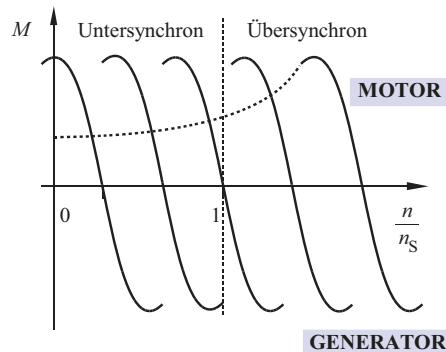


Abb. 16.29 Drehzahlsteuerung mit einer Stromrichterkaskade

- Die Asynchronmaschine ist statorseitig mit einer festen Frequenz f_1 gespeist, wodurch die synchrone Drehzahl n_s als Bezugsgröße festliegt.
- Die seitliche Verschiebung der Kennlinien erfolgt durch den rotorseitigen Frequenzumrichter

16.7.3.1 Ausführung mit Stromzwischenkreis

In Abb. 16.30 ist der Stromrichter über eine ungesteuerte B6-Diodenbrücke mit dem Zwischenkreis verbunden. Der Zwischenkreisstrom I_d ist mit Gl. 16.20 direkt proportional zum Läuferstrom. Die Kommutierung des läuferseitigen Stromrichters GR erfolgt maschinengeführt durch die Rotorspannung. L_d begrenzt die Welligkeit von i_d und verhindert ein Stromlücken. Die Rotorfrequenz f_2 wird nicht beeinflusst, der asynchrone Charakter der Mn -Kennlinie bleibt erhalten (Abb. 16.29).

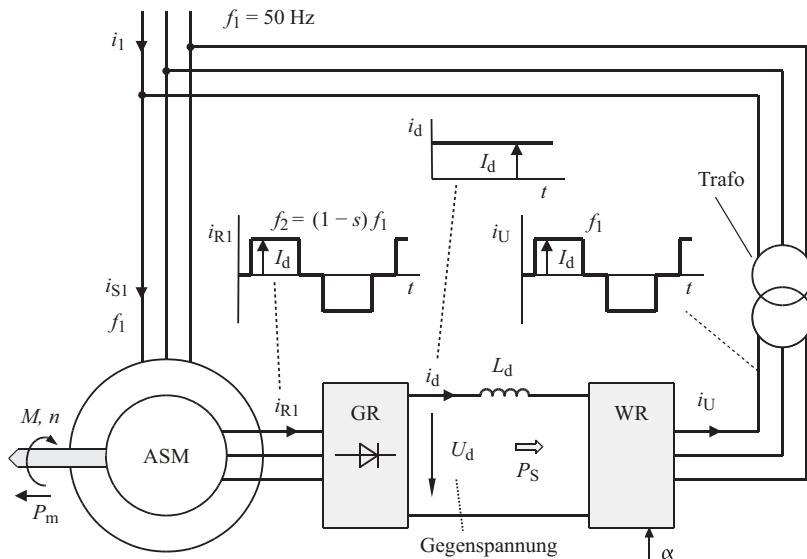


Abb. 16.30 Stromrichterkaskade mit Stromzwischenkreisumrichter

Die Leistungssteuerung erfolgt über die Gleichspannung U_d des netzseitigen Stromrichters. Dieser stellt für den Läufer eine konstante Gegenspannung U_d dar. Für $U_d = 0 \text{ V}$ verhält sich die ASM wie eine Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer. Arbeitet der Netzstromrichter als Wechselrichter (WR), so ist $U_d < 0$, wodurch der Nulldurchgang der Mn -Kennlinie schon bei Drehzahlen kleiner als n_s erfolgt. Die ASM arbeitet im untersynchronen Drehzahlbereich. Das System wird daher als **untersynchrone Stromrichterkaskade** (USK) bezeichnet (siehe Abb. 16.31). Durch den eingeprägten Zwischenkreisstrom (siehe i_d und i_U in Abb. 16.30) können ungünstige Drehmomentpendelungen und Netzrückwirkungen auftreten.

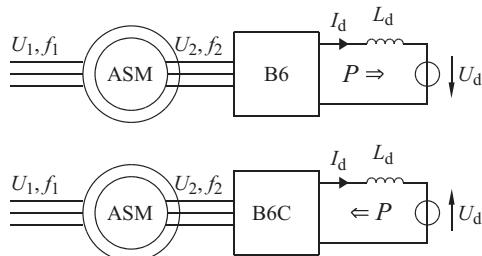


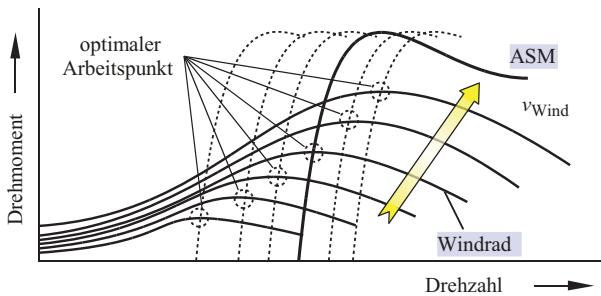
Abb. 16.31 Unter- und übersynchrone Betriebsart

Der netzseitige Stromrichter steuert die Spannung U_d . L_d entkoppelt die Spannungsober schwingungen von netz- und maschinenseitigen Stromrichtern

oben: Untersynchrone Kaskade (USK)

unten: Übersynchrone Kaskade (ÜSK)

Abb. 16.32 Drehmoment-Drehzahl Kennlinien eines Windrades mit einer Asynchronmaschine als Generator
(Parameter: v_{Wind})



Wird auch der maschinenseitige Gleichrichter als steuerbare Brücke (B6C) ausgeführt, so kann die Energieflussrichtung umgekehrt werden, d. h. dem Läufer kann Energie über den Zwischenkreis zugeführt werden. In diesem Fall arbeitet der maschinenseitige Stromrichter als Wechselrichter und der netzseitige Stromrichter als Gleichrichter. Die Gleichspannung U_d unterstützt den Zwischenkreisstrom I_d . Der Null durchgang der M_n -Kennlinie wird zu Drehzahlen oberhalb der synchronen Drehzahl n_s verschoben ($s < 0$). Daher nennt man diese Schaltung **übersynchrone Stromrichterkaskade** (ÜSK).

Die Stromrichterkaskade wird häufig zur Leistungssteuerung von Windkraftgeneratoren (optimaler Arbeitspunkt) eingesetzt. Die Drehmomentkennlinie eines Windgenerators zeigt Abb. 16.32 zusammen mit der Kennlinie einer Schleifringläufer-Asynchronmaschine (DAM).

16.7.3.2 Ausführung mit Spannung zwischenkreis

Durch den Einsatz selbstgeführter Stromrichter kann die Rotorfrequenz f_2 von Außen eingestellt werden, so dass sich die mechanische Drehzahl aus dem Verhältnis von Rotor- und Statorfrequenz ergibt. Die Maschine verliert dabei ihren asynchronen Charakter und verhält sich wie eine Synchronmaschine. Der Energieaustausch wird über die Einstellung der Phasenlage gesteuert, wobei auch induktives und kapazitives Verhalten der Maschine erzeugt werden kann. Die Schaltung ist wegen der günstigen Netzverhältnisse sehr gut für die Anwendung bei Windgeneratoren geeignet. Ein solches Anwendungsbeispiel zeigt Abb. 16.33.

In Abb. 16.33 entnimmt der rotorseitige Pulsgleichrichter (PGR) der Asynchronmaschine (ASM) die Schlupfleistung mit sinusförmigem Strom. Die Frequenz f_2 des PGR wird mit Gl. 16.9 so vorgegeben, dass sich auf der Statorseite die Frequenz f_1 einstellt. Der Pulswechselrichter (PWR) speist die Schlupfenergie mit ebenfalls sinusförmigem Strom der Frequenz f_1 in das Netz zurück. Dabei kann die Phasenlage des Netzstromes beliebig induktiv oder kapazitiv eingestellt werden. Der Zwischenkreiskondensator C_d entkoppelt die Stromober schwingungen der ein- und ausgangsseitigen Stromrichter. Zur Unterdrückung höherfrequenter Störströme können Drosseln oder ein Anpasstransformator vorgesehen werden. Zur Inbetriebnahme des Generators kann die Rotordrehzahl mit Netzunterstützung in den Bereich der Nenndrehzahl hochgefahren werden. Die Wirkungsrichtung des Umrichters ist dann umgekehrt wie im Generatorbetrieb. Die gleiche Funktion wie der Umrichter mit Spannung zwischenkreis kann auch über einen 3-phägigen Direktumrichter (DU) im Läuferkreis erreicht werden. Dieser erlaubt die Einstellung von

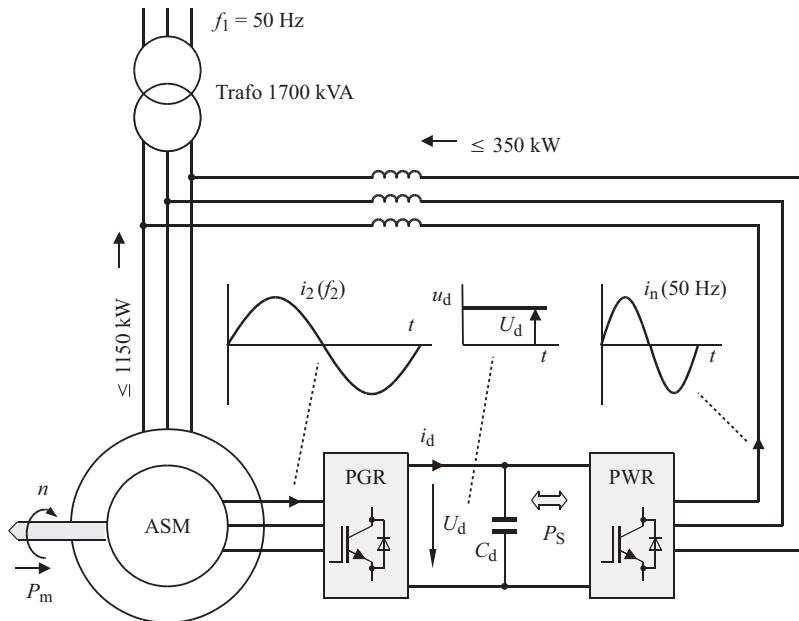


Abb. 16.33 Anwendungsbeispiel: IGBT-bestückter Leistungsteil einer Windkraftanlage

Rotorfrequenzen im Bereich von 0 bis 40 % der Frequenz des speisenden Netzes. Der DU erreicht aber nicht die Qualität der Stromkurvenformen wie der Spannungszwischenkreisumrichter. Näheres zum DU siehe Abschn. 16.8.1.

16.8 Leistungssteuerung bei variabler Ständerfrequenz

Durch eine frequenzabhängige Spannungssteuerung (U/f -Steuerung) kann in der Drehfeldmaschine bei allen Drehzahlen ein konstanter magnetischer Fluss eingestellt werden. Für die Asynchronmaschine bedeutet dies einen drehzahlunabhängigen Schlupf, woraus ein sehr guter Wirkungsgrad und eine günstige Maschinenausnutzung folgt. Durch den konstanten Fluss kann nach Abb. 16.29 das Anfahr- bzw. Stillstandsmoment gleich dem Nennmoment gewählt werden. Abb. 16.34 gibt eine Übersicht über die entsprechenden Verfahren. Wie in Abb. 16.35 dargestellt, wird bei der SM die Magnetisierungsenergie nicht wie bei der ASM über den Stator zugeführt, wodurch der Umrichter entlastet ist.

16.8.1 Prinzip des Direktumrichters

Der Wechselstrom-Direktumrichter (*cyclo converter*) besteht aus der Gegenparallelschaltung zweier netzgeführter B6C-Schaltungen (Teilstromrichter ST_1 und ST_2) nach Abb. 16.36.

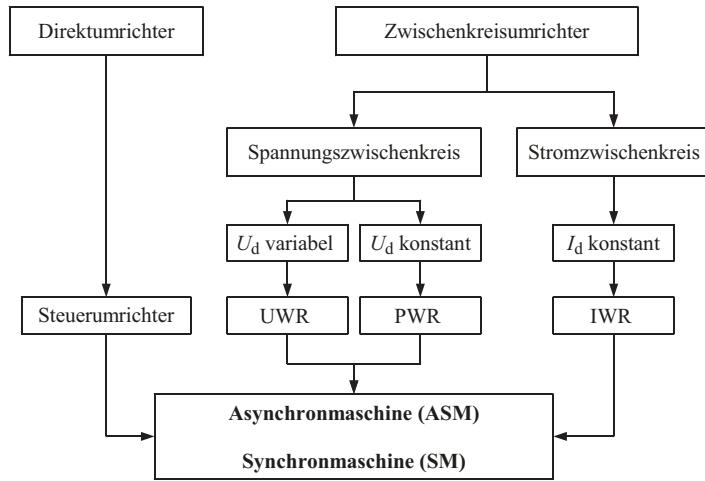


Abb. 16.34 Antriebe mit Drehfeldmaschinen synchroner und asynchroner Bauart

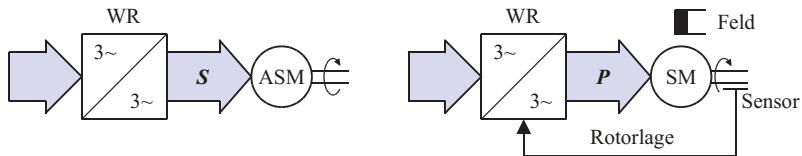


Abb. 16.35 Aufbau und Leistungsfluss bei Zwischenkreisumrichtern. Im Gegensatz zur SM muss der ASM über den Stator die Magnetisierungsenergie zugeführt werden

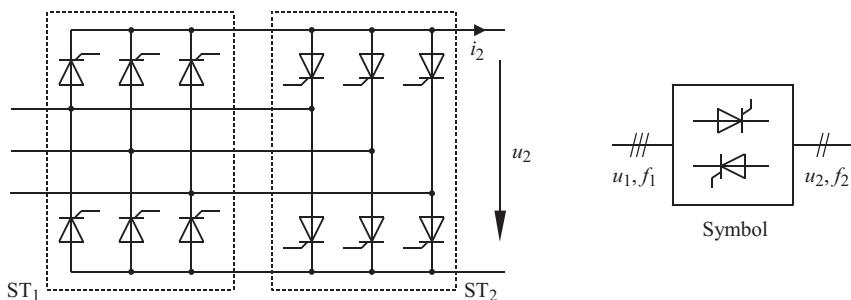


Abb. 16.36 Einphasiger Direktumrichter, Schaltbild und Symbol

Werden die Teilstromrichter ST₁ und ST₂ abwechselnd mit Vollaussteuerung betrieben, so ergibt sich die Ausgangsspannung u_2 in Abb. 16.37 als Hüllkurve über mehrere Perioden des Drehspannungssystems. Der Umrichter wird dementsprechend als *Hüllkurven- oder Trapezumrichter* bezeichnet.

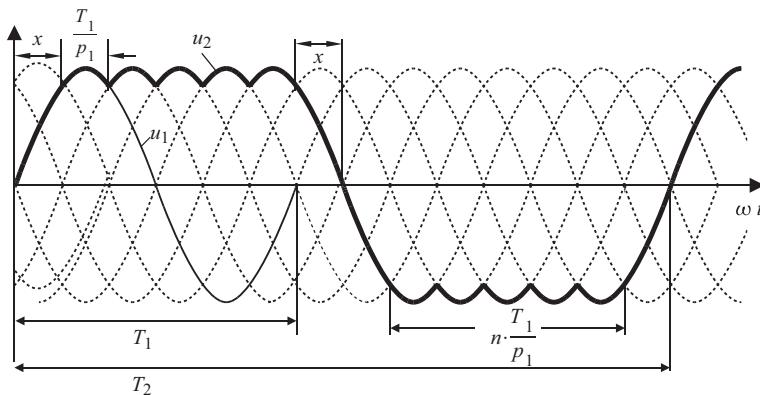


Abb. 16.37 Trapezumrichter mit rein ohmscher Last und $n=6$ (ohne stromlose Pause)

Bezeichnet man die Anzahl der Kuppen je Halbschwingung mit n , so beträgt die Ausgangsfrequenz f_2 nach Gl. 16.24:

$$T_2 = 2 \cdot n \cdot \frac{T_1}{p_1} + 4 \cdot x \text{ mit } 2 \cdot x = \frac{T_1}{2} - \frac{T_1}{p_1} \text{ folgt: } T_2 = T_1 + 2(n-1) \cdot \frac{T_1}{p_1} \quad (16.23)$$

$$f_2 = \frac{1}{T_1 + 2(n-1) \cdot \frac{T_1}{p_1}} \text{ bzw. } \frac{f_2}{f_1} = \frac{1}{1 + 2 \cdot \frac{(n-1)}{p_1}} \quad (16.24)$$

Die Frequenzeinstellung kann über n nur stufig erfolgen. Ein Frequenzschritt ist über die Pulzahl p der Teilstromrichter festgelegt. Die Belastung des DU kann rein ohmsch oder ohmsch-induktiv sein. Die Aussteuerung muss der Belastung zur Vermeidung von Kurzschlüssen angepasst sein. Bei ohmsch-induktiver Belastung wird die Richtungsumkehr der Ausgangsspannung nach Abb. 16.38 dadurch bewirkt, dass der stromführende Stromrichter kurzzeitig in die Wechselrichterendlage ($\alpha_1 = 150^\circ$) gesteuert wird. Durch die Spannungsumkehr arbeitet der DU als Wechselrichter (WR) und erzwingt einen Null-durchgang des Ausgangsstromes. Nach dem Stromnulldurchgang bleiben beide Stromrichter gesperrt (stromlose Pause), anschließend wird der Stromrichter für die neue Polarität der Ausgangsspannung in den Gleichrichterbetrieb ($\alpha_2 = 0^\circ$) gesteuert. Ein typischer Anwendungsfall des Trapezumrichters war bei Diesellokomotiven die $16\frac{2}{3}$ Hz-Zugsammelschienenvorsorgung aus einem 3-phägigen Dieselgeneratornetz.

Werden die Teilstromrichter sinusförmig gesteuert, so stellt sich die Stromkurvenform weitgehend sinusförmig ein und die Ausgangsspannung kann über die Aussteuerung eingestellt werden. Abb. 16.39 zeigt diese Betriebsart als Steuerumrichter am Beispiel der Phasengrößen u_2 und i_2 .

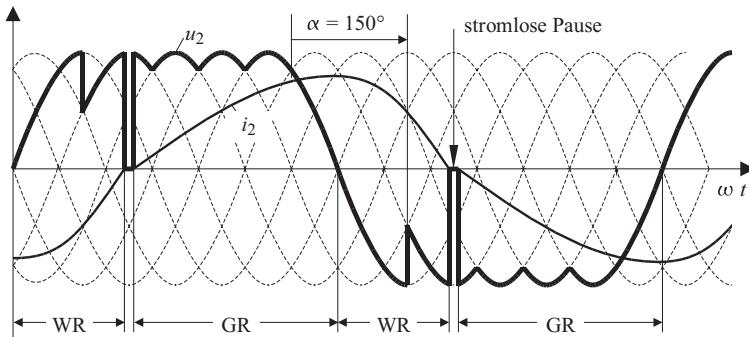


Abb. 16.38 Trapezumrichter mit ohmsch-induktiver Last

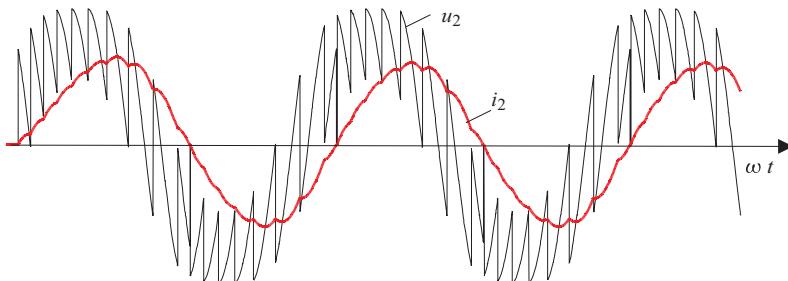


Abb. 16.39 Strom- und Spannungsverlauf bei sinusförmiger Aussteuerung der Teilstromrichter (Steuerumrichter) und ohmsch-induktiver Last

16.8.2 3-phäsiges Direktumrichter

Zur Erzeugung eines 3-phäsgigen Drehstromsystems werden drei netzgeführte einphasige Direktumrichter nach Abb. 16.36 über einen Transformator entsprechend Abb. 16.40 zusammengeschaltet. Der Transformator ist zur Vermeidung von Phasenkurzschlüssen erforderlich. Derartige Umrichter können Drehstromsysteme mit Frequenzen von 0 bis ca. 20 Hz bereitstellen und werden vorzugsweise für sehr langsam laufende Synchronmaschinen (z. B. Zementmühlenantriebe) eingesetzt. Direktumrichter werden für Leistungen bis 100 MVA hergestellt.

Eine moderne Variante des Direktumrichters ist der Matrixumrichter (MU). Der MU arbeitet als selbstgeführter Direktumrichter und ist daher mit abschaltbaren Baulementen wie z. B. IGBTs bestückt und erlaubt durch die höhere Schaltfrequenz eine wesentlich feinere Spannungseinstellung als der netzgeführte 3-phäsiges Direktumrichter. Der bisherige Einsatz des MU beschränkt sich jedoch auf Labormuster.

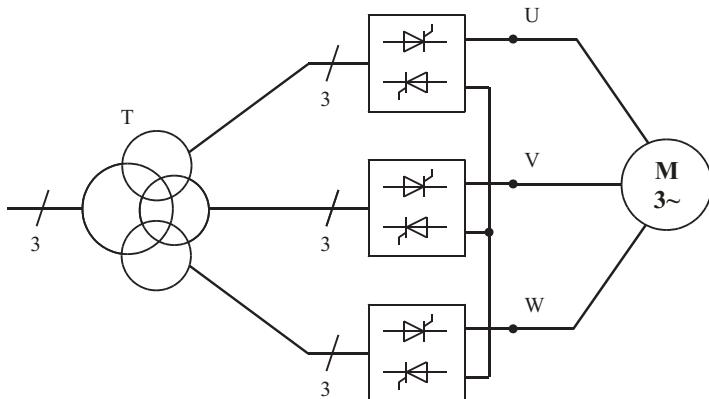


Abb. 16.40 3-phägiger Direktumrichter

16.8.3 Frequenzumrichter

Als Frequenzumrichter (FU) bezeichnet man ein Stromrichtersystem bestehend aus Eingangsstromrichter (ESR), Zwischenkreis (ZK) und Ausgangswechselrichter (WR) mit allen erforderlichen Steuer- und Regel- und Kommunikationseinrichtungen. Die historische Entwicklung spiegelt sich in drei unterschiedlichen Arten von Frequenzumrichtern wider:

- IWR Stromzwischenkreisumrichter mit Blocktaktung,
- UWR Spannungzwischenkreisumrichter mit Blocktaktung,
- PWR Spannungzwischenkreisumrichter mit Pulsbreitensteuerung.

Der PWR stellt heute durch die Verfügbarkeit abschaltbarer Ventile den Hauptanteil aller Frequenzumrichter. Der PWR bietet bei hohen Schaltfrequenzen einen annähernd sinusförmigen Stromverlauf auf der Maschinen- und Netzseite. Der Frequenzumrichter mit Stromzwischenkreis wird häufig bei Synchronmaschinenantrieben im höchsten Leistungsbereich wegen der vergleichsweise geringen Schaltverluste eingesetzt. Zudem kann bei diesem Umrichtertyp relativ einfach über eine B6C-Schaltung eine Energierückspisung erreicht werden. Eine Übersicht über den Aufbau dieser Frequenzumrichter zeigt Abb. 16.41. In Abb. 16.42 sind für Umrichter mit Spannungzwischenkreis übliche Einspeisestromrichter aufgelistet. Hierbei stehen die Drehstromanwendungen im Vordergrund. Schaltungen für 1-phägigen Wechselstrom- und für Gleichstromeinspeisungen sind ebenfalls möglich. Hier sei auf den 1-phägigen-4QS (Abschn. 10.2) bzw. die Gleichspannungswandler (Kap. 18) hingewiesen.

Die Aufgabe eines Einspeisestromrichters (ESR) besteht darin, die Zwischenkreisenergie bereit zu stellen. Abhängig von der Schaltung des Wechselrichters wird ein eingeprägter Strom (IWR) oder eine eingeprägte Spannung (UWR, PWR) benötigt.

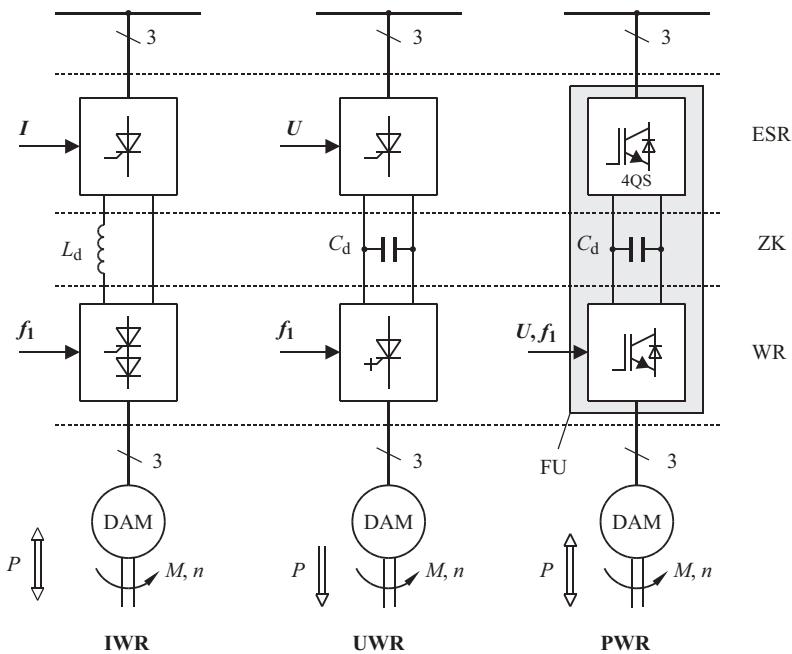


Abb. 16.41 Aufbau von Frequenzumrichtern mit Strom- und Spannungszwischenkreis

ESR-Schaltung	Eigenschaften
<p>3 × 400 V 50 Hz</p> <p>ungesteuerte B6-Schaltung</p>	<ul style="list-style-type: none"> Aufnahme von Grundschwingungsblindleistung Verzerrungsleistung durch nicht sinusförmigen Eingangsstrom Gleichspannung direkt von der Höhe der Eingangsspannung abhängig Keine Energierückspeisung möglich Keine Blindleistungskompensation möglich Geringe Kosten
<p>3 × 400 V 50 Hz</p> <p>Vierquadrantensteller (4QS)</p>	<ul style="list-style-type: none"> Keine Aufnahme von Grundschwingungsblindleistung Sehr geringe Verzerrungsleistung durch sinusförmigen Eingangsstrom Einstellbare und konstante Gleichspannung Hohe Gleichspannung ($U_d > \dot{u}_L$) Energierückspeisung möglich Blindleistungskompensation möglich Höhere Kosten

Abb. 16.42 Vergleich möglicher Einspeisestromrichter für eine Drehstromeinspeisung



Abb. 16.43 Typische Stromkurvenformen bei unterschiedlichen Frequenzumrichtern

Während die Zwischenkreisspannung für den UWR mit der Ausgangsfrequenz des Wechselrichters einstellbar sein muss, benötigt der PWR eine konstante Zwischenkreisspannung. Der IGBT-Ausgangswechselrichter arbeitet z. B. mit PWM und stellt gleichzeitig Spannung und Frequenz der Ausgangsgrößen ein. Bremsenergie muss entweder über einen rückspieisefähigen Eingangstromrichter in das speisende Netz zurückgespeist oder mit einem Bremswiderstand in Wärme umgewandelt werden. Im einfachsten (und kostengünstigsten) Fall wird eine ungesteuerte B6-Schaltung entsprechend Abb. 16.42 eingesetzt. Zur Reduzierung der Netzrückwirkungen dient eine 3-phägige Eingangsdrossel. Die Gleichspannung ist direkt proportional zur Netzspannung, eine Energierückspeisung ist nicht möglich. Das gilt auch, wenn zur Steuerung der Gleichspannung eine gesteuerte B6-Schaltung zum Einsatz kommt (eine Umpolung der Gleichspannung für den Wechselrichterbetrieb ist beim Spannungszwischenkreis nicht möglich). Wesentlich komfortabler ist der Einsatz eines Vierquadrantenstellers nach Abb. 16.42. Hierbei kann die Energie beliebig übertragen werden, und es treten im wesentlichen nur höherfrequente Netzrückwirkungen auf. Die Zwischenkreisspannung muss allerdings immer höher als der Scheitelwert der Netzspannung sein (siehe Abschn. 10.2.2.3).

Die typischen Ausgangsgrößen der Frequenzumrichter zeigt Abb. 16.43. Der IWR liefert ein rechteckförmiges Drehstromsystem, der UWR liefert ein rechteckförmiges Drehspannungssystem. Die Stromkurvenform ist beim UWR aber schon sinusförmiger als beim IWR. Durch den sinusförmig gesteuerten Pulsbetrieb des PWR kann ein nahezu sinusförmiger Stromverlauf erreicht werden. Bei hinreichender Schaltfrequenz arbeitet der Antrieb ohne stromrichtertypische Geräusche, und das erzeugte Drehmoment ist weitgehend frei von Pendelmomenten.

In allen Fällen mit Spannungszwischenkreis werden dem Umrichtersystem ausgehend vom Drehzahlsollwert n_W -Sollwerte für Spannung und Frequenz vorgegeben. Mit diesen Sollwerten wird die synchrone Drehzahl n_S der angeschlossenen ASM festgelegt. Die Methode zur Erzeugung der Spannungs- und Frequenzsollwerte kann zum einen eine reine Kennliniensteuerung sein (skalarer Sollwerte, U, f), zum anderen ein mehr oder weniger aufwendiges Regelverfahren mit einem komplexen Sollwert (Spannungsraumzeiger \underline{U}) darstellen.

16.8.3.1 U/f-Kennliniensteuerung

Die Drehzahlsteuerung erfolgt über Vorgabe der Drehfeldfrequenz f . Damit der magnetische Fluss ψ , und damit das Kippmoment der Maschine, sich nicht mit der

Drehzahl ändert, wird bei jeder Drehzahlverstellung die Spannung U proportional zu f geändert. Dies ist möglich, solange die Maschine unterhalb der Nenndrehzahl betrieben wird. Für Drehzahlen oberhalb der Nenndrehzahl bleibt die Spannung konstant und der Fluss sinkt proportional zu $1/f$. Der Zusammenhang von U und f über den gesamten Drehzahlbereich wird durch eine Kennlinie nach Abb. 16.19 beschrieben (U/F-KL). Bei einer sprunghaften Änderung des Drehzahlsollwertes laufen in der Maschine elektromagnetische Ausgleichsvorgänge ab, so dass die Dynamik des Drehmomentes gering ist. Die Lastabhängigkeit der Drehzahl kann über die Schlupfkompensation (S-KOMP) in weiten Grenzen kompensiert werden. Bei der Schlupfkompensation (S-KOMP) wird der lastabhängige Drehzahlabfall der Asynchronmaschine durch eine lastgesteuerte Frequenzanhebung kompensiert. Eine Übersicht über die Einstellmöglichkeiten zeigt Abb. 16.45. Im Vergleich zum Betrieb am starren Netz ist das erreichbare Lastverhalten der Drehzahl dadurch deutlich verbessert, so dass bei geringeren Anforderungen an die Drehzahlgenauigkeit und -dynamik auf eine Drehzahlregelung verzichtet werden kann. Durch den Betrieb mit konstantem Fluss ist das Nennmoment für $(0 < n < n_n)$ unabhängig von der Drehzahl und steht ab Drehzahl Null zur Verfügung. Bei sehr kleinen Frequenzen macht sich der Spannungsabfall am ohmschen Widerstand der Wicklung störend bemerkbar. Die Spannung wird dann zur Kompensation des ohmschen Spannungsabfalles angehoben (BOOST). Zur Kompensation des stromabhängigen Spannungsabfalls in der Maschine dient RKOMP. Abweichungen der Zwischenkreisspannung U_d vom Sollwert werden über eine Aussteuerungs- bzw. Frequenzänderung ebenfalls korrigiert (UD-KOMP). Durch die Festlegung der Hochlauf- bzw. Bremszeit über einen Hochlaufgeber (HLG) ist dieser Frequenzumrichter auch als „Sanftanlaufgerät“ einsetzbar. Zur Inbetriebnahme des Frequenzumrichters erfolgt in Abb. 16.44 zunächst die Aufladung des Zwischenkreises über den Vorladewiderstand R_V . Nach erfolgter Aufladung wird R_V mit S_V überbrückt und der Umrichter ist betriebsbereit. Für den Bremsbetrieb steht ein Bremswiderstand R_B zur Verfügung. Der Effektivwert des Bremswiderstandes wird durch Taktbetrieb des Transistors T der erforderlichen Bremsleistung angepasst. Die abführbare Bremsenergie wird durch die Kühlung von R_B und T festgelegt. Wird der Eingangsgleichrichter als Vierquadrantensteller rückspeisefähig ausgeführt, so kann die Bremsenergie in das Versorgungsnetz zurückgespeist werden.

16.8.3.2 Feldorientierte Regelung

Wie bei der Kennliniensteuerung wird die Drehzahl über die Drehfeldfrequenz vorgegeben. Damit man aber auch *das Drehmoment direkt steuern* kann, hat man sich folgende Strategie überlegt:

Die Steuerung der Maschine erfolgt in Abb. 16.46 nicht mehr über das statofeste Spannungssystem wie bei der U/f -Kennliniensteuerung, sondern man nimmt sich die räumliche Lage des Rotorflusszeigers als Bezugsgröße. Hierzu benötigt man die aktuelle Position des Rotorflusszeigers. Der Flusszeiger kann entweder durch Messung (direkte Feldorientierung) oder durch Berechnung anhand eines Maschinenmodells aus den bekannten elektrischen Größen (indirekte Feldorientierung) bestimmt werden. Man legt

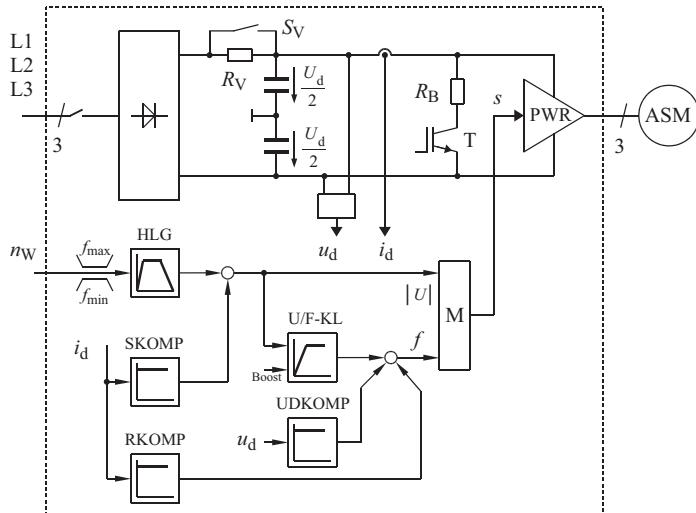


Abb. 16.44 Typische Struktur einer Drehzahlsteuerung mit U/f -Kennliniensteuerung des Wechselrichters (n_W : Drehzahlsollwert)

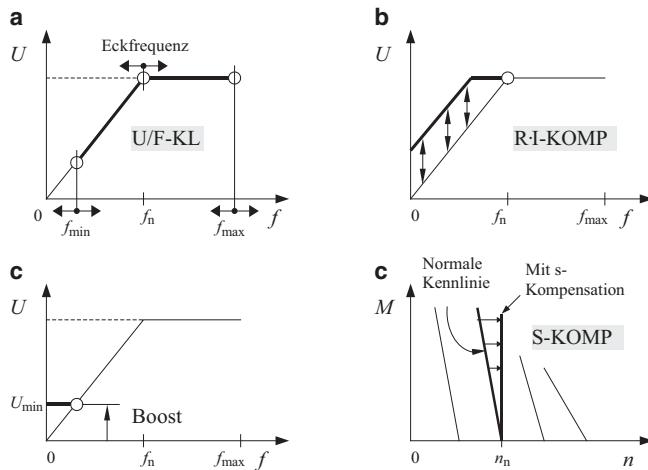


Abb. 16.45 Einstellmöglichkeiten bei der U/f -Kennliniensteuerung

die d-Achse des rotierenden Koordinatensystems in die Richtung der Flussachse (Abb. 16.47). Im stationären Zustand ruht der Spannungszeiger \underline{u}_S und der Stromzeiger i_S relativ zum Flusszeiger ψ mit einer konstanten Phasenlage. Zerlegt man den Stromzeiger in eine Komponente parallel zum Flusszeiger (I_x) und senkrecht zu Flusszeiger (I_y), so hat man zwei Steuereingänge, um unabhängig voneinander den magnetischen Fluss und das Drehmoment einzustellen.

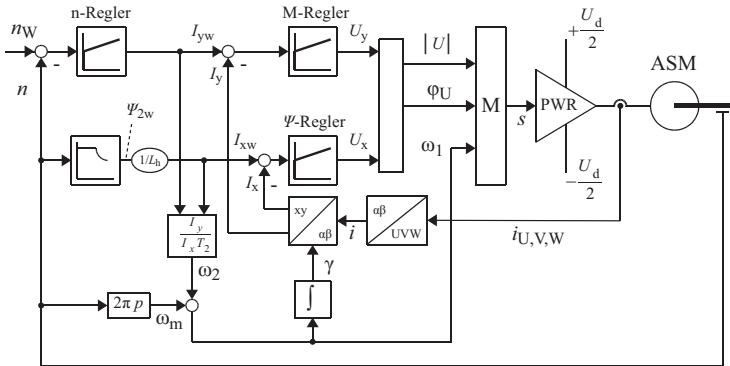


Abb. 16.46 Typische Struktur einer Drehzahlregelung in flussorientierten Koordinaten

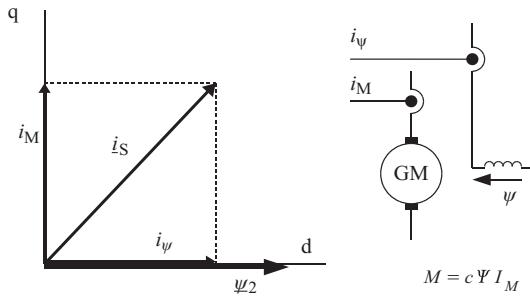


Abb. 16.47 Feldorientierter Betrieb

links: Zerlegung des Statorstromzeigers i_s in drehmoment- und flussbildende Komponenten
rechts: Analogie zur Gleichstrommaschine (c : Maschinenkonstante)

- Die Drehmomentsteuerung kann unabhängig vom magnetischen Fluss erfolgen, wodurch diese Methode eine sehr hohe Dynamik aufweist.
- Im Gegensatz zur Kennliniensteuerung, bei dem die Spannungsvorgabe skalar erfolgt (Effektivwert), wird bei der feldorientierten Regelung dem Modulator M der Spannungssollwert als komplexer Effektivwert $\underline{U} = U e^{j(\omega_1 t + \varphi_U)}$ (Raumzeiger) vorgegeben.

Durch die Wahl des rotorflussbezogenen Bezugssystems kann die Asynchronmaschine wie eine fremderregte Gleichstrommaschine in Abb. 16.47 geregelt werden. Es gibt Eingriffsmöglichkeiten für den Magnetisierungsstrom i_ψ und für den drehmomentbildenden Strom i_M . Hierin liegt der entscheidende Unterschied zur Kennliniensteuerung nach Abb. 16.44 [1, 2, 3].

Der Aufwand, der mit der feldorientierten Regelung insbesondere für die Koordinatentransformation verbunden ist, hat den Einsatz dieses Verfahrens in der Vergangenheit verzögert. Durch die Verfügbarkeit preiswerter digitaler Signalprozessoren, in denen die gesamte Regelung mit der erforderlichen Software bereits integriert ist, wird die feldorientierte Regelung zunehmend zur Standardlösung für hochdynamische Antriebe.

Das Drehmoment M kann wie bei einer Gleichstrommaschine durch Steuerung der momentbildenden Stromkomponenten (Ankerstrom i_M) eingestellt werden, ohne den magnetischen Fluss ψ zu ändern. Hierdurch erklärt sich die hohe Dynamik der feldorientierten Regelung.

16.8.4 Abschätzung der Zwischenkreisgrößen

Viele Frequenzumrichter arbeiten mit einem Spannung zwischenkreis. Zentrales Baulement dieses Zwischenkreises ist der Zwischenkreiskondensator C_d (siehe auch Abschn. 13.1.7.2). Nachfolgend erfolgt eine Abschätzung der Strom- und Spannungsbelastung des Zwischenkreises durch einen gegebenen Asynchronmotor ($P_n, U_n, \cos \varphi, \eta_M$).

Als Vereinfachung und zur besseren Vergleichbarkeit arbeitet der Wechselrichter mit Nennleistung im Taktbetrieb ($q = 1$). Der Maschinenstrom sei sinusförmig (vgl. Abb. Abb. 12.15), die Zwischenkreisspannung U_d sei konstant. Abb. 16.48a zeigt die sinusförmig angenommenen Maschinenströme $i_{U,V,W}$, den Zwischenkreisstrom i_d und die Phasenspannung u_{UK} der Maschine. In Abb. 16.48b ist der Umrichter mit Zwischenkreiskondensator C_d und Asynchronmaschine dargestellt. Gemessene Größen zeigt Abb. 16.49.

Mit der abgegebenen mechanischen Leistung P_m und den weiteren Motordaten lässt sich der Effektivwert des sinusförmig angenommenen Phasenstromes i_U aus Gl. 16.25 ermitteln.

$$\text{Phasenstrom: } I_U = \frac{P_n}{\sqrt{3} \eta_M \cos \varphi U_n} = I_n \quad \text{Sinus: } (\hat{i}_U = \sqrt{2} I_U) \quad (16.25)$$

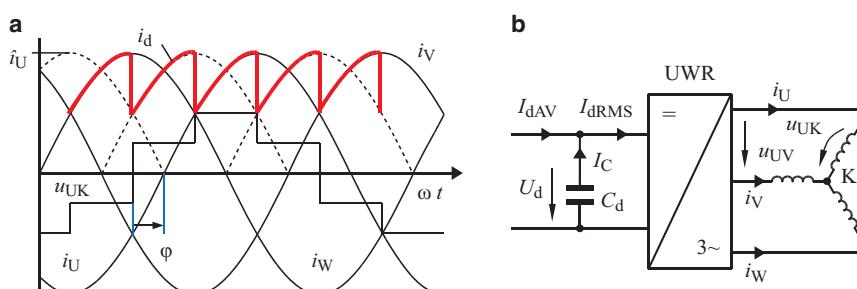
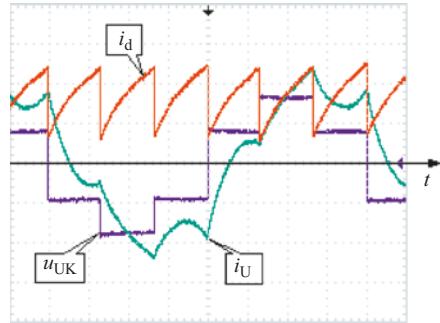


Abb. 16.48 Wechselrichter Ein- und Ausgangsgrößen (idealisiert, $q=1$)

Abb. 16.49 Gemessene Stranggrößen (u_{UK} , i_U) und Zwischenkreisstrom (i_d) einer belasteten Asynchronmaschine bei $q=1$ (Grundfrequenztaktung)



Auf Basis dieses Phasenstromes lassen sich die Zwischenkreisgrößen mit Gl. 16.26 ermitteln. Der Mittelwert $I_{d\text{AV}}$ ist für die vom Zwischenkreis übertragene Wirkleistung zuständig. Der Wechselanteil des Zwischenkreisstromes $I_{d\sim}$ fließt als I_C über den Zwischenkreiskondensator C_d und beschreibt dessen Belastung durch den Wechselrichter. Zur vollständigen Ermittlung der Strombelastung von C_d ist I_C noch um den Anteil des Eingangsstromrichters (hier nicht dargestellt) zu ergänzen.

Kennwerte für den Zwischenkreisstrom i_d (siehe Abb. 16.48):

$$\begin{aligned} \text{Mittelwert: } I_{d\text{AV}} &= I_U \frac{\sqrt{2} \cdot 3}{\pi} \cdot \cos \varphi = 0,955 \hat{i}_U \cdot \cos \varphi \\ \text{Effektivwert: } I_{d\text{RMS}} &= I_U \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos(2\varphi)} \\ \text{Wechselanteil (UWR): } I_{d\sim} &= \sqrt{I_{d\text{RMS}}^2 - I_{d\text{AV}}^2} \end{aligned} \quad (16.26)$$

Die Höhe der Zwischenkreisspannung U_d folgt direkt aus dem geforderten Nennwert der Ausgangsspannung $U_{\text{UV},1} (= U_n)$.

$$\text{Zwischenkreisspannung: } U_d = \frac{U_n}{\sqrt{6}/\pi} = 1,28 \cdot U_n \quad (16.27)$$

Setzt man zum Vergleich wieder die entsprechenden Größen in die Leistungsformel ein, so erhält man für die Leistung im Zwischenkreis:

$$U_d I_d = \frac{U_n}{\sqrt{6}} \pi I_U 3 \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cos \varphi = \sqrt{3} U_n I_U \cos \varphi \quad (16.28)$$

Wenn der Motor in den generatorischen Bereich gesteuert wird, erfolgt eine Energierückspeisung in den Zwischenkreis. In diesem Fall steigt die Zwischenkreisspannung U_d entsprechend der zugeführten Energie ΔW an (Gl. 16.29).

$$\Delta U_d = \sqrt{\frac{2\Delta W}{C_d}} \quad (16.29)$$

Zur Vermeidung daraus resultierender gefährlicher Überspannungen muss die zugeführte Zwischenkreisenergie abgebaut werden. Steht kein rückspeisefähiger Einspeisestromrichter zur Verfügung (z. B. nur eine einfache B6-Schaltung), so muss diese Energie über einen (Brems-)Widerstand R_B in Wärme umgewandelt werden. Zur Leistungssteuerung wird ein zu R_B in Reihe geschalteter gepulster Transistorsteller (Brems-Chopper) eingesetzt. Der Widerstand R_B muss in der Lage sein bei maximaler Einschaltdauer ($T_{E,max}$) die von der Maschine eingespeiste Energie bei der zulässigen (Zwischenkreis-)Spannung ($U_{d,max}$) aufzunehmen. Der Wert von R_B kann mit Gl. 16.30 unter Berücksichtigung der mechanisch eingespeisten Leistung P_m und dem Motorwirkungsgrad η_M (T_S : Schaltperiodendauer) ermittelt werden.

$$R_B = \frac{T_{E,max}}{T_S} \cdot \frac{U_{d,max}^2}{P_m \eta_M} \quad (16.30)$$

16.9 Energieeffizienz von elektrischen Antrieben

70 % des Stromverbrauches der Industrie entfällt auf elektrische Antriebe. Besonders in energieintensiven Branchen, bei mechanisch geregelten Strömungsmaschinen wie Pumpen, Lüftern oder Kompressoren, bei Antrieben mit hoher Betriebsstundenzahl oder Antrieben, die häufig im Teillastbetrieb laufen, gewinnt neben dem Wirkungsgrad zunehmend die Energieeffizienz des gesamten Antriebsstranges an Bedeutung.

$$\text{Wirkungsgrad} = \frac{\text{Abgegebene Leistung}}{\text{Aufgenommene Leistung}} \quad \text{in einem Betriebspunkt}$$

$$\text{Energieeffizienz} = \frac{\text{Abgegebene Energie}}{\text{Aufgenommene Energie}} \quad \text{über ein Lastspiel}$$

In der Europäischen Union wurden daher Gesetze verabschiedet, mit dem Ziel, den Energieverbrauch und damit den CO₂-Ausstoß zu reduzieren. Diese Tatsache schlägt sich in gesetzlichen Vorgaben u. a. zum Wirkungsgrad elektrischer Maschinen nieder (IEC 60034-30). Die Wahl der richtigen Komponenten und Technologien schließt die Lebenszykluskosten der gesamten Anlage mit ein. In der Antriebstechnik sind die Folgekosten im Vergleich zum Anschaffungspreis besonders hoch. So entfallen z. B. 95 % der Lebenszykluskosten eines Motors auf den Betrieb. Dabei sind die Energiekosten der weitaus höchste Kostenfaktor – die Energieeffizienz des Antriebes ist daher von hoher wirtschaftlicher Bedeutung. Ein typisches Antriebssystem setzt sich aus Komponenten

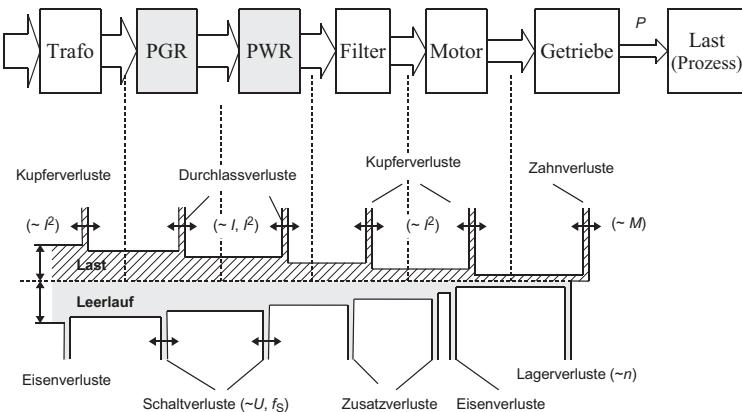


Abb. 16.50 Struktur eines Antriebsstranges mit Verlustarten

mit unterschiedlichen Verlustarten zusammen. Neben den Leerlauf- und lastabhängigen Verlusten treten bei Stromrichterschaltungen schaltfrequenzabhängige Verluste auf. Abb. 16.50 zeigt eine typische Struktur eines netzgespeisten Antriebsstranges (Puls-gleichrichter, PGR) mit Spannung zwischenkreisumrichter (PWR). Die Last bzw. der angeschlossene Prozess legt über die Drehzahl- und Drehmomentanforderungen die elektrischen Rahmenbedingungen fest.

Der Gesamt-Wirkungsgrad des Antriebsstranges (η_{Gesamt}) nach Abb. 16.50 ergibt sich für jeden Arbeitspunkt aus dem Produkt der Teilwirkungsgrade. Optimale Wirkungsgrade werden im Allgemeinen bei Nennlast der jeweiligen Komponente erzielt. Im Teillastbetrieb liegen die einzelnen Werte deutlich niedriger.

$$\eta_{\text{Gesamt}} = \eta_{\text{Getriebe}} \cdot \eta_{\text{Motor}} \cdot \eta_{\text{Stromrichter}} \cdot \eta_{\text{Trafo}} \quad (16.31)$$

Typische Größenordnungen für Wirkungsgrade (η) im Nennpunkt sind:

Komponente	Wirkungsgrad in % bei Nennlast	Typische Lastabhängigkeit von η
Getriebe	97	
Asynchronmotor	94 (je nach Baugröße: > 80)	
Stromrichter (PGR + PWR)	96	
Transformator	95 (je nach Baugröße: > 50)	

Zur Vermeidung einer unnötigen Überdimensionierung ist daher die genaue Kenntnis der elektrischen bzw. mechanischen Bedingungen notwendig. Wird z. B. jede Komponente

mit einem Sicherheitszuschlag von pauschal 20 % bemessen, so folgt daraus für den Eingangstransformator eine Überdimensionierung von ca. 100 %:

$$1,2 \cdot 1,2 \cdot 1,2 \cdot 1,2 \approx 2,0$$

Der Eingangstransformator arbeitet in diesem Fall nur mit max. 50 % Auslastung.

Bezogen auf einen Antriebsstrang nach Abb. 16.50 sind folgende Maßnahmen zur Steigerung des Wirkungsgrades bzw. der Energieeffizienz möglich:

Einsatz von Energiesparmotoren

In Teil 11 der EuP-Richtlinie (EuP = Energy using Products) bzw. EU-Richtlinie 2005/32/EG wird der Energieverbrauch bzw. die Effizienz von Asynchronmotoren im industriellen Umfeld behandelt. Diese Richtlinie wurde inzwischen in allen Ländern der Europäischen Union in nationales Gesetz umgesetzt. In der IEC 60034-30 wurden für Asynchronmotoren neue IE-Effizienzklassen festgelegt (IE = International Efficiency):

- IE1 (Standard Efficiency, nur noch bis 2011 zugelassen)
- IE2 (High Efficiency, ab 2015 nur noch in Verbindung mit Frequenzumrichter)
- IE3 (Premium Efficiency)

Betroffen sind alle Motoren:

- bis 1000 V 50/60 Hz
- Leistungsbereich 0,75–375 kW
- 2-, 4-, 6-polig
- Alle Bauformen, Betriebsart S1 (Dauerbetrieb)

Die Wirkungsgradverbesserung eines Asynchronmotors (ASM) kann z. B. durch einen Cu-Rotor und ein verlustarmes Blechpaket erfolgen. Für einen 5,5 kW ASM führen diese Maßnahmen zu bis zu 4 % weniger Verlusten [4].

Der Rotorwiderstand bestimmt bei der Asynchronmaschine die Steilheit der Drehmomentkennlinie im Nennpunkt und damit den Wirkungsgrad der Maschine (Abb. 16.51). Der Idealfall eines senkrechten Verlaufs dieser Kennlinie (für $R_{\text{Rotor}} \rightarrow 0$) bei der synchronen Drehzahl n_S ist nur bei der Synchronmaschine gegeben. Deshalb bietet die Synchronmaschine von sich aus einen höheren Wirkungsgrad. Wird die Synchronmaschine zusätzlich mit permanentmagnetischer Erregung ausgeführt, so entfällt auch noch die sonst erforderliche Erregerleistung und der Wirkungsgrad steigt weiter an. Ferner muss der Umrichter für die Asynchronmaschine bei gleicher Wirkleistung größer dimensioniert werden als bei der Synchronmaschine, da er neben der Wirkleistung (P) auch die Magnetisierungs-Blindleistung (Q) übertragen muss.

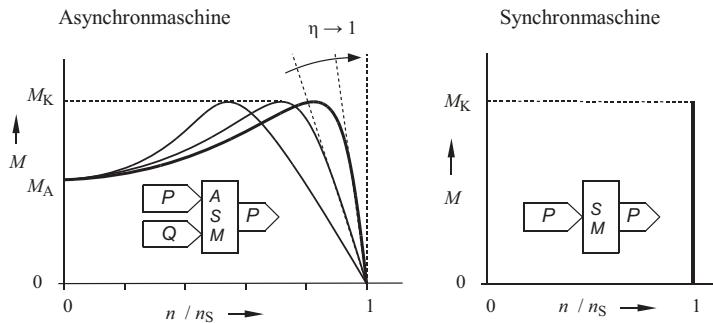


Abb. 16.51 Drehmoment- Drehzahl Kennlinien im Vergleich (M_K : Kippmoment, M_A : Anlaufmoment, P : Wirkleistung, Q : Blindleistung)

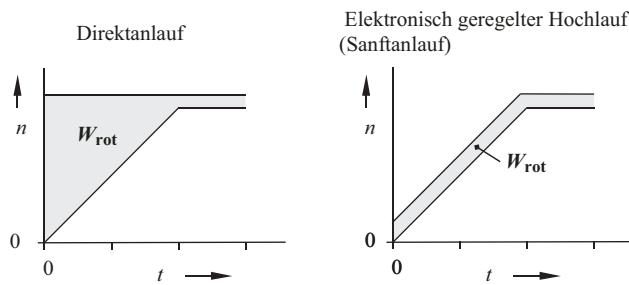


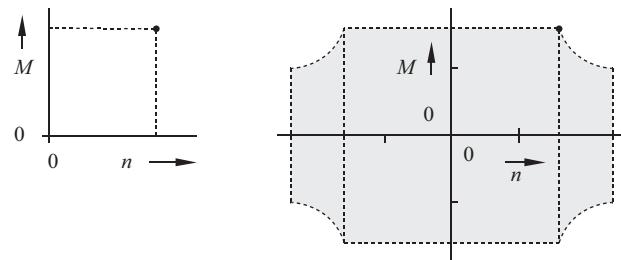
Abb. 16.52 Energiesparvergleich durch elektronisch geregelten Hochlauf
 W_{rot} : Verlustenergie

Anwendung einer elektronischen Drehzahlregelung

Langfristig ist der Betrieb von Motoren der Effizienzklasse IE2 nur noch in Verbindung mit einem Frequenzumrichter zulässig. Der Frequenzumrichter bietet eine Effizienzsteigerung durch:

- **verlustärmer Anlauf** (Sanftanlauf, Abb. 16.52) durch Frequenzumrichter z. B. mit einer U/f -Kennliniensteuerung oder Drehstromsteller [4].
- **Optimierter Teillastbetrieb** des Motors. Ein Frequenzumrichter mit U/f -Kennliniensteuerung berücksichtigt im Allgemeinen nicht den aktuellen Belastungszustand des Motors. Durch eine Anpassung des Motorstroms an die aktuellen Lastverhältnisse kann durch den Frequenzumrichter beim Halten der eingestellten Soll-Drehzahl die Frequenz und Spannung abweichend von der U/f -Kennlinie energieeffizient eingestellt werden. Dem Motor wird lediglich der minimal benötigte Strom für den aktuellen Belastungszustand zur Verfügung gestellt. Über diese

Abb. 16.53 Drehmoment-Drehzahldiagramme für den 1- und 4-Quadranten-Betrieb
Durch Umrichterspeisung kann jeder Punkt des M_n -Diagramms eingestellt werden



energieoptimierte U/f -Steuerung lassen sich gerade im Teillastbereich Motorverluste verringern. Der Motor wird dabei nicht mit konstantem Fluss betrieben, hat daher eine etwas verminderte Dynamik.

Aktive Netzrückspeisung der Bremsenergie

Der Einsatz eines Pulsgleichrichters erlaubt die Energierückspeisung in das Versorgungsnetz (Mehrquadrantenbetrieb nach Abb. 16.53) und den Verzicht auf einen Bremswiderstand incl. Brems-Chopper. Insbesondere bei Industriezentrifugen oder Fahr- und Hubantrieben kann durch Netzrückspeisung die Energieeffizienz verbessert werden. Bei Schranken-, Garagentor- oder Aufzugsanlagen können die Halbleiter-Schaltverluste jedoch den Vorteil der Energierückspeisung wieder aufheben, wenn der Antrieb nur gelegentlich genutzt wird. Hier kann der Verzicht auf die Energierückspeisung und der Einsatz eines konventionellen Diodengleichrichters mit Brems-Chopper vorteilhaft sein.

Integration – Mechatronik

- **Getriebelose Antriebssysteme** (Torquemotoren) z. B. bei Papiermaschinen, Servopressen, Schiffshauptantrieben, Bugstrahlruder, Extruder, Zucker-Zentrifugen
- **Kompaktantrieb**, Integration von Motor und Ansteuerung

Optimierung des Antriebs-Stromrichters

- Optimierter Teillastbetrieb z. B. durch Anpassung der Schaltfrequenz oder Zwischenkreisspannung an die aktuelle Belastung
- Ein aktiver Netzstromrichter (Pulsgleichrichter) kann über die Vorgabe $\cos \varphi = 1$ die Netzelastung minimieren. Bei geeigneter Steuerung können Oberschwingungen minimiert und dadurch auf ein zusätzliches Netzfilter verzichtet werden.
- Durch neue verlustarme Halbleitermaterialien (z. B. SiC) können Durchlass- und Schaltverluste reduziert werden. (Wirkungsgradverbesserung von typ. 96 % auf 98 % möglich)
- Stromloses Schalten durch Resonanztechnik zur Verringerung der Schaltverluste.
- Stromrichter-Kaskadenschaltungen (USK)

Optimierung der Antriebsauslegung

- Optimale Auswahl und Bemessung der Systemkomponenten (Motor, Getriebe, Leitungen)

Literatur

1. Jenni, Wüest: *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. Stuttgart: Teubner, 1995
2. Schröder: *Leistungselektronische Schaltungen*. Berlin Heidelberg: Springer, 2012
3. Budig: *Stromrichtergespeiste Drehstromantriebe*. Berlin, Offenbach: VDE, 2001
4. Petri: *Potential of Power Electronics and Basic Political Conditions to improve Energy Efficiency of Electrical Loads*. Nürnberg: ECPE, 2007



Durch die europäische Vereinheitlichung sind gesetzliche Regelungen für die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) von elektrischen Betriebsmitteln erlassen worden. Die zulässigen Grenzwerte werden durch die Fachgrundnorm EN 50081 für die Störfestigkeit und EN 50082 für das Störvermögen von Betriebsmitteln festgelegt. Für drehzahlveränderliche Antriebe gilt die EMV-Norm DIN EN 61800.

17.1 Grundbegriffe

Wie alle Betriebsmittel, so haben sich auch leistungselektronische Einrichtungen wie z. B. Frequenzumrichter in einer elektromagnetischen Umwelt zu bewähren. Er muss äußerer elektromagnetischen Einflüssen widerstehen und produziert selbst wiederum elektromagnetische Störungen. Das Verhalten von Betriebsmitteln hinsichtlich dieser Kriterien bezeichnet man als *elektromagnetische Verträglichkeit*. Mögliche Beeinflussungswege, auf denen Störgrößen zu den Störsenken gelangen können, zeigt Abb. 17.1 am Beispiel eines IGBT-Transistorschalters.

Der Beeinflussungsweg läuft über eine oder mehrere Kopplungen zwischen Störquelle und Störsenke, wobei unter Kopplung die Wechselbeziehung zwischen Stromkreisen zu verstehen ist, bei der Energie von einem Stromkreis auf einen anderen Stromkreis übertragen werden kann. Die Kopplungsarten und -mechanismen sind in Tab. 17.1 aufgelistet, Ursachen und Frequenzbereiche zeigt Tab. 17.2.

Die elektromagnetische Strahlung spielt erst ab Frequenzen größer 1 MHz eine Rolle. In den darunterliegenden Frequenzen werden die Störgrößen praktisch nur durch galvanische, kapazitive und induktive Kopplung übertragen. Eine Aussage über

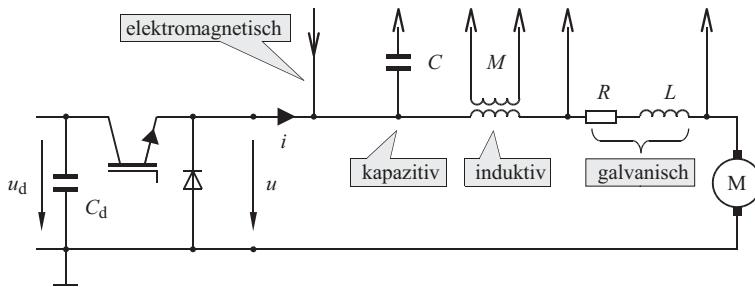


Abb. 17.1 Beeinflussungswege von Störgrößen

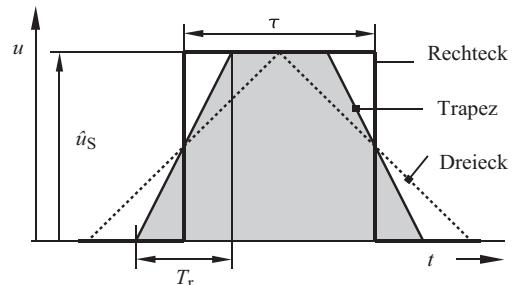
Tab. 17.1 Arten der Kopplung

Kopplung	Kopplungspfad
Galvanisch	Leitungsimpedanz Z_K
Induktiv	Zeitveränderliches magnetisches Feld
Kapazitiv	Zeitveränderliches elektrisches Feld
Elektromagnetisch	Hochfrequente elektromagnetische Strahlung

Tab. 17.2 Ursachen von Störgrößen in der Leistungselektronik

Frequenzbereich	Ursache
< 2 kHz	Nichtsinusförmige Stromaufnahme (Galvanische Kopplung)
2 kHz–150 kHz	Pulsfrequenz und deren Vielfache (Galvanische Kopplung)
150 kHz–30 MHz	Flankensteilheit schaltender Halbleiter (Kapazitive Kopplung)
\gg 30 MHz	Resonanzerscheinungen paratärer Induktivitäten und Kapazitäten

Abb. 17.2 Spannungsimpulse gleicher Spannungszeitfläche, aber unterschiedlicher Steilheit
 T_r : Anstiegszeit
 τ : mittlere Impulsbreite
 \hat{u}_S : Impulshöhe (Spannungshub ΔU)



die auftretenden Frequenzen und deren Intensität kann nur eine Signalanalyse liefern. Typische Kurvenformen einer geschalteten Spannung zeigt Abb. 17.2, einen geschalteten Strom zeigt beispielhaft Abb. 17.5.

17.2 Störgrößen – Ursachen

17.2.1 Störgröße Spannungssteilheit

Die Schaltzeit moderner Leistungshalbleiter beträgt weniger als 200 ns. Wird z. B. in der Zeit von $\Delta t = 200$ ns ein Spannungshub von $\Delta U = 1000$ V geschaltet, so erhält man an den Anschlussklemmen des Wechselrichters eine Spannungssteilheit von 5 kV/ μ s. Die Auswirkung der Spannungssteilheit auf das Frequenzspektrum der Störgrößen lässt sich am Beispiel eines Spannungsimpulses, wie er auf einer Motorzuleitung beobachtet werden kann, zeigen. In Abb. 17.2 sind drei Fälle (Dreieck-, Trapez- sowie Rechteck-Spannungsimpuls) dargestellt [1].

Alle drei Impulse haben die gleiche Spannungszeitfläche, aber eine unterschiedliche Flankensteilheit (500 V/ μ s (Dreieck), 5000 V/ μ s (Trapez) und ∞ (Rechteck)). Die Spannungshöhe \hat{u}_S betrage jeweils 500 V. Gl. 17.1 zeigt das Amplitudendichespektrum eines nicht periodischen Spannungsimpulses entsprechend Abb. 17.2.

$$A = \hat{u}_S \tau \left| \left(\frac{\sin(\frac{\omega\tau}{2})}{\frac{\omega\tau}{2}} \right) \cdot \left(\frac{\sin(\frac{\omega T_r}{2})}{\frac{\omega T_r}{2}} \right) \right| \quad (17.1)$$

Diese Funktion wird in der logarithmischen Darstellung durch drei Geradenabschnitte mit den Knickfrequenzen f_{K1} und f_{K2} nach Gl. 17.2 angenähert (Hüllkurvennäherung).

$$f_{K1} = \frac{1}{\pi\tau} \quad f_{K2} = \frac{1}{\pi T_r} \quad (17.2)$$

Das Geradenstück für Frequenzen kleiner f_{K1} ist durch die Spannungszeitfläche des Spannungsimpulses bestimmt und ergibt sich in Dezibel (dB) zu:

$$A_0 = 20 \lg \frac{\hat{u}_S \tau}{1 \mu \text{Vs}} \quad \text{für } f \ll f_{K1} \quad (17.3)$$

Betrachtet man den Verlauf der Hüllkurve der spektralen Amplitudendichte nach Abb. 17.3, so lässt sich folgendes feststellen:

1. Beim **Dreiecksignal** sind die Amplituden bis zu einer Kennfrequenz f_{K1} konstant. Der konstante Wert A_0 ist durch die Spannungszeitfläche des Impulses bestimmt und berechnet sich nach Gl. 17.3. Oberhalb f_{K1} fallen die Amplituden mit -40 dB/Dekade ($\sim 1/f^2$) ab.
2. Beim **Trapezsignal** verhalten sich die Amplituden zunächst konstant bis zur Kennfrequenz f_{K1} , fallen danach aber nur mit -20 dB/Dekade ($\sim 1/f$) ab. Erst oberhalb der Kennfrequenz f_{K2} , die abhängig von der Flankensteilheit dU/dt des Impulses (und damit von der Schaltgeschwindigkeit) ist, fallen die Amplituden mit -40 dB/Dekade ab.

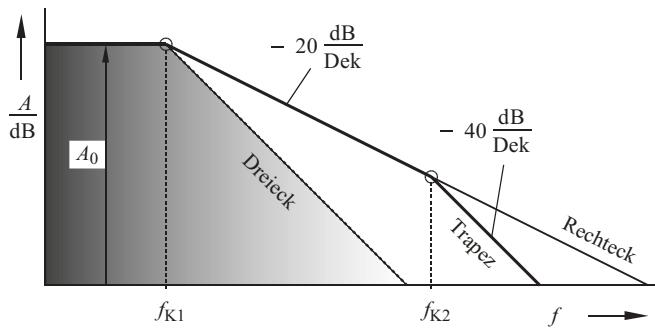


Abb. 17.3 Verlauf der Spektren bei unterschiedlicher Flankensteilheit als Hüllkurvennäherung

- 3 Beim idealen Schalter, der ein **Rechtecksignal** erzeugt, tritt f_{K2} praktisch nicht mehr auf. Der ideale Schalter erzeugt damit im oberen Frequenzbereich um bis zu 20 dB höhere Amplituden bei Hochfrequenzkomponenten als der „langsame“ Schalter.

Beispiel ($\hat{u}_S = 500 \text{ V}$):

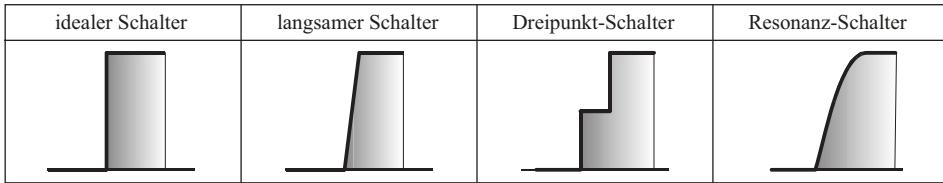
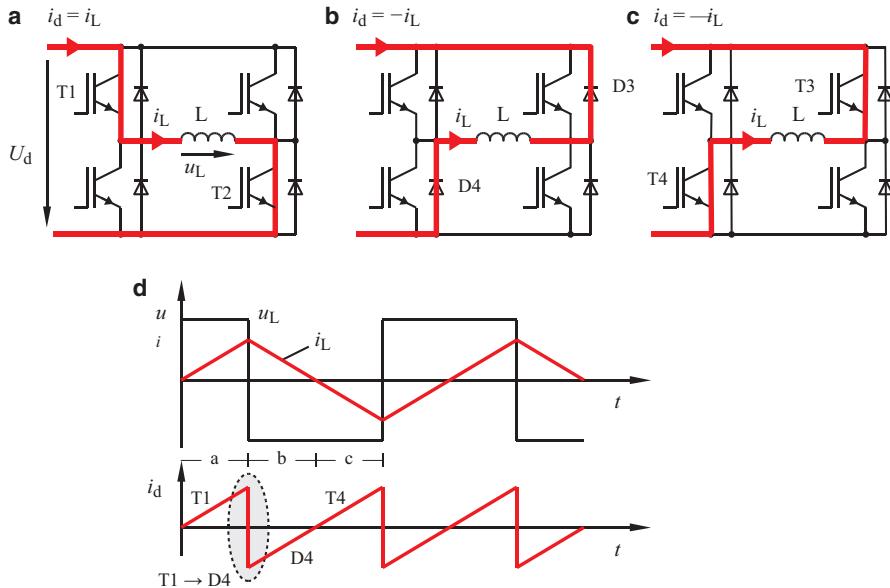
$$T_r \left(\frac{du}{dt} = 500 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \right) = 1 \mu\text{s} \quad \Rightarrow \quad f_{K2} = 0,318 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}$$

$$T_r \left(\frac{du}{dt} = 5000 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \right) = 100 \text{ ns} \quad \Rightarrow \quad f_{K2} = 3,183 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}$$

Eine Steigerung der Spannungssteilheit um den Faktor 10 führt zu einem Anstieg der (kapazitiven) Störstromamplituden im oberen Frequenzbereich um +20 dB. Eine nahe liegende Maßnahme zur Reduzierung der Spannungsamplituden ist die **Absenkung von A_0** durch Anwendung der Mehrpunkttechnik. Umrichter in Mehrpunkttechnik (s. Kap. 13, 3-Punkt-Wechselrichter bzw. Multi-Level-Inverter) schalten die Spannung über Zwischenstufen, wodurch die Impulshöhe entsprechend reduziert ist. Dieser Effekt wirkt sich bei allen Frequenzen günstig aus, ist aber mit einem erheblichen Mehraufwand im Umrichter selbst verbunden. Häufig werden so genannte **du/dt-Filter** zur Reduzierung der Spannungssteilheit eingesetzt. Weitere Möglichkeiten zum „verschleifen“ der Spannungsflanken durch langsame bzw. resonanzgeführte Schaltvorgänge (Resonanzstromrichter, s. Kap. 11) zeigt Abb. 17.4.

17.2.2 Störgröße Stromsteilheit

Hohe Stromsteilheiten treten innerhalb des Leistungsteils periodisch bei Schaltvorgängen oder einmalig bei Kurzschlussabschaltungen auf. Das Frequenzspektrum dieser Schaltvorgänge ist breitbandig und reicht bis 30 MHz. Als Beispiel für derartige periodische Schaltvorgänge zeigt Abb. 17.5 eine H-Brückenschaltung die mit einer

**Abb. 17.4** Schaltflanken mit unterschiedlichem Störspektrum**Abb. 17.5** Ein- und Ausgangsstrom einer H-Brücke

Induktivität L abgeschlossen ist. Die Brückenspannung u_L ist als symmetrisches Rechteck vorgegeben, der Laststrom i_L verläuft durch die Wirkung der Induktivität dreieckförmig. Der Eingangsstrom i_d zeigt einen sägezahnförmigen Verlauf. Er wechselt bei jeder Schalthandlung mit der maximal möglichen, durch die Transistoren bestimmten Steilheit seinen Betrag und ggf. auch sein Vorzeichen.

Eine vergleichbare Problematik entsteht beim Kommutieren einer Diode durch deren Abschaltverhalten. Damit die Stromflanken sich nicht in der Schaltung ausbreiten können wird unmittelbar an den Schalttransistoren eine Kapazität (C_d in Abb. 17.1) bzw. in der Ersatzschaltung nach Abb. 17.6) angeordnet. Kondensatoren sollen höherfrequente Störströme am Eingang kurzschließen, zeigen aber durch parasitäre Induktivitäten L_S (auch als „Equivalent Series Inductance“, ESL bezeichnet) eine Eigenresonanz und sind nur in einem begrenzten Frequenzbereich als Kapazität wirksam. Höherfrequente Störströme können sich dann trotz dieser Maßnahme auf den Zuleitungen ausbreiten.

Abb. 17.6 Eingangskondensator mit Ersatzschaltbild

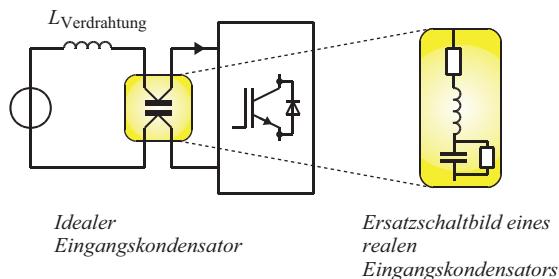


Abb. 17.7 zeigt den typischen Impedanzverlauf eines 1 mF Kondensators mit dem dazugehörigen Ersatzschaltbild. Der Kondensator zeigt nur unterhalb seiner Eigenfrequenz ein kapazitives Verhalten. Die minimale Impedanz tritt bei der Eigenresonanz auf und ist durch den mit R_S bezeichneten Serienwiderstand des Kondensators (in Datenblättern oft mit „Equivalent Series Resistor“, ESR bezeichnet) bestimmt, welcher von der Bauart des Kondensators, der Frequenz und der Temperatur abhängt. In Abb. 17.7 sind unterschiedliche Werte von R_S angenommen, ausgehend von einem Normalwert von ca $50 \text{ m}\Omega$. R_P sei vernachlässigbar.

17.2.3 Auswirkungen parasitärer Elemente

Unvermeidbare Leitungsinduktivitäten sowie parasitäre Induktivitäten und Kapazitäten in den Bauelementen verursachen bei Schaltvorgängen durch Resonanzen zusätzliche

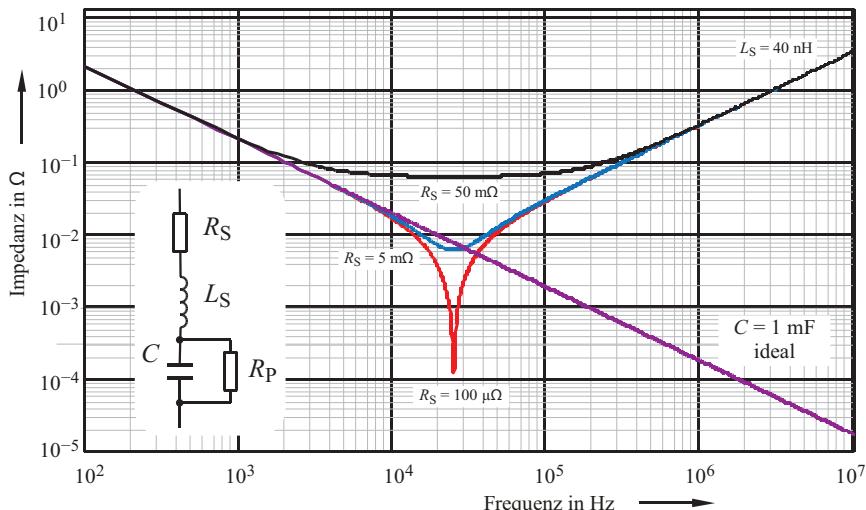


Abb. 17.7 Impedanzverlauf und Ersatzschaltbild eines idealisierten Kondensators

Störgrößen mit Frequenzen bis über 300 MHz. Zur Beschreibung dieses Einflusses werden MOSFET-Schalter betrachtet (s. Abschn. 4.3). Folgende Vereinfachungen werden vorgenommen:

- Die Halbleiter seien induktivitätsfrei. Die MOSFETs werden als ideale Schalter mit einer zusätzlichen Kapazität C_{oss} (output capacitance) von ca. 200 pF ... 2 nF und dem Durchlasswiderstand $R_{D,on}$ beschrieben.
- Die ideal angenommene MOSFET-Body-Diode verfügt zusätzlich über eine Durchlassspannung U_{T0} und einen differentiellen Durchlasswiderstand r_F .

In Abb. 17.8 werden die einzelnen Zustände eines Schaltvorganges dargestellt, Abb. 17.9 zeigt den Verlauf der Ausgangsspannung u_{U0} . Der Ausgangsstrom i_U wird als konstant angenommen. Es sei zunächst T_1 eingeschaltet (1), C_{oss2} ist näherungsweise auf die Eingangsspannung U_d aufgeladen, d. h. $u_{U0} = U_d$. Wird der MOSFET T_1 abgeschaltet (2), so fließt der konstant angenommene Ausgangsstrom i_U zunächst über die Kapazitäten C_{oss} beider MOSFETs, wodurch sich C_{oss1} auflädt und C_{oss2} entlädt. Die Spannungsteilheit ist durch i_U und C_{oss} bestimmt. Sobald die Ausgangsspannung den Schwellwert der Diode von T_2 (D_{Body}) überschreitet, leitet diese. Die Drain-Source Spannung von T_2 ist dann gleich U_F (3).

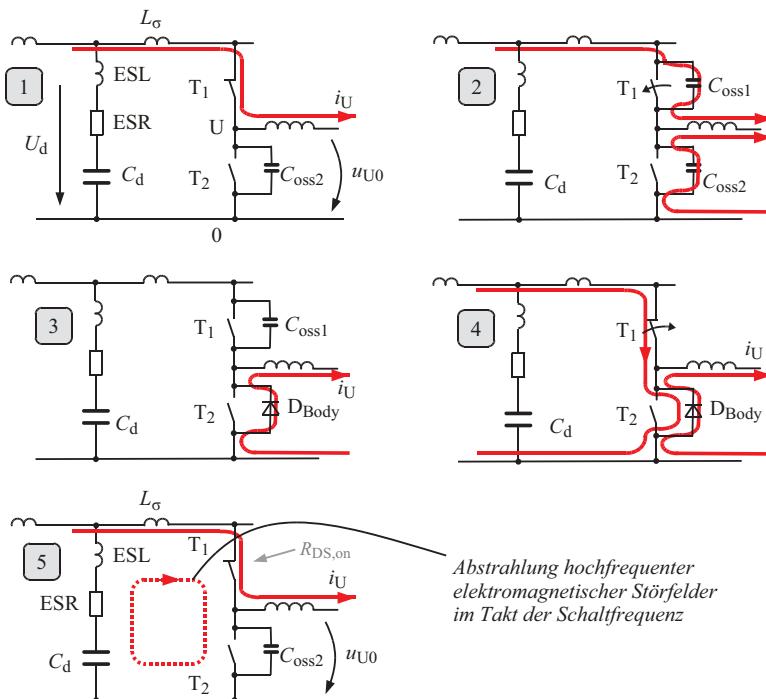


Abb. 17.8 Schaltzustände eines MOSFET-Schalters

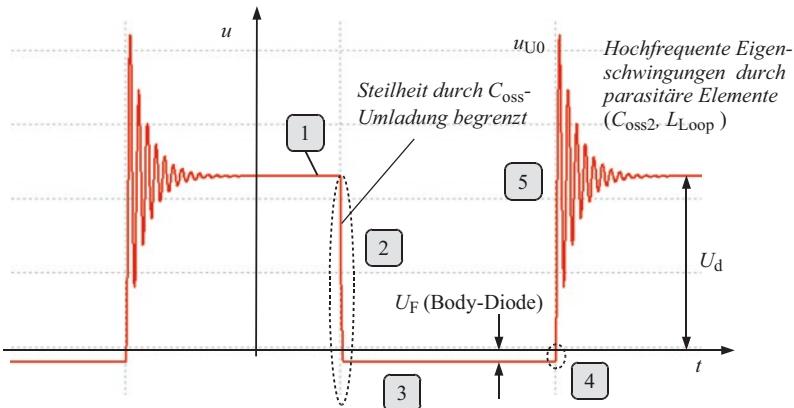


Abb. 17.9 Verlauf der Ausgangsspannung u_{U0}

Wird T_1 wieder eingeschaltet, so kommutiert die Body-Diode von T_2 mit T_1 (4). Mit dem Abschalten dieser Diode wird schließlich C_{oss2} freigegeben und es existiert ein Resonanzkreis (Loop) in dem die parasitären Elemente (ESR, ESL, L_σ , $R_{D, on}$, C_{oss2}) wirksam sind. Die Spannung u_{U0} führt eine gedämpfte Schwingung aus entsprechend Gl. 17.5, gedämpft durch den Einfluss der ohmschen Anteile des Stromkreises (5). Nicht berücksichtigt sind hierbei neben dem Skin-Effekt die Spannungsabhängigkeit von C_{oss} und die Bond-Induktivitäten, so das der beschriebene Spannungsverlauf nur eine gute Näherung zur Praxis darstellen kann.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{Loop}C_{oss2}}} \quad \text{Dämpfungsgrad: } D = \frac{R_{Loop}}{2} \sqrt{\frac{C_{oss2}}{L_{Loop}}} \quad (17.4)$$

Die gedämpfte Schwingung berechnet sich zu:

$$u_{U0}(t) = U_d \left(1 - \frac{e^{-D\omega_0 t}}{\sqrt{1-D^2}} (\sin(\omega_0 t + \varphi)) \right) \quad \text{mit } \varphi = \arctan \frac{\sqrt{1-D^2}}{D} \quad (17.5)$$

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1-D^2} \quad \text{und} \quad \omega_0 = 2\pi f_0$$

Anmerkung Zur Reduzierung der Dioden-Durchlassverluste kann im Zustand (3) zusätzlich T_2 eingeschaltet werden, wodurch die Body-Diode von T_2 stromlos wird – solange U_{DS} kleiner U_{TO} bleibt – (Prinzip des Synchron-Gleichrichters). Dieser Schaltvorgang erfolgt nahezu spannungslos, man spricht hierbei von „Zero Voltage Switching“, ZVS.

Eine weitere Quelle unerwünschter hochfrequenter Eigenschwingungen kann bei einem Hochsetzsteller (siehe Abschn. 18.6) nach Abb. 17.10 durch das Zusammenwirken der Sperrsichtkapazität der Boost-Diode (als Kondensator parallel zur Boost-Diode dargestellt) mit der Speicherdiode (L2) während des Lückbetriebes entstehen.

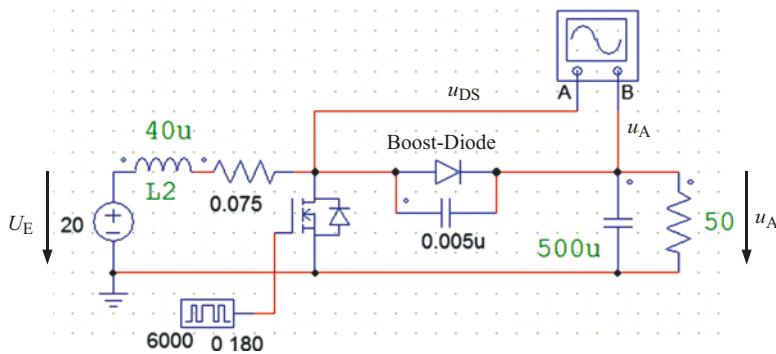


Abb. 17.10 Hochsetzsteller im Lückbetrieb

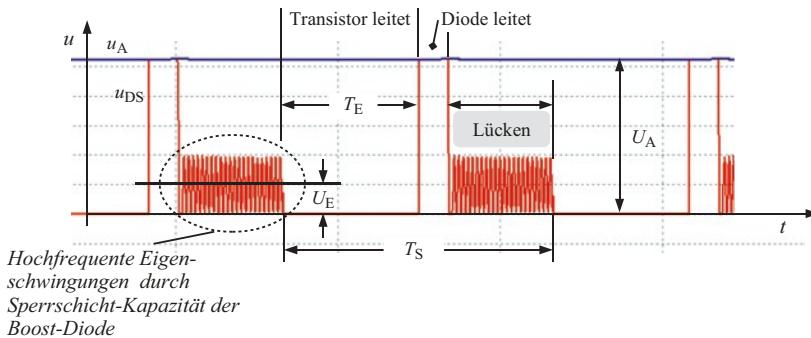


Abb. 17.11 Verlauf der Drain-Source Spannung u_{DS} im Lückbetrieb

Während des Lückbetriebes existiert kurzzeitig, d. h. während der stromlosen Pause beim Lückvorgang, ein Resonanzkreis der sich aus der Eingangsinduktivität (L_2 in Abb. 17.10) und der resultierenden Kapazität von Ausgangskondensator und Boost-Dioden Sperrsichtkapazität zusammensetzt. In Abb. 17.11 ist der typische Verlauf der Drain-Source Spannung u_{DS} des Mosfet-Schalters idealisiert dargestellt. Die Größen wurden mit Hilfe einer PSIM-Simulation ermittelt. Die realisierte Schaltung arbeitet mit idealisierten Bauelementen und ist in Abb. 17.10 dargestellt. Die Schaltung arbeitet mit einer Tastfrequenz f_S von 6 kHz und einem Tastgrad $D = 0,5$.

17.3 Störfestigkeit

Die Störfestigkeit ist das Vermögen eines Frequenzumrichters nach Abb. 17.12, äußeren elektrostatischen bzw. elektromagnetischen Einflüssen zu widerstehen.

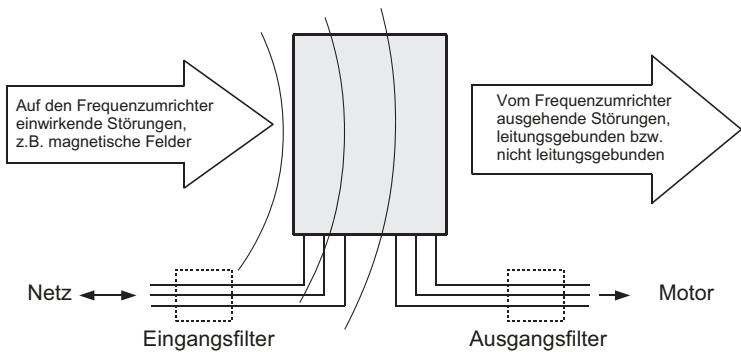


Abb. 17.12 Frequenzumrichter, Störfestigkeit und Störvermögen

17.4 Störvermögen

Das Störvermögen charakterisiert die vom Frequenzumrichter ausgehenden elektromagnetischen Störungen. Die Störungen werden im Wesentlichen durch schnelle Schalt- bzw. Kommutierungsvorgänge im Leistungsteil des Umrichters verursacht. Bei Frequenzumrichtern mit Pulsbreitenmodulation (PWM) bestimmt neben der Flankensteilheit die Taktfrequenz die vom Umrichter ausgehenden Störungen. Die Störungen werden nach dem Weg charakterisiert, den sie für ihre Ausbreitung nehmen, d. h. man unterscheidet leitungsgebundene und nicht leitungsgebundene Störungen.

17.4.1 Leitungsgebundene Störungen

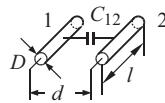
Hierbei handelt es sich um eine galvanische Kopplung. Die Störungen breiten sich als symmetrische oder asymmetrische Störströme über die Netzzuleitung, Erdungsleitungen sowie über die Motorzuleitung aus. Wirksames Gegenmittel ist der Einbau eines Funkentstörfilters.

17.4.2 Nicht leitungsgebundene Störungen

Hierbei handelt es sich um eine Feldkopplung. Abhängig von der Störgrößen-Wellenlänge λ und dem Abstand d zwischen Störquelle und Störsenke unterscheidet man zwischen Nahfeld-beeinflussungen ($d < \lambda/2\pi$, Kopplung kapazitiv oder induktiv) und Fernfeldbeeinflussungen ($d > \lambda/2\pi$, Strahlungskopplung elektromagnetisch).

17.4.2.1 Kapazitive Beeinflussungen

Ursache: Koppelkapazität C_{12} zweier paralleler Leiter (typisch 5 ... 100 pF/m). Die Koppelkapazität erzeugt bei Potenzialsprüngen in einer Schaltung (z. B. Schaltvorgänge von IGBTs)



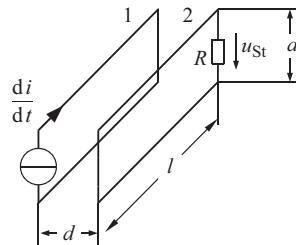
$$C_{12} = \frac{\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r l}{\ln(\frac{d}{D} + \sqrt{(\frac{d}{D})^2 - 1})} \quad \text{Störstrom: } i_C = C_{12} \frac{du_{12}}{dt} \quad (17.6)$$

in benachbarten Stromkreisen kapazitive Störströme (i_C) und muss daher so klein wie möglich sein. Zur Minimierung von Koppelkapazitäten eignen sich:

- kurze Leitungslängen (l), großer Abstand (d) zwischen den Leitern 1 und 2, kleine Leiterquerschnitte (D) und kleine ε_r -Werte der Isolierung, Schirmung von Leitungen und Geräten, Belegung freier Kabeladern auf Bezugspotenzial, verdrilltes Mitführen eines Bezugspotenzialleiters in Kabeln und Leitungen.

17.4.2.2 Induktive Beeinflussungen

Ursache: magnetische Flussverkettung, beschrieben durch die Koppelinduktivität M_{12} zweier paralleler Leiterschleifen (1 und 2).



$$\begin{aligned} \text{Koppelinduktivität: } M_{12} &= \frac{\mu_0 l}{2\pi} \ln \left(1 + \left(\frac{a}{d} \right)^2 \right) \\ \text{Störspannung: } u_{St} &= M_{12} \frac{di_1}{dt} \end{aligned} \quad (17.7)$$

μ_0 : Permeabilität des Vakuums

Die Koppelinduktivität M_{12} erzeugt bei hohen Stromsteilheiten (z. B. bei Diodenkommutierungen, Abschn. 3.2) in benachbarten Stromkreisen eine induktive Störspannung u_{St} und muss daher so klein wie möglich sein. Dafür eignet sich:

- großer Abstand (d) zwischen Signal- und Energieleitern, kleine effektive Schleifenflächen ($a \cdot l$) durch verdrillte Leitungen, Leitungen in ferromagnetischen Rohren, Einbau von Baugruppen und Geräten in ferromagnetischen oder elektrisch gut leitenden (Cu-)Gehäusen.

17.4.2.3 Elektromagnetische Beeinflussungen

Störgrößen, deren Wellenlänge λ in die Größenordnung der räumlichen Gegebenheiten des Stromrichtersystems passt, breiten sich als elektromagnetische Welle aus. Alle Komponenten und Leitungen wirken für diese Frequenzen als Antennensystem. Gegenmaßnahmen sind eine EMV-gerechte Auslegung von Einbau und Verkabelung. So ist nach Abb. 17.13 beispielsweise das Motorkabel geschirmt auszuführen, der Stromrichterschrank muss HF-dicht sein.

17.4.3 Psophometrischer Störstrom

Für die Beurteilung der Störbeeinflussung von Fernsprecheinrichtungen erfolgt für die Stromoberschwingungen eine *psophometrische Bewertung* nach DIN 57 228 Teil 1 bzw. VDE 0228. Jeder Störfrequenz wird ein so genanntes Störgewicht p_f zugeordnet. Nach Gl. 17.8 wird anschließend ein **psophometrischer Störstrom** I_{St} als Ersatzstörgröße ermittelt.

Prinzip Man ersetzt das gesamte Störspektrum durch eine einzelne Frequenz von 1 kHz, welche in der Fernsprecheinrichtung den gleichen subjektiven Störeindruck wie das gesamte Störspektrum vermittelt. Diese Ersatzgröße wird als *psophometrischer Störstrom* bezeichnet.

$$I_{St} = \sqrt{\sum (h_f \cdot p_f \cdot I_f)^2} \quad (17.8)$$

- h_f : Faktor, der die frequenzabhängige Kopplung zwischen beiden Leitungen und die Bedingung der Starkstromleitungen berücksichtigt.
- p_f : Störgewicht, das der Frequenz f zugeordnet ist
- I_f : Stromoberschwingung der Frequenz f

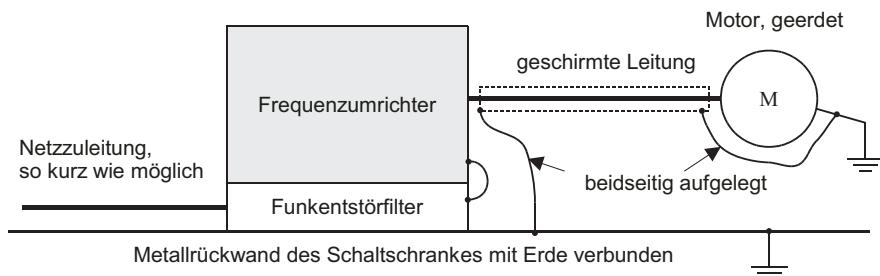


Abb. 17.13 Maßnahmen gegen nicht leitungsgebundene Störungen

17.5 Netzfilter

Von einer erdfreien Störquelle (Q in Abb. 17.14) gehen zunächst nur symmetrische Störströme aus, die sich längs der angeschlossenen Leitungen ausbreiten (Gegentaktstörung, *differential mode*). Wie der Netzstrom, so fließt auch der symmetrische Störstrom I_S in Abb. 17.14 auf dem einen Leiter zur Störsenke hin und auf dem anderen Leiter zur Störquelle zurück.

Symmetrische Störungen liegen vorwiegend im Bereich niedriger Frequenzen bis zu einigen hundert kHz. Parasitäre Kapazitäten C_P in der Störquelle und Störsenke oder beabsichtigte Masseverbindungen rufen jedoch auch einen Störstrom im Erdkreis hervor. Dieser asymmetrische Störstrom I_{as} fließt auf beiden Anschlussleitungen zur Störsenke hin und über Erdleitungen zurück (*asymmetrische Störung, common mode*).

- Da parasitäre Kapazitäten mit steigender Frequenz in einen Kurzschluss übergehen, treten asymmetrische Störströme bei Frequenzen oberhalb einiger MHz in den Vordergrund.

Die Entstehung asymmetrischer Störgrößen in der Leistungselektronik soll mit der Schaltung nach Abb. 17.15 verdeutlicht werden. In einem elektrisch leitfähigen und mit PE verbundenen Gehäuse befinden sich ein Eingangstransformator Tr mit

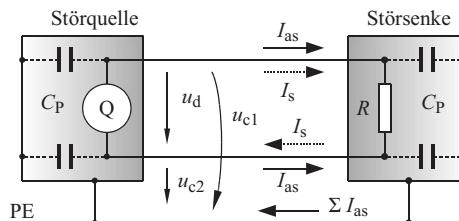


Abb. 17.14 Durch parasitäre Kapazitäten (C_P) kann sich ein Störstromkreis über die Erdleitungen (PE) schließen.

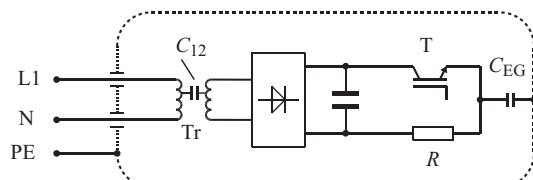
I_{as} : asymmetrischer Störstrom

I_S : symmetrischer Störstrom

C_P : parasitäre Kapazitäten u_c : unsymmetrische Störspannung

u_d : symmetrische Störspannung

Abb. 17.15 Beispiel zur Entstehung asymmetrischer Ströme



Tab. 17.3 Zusammenfassung der Störungsarten

Störungsart	Störspannung	Störstrom
Gegentaktstörung <i>symmetrisches Störsignal</i>	Spannung zwischen Hin- und Rückleitern <i>(Differential mode voltage)</i>	Fließt über den Netzleiter L hin zum Gerät und über den Neutralleiter N wieder zurück
Gleichtaktstörung <i>asymmetrisches Störsignal</i>	Spannung zwischen den Leitern und Erde <i>(Common mode voltage)</i>	Fließt über Netz- und Neutralleiter gemeinsam zum Gerät hin, über die Erdungsleitung PE zurück

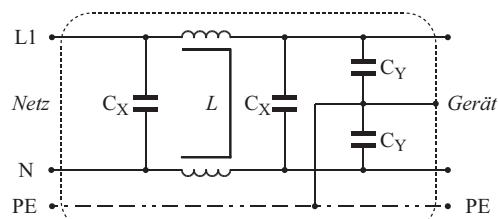
nachfolgendem Gleichrichter und Glättungskondensator. Der Transistor T arbeitet als Tiefsetzsteller und taktet die Spannung am Widerstand R.

Aufgrund parasitärer Koppelkapazitäten von den Transistoranschlüssen zum Gehäuse (hier durch C_{EG} dargestellt) und zwischen den Transformatorwicklungen (C_{12}) fließt bei jedem Schaltvorgang durch Umladung der Kapazitäten ein Verschiebungstrom auf beiden Netzzuleitungen (L1, N) hin zum Gerät (Tr), über C_{12} und C_{EG} zum Gehäuse und über den Schutzleiter (PE) zurück zum Netz. Dieser Strom wird als asymmetrischer Störstrom I_{as} bzw. Gleichtaktstrom bezeichnet. Zur Vermeidung einer Feldkopplung zu anderen Stromkreisen muss der PE räumlich unmittelbar bei den Netzzuleitungen (L1, N) verlegt sein, so dass keine Schleifenflächen zwischen Hin- und Rückleitern auftreten können.

Zur Begrenzung der symmetrischen und asymmetrischen Störströme werden Funkentstörfilter vorgesehen. Netzseitig wird ein solches Funkentstörfilter als **Netzfilter** bezeichnet. In Tab. 17.3 sind die Störungsarten nochmals gegenübergestellt.

- Netzfilter sind ihrer Wirkung nach Tiefpassfilter, welche die Nutzgrößen (netzfrequente Spannung bzw. netzfrequenter Strom) ungehindert durchlassen sollen und die in der Nutzgröße enthaltenen höherfrequenten Anteile herausfiltern.

Die Längsglieder (Induktivitäten) der Filter sind für den Betriebsstrom der angeschlossenen Leitungen bemessen. Querglieder (Kondensatoren) sind für die Betriebsspannung auszulegen. Da genaue Angaben zur Quellen- und Senkenimpedanz im Allgemeinen nicht vorliegen, wählt man eine Filterschaltung nach Abb. 17.16 mit stromkompensierter Drossel als Standardlösung.

Abb. 17.16 Aufbau eines Standard-Netzfilters mit stromkompensierter Drossel L

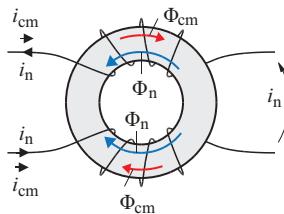


Abb. 17.17 Ausführung einer stromkompensierten Drossel

Der Nutzstrom i_n hat keinen resultierenden magnetischen Fluss im Kern zur Folge. Damit ist für i_n nur die Streuinduktivität (ca. 1 % von L_0) wirksam. Die Gleichtaktströme i_{cm} erzeugen den resultierenden Fluss Φ_{cm} . Für i_{cm} ist daher die Induktivität L_0 wirksam. Der Kern ist geblecht oder besteht aus Ferrit

Außer der stromkompensierten Drossel L zur Bedämpfung von asymmetrischen Störströmen enthält die Schaltung den Kondensator C_X zur Dämpfung symmetrischer Störspannungen und zwei symmetrische Kondensatoren C_Y zur Ableitung asymmetrischer Störströme. Diese sind mit dem geerdeten Gehäuse des Gerätes verbunden. Beim Berühren des Gerätes oder bei unterbrochenem Schutzleiter darf keine gefährliche Gehäusespannung auftreten.

- Aufgrund der VDE-Vorschriften sind zur Vermeidung gefährlicher Gehäusespannungen die Kapazitätswerte für C_Y auf wenige nF begrenzt. Ferner gelten für die eingesetzten Kondensatoren erhöhte Sicherheitsanforderungen.

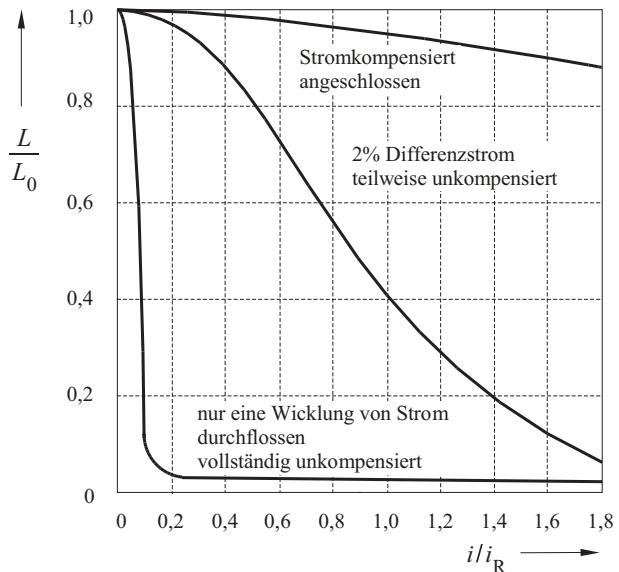
Ein sehr effektives Bauelement der Filterschaltung nach Abb. 17.16 ist die *stromkompensierte Drossel*, auch *Common-Mode-Drossel* genannt, die zwischen Netz und Verbraucher geschaltet wird. Eine stromkompensierte Drossel nach Abb. 17.17 verfügt über zwei identische Wicklungen, die sich auf einem gemeinsamen Kern befinden.

Eine stromkompensierte Drossel wirkt für den **Nutzstrom I_n** bzw. für symmetrische Störströme nur mit der Streuinduktivität (ca. 1 % von L_0), da sich die magnetischen Flüsse des Hin- und Rückstromes (Φ_n) im Kern kompensieren. Bei asymmetrischen Störströmen (I_{cm}) addieren sich die magnetischen Flüsse (Φ_{cm}), und die Induktivität L_0 der Drossel ist voll wirksam. Der magnetische Kreis dieser Drossel muss für den zu erwartenden asymmetrischen Störstrom und nicht für den Nutzstrom bemessen werden, was sich vorteilhaft auf die Baugröße auswirkt. Die Übertragung des Nutzstromes wird nur durch die Streuinduktivität der stromkompensierten Drossel beeinflusst.

Damit die Induktivität L_0 voll wirksam werden kann, müssen die Wicklungen völlig symmetrisch ausgeführt werden. Abb. 17.18 zeigt als Parameter den Einfluss eines Differenzstromes auf die Stromkompensation. Differenzströme entstehen z. B. durch einen unsymmetrischen Filteraufbau bzw. durch unzulässige Toleranzen der Kondensatoren C_Y . Die Kondensatoren müssen in einem weiten Frequenzbereich bis

Abb.

- 17.18** Stromkompensierte Drossel
- Stromabhängigkeit der Induktivität einer stromkompensierten Drossel
 - Einfluss eines Differenzstromes auf die wirksame Induktivität L . Mit L_0 wird die Induktivität bei Strom Null als Bezugsgröße bezeichnet



über 30 MHz symmetrisch arbeiten. Den beispielhaften Aufbau eines vollständigen Netzfilters mit den entsprechenden Strompfaden für symmetrische und asymmetrische Störströme zeigt Abb. 17.19. Während C_X nur die Ausbreitung symmetrischer Spannungen behindert, werden asymmetrische Ströme durch die Induktivität L_0 der *stromkompensierten Drossel* L_1 und C_Y begrenzt. Der asymmetrische Störstrom fließt über die Kondensatoren C_Y zum Schutzleiter PE (Ohne Schutzleiter arbeitet dieses Filter nur für symmetrische Störströme).

Ist das Netzfilter in einem Gerät eingebaut, welches über einen Netzstecker betrieben wird, so muss zur Vermeidung einer gefährlichen Berührungsspannung zusätzlich ein Entladewiderstand parallel zu C_X vorgesehen werden. Die Filterwirkung wird in Datenblättern mit Hilfe der so genannten Einfügungsdämpfung a beschrieben. Diese Angaben dienen hauptsächlich zum Vergleich der Wirkung unterschiedlicher Filterausführungen.

Die Einfügungsdämpfung a

Die Übertragung einer Störspannung U_Q auf einen Empfänger, hier als Z_S bezeichnet, ist von den Impedanzen des Übertragungsweges bestimmt. In dargestellten Fall nach Abb. 17.20 liegt ein Spannungsteiler vor und die übertragene Störspannung U_S berechnet sich nach Gl. 17.9.

$$U_S = U_Q \frac{Z_S}{Z_S + Z_Q} \quad (17.9)$$

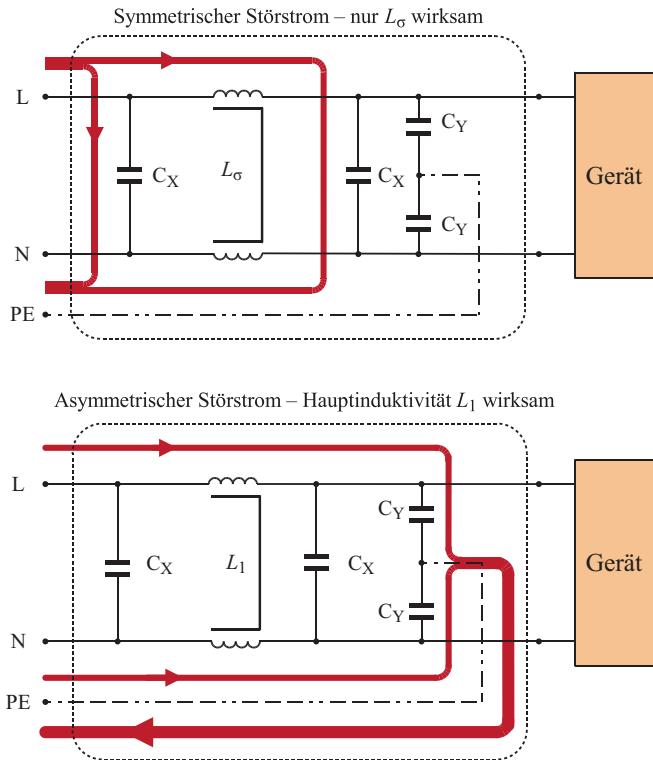


Abb. 17.19 Ableitung von symmetrischen und asymmetrischen Störströmen

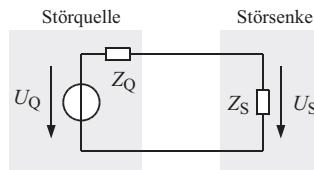


Abb. 17.20 Wirkung einer Störquelle auf einen Empfänger

Z_Q : Innenwiderstand der Störquelle

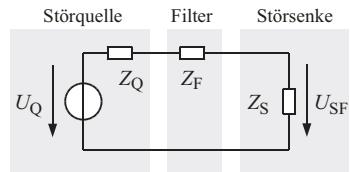
Z_S : Störsenke (Empfänger)

Durch Einbau einer zusätzlichen Impedanz – dem Filter Z_F – wird die Übertragung der Störspannung U_Q beeinträchtigt (Abb. 17.21). Z_F ist eine frequenzabhängige Impedanz. Die Frequenzabhängigkeit muss dem Störspektrum angepasst sein.

Die am Empfänger auftretende Störspannung U_{SF} berechnet sich mit Gl. 17.10.

$$U_{SF} = U_Q \frac{Z_S}{Z_S + Z_F + Z_Q} \quad (17.10)$$

Abb. 17.21 Einbau eines Filters Z_F zur Verminderung der Störspannung am Empfänger (U_{SF})



Das logarithmische Verhältnis der übertragenen Störspannungen mit und ohne Filter wird als Einfügungsdämpfung a (Gl. 17.11) bezeichnet.

$$a = 20 \log \frac{U_S}{U_{SF}} \quad \text{mit} \quad \frac{U_S}{U_{SF}} = \frac{Z_S + Z_F + Z_Q}{Z_S + Z_Q} \quad (17.11)$$

Die Einfügungsdämpfung a ist eine allgemeine Angabe für die Filterdämpfung und wird bei definierten Impedanzen Z_S und Z_Q angegeben. Dadurch ist eine gute Vergleichbarkeit unterschiedlicher Filteranordnungen gegeben. Wird der Prüfling beim Messen der Einfügungsdämpfung beidseitig mit einem reellen Widerstand von 50Ω abgeschlossen, so spricht man von der „ 50Ω -Einfügungsdämpfung“.

Die in Datenblättern angegebenen Einfügungsdämpfungskurven haben einen informativen Charakter zur Abschätzung der Wirkung und zum Vergleich von verschiedenen Filtern untereinander. Eine präzise Bewertung ist wegen der unterschiedlichen Impedanzverhältnisse nur durch Messung der Störspannung in der jeweiligen Anwendung möglich.

17.6 Motoranpassung an den Stromrichter

Die Leiterspannungen am Ausgang eines Wechselrichters enthalten Gleichanteile und können Spannungssteilheiten von $5\text{kV}/\mu\text{s}$ (IGBT) bis $20\text{kV}/\mu\text{s}$ (IGCT) aufweisen. Aufgrund dieser Spannungssteilheiten kann es über die Motorzuleitungen zu einer Abstrahlung elektromagnetischer Wellen, zu Wanderwellenproblemen, zu asymmetrischen Störströmen über die Wicklungskapazität (einige nF) und Rotorlager des Motors (Lagerströme) sowie zu Teilentladungen (TE) an der Motorwicklung kommen.

17.6.1 Lagerströme

Potenzialsprünge der Motoranschlüsse führen über parasitäre Kapazitäten zu Verschiebungsströmen innerhalb des Motors, die nach außen als asymmetrische Störströme in Erscheinung treten. Die typischen Wege eines solchen Verschiebungsstromes zeigt Abb. 17.22.

Die Belastung der Motorisolation und Rotorlager (die Stromdichte beim Übergang Kugel-Lauffläche ist theoretisch unendlich und raut die Lauffläche auf, wodurch

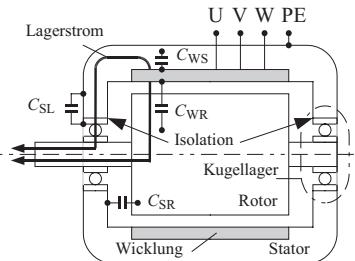


Abb. 17.22 Parasitäre Kapazitäten einer Drehstrom-Asynchronmaschine (DAM) und Darstellung eines Strompfades über die elektrisch isolierte Motorlagerung

C_{WS} : Kapazität Wicklung-Stator

C_{WR} : Kapazität Wicklung-Rotor

C_{SL} : Kapazität Stator-Kugellager (außen)

die Lebensdauer der Lager deutlich reduziert ist, (weitere Hinweise dazu in VDE 0530 Tl. 25) macht Maßnahmen zur Reduzierung der Spannungssteilheiten durch spezielle Umrichter (z. B. Multi-Level-Technologie, Abb. 17.4) oder durch Ausgangsfilter erforderlich. Motoren werden für den Umrichterbetrieb auch mit verstärkter Isolierung ausgestattet.

17.6.2 Wanderwellenprobleme

Verbindungskabel zwischen Wechselrichter und Motor können wenige Meter lang sein oder bis zu mehreren hundert Metern Länge aufweisen. Das Motorkabel wirkt wie eine Antenne, d. h. es erzeugt in seiner Umgebung ein elektromagnetisches Feld, welches mit der Frequenz des Wechselrichters pulsiert. Das Kabel kann unterschiedlich ausgeführt werden:

- ungeschirmt
- geschirmt
 - Folienschirm (Alufolie)
 - Folien- und Geflechtschirm (Alufolie/Kupfergeflecht)

Um die elektrischen Eigenschaften eines Motorkabels genauer zu beschreiben, müssen zunächst einige technische Daten für ein typisches vieradriges geschirmtes Motor-Kabel angenommen werden. Die Angaben in Tab. 17.4 sind auf die Längeneinheit 1 m bezogen.

Mit Hilfe dieser Daten ist es möglich, Kennwerte für ein Kabel zu berechnen. Zur Vereinfachung ist ein verlustfreies Dielektrikum angenommen worden.

$$\text{Wellenwiderstand: } Z = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (17.12)$$

Tab. 17.4 Typische Werte eines geschirmten Motorkabels ($4 \times 6 \text{ mm}^2$)

Induktivitätsbelag	L'	Ader	1 $\mu\text{H}/\text{m}$
		Schirm	0,7 $\mu\text{H}/\text{m}$
Kapazitätsbelag	C'	Ader–Ader	120 pF/m
		Ader–Schirm	190 pF/m
Widerstandsbelag	R'	Ader	3,6 $\text{m}\Omega/\text{m}$
		Schirm	5,4 $\text{m}\Omega/\text{m}$

$$\text{Wellengeschwindigkeit: } v = \frac{1}{\sqrt{L' \cdot C'}} \quad \text{in } \frac{\text{m}}{\text{s}} \quad (17.13)$$

$$\text{Reflektionsfaktoren: } r_U = \frac{R - Z}{R + Z} \quad r_I = \frac{Z - R}{R + Z} \quad (17.14)$$

mit R = Abschlusswiderstand der Leitung

$$\text{Eigenfrequenz: } \omega_0 = \frac{v}{l} \quad \text{mit } l = \text{Kabellänge in Meter} \quad (17.15)$$

Zur Untersuchung der möglichen Wellenausbreitung wird in Abb. 17.23 das Umrichter-System vereinfacht dargestellt.

Für die in Tab. 17.4 angegebenen Daten folgt ein Wellenwiderstand von $Z_L = 91 \Omega$ und eine Wellengeschwindigkeit $v = 91.287 \text{ km/s} \triangleq 91 \text{ m}/\mu\text{s}$ bzw. $10,9 \text{ ns/m}$. Schaltflanken der Wechselrichterausgangsspannung $u_{LL,WR}$ breiten sich mit der Wellengeschwindigkeit v entlang der Kabellänge l aus. Daraus folgt eine Signallaufzeit Δt :

$$\text{Signallaufzeit } \Delta t = \frac{\text{Kabellänge}}{\text{Wellengeschwindigkeit}} = \frac{l}{v} \quad (17.16)$$

Ist die Schaltzeit (T_r in Abb. 17.2) des Wechselrichters kleiner als diese Signallaufzeit Δt , so muss das Kabel als Wellenleiter betrachtet werden. In diesem Fall sollten

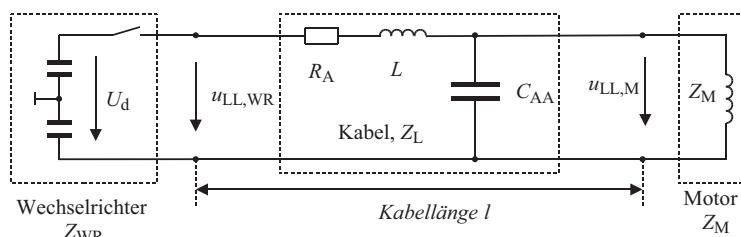


Abb. 17.23 Einpolige Darstellung des Umrichter-Kabel-Motorsystems

Wechselrichter und Motor die Impedanz des Kabel-Wellenwiderstandes (Z_L) aufweisen, damit es zu keinen Reflexionen auf der Motorleitung infolge Fehlanpassung kommt.

- Die in der Nachrichtentechnik übliche Leistungsanpassung ist wegen des geringen Wirkungsgrades bei energietechnischen Anwendungen nicht möglich.

Praktisch ist die Impedanz des Wechselrichters (Z_{WR}) durch den Zwischenkreis-kondensator C für hochfrequente Komponenten annähernd Null. Die Induktivität des Motors führt zu einer vergleichsweise hohen Impedanz Z_M . Die Reflexionsfaktoren für die Spannungsflanke lauten mit Gl. 17.14 an den Wechselrichterklemmen $r_U = -1$ ($-1 \triangleq$ Kurzschluss) und an den Motorklemmen $r_U = 1$ ($1 \triangleq$ Leerlauf). Eine am Motor eintreffende Spannungsflanke läuft daher zum Wechselrichter zurück, wobei am Motor eine Spannungsverdopplung auftritt. Der Wechselrichter spiegelt die Schaltflanke mit umgekehrten Vorzeichen zum Motor hin. Abb. 17.24 zeigt den idealisierten Spannungsverlauf entlang des Motorkabels und den Zeitverlauf der Spannung am Motor für einen Einschaltvorgang mit hoher Steilheit und $Z_{WR} \ll Z_L \ll Z_M$.

Auf der Leitung können sich, abhängig von der Leitungslänge l und Schaltfrequenz f_S des Wechselrichters, gleichzeitig mehrere hin- und rücklaufende Spannungsimpulse befinden. Ortsabhängig erfolgt dann eine Überlagerung (Superposition) verschiedener Spannungsimpulse. Im ungünstigsten Falle findet diese Superposition direkt an den Motorklemmen statt, wodurch erhebliche Überspannungen hoher Steilheit am Motor

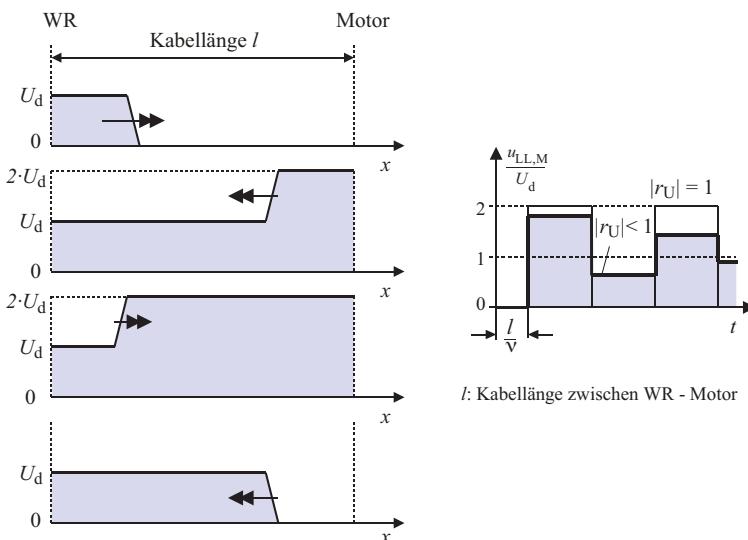


Abb. 17.24 Ausbreitung einer Spannungsflanke (idealisiert) zwischen Umrichter (WR) und Motor und Zeitverlauf der Leiterspannung $u_{LL,M}$ (Motorspannung)

aufreten. Abhilfe kann hier ein Wechsel der Schaltfrequenz oder ein zusätzliches du/dt -Filter bringen.

17.6.3 Ausgangsfilter

Ausgangsfilter werden direkt am Ausgang des Wechselrichters angeordnet. Die Leitungen zwischen Wechselrichter und Filter sowie zwischen Filter und Motor werden im Allgemeinen geschirmt ausgeführt. Der Einsatz eines Ausgangsfilters sowie geschirmter Leitungen ist mit Kosten, Platz und zusätzlichem Gewicht verbunden. Man wird den Aufwand daher nur so groß wählen, wie es zur sicheren Funktion der jeweiligen Anlage und zur Einhaltung der jeweiligen Vorschriften unbedingt erforderlich ist. Man unterscheidet daher je nach Aufwand zwischen:

- **Ausgangsdrosseln** zur Verbesserung der Stromkurvenform,
- **du/dt -Filter**, Filter zur Begrenzung der Spannungssteilheit auf max. 500 V/ μ s,
- **Sinusfilter**, Filter zur Unterdrückung der Spannungsoberschwingungen.

Die Filter sollen vom Kabel und Motor ausgehende elektromagnetische Störungen reduzieren und die Spannungskurvenform am Motor verbessern. Bestehende Umrichter lassen sich im Allgemeinen mit einer Drossel, einem du/dt - oder Sinusfilter nachrüsten. Hierbei ist jedoch der zusätzliche Spannungsabfall zu beachten. Bei einer Drossel kann pauschal mit einem Spannungsabfall von bis zu 10 V, bei einem Sinusfilter von bis zu 60 V gerechnet werden. Ein Sinusfilter bietet nahezu sinusförmige Spannungen, stellt aber auch den größten Aufwand (Masse, Volumen) dar. Den typischen Aufbau eines du/dt -Filters zeigt Abb. 17.25. Das du/dt -Filter befindet sich unmittelbar am Ausgang des

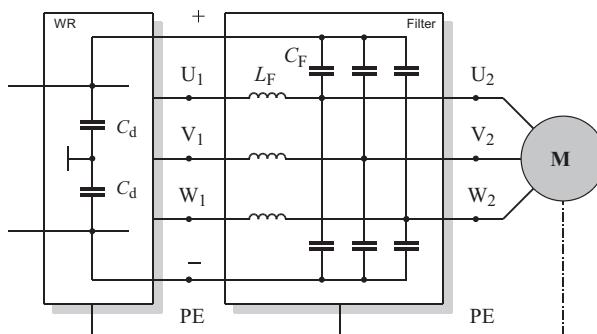


Abb. 17.25 Schaltungsbeispiel für ein du/dt -Filter

Zur Dämpfung von asymmetrischen Störströmen kann noch eine zusätzliche stromkompensierte Drossel zwischen Wechselrichter und Filter geschaltet werden

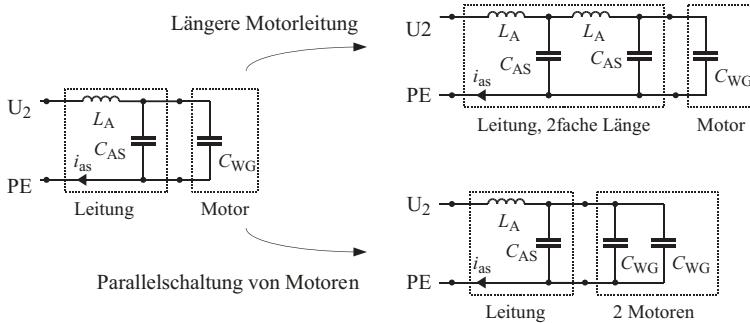


Abb. 17.26 Beeinflussung des asymmetrischen Störstromes i_{as} am Beispiel einer Motor-Phase
(L_A : Ader-Induktivität, C_{AS} : Kapazität Ader-Schirm, C_{WG} : Kapazität Wicklung-Gehäuse)

Wechselrichters. Die Kombination eines du/dt -Filters zusammen mit einer zusätzlichen Motordrossel ist möglich [2].

Die Induktivität einer Filter-Drossel muss im gesamten Betriebsbereich konstant sein. Bedingt durch die mögliche Sättigung des magnetischen Kreises durch asymmetrische Störströme liegen damit für ein Filter Vorgaben für die Ausführung und Länge der Motorzuleitung sowie über die Anzahl parallelschaltbarer Motoren fest. In Abb. 17.26 ist dargestellt, welche Parameter sich bei Verlängerung der Motorleitung bzw. bei der Parallelschaltung von Motoren ändern. In jedem Fall nimmt die Erdkapazität – und damit der asymmetrische Störstrom – zu. Hier unterscheidet sich die Parallelschaltung der Motoren, bei der sich die Erdkapazität mit der Anzahl der Motoren erhöht, von einer Leitungsverlängerung, bei der sich neben der Erdkapazität auch die Leitungsinduktivität proportional zur Länge erhöht. Ein Ausgangsfilter arbeitet daher nur bis zu einer bestimmten Leitungslänge bzw. Anzahl parallel betriebener Motoren zufriedenstellend. Da die Leitungsverlegung Einfluss auf die Wirksamkeit der eingesetzten Filter hat, muss die Wirksamkeit der Filterung experimentell überprüft werden.

Abb. 17.27 zeigt den Weg der Ladeströme der Leitungs- und Motorkapazität. Bei jedem Schaltvorgang fließt ein Ladestrom als asymmetrischer Störstrom i_{as} über die Masseverbindungen. Das Filter F soll diesen Störstrom unterdrücken und die

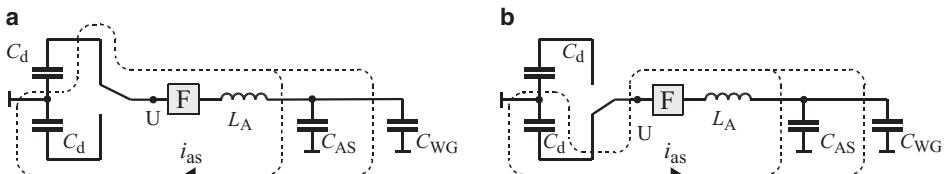


Abb. 17.27 Stromwege beim Umladen von Kabel- und Motorkapazität (F: Filter)

Spannungssteilheit vermindern. Zwischen Motorzuleitung und Masseverbindung darf keine resultierende Fläche existieren, d. h. die **Leitungen** müssen so nahe wie möglich zusammen verlegt werden.

17.6.4 Ableitströme

Unter dem Ableitstrom sei hier der Strom der bei bestimmungsgemäßen Betrieb durch den Schutzleiter fließt verstanden. Besonders bei Umrichteranwendungen verliert der niederfrequente Ableitstromanteil an Bedeutung gegenüber dem durch die getaktete Ausgangsspannung verursachten asymmetrischen Strom. Verfügt eine Stromrichteranlage über einen RCD (Residual Current Device, Fehlerstrom-Schutzeinrichtung), so besteht die Möglichkeit einer Schutzabschaltung durch diesen asymmetrischen Strom. In Abb. 17.28 sind mehrere Strompfade asymmetrischer Ströme dargestellt. Dies sind hauptsächlich die Kabelkapazitäten sowie die Kapazität der Motorwicklung zum Gehäuse. Dazu kommen Ableitströme des Frequenzumrichters und des Netz- und ggf. Motorfilters. Beim Aufbau einer Anlage wird man daher bemüht sein diese Ableitströme so gering wie möglich zu halten. Als Quelle der asymmetrischen Ströme kann der Zwischenkreiskondensator des Frequenzumrichters angesehen werden. Die Taktung der Ausgangsspannung ruft kapazitive Ströme hervor die einen geschlossenen Stromkreis bilden, d. h. wieder zurück zum Kondensator fließen. Ohne ein effektives Erdungs- und Schirmkonzept entstehen hierdurch so genannte vagabundierende Erdströme. Im ungünstigsten Fall schließt sich dieser Stromkreis letztlich über den Eingangstransformator und verursacht Störströme im Versorgungsnetz.

Zur Vermeidung dieser Störströme wird neben weiteren Maßnahmen in Abb. 17.29 ein Netzfilter vorgesehen, welches einen hohen Widerstand zur Netzseite darstellt und für die asymmetrischen Ströme einen niederohmigen Rückweg zum Zwischenkreis ermöglicht.

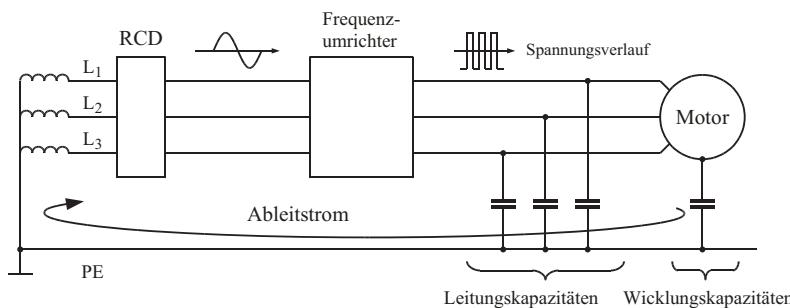


Abb. 17.28 Auswirkung asymmetrischer Störströme als Ableitstrom

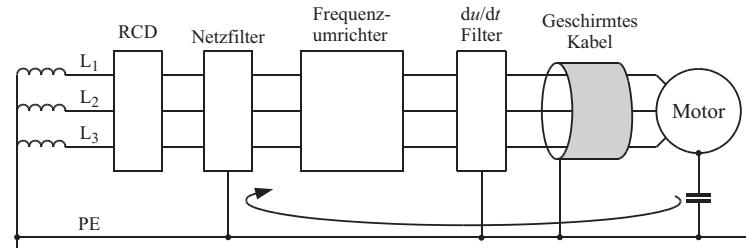


Abb. 17.29 Maßnahmen zur Reduzierung des Ableitstromes

17.7 Weitere Maßnahmen

Man muss sich der Tatsache bewusst sein, dass eine Energieübertragung auch in leistungselektronischen Einrichtungen allein über elektromagnetische Felder erfolgt. Sämtliche strom- und spannungsführenden Konstruktionselemente (Kabel, Leitungen, ...) dienen (nur) der Feldführung. Mathematisch wird dieser Zusammenhang durch das Vektorprodukt von elektrischer Feldstärke \underline{E} und magnetischer Feldstärke \underline{H} , dem Poynting-Vektor \underline{S} nach Gl. 17.17 beschrieben. Dieser Vektor beschreibt die Leistungsdichte in einem Raumpunkt.

$$\underline{S} = \underline{E} \times \underline{H} \quad \text{in } \frac{\text{W}}{\text{m}^2} \quad (17.17)$$

Abb. 17.30 zeigt beispielhaft zwei stromdurchflossene Leiter im Abstand d , zwischen denen die Spannung U herrscht. Die Leistung P erhält man durch Integration der

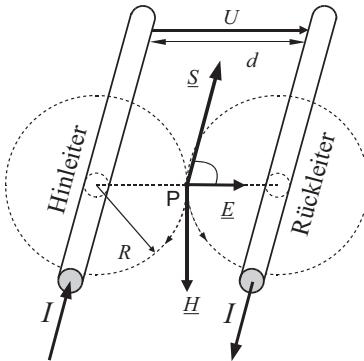


Abb. 17.30 Poynting-Vektor \underline{S}

Das Potenzial spannungsführender Teile wird durch ideale Schalter mit Steilheiten bis zu $20 \text{ kV}/\mu\text{s}$ gesteuert. Ferner treten Stromänderungsgeschwindigkeiten bis ca. $1 \text{ kA}/\mu\text{s}$ auf. Unter diesen Bedingungen kann sich das elektromagnetische Feld vom Leiter ablösen und als Radiowelle ausbreiten. Hierin liegt ein besonderes Problem beim Einsatz moderner Bauelemente. Schirmung sowie Erdung müssen äußerst sorgfältig erfolgen

Leistungsdichte S über die Querschnittsfläche A des von den Leitern erzeugten elektromagnetischen Feldes.

$$P = \int_A S \, dA \quad (17.18)$$

Zwar ist das elektromagnetische Feld immer vorhanden, bei geringen Betriebsfrequenzen oder Gleichgrößen tritt es im Allgemeinen nicht störend in Erscheinung. Durch hochdynamische Schaltvorgänge in leistungselektronischen Einrichtungen machen sich störende Einflüsse zunehmend bemerkbar. Bei ungünstiger Anordnung von Komponenten, wie z. B. Sensoren, sind diese direkt dem hochfrequenten elektromagnetischen Feld ausgesetzt, d. h. sie werden kapazitiv und induktiv beeinflusst. Während sich eine kapazitive Beeinflussung bei Leitungen durch eine mehrfach geerdete Schirmung weitgehend ausschalten lässt, muss der Ableitstrom der Schirmung unschädlich abgeführt werden. Ein besonderes Problem besteht hier bei der Wicklungsisolation eines Motors. Verschiebungströme durch hohe Spannungssteilheiten lassen die Isolation vorzeitig altern und verursachen Lagerströme, wodurch die Laufgüte und Lebensdauer der Kugellager reduziert wird.

Die von Leitungen gespeicherte magnetische Energie muss bei Schaltvorgängen sehr schnell geändert werden. Hierbei können zerstörerische Überspannungen an den aktiven und passiven Bauelementen entstehen. Der Aufbau eines Stromrichters muss daher äußerst induktivitätsarm erfolgen. Hin- und Rückleiter sollten so eng wie möglich beieinander liegen, Leiter sind zu verdrillen oder als Schienen auszuführen. Nur durch diese Maßnahmen kann die Schaltleistung moderner Leistungshalbleiter überhaupt ausgeschöpft werden. Durch den Einsatz von Halbleitermodulen kann auf viele externe Verbindungen verzichtet werden.

- Die Energieübertragung erfolgt im Idealfall nur zwischen den Stromschienen, also in einem sehr engen Spalt (d in Abb. 17.32).
- Bei gleichem Leiterquerschnitt haben eng aneinander liegende Stromschienen im Vergleich zu Runddrähten, je nach Seitenverhältnis eine bis zu 90 % reduzierte Induktivität.

Bezieht man die Induktivität L auf die Länge l , so erhält man für parallele Runddrähte nach Abb. 17.31 die Gl. 17.23 und für Stromschienen nach Abb. 17.32 die Gl. 17.20.

Runddrähte

$$\frac{L}{l} = \frac{\mu}{\pi} \cdot \ln \left(2 \cdot \frac{d}{D} \right) \quad \text{in } \frac{\text{H}}{\text{m}} \quad (17.19)$$

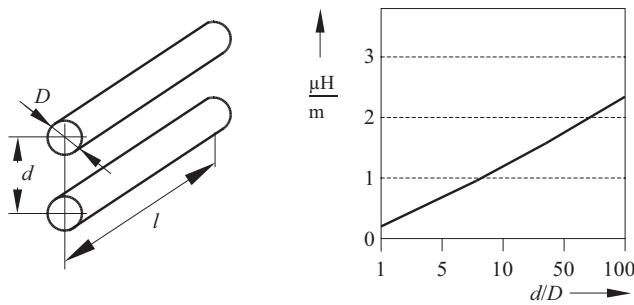


Abb. 17.31 Längenbezogene Induktivität von parallelen Runddrähten nach Gl. 17.19

Es gilt:

$$\frac{d}{D} > 1$$

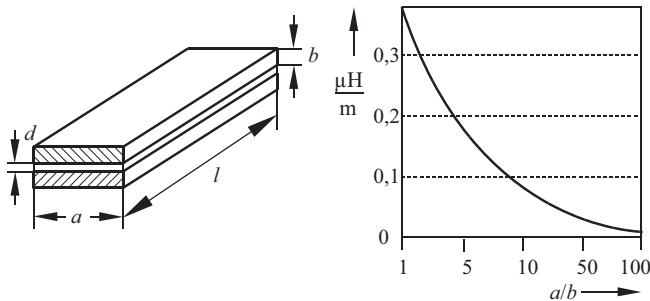


Abb. 17.32 Längenbezogene Induktivität L nach Gl. 17.20 von parallelen Stromschienen ($a \cdot b = \text{konstant}$)

Verschienung

$$\frac{L}{l} = 2 \cdot \frac{\mu}{\pi} \cdot \ln \left(1 + \frac{1}{1 + \frac{a}{b}} \right) \quad \text{in } \frac{\text{H}}{\text{m}} \quad d \ll b \text{ und } d \ll a \quad (17.20)$$

Hinweis Der effektive Leiterquerschnitt wird durch die frequenzabhängige Strom-Eindringtiefe δ beschrieben. Bei der Eindringtiefe δ ist die Stromdichte im Leiter auf ein e-tel (= 37 %) abgefallen. Die Eindringtiefe δ berechnet sich nach Gl. 17.21 (Skin-Effekt, [3]).

$$\omega = 2\pi f$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \quad (17.21)$$

- μ : magnetische Permeabilität des Leiters
- σ : elektrische Leitfähigkeit des Leiters Für einen langen runden Kupferleiter ergibt sich z. B. bei einer Frequenz von $f = 50 \text{ Hz}$ eine Eindringtiefe von $\delta = 9,5 \text{ mm}$, bei 1 MHz beträgt δ nur noch $67 \text{ } \mu\text{m}$.

Literatur

1. Habiger: Elektromagnetische Verträglichkeit. Heidelberg: Hüthig, 1998
2. Franz: EMV. Stuttgart, Leipzig, Wiesbaden: Teubner, 2013
3. Henke: Elektromagnetische Felder. Berlin Heidelberg: Springer, 2004



Zur Anpassung einer Spannungsquelle an einen Verbraucher mit geringerer Spannung kann man einen einfachen Spannungsteiler verwenden. Wegen des ungünstigen Wirkungsgrades ist diese Maßnahme jedoch auf kleine Leistungen beschränkt. Legt man Wert auf einen hohen Wirkungsgrad, was besonders bei batteriebetriebenen Geräten der Fall ist, oder benötigt man höhere Leistungen, so erfolgt die Spannungswandlung durch periodisch schaltende Wandler. Als Schalter kommen für Leistungen bis ca. 1 kW im Allgemeinen MOSFET-Leistungstransistoren zum Einsatz. MOSFETs ermöglichen Schaltfrequenzen $\gg 100$ kHz. Die komplette Baueinheit eines schaltenden Spannungswandlers wird als *Gleichspannungswandler* bezeichnet. Nachfolgend werden die verschiedenen Prinzipien der Wandlerschaltungen vorgestellt.

18.1 Tiefsetzsteller

Das Prinzip eines schaltenden Spannungswandler zeigt Abb. 18.1 am Beispiel des Tiefsetzstellers. Der Schalter S stellt am Ausgang der Schaltung eine pulsierende Gleichspannung u_2 zur Verfügung. Der Schalter S arbeitet periodisch mit der Periodendauer T und wird mit der Schaltfunktion s beschrieben (siehe Tab. 13.1), die Einschaltzeit ist mit T_E angegeben. Die Spannung u_2 wechselt mit der Schaltfunktion s zwischen $u_1(s = 1)$ und $0(s = 0)$. Die Gleichspannung U_2 erhält man als zeitlichen Mittelwert von u_2 nach Gl. 18.1.

$$\bar{u}_2 = U_2 = u_1 \cdot \frac{T_E}{T} \quad \text{mit: Aussteuerung } a = \frac{T_E}{T} \quad (18.1)$$

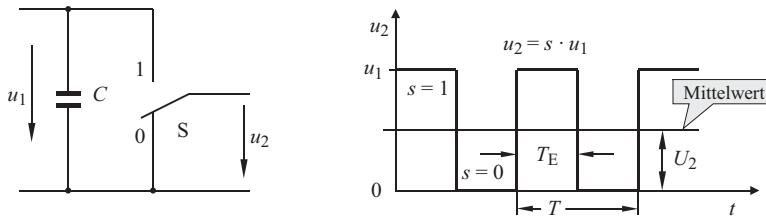


Abb. 18.1 Prinzip des Tiefsetzstellers

18.2 Ausführungsbeispiel zum Tiefsetzsteller

In der Praxis treten parasitäre Induktivitäten auf, die für die Funktion der Schaltung berücksichtigt werden müssen. Man kann von 1 nH/mm Leiterlänge ausgehen. Nachfolgende Schaltung zeigt Induktivitäten auf der Gleichspannungsseite, im Transistor und in der Diode.

		<p>Berücksichtigung parasitärer Induktivitäten: L_σ: Leitungsinduktivität ($1 \mu\text{H/m}$) L_T: Emitterinduktivität (10–20 nH) L_D: Diodeninduktivität (5–10 nH)</p>
a)	b)	c)
	<p>Die graue Fläche soll so klein wie möglich ausfallen!</p>	
T sperrt, die Freilaufdiode D leitet, $u_2 \approx 0$	T schaltet ein, i_2 wird langsam von T übernommen. Die max. Stromsteilheit ist durch $\sum L$ im Stromkreis bestimmt	Die Rückstromspitze I_{RM} der Freilaufdiode D belastet den Transistor zusätzlich. Der Stromabriß erzeugt Überspannungen

Zur Senkung der Schaltverluste und Vermeidung von Überspannungen ist zu beachten:

- Ein zusätzlicher Kondensator C unmittelbar am Kollektoranschluss des Transistors T zur Kompensation eingangsseitiger Leitungsinuktivitäten (L_σ).
 - Der Transistor T und die Diode D sind so eng wie möglich beieinander anzutragen, besser verwendet man ein Modul zur Vermeidung unnötiger Verdrahtungsinduktivitäten.
 - Die Leitungen zwischen Kondensator C und Diode D sind als großflächige, enge Schienenpaare auszuführen damit die aufgespannte Fläche (in b) grau dargestellt) minimal ist.
- Besonders kritisch ist das Abschaltverhalten der Freilaufdiode D. Die Dioden-Rückstromspitze i_{RM} muss vom Transistor T geschaltet werden und verursacht hohe Schaltverluste. Hierdurch wird die Schaltfrequenz begrenzt. Bei der Dioden-Auswahl muss daher besonders auf i_{RM} geachtet werden. Es gibt seit einiger Zeit SiC-Dioden, die sich hinsichtlich der geringen Rückstromspitze sehr gut für diese Anwendungen eignen (c) und hohe Schaltfrequenzen zulassen. Derzeit ist aber nur ein SiC-Diodentyp im Handel (siehe Tab. 5.1)

18.3 Gleichstromsteller

Wendet man den Tiefsetzsteller nach Abb. 18.2 auf eine ohmsch induktive Last an, so kann mit dem Schalter S in der Schaltung nach Abb. 18.3 der Gleichstrom i_d gesteuert werden. Diese Schaltung ist durch zwei Arbeitstakte des Schalters S gekennzeichnet. Ist der Schalter S geschlossen (Stellung 1 in Abb. 18.1), so wird der Gleichstrom i_d von U_0 aufgebaut. Der Gleichstrom i_d wird beim ersten Schaltvorgang durch Gl. 18.2 beschrieben.

$$i_d = I_0 \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad \text{mit: } I_0 = \frac{U_0}{R} \text{ und } \tau = \frac{L}{R} \quad (18.2)$$

Den Gleichstromverlauf zeigt Abb. 18.4. Wird der Schalter S bei $t = t_1$ geöffnet (Stellung 0 in Abb. 18.1), so fließt der Strom i_d über die Freilaufdiode D und die Spannung u_2 ist Null. Der Gleichstrom i_d fällt nach Gl. 18.4 vom Anfangswert I_1 ausgehend auf Null ab. Durch Wiedereinschalten von S bei $t = t_2$ kann i_d nach Gl. 18.4 wieder aufgebaut werden. Bei t_3 wird der Schalter wieder geöffnet.

$$t \geq t_1: \quad i_d = I_1 e^{-\frac{t-t_1}{\tau}} \quad \text{mit: } I_1 = i_d(t_1) \quad (18.3)$$

$$t_2 \leq t \leq t_3: \quad i_d = I_0(1 - e^{-\frac{t-t_2}{\tau}}) + I_2 e^{-\frac{t-t_3}{\tau}} \quad \text{mit: } I_2 = i_d(t_2) \quad (18.4)$$

Abb. 18.2 Schaltermodell und praktische Ausführung des Umschalters mit Transistor und Freilaufdiode für $i_2 \geq 0$

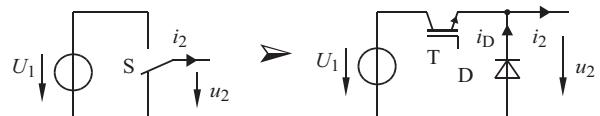
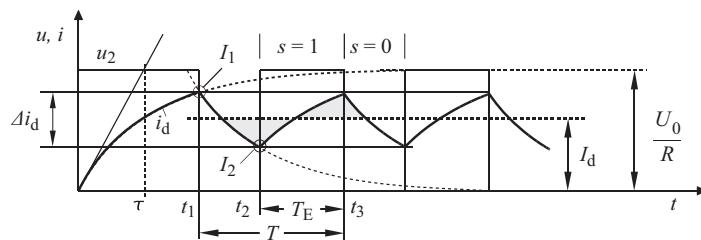
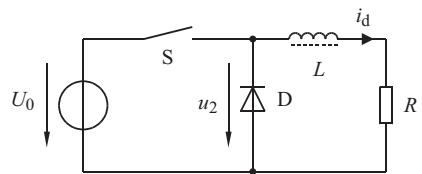


Abb. 18.3 Gleichstromsteller mit passiver Last

D: Freilaufdiode

L: Glättungsinduktivität

**Abb. 18.4** Stromverlauf eines Gleichstromstellers mit passiver Last ($\tau_L < T$)

Der Gleichstrom i_d verläuft exponentiell zwischen den Grenzwerten I_1 und I_2 . Die Differenz $I_1 - I_2$ wird als Schwankungsbreite Δi_d bezeichnet.

$$\Delta i_d = I_1 - I_2 \quad (18.5)$$

Die Zustände (Aufladen ($s = 1$) und Entladen ($s = 0$) der Speicherdrossel L) zeigt Abb. 18.5.

Zur Bestimmung der Schwankungsbreite Δi_d wird I_1 und I_2 (oberer und unterer Grenzwert des Gleichstromes i_d) berechnet.

Mit der Ausschaltzeit $T_A = T - T_E$ folgt:

$$I_2 = I_1 e^{-\frac{T_A}{\tau}} \quad I_1 = I_0(1 - e^{-\frac{T_E}{\tau}}) + I_2 e^{-\frac{T_E}{\tau}} \quad (18.6)$$

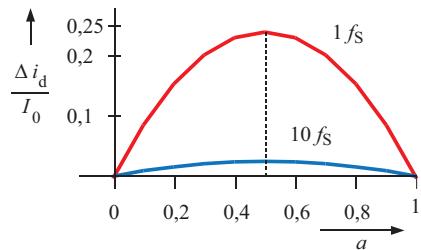
Durch Einsetzen von I_2 formt sich Gl. 18.6 um:

$$I_1 = I_0(1 - e^{-\frac{T_E}{\tau}}) + I_1 e^{-\frac{T}{\tau}} \quad (18.7)$$

Arbeitstakt: Aufladen, $u_2 = U_0$, $s = 1$	Arbeitstakt: Entladen, $u_2 = 0$, $s = 0$

Abb. 18.5 Arbeitstakte eines Gleichstromstellers

Abb. 18.6 Schwankungsbreite Δi_d bei unterschiedlicher Schaltfrequenz f_s



Aus Gl. 18.6 und 18.7 folgt für die Grenzwerte I_1 und I_2 :

$$I_1 = I_0 \frac{1 - e^{-\frac{T_E}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \quad \text{und} \quad I_2 = I_0 \frac{e^{-\frac{T_A}{\tau}} - e^{-\frac{T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \quad (18.8)$$

Die Einführung der Aussteuerung a liefert mit $T_E = aT$ und $T_A = (1-a)T$ schließlich für die Schwankungsbreite Δi_d :

$$\Delta i_d(a) = I_0 \frac{1 - e^{-\frac{aT}{\tau}} - e^{-(1-a)\frac{T}{\tau}} + e^{-\frac{T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \quad \text{mit } a = \frac{T_E}{T} \text{ und } I_0 = \frac{U_0}{R} \quad (18.9)$$

Den Verlauf von Δi_d in Abhängigkeit von der Aussteuerung a zeigt Abb. 18.6 in normierter Form für konstante Schaltfrequenz f_s bei nicht lückendem Strom (Continuous conduction Mode, CCM). Bei $a = 0,5$ ist Δi_d maximal, so dass diese Aussteuerung Grundlage für eine Dimensionierung der Induktivität L ist.

Die maximale Schwankungsbreite Δi_d wird um so kleiner, je größer die Lastzeitkonstante τ im Verhältnis zur Periodendauer der Schaltfrequenz T ist.

- Der Glättungsaufwand reduziert sich daher mit zunehmender Schaltfrequenz f_s . Bei der Schaltungsentwicklung wird stets ein Kompromiss zwischen den Schaltverlusten des Schalters S, dem Abschaltverhalten der Freilaufdiode D und der Baugröße der Glättungsmittel gesucht.

18.4 Gleichstromsteller mit aktiver Last

Als aktive Last wird eine Gleichstrommaschine angenommen. Es wird zwischen lückendem und nicht lückendem Betrieb unterschieden.

Laden ($0 < t < t_1$)	Entladen ($t_1 < t < t_2$)
$i_d = \frac{U_0 - e}{R} (1 - e^{-\frac{t}{T_L}})$	$i_d = i_d(t_1) e^{-\frac{t-t_1}{T_L}} - \frac{e}{R} (1 - e^{-\frac{t-t_1}{T_L}})$
$u_2 = U_0$	$u_2 = 0$

Mit jedem Einschaltvorgang wird die Drossel L aufgeladen (positive Spannungszeitfläche in Abb. 18.7), bei geöffnetem Schalter wird die Energie wieder abgegeben (negative Spannungszeitfläche in Abb. 18.7). Der Gleichstromverlauf entspricht prinzipiell Abb. 18.22. Ist die Drossel jedoch entladen ($i_2 = 0$), bevor der Schalter bei $t = t_2$ wieder geschlossen wird, so bleibt der Gleichstrom bis zum Einschaltvorgang (bei t_2) 0, man sagt, der Strom lückt. Der Zeitpunkt ist in Abb. 18.7 mit t_L gekennzeichnet. Im Lückbetrieb ist die Gleichspannung u_2 gleich der Gegenspannung e . Zur Vermeidung dieses Lückbetriebes ist die Taktfrequenz anzuheben (kürzere Entladezzeit), die Induktivität L zu vergrößern oder ein höherer Mittelwert I_d erforderlich. Speziell im Leerlaufbetrieb einer Gleichstrommaschine, d. h. bei fehlendem Lastmoment, kann daher ein Lückbetrieb auftreten. Im Lückbetrieb setzt sich die Ausschaltzeit T_A aus T'_A (D leitet) und T''_A (stromlose Pause) zusammen.

Wird die Tiefsetzstellerschaltung nach Abb. 18.3 um einen Schalter (S_G) und eine Diode (D_G) erweitert, so kann der Gleichstromsteller auch für die Energierückspeisung eingesetzt werden (Abb. 18.8). Die im Bremsbetrieb des Motors anfallende generatorische Energie kann in das Gleichstromnetz zurückgespeist werden. Der Gleichstromsteller erhält dadurch den bereits in Abb. 4.66 vorgestellten Brückenzweig.

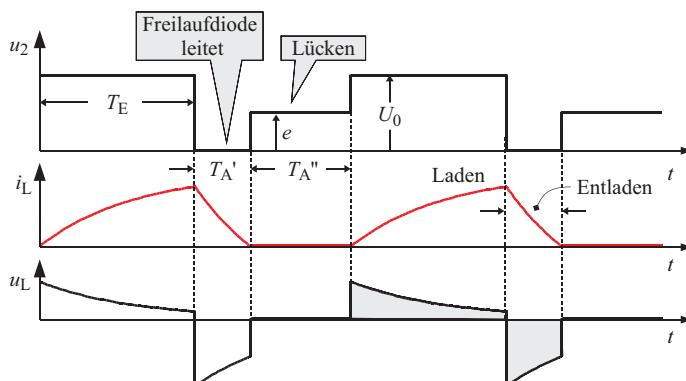
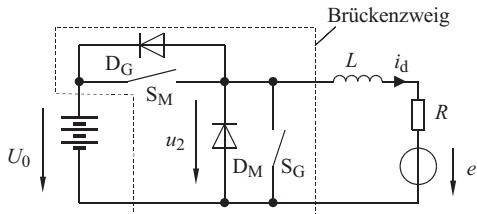


Abb. 18.7 Lückbetrieb, Strom und Spannung der Speicherdrossel

Abb. 18.8 Rückspeisefähiger Gleichstromsteller
Index M: Motorbetrieb
Index G: Generatorbetrieb



- Im motorischen Betrieb wird die Schaltung als normaler Gleichstromsteller betrieben, S_M taktet, S_G bleibt gesperrt, die Diode D_G ist stromlos.
- Im generatorischen Betrieb wird nur S_G getaktet, S_M bleibt gesperrt.
Ist S_G geschlossen, so wird von der Motorspannung e in der Drossel ein Gleichstrom in negativer Richtung aufgebaut. Wird anschließend der Schalter S_G geöffnet, so fließt i_d von der in der Drossel gespeicherten Energie getrieben zurück in die Gleichspannungsquelle. Die Spannung an der Induktivität addiert sich zu e , so dass u_2 auf U_0 angehoben ist. Die Schaltung arbeitet dann als Gleichspannungs-Hochsetzsteller. Die Energierichtung ist durch den negativen Gleichstrom umgekehrt. Abb. 18.9 zeigt die beiden Arbeitstakte im Rückspeisebetrieb.

18.5 Lückbetrieb

Im folgenden wird der Einfluss des Lückbetriebes (Discontinuous Conduction Mode, DCM) auf die Ausgangsspannung des Tiefsetzstellers mit aktiver Last nach Abb. 18.10 beschrieben. Für den Strom in der Induktivität sind mit Abb. 18.11 drei Betriebsarten zu unterscheiden.

	D_G sperrt, der Eingangsstrom ist unterbrochen, die Rotationsspannung e treibt einen Strom rückwärts durch die Drossel L . Dabei wird ein Teil der generatorischen Energie in R in Wärme umgesetzt, der andere Teil in der Induktivität L gespeichert ($W = 1/2 L i_d^2$).
	Nach dem Öffnen von S_G fließt der durch L eingeprägte Motorstrom nun über die Diode D_G in das Gleichspannungsnetz. Die erforderliche Spannungsanhebung auf U_0 erfolgt durch die in L induzierte Spannung. Für den Fall, dass die Batterie nicht mehr aufnahmefähig ist, muss zusätzlich ein „Bremswiderstand“ parallel zu S_G vorgesehen werden.

Abb. 18.9 Rückspeisebetrieb des Gleichstromstellers

Abb. 18.10 Tiefsetzsteller mit aktiver Last

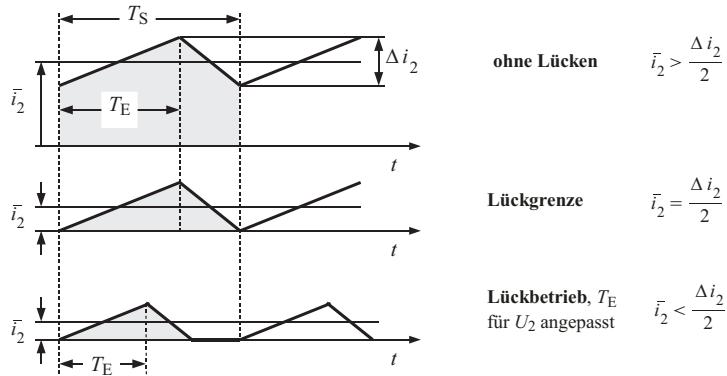
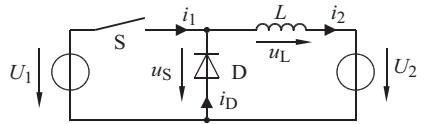


Abb. 18.11 Betriebszustände des Tiefsetzstellers

Während des Lückbetriebes treten insgesamt drei Betriebszustände auf (Abb. 18.12).

Für den Lückbetrieb ist das Spannungsverhältnis U_2/U_1 zu ermitteln. Dazu erfolgt zunächst die Berechnung der Stromhöhe Δi_L für den steigenden und fallenden Strom im Lückbetrieb. Die Stromhöhe Δi_L berechnet sich nach Gl. 18.10 aus der an der Induktivität L liegenden Spannung u_L . Die Ausschaltzeit des Transistors T_A wird im Lückbetrieb in zwei Abschnitte unterteilt. Während T'_A leitet die Diode, während T''_A sperrt die Diode und der Strom ist Null. Es gilt: $T'_A + T''_A = T_A$ sowie $T_A + T_E = T_S$.

$$\begin{aligned} \uparrow \text{steigend} \quad \Delta i_{2\uparrow} &= \frac{U_1 - U_2}{L} T_E = \frac{U_1 - U_2}{L} a T_S \quad \text{mit } a = \frac{T_E}{T_S} \\ \downarrow \text{fallend} \quad \Delta i_{2\downarrow} &= \frac{U_2}{L} T_A = \frac{U_2}{L} a' T_S \quad \text{mit } a' = \frac{T'_A}{T_S} \end{aligned} \quad (18.10)$$

Die Division der beiden Δi_L -Beziehungen nach Gl. 18.10 führt auf einen Ausdruck für a' :

$$\begin{aligned} \frac{\Delta i_{2\uparrow}}{\Delta i_{2\downarrow}} &= 1 = \frac{\frac{U_1 - U_2}{L} a T_S}{\frac{U_2}{L} a' T_S} = \frac{U_1 - U_2}{U_2} \frac{a}{a'} = \left(\frac{U_1}{U_2} - 1 \right) \frac{a}{a'} \\ a' &= a \left(\frac{U_1}{U_2} - 1 \right) \end{aligned} \quad (18.11)$$

Mit Gl. 18.11 berechnet sich der Mittelwert des lückenden Stromes \bar{i}_2 zu:

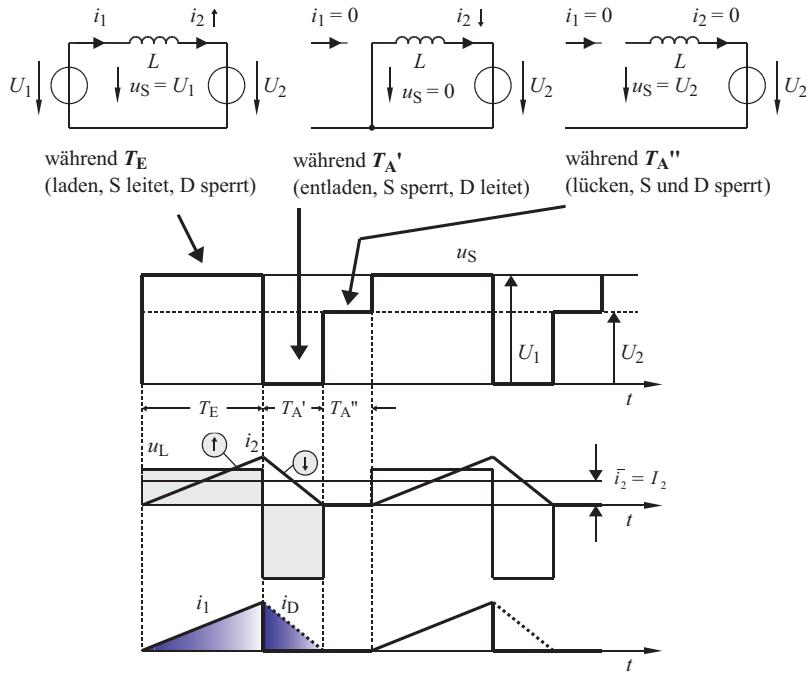


Abb. 18.12 Betriebszustände des Tiefsetzstellers im Lückbetrieb

$$\bar{i}_2 = \frac{\Delta i_2}{2} \left(\frac{T_E + T_A'}{T_S} \right) = \frac{\Delta i_2}{2} (a + a') = \frac{\Delta i_2}{2} \left(a + a \left(\frac{U_1}{U_2} - 1 \right) \right) = \frac{\Delta i_2}{2} a \frac{U_1}{U_2} \quad (18.12)$$

Ersetzt man schließlich Δi_2 durch Gl. 18.10 für steigenden Strom, so folgt:

$$\bar{i}_2 = a \frac{T_S}{2L} (U_1 - U_2) \cdot a \frac{U_1}{U_2} = a^2 \frac{T_S U_1}{2L} \frac{(U_1 - U_2)}{U_2} \quad (18.13)$$

Gl. 18.13 kann durch den in Gl. 18.14 ermittelten Maximalwert $\Delta i_{2,\max}$ für $T_E = T_S/2$ vereinfacht werden. Der Mittelwert \bar{i}_2 lässt sich dann mit Gl. 18.15 allgemein berechnen.

Aus

$$\Delta i_2 = \frac{U_1 - U_2}{L} T_E$$

folgt mit $T_E = a T_S$ und $U_2 = a U_1$

$$\Delta i_2 = \frac{U_1 T_S}{L} a (1 - a) \quad \text{bzw. } \Delta i_{2,\max} = \frac{T_S U_1}{4L} \quad \text{für: } a = \frac{1}{2} \quad (18.14)$$

$$\bar{i}_2 = \frac{T_S U_1}{2L} a^2 \left(\frac{U_1}{U_2} - 1 \right) = 2\Delta i_{2,\max} a^2 \left(\frac{U_1}{U_2} - 1 \right) \quad (18.15)$$

Durch Umstellen von Gl. 18.15 folgt die Spannungsgleichung für den Lückbetrieb:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + \frac{\bar{i}_2}{2\Delta i_{2,\max} a^2}} \quad \text{für } \bar{i}_2 \leq \frac{\Delta i_{2,\max}}{2} \quad (18.16)$$

Setzt man $\bar{i}_2 = \Delta i_{2,\max}/2$ ein, so erhält man mit Gl. 18.17 die Spannungsgleichung für den Betrieb des Tiefsetzstellers an der Lückgrenze (Abb. 18.13):

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + \frac{1}{4a^2}} = \frac{a^2}{\frac{1}{4} + a^2} \quad \text{mit } \bar{i}_2 = \frac{\Delta i_{2,\max}}{2} \text{ Lückgrenze} \quad (18.17)$$

- Im lückfreien Betrieb (CCM) ist die Ausgangsspannung U_2 nur über die Aussteuerung a bestimmt.
- Im Lückbetrieb (DCM) verändern sich die Spannungsverhältnisse. U_2 ist dann auch von der Höhe des Gleichstromes abhängig.

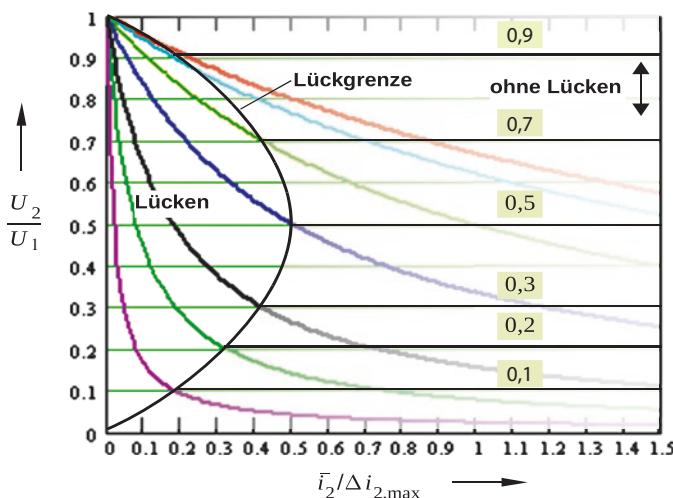


Abb. 18.13 Tiefsetzsteller

Spannungsverhältnis im lückenden und nichtlückenden Betrieb

Im Lückbetrieb ist die Spannung U_2 stromabhängig erhöht

18.6 Hochsetzsteller

Soll die Ausgangsspannung U_2 größer als die Eingangsspannung U_0 sein, so wird in Abb. 18.14 mit Hilfe eines induktiven Energiespeichers L eine zusätzliche Spannung bereitgestellt, deren Wert sich zur Eingangsspannung U_0 addiert. Dabei gibt es wieder einen Arbeitstakt zum Aufladen der Induktivität und einen Arbeitstakt zum Entladen der Induktivität. Am Ausgang bildet ein Kondensator C den Mittelwert der Spannung. Der Kondensator C wird über eine (Boost-)Diode gegen Entladung durch den Schalter geschützt. Die Ausgangsspannung u_d ist bei dieser Schaltung mindestens gleich der Eingangsspannung U_0 . Zur Vereinfachung ist die Speicherdiode L verlustfrei angenommen.

Die Spannungs- und Stromverläufe der Speicherdiode L zeigt Abb. 18.15. Der Mittelwert von i_L ist so groß gewählt, dass kein Stromlücken auftreten kann. Die Kondensatoren sind so groß, dass u_d annähernd konstant ist und durch den Mittelwert U_d ersetzt werden kann.

Die Schwankungsbreite des Stromes i_L lässt sich für den Lade- und Entladevorgang dann mit Gl. 18.18 beschreiben.

$$\Delta i_L = \frac{U_0}{L} \cdot T_E = -\frac{U_0 - U_d}{L} \cdot (T - T_E) \quad (18.18)$$

Durch Umformung folgt Gl. 18.19 für die Ausgangsspannung U_d .

$$U_d = U_0 \cdot \frac{1}{1 - a} \quad \text{mit } a = \frac{T_E}{T} \quad (18.19)$$

Einfluss des Spulenwiderstandes

Im praktischen Betrieb wird die Spule L einen ohmschen Widerstand aufweisen. Dieser wird hier mit R_L bezeichnet. Durch R_L ist die Energieaufnahme der Spule L begrenzt. Die Berechnung der Ausgangsspannung der Hochsetzstellerschaltung geht wieder von

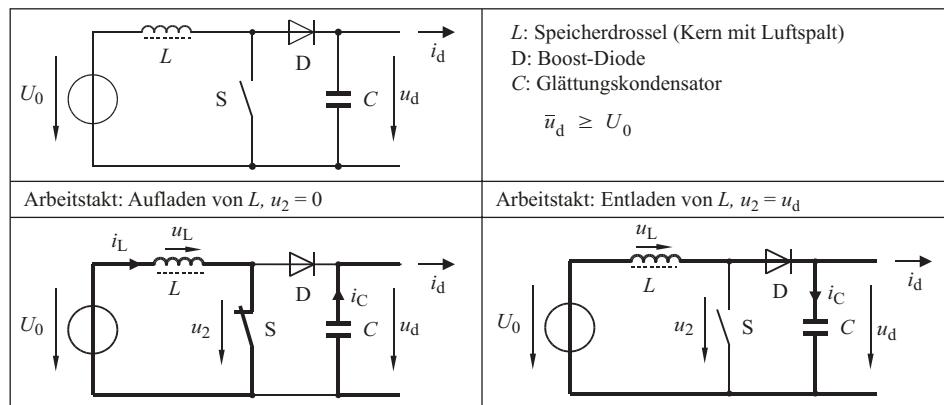


Abb. 18.14 Hochsetzsteller

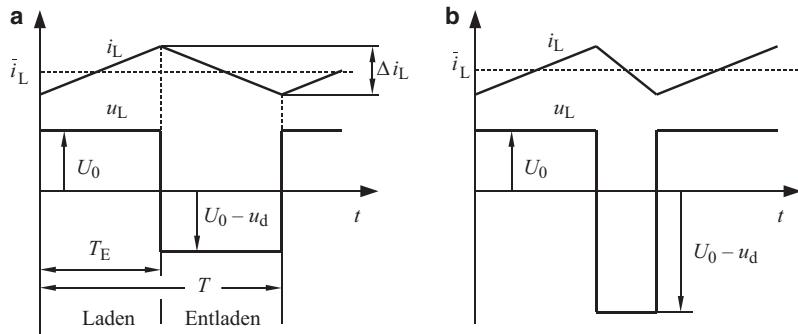


Abb. 18.15 Die elektrischen Größen der Speicherinduktivität bei unterschiedlichen Ausgangsspannungen. a $u_d = 2U_0$, b $u_d = 3U_0$

einem stationären Zustand im nicht lückenden Betrieb aus, d. h. $i_L(t) = i(t + T)$ bzw. $\bar{u}_L = 0$ und $\bar{i}_C = 0$.

Ausgehend von den Zuständen a und b der Schaltung in Abb. 18.16 ergibt sich für den Spannungsverlauf an der Spule L der in Abb. 18.17 dargestellte Verlauf der Mittelwerte. Die Spannung u_L berechnet sich mit Hilfe der Maschengleichungen M1 und M2 für beide Zustände nach Gl. 18.20.

$$\begin{aligned} \text{Aus M1: } & -U_0 + u_L + R_L i_L = 0 \rightarrow u_L = U_0 - R_L i_L \\ \text{Aus M2: } & -U_0 + u_L + R_L i_L - L + U_d = 0 \rightarrow u_L = U_0 - R_L i_L - U_d \end{aligned} \quad (18.20)$$

Die Berechnung des Mittelwertes von u_L liefert mit Gl. 18.20:

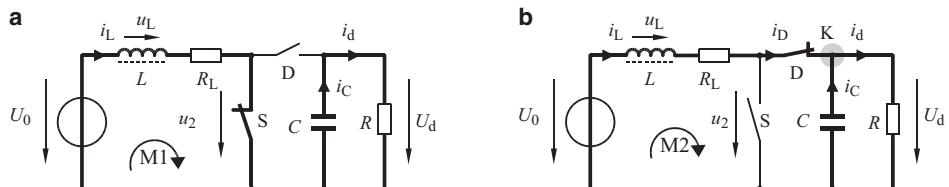
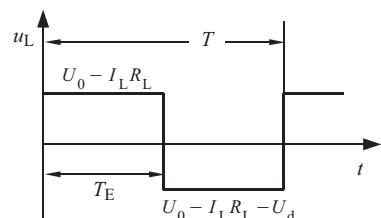


Abb. 18.16 Schaltzustände des Hochsetzstellers

Abb. 18.17 Verlauf von u_L im stationären Zustand



$$\bar{u}_L = \frac{1}{T} \int_0^{T_E} (U_0 - R_L i_L) dt + \frac{1}{T} \int_{T_E}^T (U_0 - R_L i_L - U_d) dt \quad (18.21)$$

Zum Ende der Schaltperiode muss L wieder vollständig entmagnetisiert sein. Mit $T_E = aT$ folgt daher für den stationären Fall:

$$U_L = U_0 - R_L I_L - U_d(1-a) = 0 \quad (18.22)$$

Die Ermittlung von I_L erfolgt aus dem Mittelwert des Kondensatorstromes \bar{i}_C (Knoten K in Abb. 18.16b). Im stationären Fall gilt für eine Schaltperiode $\bar{i}_C = 0$ und man erhält:

$$\sum i = 0 = i_D - i_d = I_L(1-a) - \frac{U_d}{R} \quad \text{somit } I_L(a) = \frac{U_d}{R} \frac{1}{1-a} \quad (18.23)$$

Einsetzen dieser Beziehung für I_L in Gl. 18.21 ergibt $U_d(a)$ in normierter Form (Abb. 18.18):

$$\frac{U_d(a)}{U_0} = \frac{1}{1-a} \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R} \frac{1}{(1-a)^2}} \quad (18.24)$$

Der **Wirkungsgrad** η berechnet sich unter Berücksichtigung von R_L mit Gl. 18.25:

$$\eta = \frac{P_{AB}}{P_{AUF}} \text{ mit } P_{AUF} = U_0 I_L \quad P_{AB} = U_d(a) I_d = U_d(a) (1-a) I_L \quad (18.25)$$

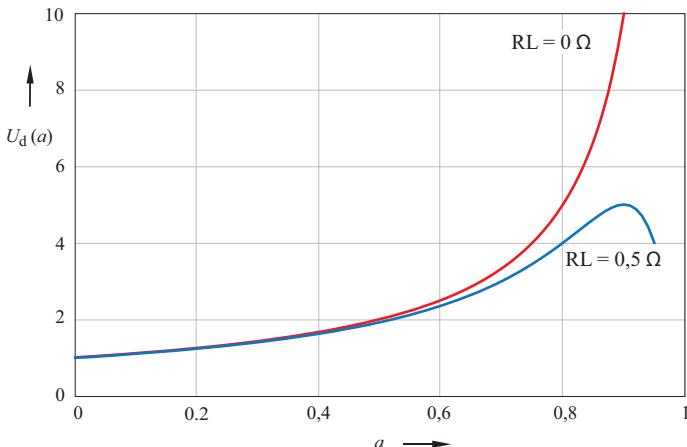


Abb. 18.18 Vergleich der normierten Ausgangsspannung des Hochsetzstellers bei unterschiedlichen Spulenwiderständen R_L .

Der Lastwiderstand R beträgt jeweils 50Ω

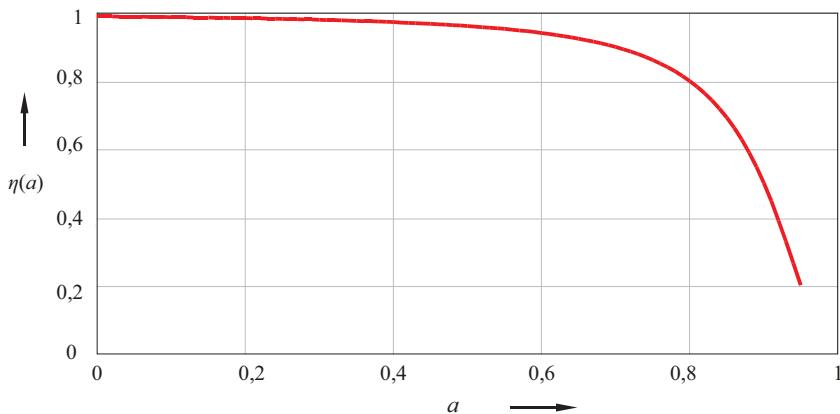


Abb. 18.19 Wirkungsgrad des Hochsetzstellers ($R_L = 0,5 \Omega$, $R = 50 \Omega$)

Der Strom I_L kürzt sich heraus und es verbleibt:

$$\eta(a) = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R} \frac{1}{(1-a)^2}} \quad (18.26)$$

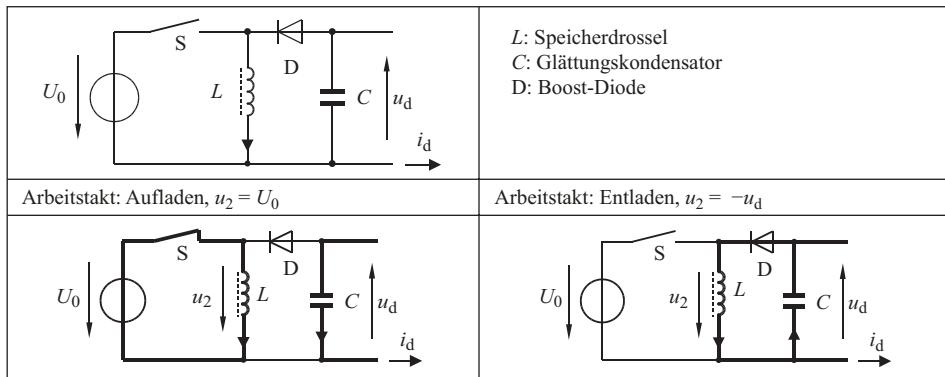
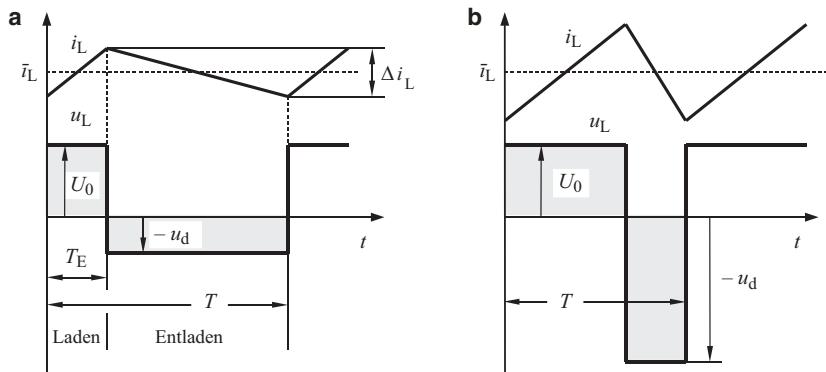
Abb. 18.19 Zeigt den Verlauf des Wirkungsgrades $\eta(a)$ für $R_L = 0,5 \Omega$ und $R = 50 \Omega$.

18.7 Hoch-Tiefsetzsteller

Damit die Ausgangsspannung auch für kleinere Werte als U_0 eingestellt werden kann, muss die Hochsetzstellerschaltung entsprechend Abb. 18.20 abgeändert werden. Diese Schaltung erlaubt die Ausgangsspannung von 0 V an einzustellen. Wegen der gegenüber dem Hochsetzsteller geänderten Anordnung der Bauelemente ist die Ausgangsspannung jedoch invertiert. Ein typisches Anwendungsgebiet sind akkubetriebene Geräte, um die bei Lade- und Entladevorgängen schwankende Gleichspannung auszugleichen.

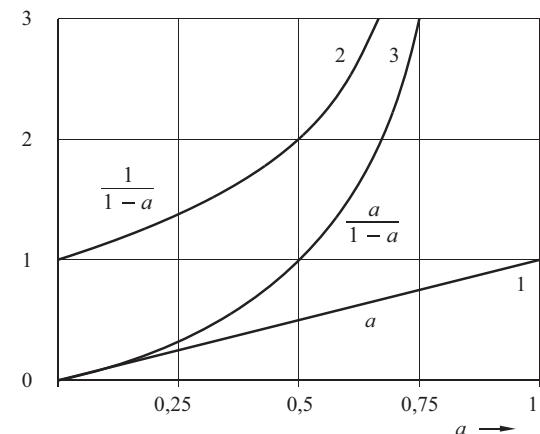
Abb. 18.21 zeigt die Spannungs- und Stromverläufe der Speicherinduktivität L für zwei unterschiedliche Ausgangsspannungen. Die Spannung u_2 liegt unmittelbar an der Induktivität L und entspricht der Spannung u_L in Abb. 18.14. Da der Energiefluss bei offenem Schalter S erfolgt, arbeitet diese Schaltung nach dem Prinzip des *Sperrwandlers*. Einen Vergleich der Ausgangsspannungen unterschiedlicher Stellerschaltungen zeigt Abb. 18.22.

Die Schwankungsbreite des Stromes i_L lässt sich für den Lade- und Entladevorgang bei idealer Glättung der Ausgangsspannung u_d , nicht lückendem Strom i_L und verlustfreier Induktivität L mit Gl. 18.27 beschreiben.

**Abb. 18.20** Invertierender Wandler**Abb. 18.21** Strom- und Spannungsverlauf der Induktivität L **Abb. 18.22** Normierte Darstellung der Ausgangsspannungen im lückefreien Betrieb

- 1: Tiefsetzsteller
- 2: Hochsetzsteller
- 3: Hoch-Tiefsetzsteller

$$a = \frac{T_E}{T}$$



$$\Delta i_L = \frac{U_0}{L} \cdot T_E = -\frac{U_d}{L} \cdot (T - T_E) \quad (18.27)$$

Durch Umformung folgt Gl. 18.28 für die Ausgangsspannung U_d .

$$U_d = U_0 \cdot \frac{a}{1-a} \quad \text{mit } a = \frac{T_E}{T} \quad (18.28)$$

18.8 Sperrwandler

Führt man die Speicherdrossel L in der Schaltung nach Abb. 18.20 mit 2 Wicklungen aus, so arbeitet sie als *Speichertransformator* T , und man erhält den Sperrwandler nach Abb. 18.23.

Beim Sperrwandler ist für jeden Arbeitstakt eine Wicklung vorgesehen. Die Energieübertragung erfolgt wenn der Schalter S (Transistor) ausgeschaltet ist. Die Primärwicklung N_1 dient zum Aufladen der Induktivität L_1 , die Sekundärwicklung N_2 dient zum Entladen. Somit sind beide Wicklungen abwechselnd stromführend. Die magnetische Kopplung der Spulen des Speichertransformators sollte ideal sein, damit es bei Schaltvorgängen nicht zu Überspannungen durch die Streuinduktivitäten kommt. Durch die galvanisch getrennten Wicklungen steht eine potenzialfreie Gleichspannung zur Verfügung. Durch zusätzliche Sekundärwicklungen können weitere potenzialfreie Gleichspannungen generiert werden, deren Spannungsverhältnis über das Windungszahlenverhältnis der Sekundärwicklungen bestimmt ist. In Abb. 18.24c sind die Ströme und Spannungen des Speichertransformators T dargestellt. Die Höhe der Schalterspannung u_S ist vom Windungszahlenverhältnis mitbestimmt. Anwendungsbereiche des Sperrwandler sind z. B. Kfz-Zündanlagen, die Energiesparlampe oder ein PC-Netzteil.

Für $U_d(a)$ im Lückbetrieb erhält man mit $i_l(t)$ in Abb. 18.24c die Beziehung nach Gl. 18.29.

$$\begin{aligned} \text{Schalterspannung (AUS):} \quad u_S &= U_0 - u_2 \cdot \frac{N_1}{N_2} \\ \text{Eingangsstrom:} \quad I_{1,AV}(a) &= \frac{U_0}{L_1} \frac{T_E^2}{2T_S} = a \frac{U_0}{L_1} \frac{T_E}{2} \\ \text{Ausgangsspannung:} \quad U_d(a) &= \sqrt{U_0 \cdot I_{1,AV} \cdot R} \end{aligned} \quad (18.29)$$

Die Gleichspannung U_d ist im Lückbetrieb nicht nur vom Tastgrad a sondern auch von der Last bestimmt. Diese Abhängigkeit zeigt Abb. 18.25. Insbesondere bei kleinen Ausgangsströmen ist die Lastabhängigkeit der Ausgangsspannung U_d sehr ausgeprägt. Die Schaltung ist ungeregelt nicht leerlauffest.

Abb. 18.23 Prinzipieller Aufbau eines Sperrwandlers
(•: Wicklungsanfang)

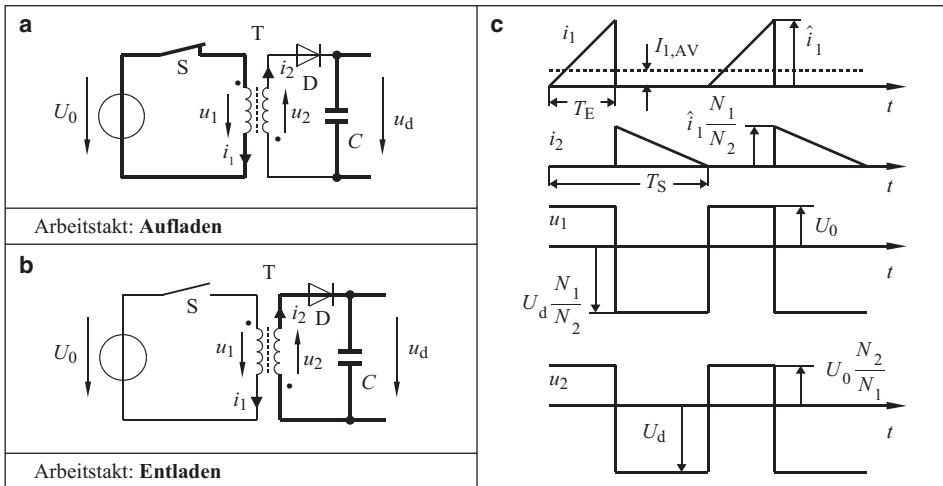
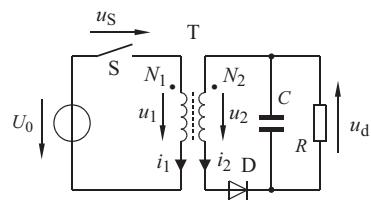


Abb. 18.24 Sperrwandler (idealisiert, Betrieb an der Lückegrenze, u_d konstant)

Für $U_d(a)$ im lückfreien stationären Betrieb des Sperrwandlers lässt sich mit Hilfe der Mittelwertberechnung der Spannungen u_1 bzw. u_2 in Abb. 18.24c der Zusammenhang nach Gl. 18.30 bzw. Gl. 18.31 ermitteln. Im Gegensatz zum Lückbetrieb ist die Ausgangsspannung nun lastunabhängig (Geraden rechts unten in Abb. 18.25).

$$U_0 \frac{N_2}{N_1} a - U_d(1 - a) = 0 \quad (\text{Spannungs-Flächengleichheit}) \quad (18.30)$$

$$U_d(a) = U_0 \frac{N_2}{N_1} \frac{a}{1 - a} \quad (\text{ohne Lücken}) \quad (18.31)$$

18.9 Durchflusswandler

Beim Schaltungskonzept des Durchflusswandlers dient der Transformator nicht als Energiespeicher wie beim Sperrwandler, sondern nur zur Potenzialtrennung und der Spannungsanpassung. Für die Versorgung der Primärseite des Transfomators stehen,

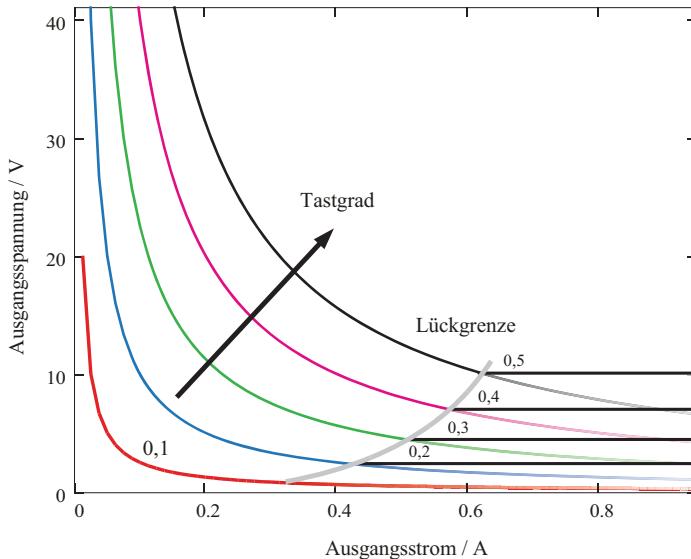


Abb. 18.25 Ausgangsspannung U_d des Sperrwandlers in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom und Tastgrad a ($U_E = 10 \text{ V}$, $N_1 = N_2$)

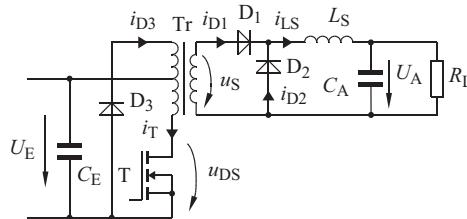


Abb. 18.26 Durchflusswandler

Wenn T eingeschaltet ist, wird Energie auf die Sekundärseite übertragen. Schaltet T ab, so sperrt D_1 und die Energieübertragung ist beendet. Die Entmagnetisierung von Tr erfolgt über D_3 . i_{LS} fließt über D_2 weiter.

- Der Transformator Tr wird mit einem magnetischen Gleichfeld beansprucht

ebenso wie für die ausgangsseitige Gleichrichtung, unterschiedlich Konzepte zur Verfügung.

18.9.1 Eintaktwandler

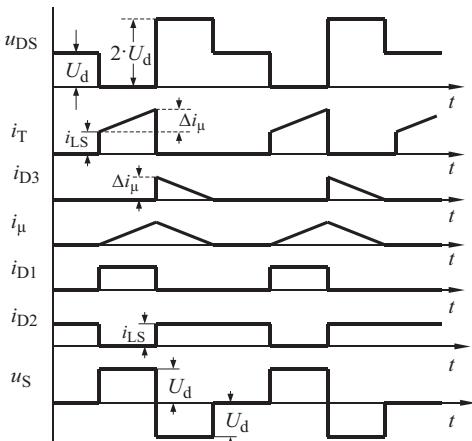
Die Energieübertragung erfolgt wenn der Transistor eingeschaltet ist. Zur Vermeidung der magnetischen Sättigung des Trafo-Eisenkerns ist jedoch eine zusätzliche Wicklung

für die Entmagnetisierung erforderlich. Bei abgeschaltetem Transistor T fließt der Magnetisierungsstrom über die Diode D₃ zurück in den Eingangskondensator C_E und baut die magnetische Energie im Trafoskern ab. Im Stromnulldurchgang ist die magnetische Energie im Transformator abgebaut und D₃ sperrt. Abb. 18.27 zeigt die elektrischen Größen dieses Wandlers im stationären Betrieb. Der Transformator arbeitet mit einem Gleichfeld, ist also ungünstig ausgenutzt.

18.9.2 Gegentaktwandler

Wird in der Schaltung nach Abb. 18.26 die Diode D₃ durch einen Transistor (T₁) ersetzt, so kann der Primärstrom auch seine Polarität wechseln, wodurch der Kern mit einem magnetischen Wechselfeld belastet ist. In diesem Fall werden beide Transistoren im Gegentakt betrieben, weshalb dieser Wandler nach Abb. 18.28 auch als Gegentaktwandler bezeichnet wird. Bei symmetrischer Steuerung der Transistoren T₁ und T₂ kann sich kein magnetischer Gleichfluss im Kern entwickeln, und eine Sättigung wird vermieden. Auf der Sekundärseite findet über eine Mittelpunktschaltung bei jedem Arbeitstakt eine Energieübertragung statt. Der Transformator ist beim Gegentaktwandler magnetisch besser ausgenutzt als beim Eintaktwandler, so dass bei gleicher Baugröße höhere Leistungen realisierbar sind. Die Gleichtrichter-Mittelpunktschaltung erfordert allerdings eine sekundärseitige Mittelanzapfung am Transformator. Die Wicklungshälften sind nur abwechselnd stromführend und daher nicht optimal ausgenutzt. Abb. 18.29 zeigt die elektrischen Größen im stationären Betrieb.

Abb. 18.27 Ströme und Spannungen des Durchflusswandlers
i_μ: Magnetisierungsstrom



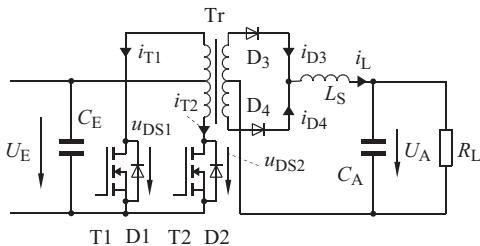


Abb. 18.28 Gegentaktwandler

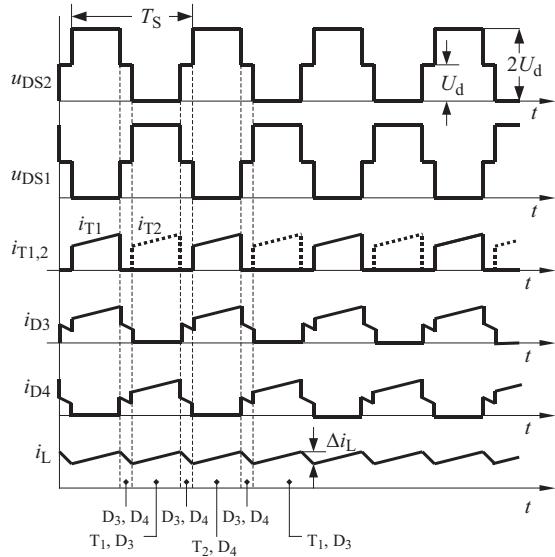
Die Gleichrichtung erfolgt wegen der geringen Durchlassverluste nur mit einer Mittelpunktschaltung (D_3, D_4)

- Der Transformator wird mit einem Wechselfeld beansprucht.
- Die Transistoren arbeiten auf einem gemeinsamen Potenzial

Abb. 18.29 Ströme und Spannungen des Gegentaktwandlers

Beide Transistoren arbeiten im Gegentakt und haben gleiche Einschaltzeiten.

T_S : Periodendauer der Schaltfrequenz eines Transistors

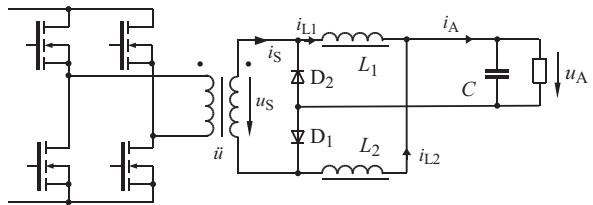


18.9.3 Vollbrückenwandler

Ganz ohne Trafo-Mittelanzapfung kommt die Schaltung des Vollbrückenwandlers nach Abb. 18.30 aus. Die eingangsseitige H-Brückenschaltung stellt eine rechteckförmige Wechselspannung zur Verfügung (siehe Abschn. 13.1.6). Die Ausgangsspannung kann durch versetzte Ansteuerung der Brückenhälften eingestellt werden.

Zur Vermeidung der sekundärseitigen Mittelanzapfung wird bei dieser Schaltung eine „künstliche Mittelanzapfung“ durch einen induktiver Spannungsteiler (L_1, L_2) hergestellt. Die Ausgangsspannung U_A kann dadurch nur noch die halbe Sekundärspannung \hat{u}_S erreichen.

Abb. 18.30 Vollbrückenwandler mit Current-Doubler Gleichrichtung



Der sekundärseitige Transformatorstrom i_S wird abhängig von der Polarität der Sekundärspannung u_S mit dem Freilaufstrom einer Glättungsrossel überlagert. Dieser zu i_S überlagerte Freilaufstrom verdoppelt daher den Ausgangsstrom i_A . Aus dieser Eigenschaft leitet sich die Bezeichnung als „Current-Doubler“ her.

Die Strompfade für die Schaltzustände, die von der Polarität von u_S bestimmt werden, sind in Abb. 18.31a–c eingezeichnet (Freilaufstrom = durchgezogene Linie).

Abb. 18.32 zeigt den Verlauf der elektrischen Größen der Schaltung nach Abb. 18.30. Der dargestellte Verlauf der Wechselspannung u_S wird durch Schwenksteuerung der Eingangs-Brückenschaltung erzeugt (vgl. Abschn. 13.1.6.2). Für $u_S = 0 \text{ V}$ sind beide Dioden durch den Freilaufstrom der Induktivitäten gleichzeitig leitend.

$$U_A = \frac{1}{2} \frac{\beta}{\pi} \hat{u}_S \quad \beta: \text{Schwenkwinkel} \quad (18.32)$$

Abb. 18.31 Current Doubler Schaltzustände

a $u_S > 0$, D2 sperrt

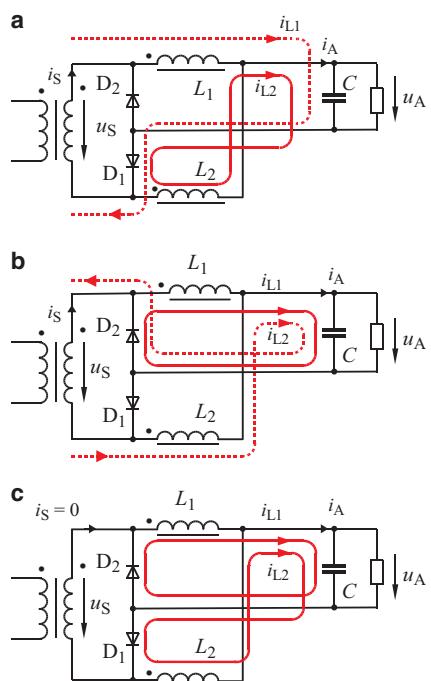
$$u_{L1} = \hat{u}_S - U_A, u_{L2} = -U_A$$

b $u_S < 0$, D1 sperrt

$$u_{L1} = -U_A, u_{L2} = \hat{u}_S - U_A$$

c $u_S = 0$, beide Dioden sind leitend, die Stromaufteilung der Dioden kann in der Praxis durch den Trafo-Magnetisierungsstrom unsymmetrisch ausfallen

$$u_{L1} = -U_A, u_{L2} = -U_A$$



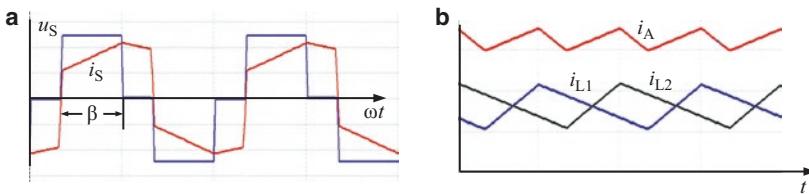


Abb. 18.32 Strom- und Spannungsverläufe beim Current doubler

Der Ausgangsstrom i_A stellt in allen 3 Schaltzuständen die Summe aus i_{L1} und i_{L2} dar. Die Stromteilheiten werden durch U_A bzw. $\hat{u}_S - U_A$ bestimmt. Die wirksame Taktfrequenz ist für den Ausgangsstrom durch die Überlagerung beider Ströme verdoppelt. Die Schaltzustände der Dioden werden von der Spannung u_S gesteuert.

a) $u_S > 0$

i_S fließt über L_1 , die Last und D_1 zum Eingang zurück. L_2 treibt einen Freilaufstrom über die Last und D_1 .

b) $u_S < 0$

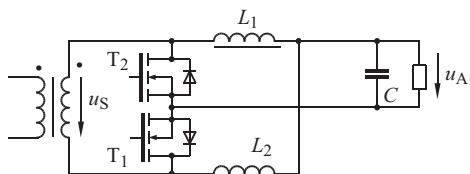
i_S fließt über L_1 , die Last, L_2 und D_2 zum Eingang zurück. L_1 treibt einen Freilaufstrom über die Last und D_2 .

c) $u_S = 0$

i_S ist Null (Magnetisierungsstrom vernachlässigt). In beiden Induktivitäten fließt ein abfallender Freilaufstrom der sich in der Last überlagert.

Der Current Doubler wird wegen des Wegfalls der Wicklungsanzapfung vorzugsweise bei größeren Gleichströmen eingesetzt. Zur Reduzierung der Dioden Durchlassverluste können MOSFETs anstelle der Dioden eingesetzt werden. Die MOSFETs sind immer dann einzuschalten wenn die Body-Dioden leitend sind (d. h. synchron zur Diode). Daraus leitet sich die Bezeichnung als Synchron Gleichrichter ab (Abb. 18.33). Durch Ausblendung der Schwellenspannung U_{T0} kann der Durchlass-Spannungsabfall deutlich reduziert werden.

Abb. 18.33 Current Doubler mit Synchron Gleichrichter



18.10 Resonanzwandler

Resonanzwandler nutzen das Übertragungsverhalten von Resonanzkreisen zur Spannungssteuerung. und bieten bei induktiver Phasenlage des Wechselstromes den Vorteil geringer Schaltverluste. Resonanzwandler bestehen im Wesentlichen aus einem Eingangswechselrichter, einem LC-Resonanzkreis und ggf. einem Transformator. Der Wechselrichter erzeugt eine rechteckförmige Eingangsspannung u_S (Abb. 18.35), worauf die LC-Elemente mit sinusförmigen Spannungs- und Stromverläufen reagieren. Die Frequenz der Eingangsspannung kann mehrere hundert Kilohertz betragen. Die Amplitude der Ausgangsgröße kann durch Variation der Eingangsfrequenz um die Resonanzfrequenz herum eingestellt werden. Durch anschließende Gleichrichtung dieser Wechselgrößen und Filterung steht am Ausgang eine über die Frequenz einstellbare Gleichspannung u_A zur Verfügung. Steuergröße eines Resonanzwandlers ist allein die Frequenz f_S des Wechselrichters, welcher im Blockbetrieb arbeitet.

Im Folgenden wird der Zusammenhang zwischen der Ausgangsspannung u_A und der Schaltfrequenz f_S des LC-Resonanzwandlers nach Abb. 18.34 hergeleitet.

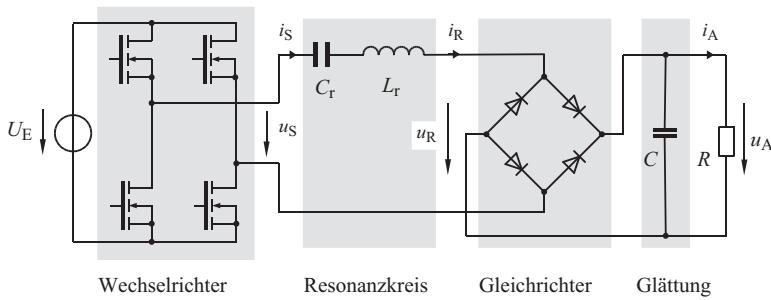


Abb. 18.34 Aufbau eines typischen LC-Resonanzwandlers

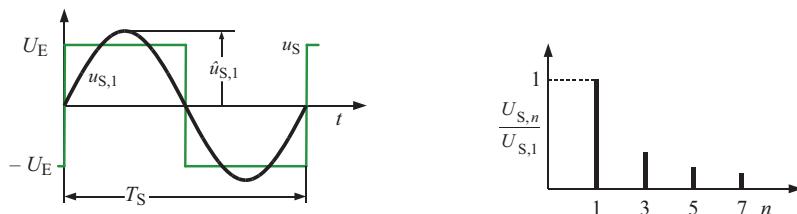


Abb. 18.35 Eingangsspannung mit Spektrum

18.10.1 Der LC-Resonanzwandler

Den typischen Aufbau eines LC-DC-DC-Resonanzwandlers zeigt Abb. 18.34. Darin bilden die Elemente L_r und C_r einen Reihen- bzw. Serienschwingkreis mit der Resonanzfrequenz f_0 , der Wechselrichter arbeitet im Blockbetrieb mit der Frequenz f_S und erzeugt eine rechteckförmige Wechselspannung u_S die mit ihrer Grundschwingung $u_{S,1}$ einen nahezu sinusförmigen Eingangsstrom i_S hervorruft. Die höherfrequenten Anteile ($n > 1$) der Eingangsspannung u_S können hierbei wegen der Filterwirkung des Resonanzkreises vernachlässigt werden.

Der Scheitelwert der Grundschwingung ($\hat{u}_{S,1}$) berechnet sich aus der Höhe des Rechtecks der Eingangsspannung (U_E) mit Gl. 18.33

$$\hat{u}_{S,1} = \frac{4}{\pi} U_E \quad (18.33)$$

Die Phasenverschiebung des Eingangsstromes i_S relativ zur Grundschwingung der rechteckförmigen Eingangsspannung u_S wird als φ_S bezeichnet und ermittelt sich nach Gl. 18.34. Die Phasenverschiebung ist lastabhängig und hängt von der Eingangsfrequenz f_S ab.

Der Mittelwert des Eingangsstromes i_E nach Abb. 18.36 berechnet sich mit Gl. 18.34.

$$I_{E,AV} = \frac{2}{\pi} \hat{i}_{S,1} \cos(\varphi_S) \quad \text{mit } \varphi_S = \varphi_u - \varphi_i \quad (18.34)$$

Die Ausgangs-Gleichspannung u_A sei durch den Kondensator C ideal geglättet und wird durch den Gleichrichter je nach Stromrichtung an die Eingangsklemmen geschaltet. Die Spannung u_R ist daher rechteckförmig mit der Frequenz f_S und der Amplitude U_A , der Strom i_R verläuft sinusförmig.

Anhand der in Abb. 18.37 dargestellten Strom- und Spannungsverläufe wird die Gleichrichterschaltung zusammen mit dem Glättungskondensator C rechnerisch vereinfacht. Der Lastwiderstand R wird dazu in den effektiven Widerstand R_e umgerechnet, welcher die Ausgangsschaltung nach Abb. 18.37 ersetzt. Ausgehend von Gl. 18.33 und dem Gleichricht-Mittelwert des Stromes i_R ($I_{R,AV}$) nach Gl. 18.35

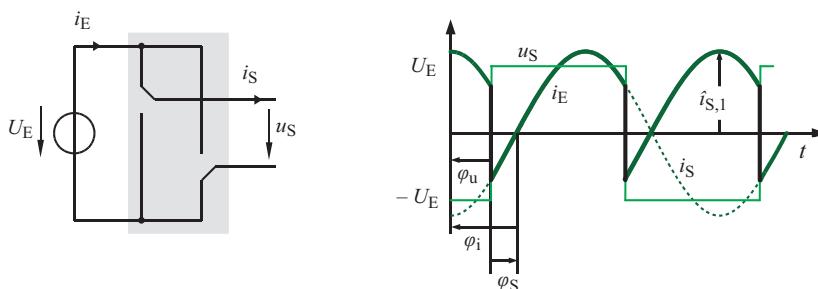
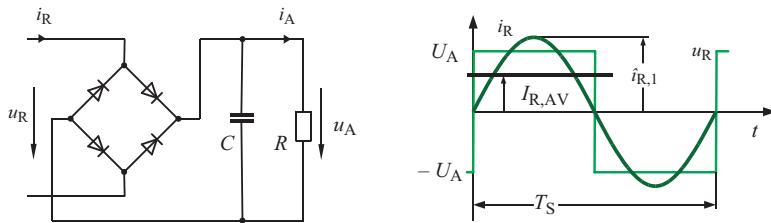


Abb. 18.36 Eingangsgrößen Definition der Phasenverschiebung

**Abb. 18.37** Ausgangsgrößen

$$I_{R,AV} = \frac{2}{\pi} \hat{i}_{R,1} \quad (18.35)$$

folgt Gl. 18.36 für den effektiven Widerstand R_e :

$$R_e = \frac{\hat{u}_{R,1}}{\hat{i}_R} = \frac{\frac{4}{\pi} U_A}{\frac{\pi}{2} I_{R,AV}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{U_A}{I_{R,AV}} = \frac{8}{\pi^2} R \quad \text{mit } R = \frac{U_A}{I_{R,AV}} \quad (18.36)$$

Der DC-DC Resonanzwandler kann mit Hilfe dieser Vereinfachungen für die Grundschwingung nun als lineares System dargestellt (Abb. 18.38) und die Spannungsübertragungsfunktion $H(s)$ nach Gl. 18.38 berechnet werden. Steuergroße des Wandlers ist die (Schalt-)Frequenz f_s .

Eingangsimpedanz $Z_i(s)$:

$$Z_i(s) = R_e + sL_r + \frac{1}{sC_r} \quad (18.37)$$

Übertragungsfunktion $H(s)$:

$$H(s) = \frac{R_e}{R_e + sL_r + \frac{1}{sC_r}} = \frac{\frac{s}{Q\omega_0}}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + (\frac{s}{Q\omega_0})^2} \quad (18.38)$$

mit

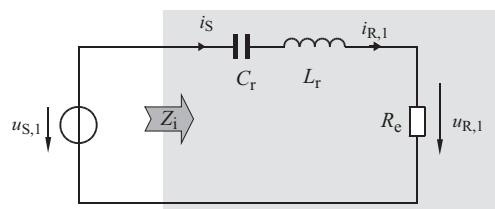
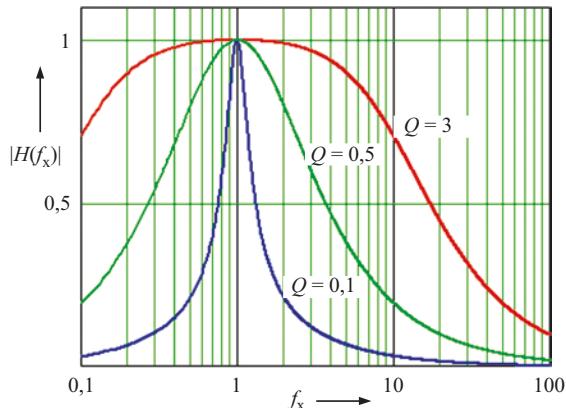
**Abb. 18.38** Grundschatzschwingsmodell des Serien-Resonanzwandlers

Abb. 18.39 Übertragungskennlinie des LC-Wandlers



$$s = j\omega \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad \omega_0 = 2\pi f_0 \quad f_x = \frac{f_s}{f_0} \quad R_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad Q = \frac{R_0}{R_e}$$

In Abb. 18.39 sind die Übertragungskennlinien für verschiedene Lastfälle (beschrieben durch Q) dargestellt. Die Steuerung der Ausgangsspannung erfolgt allein über die Schaltfrequenz f_s . Für $f_s = f_0$, d. h. $f_x = 1$ in Abb. 18.39 kompensieren sich die Spannungsabfälle an L_r und C_r , so dass der Übertragungsfaktor gleich eins ist. Durch Vergrößern oder Verkleinern der Schaltfrequenz kann die Ausgangsspannung abgesenkt werden. Dabei verändert sich die Phasenverschiebung φ_S .

Für $f_x < 1$ wirkt die Last für den Wechselrichter kapazitiv, für $f_x > 1$ induktiv. Der Frequenzhub zur Spannungssteuerung reicht über mehrere Zehnerpotenzen.

Wie in Abschn. 18.10.3 gezeigt wird, bietet eine induktive Phasenlage den Vorteil geringerer Schaltverluste im Wechselrichter und wird daher angestrebt.

18.10.2 Der LLC-Resonanzwandler

Der Resonanzkreis enthält hierbei eine geteilte Induktivität, L_r und L_m . Damit ergeben sich zwei Resonanzfrequenzen. Die Anwendung des Transformators bietet sich hierbei an, da die Streuinduktivität als L_r , die Hauptinduktivität als L_m eingesetzt werden kann. Der Transformator ist mit einem zusätzlichen Luftspalt zu versehen um das erforderliche Verhältnis von L_r zu L_m im Bereich (3 ... 8) zu erreichen. Zusätzlich zum Transformator ist dann nur der Kondensator C_r vorzusehen. Vorteilhaft ist an der LLC-Schaltung nach Abb. 18.40 im Vergleich zur LC-Schaltung der kleinere Stellbereich der Schaltfrequenz. In Gl. 18.40 und Abb. 18.41 wird die Schaltfrequenz f_s auf die Resonanzfrequenz f_r nach Gl. 18.39 bezogen. Der Lastwiderstand R bewirkt die Dämpfung der Resonanzschwingungen. Im Leerlauf ist diese Dämpfung nur sehr klein und es können

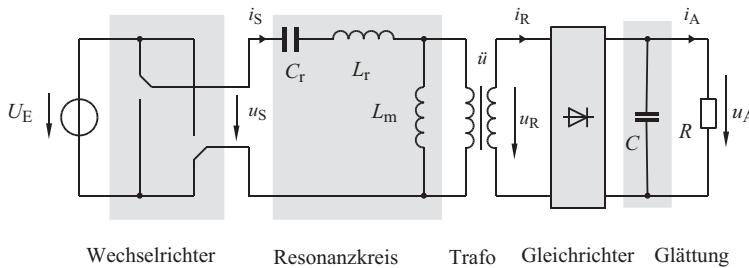


Abb. 18.40 LLC-Resonanzwandler mit Transformator, vereinfachte Darstellung

sich intensive Eigenschwingungen ausbilden wodurch die Durchlassverluste im Wechselrichter ansteigen.

Mit den Kenngrößen:

$$\begin{aligned} m &= \frac{L_r + L_m}{L_r} & f_x &= \frac{f_s}{f_0} & f_0 &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C}} \\ R_0 &= \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} & Q &= \frac{R_0}{R_e} & R_e &= \frac{8}{\pi^2} R \end{aligned} \quad (18.39)$$

kann für die Übertragungsfunktion $H(f_x)$ angegeben werden (ohne Herleitung):

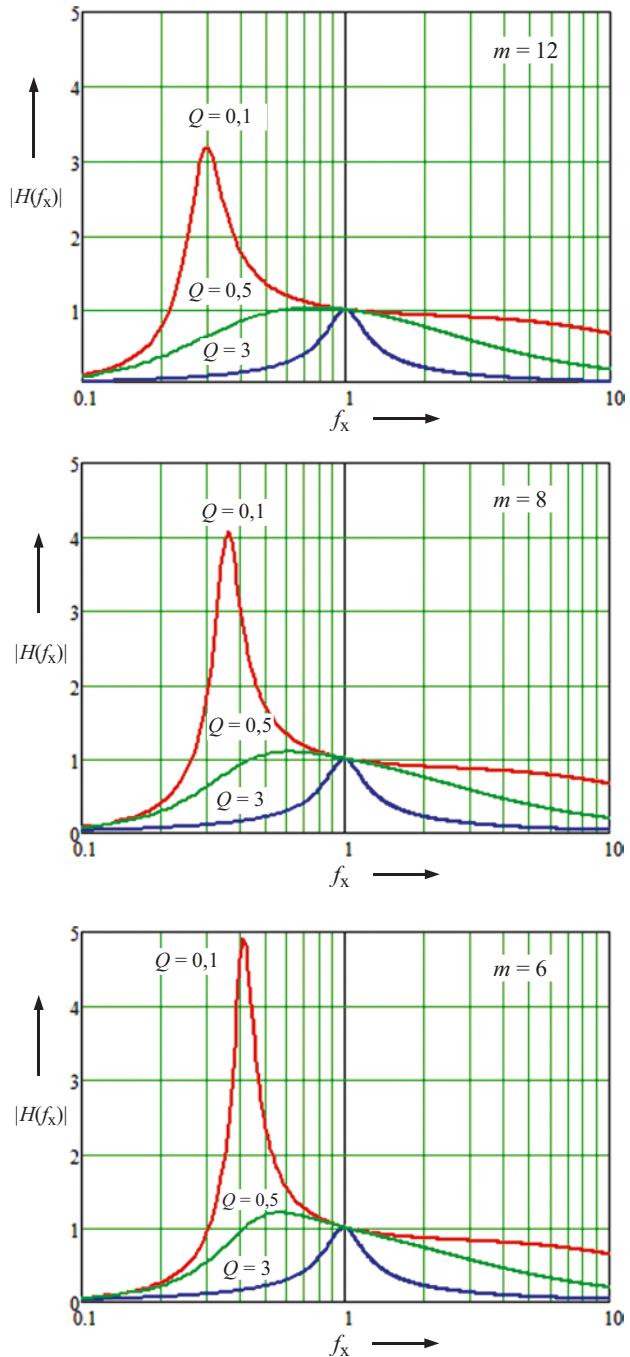
$$H(f_x) = \frac{f_X^2(m-1)}{\sqrt{(mf_X^2 - 1)^2 + f_X^2(f_X^2 - 1)^2(m-1)^2 Q^2}} \quad (18.40)$$

Für $f_x = 1$ kompensieren sich L_r und C_r , man erhält $H(1) = 1$. Den Verlauf zeigt Abb. 18.41 für unterschiedliche Werte von m und Q . Der induktive Betriebszustand wird jeweils auf der rechten Seite vom Maximum aus gesehen erreicht.

18.10.3 Schaltverluste

Ziel der Resonanztechnik ist die Reduktion der Schaltverluste. Zwar entstehen Schaltverluste bei jedem Schaltvorgang, man kann jedoch versuchen eine oder beide elektrische Größen beim Schaltvorgang zu Null zu machen. Zur Verdeutlichung der Entstehung von Schaltverlusten dient die Halbbrückenschaltung mit Blocksteuerung nach Abb. 18.42. Die Body-Dioden sind separat dargestellt (D1, D2). Die Last Z erzeugt einen sinusförmigen Strom dessen Phasenlage relativ zur Spannungsgrundschwingung über die Schaltfrequenz eingestellt wird. Wir unterscheiden zwischen induktiver (Abb. 18.42) und kapazitiver (Abb. 18.44) Phasenverschiebung.

Abb. 18.41 Einfluss von m und Q auf das Übertragungsverhalten



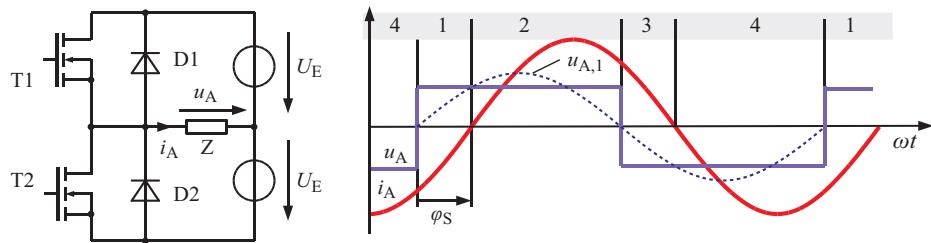


Abb. 18.42 Wechselrichterschaltung mit Ausgangsgrößen und $\varphi_S > 0$

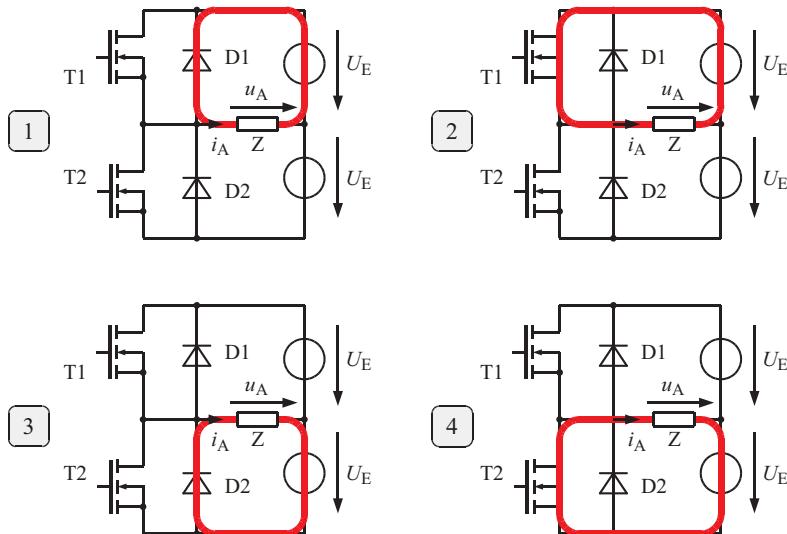


Abb. 18.43 Strompfade bei induktiver Phasenverschiebung

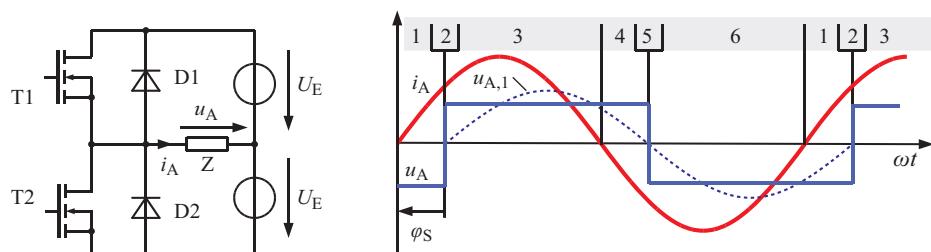


Abb. 18.44 Wechselrichterschaltung mit Ausgangsgrößen und $\varphi_S < 0$

Fall 1: induktive Phasenverschiebung ($\varphi_S > 0$)

Wenn in Abb. 18.43 D1 leitet (1) kann T1 spannungslos eingeschaltet werden (2). D2 schaltet sich im Stromnulldurchgang ein (3) und T2 kann ebenfalls spannungslos eingeschaltet werden (4), (ZVS).

Fall 2: kapazitive Phasenverschiebung ($\varphi_S < 0$)

Ausgehend von Abb. 18.45 (1) leitet D2. Mit dem Einschalten von T1 erfolgt während (2) eine Abschaltung der Diode D2. Diese Kommutierung ist in (3) beendet. Im Stromnulldurchgang (4) übernimmt D1 den Strom (Zero Current Switching, ZCS)). Beim Zuschalten von T2 findet der Abschaltvorgang der Diode D1 statt.

Abschaltvorgänge von Dioden sind wegen der im Allgemeinen vorhandenen Rückstromspitze mit hohen Schaltverlusten verbunden.

Fall 3: Phase Shift Control

Im Folgenden wird eine Brückenschaltung vorgestellt bei der durch eine zeitversetzte Ansteuerung der Transistoren (Phase Shift Control) ein spannungsloses – und damit verlustarmes Schalten – erreicht wird. Die parasitären Drain-Source Kapazitäten ($C_1 - C_4$) spielen für diesen Umschaltvorgang eine wichtige Rolle, sind aber in Abb. 18.46 aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht extra dargestellt, in Abb. 18.47 nur soweit für den Umschaltvorgang erforderlich. Die Beschreibung soll die Folgen des zeitversetzten

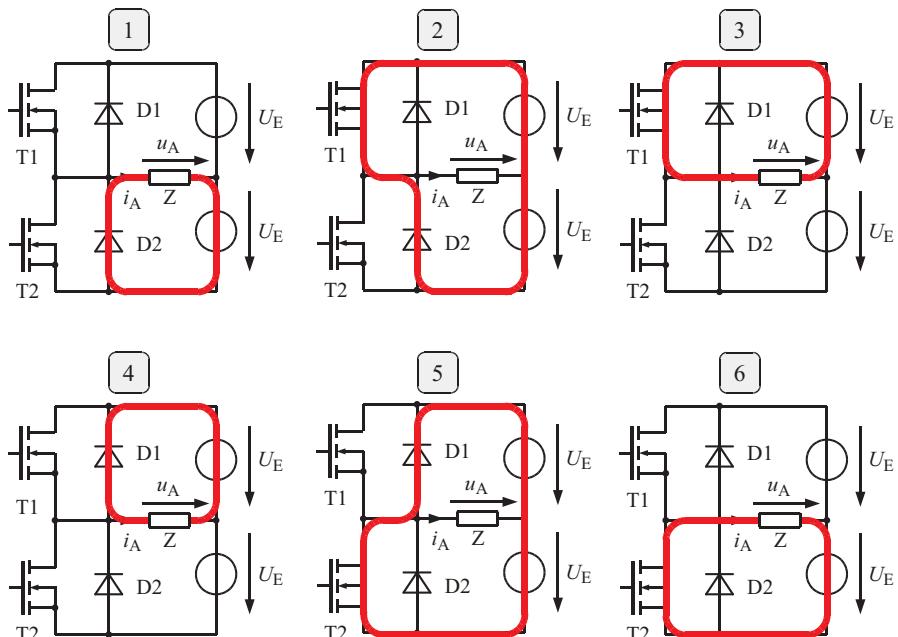


Abb. 18.45 Strompfade bei kapazitiver Phasenverschiebung

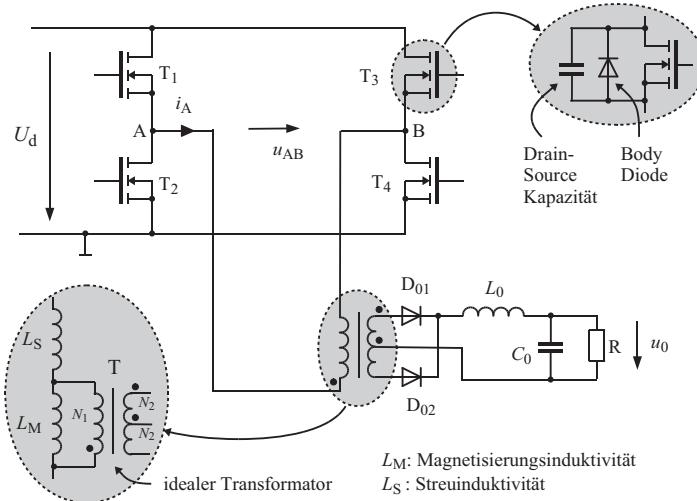


Abb. 18.46 Vollbrückenschaltung mit Phase shift control

Schaltens erläutern und ist dafür vereinfacht. Die Ausgangsspannung der Schaltung (u_0) wird als zeitlich konstant angenommen.

T: idealer Transformator mit extra dargestellter Streu- und Magnetisierungsinduktivität (L_S und L_M). Auf seiner Sekundärseite erfolgt mit den Diode D₀₁ und D₀₂ eine Gleichrichtung und durch L_0 und C_0 eine ideale Glättung der Ausgangsspannung u_0 .

Die Arbeitsweise dieser Schaltung wird vereinfacht in 5 Schritten erläutert, die Nummerierung bezieht sich auf Abb. 18.47 und 18.48.

- 1) Ausgangssituation: T₁ und T₄ sind eingeschaltet, u_{AB} ist gleich U_d
- 2) T₄ wird ausgeschaltet. Der Strom i_A fließt zunächst über die Kapazitäten C₃ und C₄ weiter. Hierdurch wird C₃ entladen und u_{AB} fällt auf Null ab. Die Spannungssteilheit von u_{DS} ist durch diesen Ladevorgang bestimmt.
- 3) Sobald C₃ entladen ist übernimmt die Body-Diode von T₃, (D₃) den Strom. Die Drain-Source Spannung von T₃ und u_{AB} ist dadurch gleich Null. T₃ kann jetzt bei Spannung Null eingeschaltet werden (Zero Voltage Switching, ZVS).
- 4) Als nächstes wird T₁ ausgeschaltet. i_A fließt über C₁ und C₂ weiter. C₂ wird entladen wodurch u_{AB} den Wert $-U_d$ annimmt und die Kommutierung der Gleichrichterdiode D₀₁ und D₀₂ einsetzt.
- 5) Sobald die Body-Diode D₂ den Strom übernimmt kann T₂ spannungslos eingeschaltet werden (ZVS). T₂ und T₃ leiten jetzt, u_{AB} ist gleich $-U_d$.

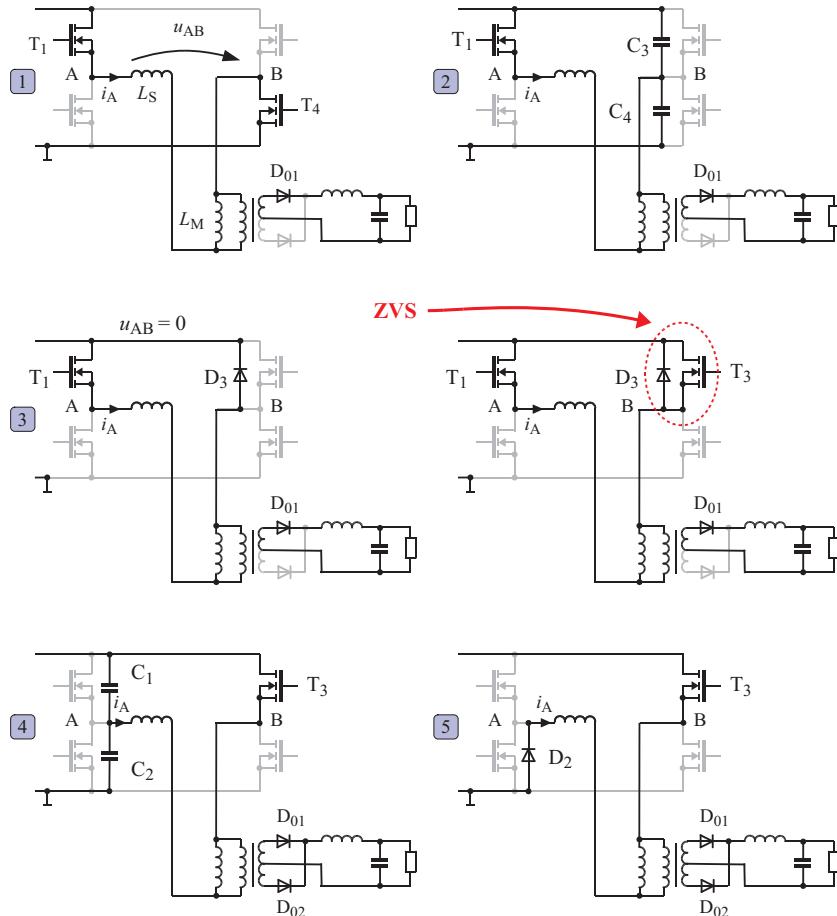


Abb. 18.47 Vereinfachte Darstellung von ZVS durch „Phase shift control“

Durch Abschalten von T_3 wiederholt sich der beschriebene Vorgang für die andere Halbschwingung mit vertauschten Bauelementen.

Der Primärstrom i_A setzt sich aus dem vom Trafo T übertragenem Wechselstromanteil konstanter Amplitude und einem dreieckförmigen Magnetisierungsstrom zusammen. Die Steilheit wird durch die jeweils wirksame Spannung und Induktivität bestimmt. Für den Fall u_{AB} gleich Null wirkt an der Primärwicklung allein die Gleichspannung U_0 entsprechend dem Windungszahlenverhältnis, so dass der Strom i_A abfällt. Abb. 18.48 zeigt idealisiert die simulierten elektrischen Größen u_{AB} und i_A und die Ströme der Gleichrichterdioden D_{01} und D_{02} .

Die Transistoren werden jeweils bei leitender Invers- bzw. Bodydiode, d. h. bei Spannung nahezu Null eingeschaltet, daher die Bezeichnung „Zero Voltage Switching“, ZVS.

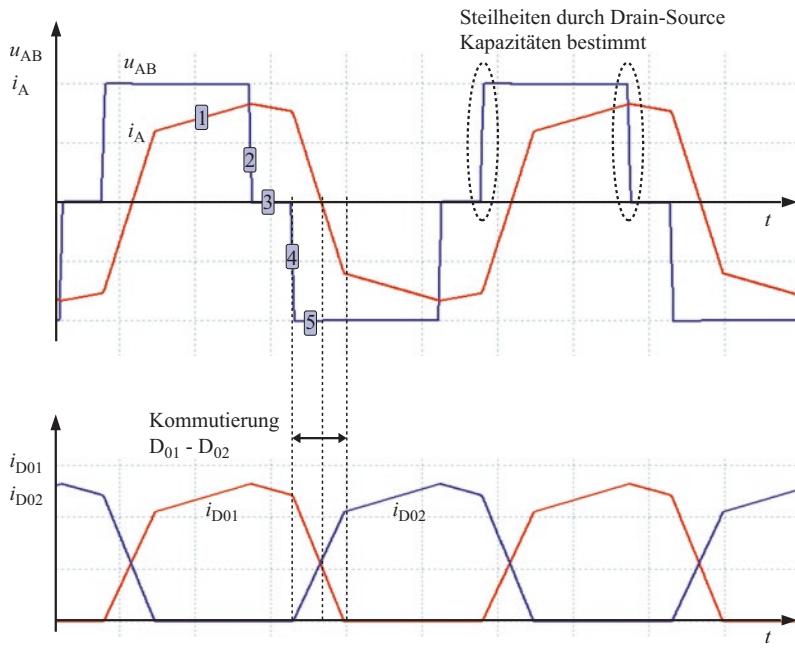


Abb. 18.48 Brücken-Ausgangsgrößen u_{AB} , i_A und Diodenströme i_{D01} , i_{D02}

18.11 Schaltnetzteile

Netzteile dienen zur Bereitstellung einer geregelten Gleichspannung aus einer Wechselspannung. Zur Potenzialtrennung und zur Spannungsanpassung wird ein Transformator vorgesehen. Zur Regelung der Gleichspannung können Schaltregler und Linear-Regler eingesetzt werden. Linear-Regler arbeiten mit einem Bipolar-Transistor oder MOSFET als lineares Stellglied. Die Eingangs-Gleichspannung U_E muss größer sein als die Ausgangsspannung U_A . Die Spannungsdifferenz $\Delta U = U_E - U_A$ fällt am Stelltransistor T ab (s. Abb. 18.49) und hat zusammen mit dem Kollektorstrom I_C eine Durchlass-Verlustleistung – und damit einen schlechten Wirkungsgrad (35–65 %) – zur Folge. Auch wegen der über Kühlkörper abzuführenden Verlustleistung werden Linearregler nur für Leistungen <10 W eingesetzt. Spezielle „Low drop-out“ Spannungsregler (LDOs) arbeiten noch mit einem $\Delta U < 1 \text{ V}$ und können daher auch für höhere Leistungen eingesetzt werden. Der Transformator arbeitet mit Netzfrequenz, die Glättung ist für die 2-fache Netzfrequenz auszulegen. Die Netzrückwirkungen sind wegen der kapazitiven Glättung problematisch (vgl. Abschn. 10.2.2). Den Aufbau eines einfachen linear geregelten AC-DC-Netzteiles zeigt Abb. 18.49a.

Ein wesentlich günstigeres Netzverhalten zeigt ein Schaltnetzteil wie in Abb. 18.49b dargestellt. Die Eingangsstufe arbeitet mit aktiver PFC (Power Factor Corrector)

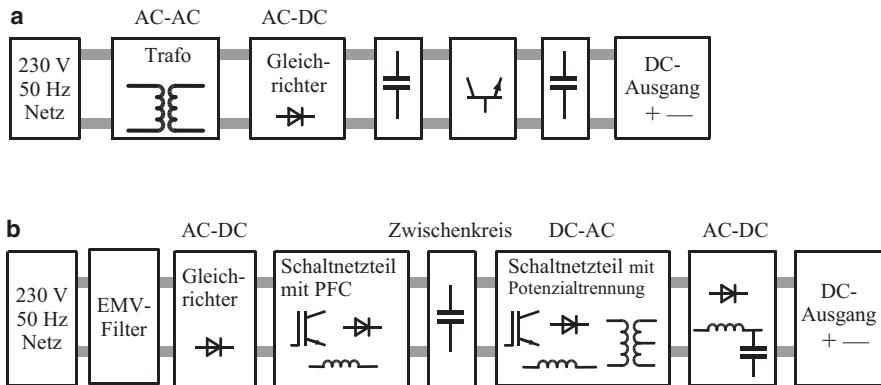


Abb. 18.49 Netzteil-Topologien (Beispiele). **a** Lineares Netzteil, **b** Schaltnetzteil

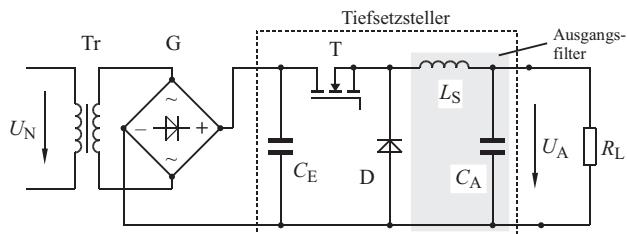
wodurch der Netzstrom nahezu sinusförmig ist. Die Eingangsstufe kann in einem weiten Spannungsbereich arbeiten und stellt dabei eine konstante Zwischenkreisspannung bereit. Der Transformator arbeitet mit der Wandler-Schaltfrequenz von mehreren hundert KHz und ist entsprechend kompakt auszuführen. Der Aufwand für die Glättungsmittel ist wegen der hohen Schaltfrequenz ebenfalls gering. Zwar ist die mehrfache Energiewandlung für den Gesamt-Wirkungsgrad nachteilig, es lassen sich jedoch im Vergleich zum linearen Netzteil hohe Wirkungsgrade erreichen, insbesondere wenn für den ausgangsseitigen Wandler Resonanztechniken (LLC-Wandler) zur Vermeidung von Schaltverlusten eingesetzt werden. Der Wirkungsgrad eines Schaltnetzteils erreicht Werte über 95 %. Durch den Einsatz unterschiedlicher Wandlerarten existiert eine große Anzahl von Schaltungsvarianten mit einer großen Leistungsbandbreite [1].

18.11.1 Sekundär getaktetes Netzteil (AC-DC-Wandler)

Befindet sich der getaktete Spannungsregler auf der Sekundärseite des Transformators Tr, bezeichnet man diese Schaltung als *sekundärseitig getaktet*. Ein Beispiel eines sekundär getakteten Netzteils, bestehend aus Netz-Transformator Tr (Potenzialtrennung und Spannungsanpassung), ungesteuertem Gleichrichter G und Tiefsetzsteller zeigt Abb. 18.50. Der Transformator Tr ist für die Netzfrequenz f_1 auszulegen.

Der Transistor T wird als Schalter betrieben, so dass in Verbindung mit der Freilaufdiode D nur die Verluste des Schalterbetriebes (Durchlass- und Schaltverluste) entstehen. Die Differenz von Ein- und Ausgangsspannung hat praktisch keine Verluste zur Folge. Ein getaktetes Netzteil hat daher einen hohen Wirkungsgrad. Durch Einsatz eines Synchron-Gleichrichters (Abb. 18.33) an Stelle der Diode D kann der Wirkungsgrad noch weiter optimiert werden. Das Ausgangsfilter ist auf die Schaltfrequenz abzustimmen.

Abb. 18.50 AC-DC-Wandler mit sekundärer Taktung (Tiefsetzsteller)



18.11.2 Primär getaktetes Netzteil (AC-DC-Wandler)

Bei *primärer Taktung* (Abb. 18.51) erfolgt die transformatorische Potenzialtrennung mit der hohen Schaltfrequenz f_S . Dazu formt z. B. ein Sperrwandler die gleichgerichtete Wechselspannung mit der Taktfrequenz f_S um. Durch die im Vergleich zur Netzfrequenz f_1 hohe Schaltfrequenz erhält man wesentlich kleinere und leichtere Transformatoren als bei den sekundär getakteten Schaltnetzteilen. Auf der Sekundärseite erfolgt mit D_1 die Gleichrichtung der hochfrequenten Wechselspannung mit anschließender Glättung. D_2 stellt einen Freilaufkreis zur Verfügung. Die Schaltverluste dieser Dioden sind bei dieser Betriebsart hoch, so dass die Auswahl dieser Dioden in Verbindung mit der Schaltfrequenz besondere Beachtung benötigen. Auch hier bietet sich der Einsatz eines Synchron-Gleichrichters an Stelle der Dioden an. Das Ausgangsfilter ist auf die Schaltfrequenz abzustimmen. Die primäre Taktung ist für Gleich- und Wechselspannungsnetze gleichermaßen geeignet (Universalnetzteil).

18.11.3 Elektronischer Transformator (AC-AC-Wandler)

Verzichtet man in der Gegentaktwandlerorschaltung nach Abb. 18.27 auf die sekundärseitige Gleichrichtung und werden die primärseitigen Schalttransistoren im Gegenakt geschaltet, so steht am Ausgang eine hochfrequente Wechselspannung u_S nach Abb. 18.52b zur Verfügung. Der Scheitelwert dieser Wechselspannung folgt der Kurvenform der Netzspannung u_N und ist mit dem Übersetzungsverhältnis des Transformators skaliert. Derartige Schaltnetzteile werden als *elektronischer Transformator* bezeichnet und als 230 V/12 V-Transformator häufig für Beleuchtungszwecke eingesetzt. Wegen

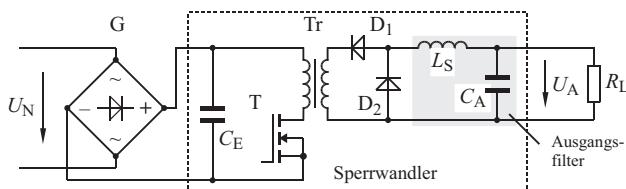


Abb. 18.51 AC-DC-Wandler mit primärer Taktung (Sperrwandler)

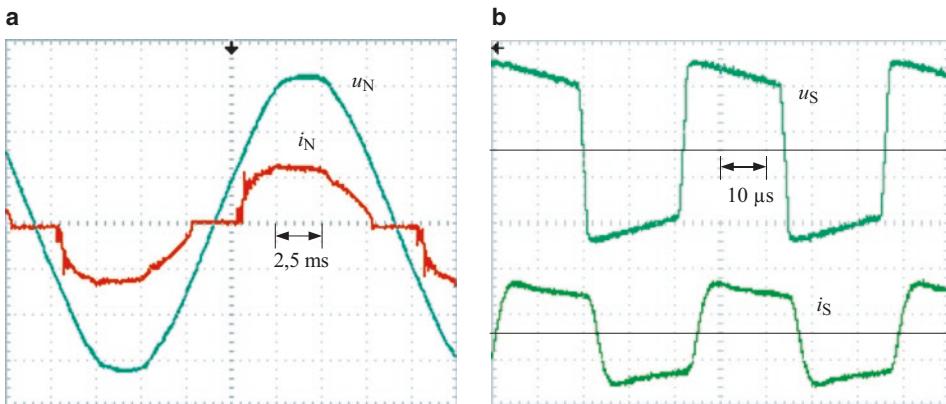


Abb. 18.52 Ein- und Ausgangsgrößen eines elektronischen Transformators (Messung)

der hochfrequenten Spannung u_S sind für die Leitungsverlegung besondere Richtlinien zu beachten. Speziell für Beleuchtungszwecke werden die Niedervolteitungen daher zur Vermeidung von emv-Problemen fertig konfektioniert geliefert. Abb. 18.52a zeigt den Verlauf der Netzspannung u_N , des Eingangsstromes i_N . Abb. 18.52b zeigt in gedehntem Maßstab die Ausgangsgrößen u_S und i_S eines handelsüblichen 100 W-Netzgerätes. Der Netzstrom i_N ist durch ein Eingangsfilter geglättet. Die Periodendauer der Ausgangsspannung u_S beträgt ca. 50 µs entsprechend einer Schaltfrequenz von 20 kHz. Die Amplitude von u_S folgt dem sinusförmigen Verlauf der 50 Hz-Netzspannung u_N ($U_S = 12$ V).

18.11.4 Pulsgleichrichter

Im Folgenden soll verdeutlicht werden, wie der Gleichspannungs-Hochsetzsteller nach Abb. 18.14 zum Wechselspannungs-Pulsgleichrichter mit 4-Quadrantenbetrieb und einstellbarem $\cos(\varphi)$ umgebaut werden kann (Abb. 18.53). Das gleiche Prinzip wird auch bei Drehstromschaltungen angewendet und dort als **Active Front End** (AFE) bezeichnet. Beim AFE entfällt wegen der 3-phasigen Einspeisung im Zwischenkreis die Wechselstromkomponente 2-facher Netzfrequenz (f_N). Das Grundprinzip der aktiven PFC-Schaltung wurde bereits in Abschn. 10.2.2.2 mit den Zeigerdiagrammen der Netzgrößen vorgestellt.

Durch die schaltende Arbeitsweise treten Strom-Oberschwingungen auf, die insbesondere bei geringen Taktfrequenzen f_s eine Beachtung (Filter) erfordern. Im Frequenzspektrum liegen diese Oberschwingungen bei den Frequenzen f_l nach Gl. 18.41, (vgl. Abb. 15.5).

$$f_l = m \cdot f_s \pm n \cdot f_N \quad \text{mit } m = 1, 2, 3, \dots \text{ und } n = 1, 2 \quad (18.41)$$

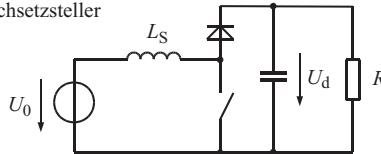
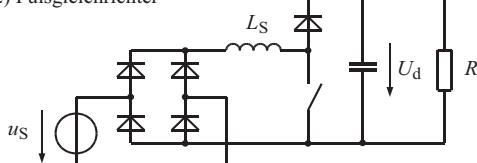
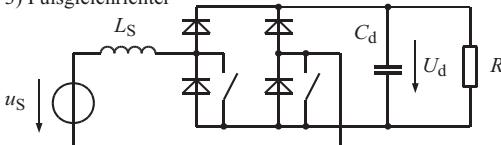
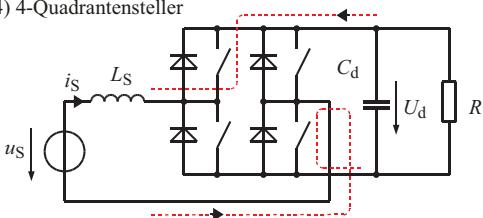
1) Hochsetzsteller		Hochsetzsteller für Gleichspannung. Die Speicherdiode befindet sich auf der Gleichstromseite, die Aufladung von L_S erfolgt durch U_0 (Kurzschluss). Es gilt: $U_d > U_0$
2) Pulsgleichrichter		Ergänzt man die Schaltung 1) um einen Eingangsgleichrichter, so erhält man den Pulsgleichrichter. Jetzt gilt: $U_d > \hat{u}_S$. Die Aufladung von L_S ist nur über u_S möglich (Netzkurzschluss). Durch sinusförmige Steuerung der Schaltzeit wird ein sinusförmiger Strom konstanter Phase erreicht (aktives PFC-Netzteil). Immer 3 Ventile in Reihe (Verluste!)
3) Pulsgleichrichter		Wie unter 2), aber L_S liegt auf der Wechselstromseite (AC-Drossel). Die 2 Schalter arbeiten abwechselnd (je Halbschwingung von u_S) d. h. jeweils mit halber Schaltfrequenz. Nur 2 Ventile in Reihe, daher für hohe Leistungen geeignet.
4) 4-Quadrantensteller		Durch 2 zusätzliche Schalter kann die Aufladung der Speicherdiode jetzt auch mit der Gleichspannung U_d erfolgen, wodurch ein 4-Quadrantenbetrieb möglich ist. Der $\cos(\varphi)$ kann beliebig eingestellt werden. Die Höhe der Gleichspannung kann auch bei schwankender Netzspannung sichergestellt werden. Netzstromverlauf siehe Abb. 18-54.

Abb. 18.53 Entwicklung des Vierquadrantenstellers

In Abb. 18.54 ist der Stromverlauf für einen 3-phägigen Pulsgleichrichter mit 11-fach-Taktung am 50 Hz-Netz dargestellt ($f_S = 11 \cdot 50 \text{ Hz} = 550 \text{ Hz}$).

18.11.5 Kontaktlose Energieübertragungssysteme

Für viele transportable Geräte wie z. B. Handy oder Notebook besteht der Wunsch nach einer kabellosen Stromversorgung. Physikalische Grundlage einer derartigen „kontakte-losen“ Energieübertragung ist die induktive Kopplung. Eine vom Strom i_1 durchflossene Spule 1 erzeugt den magnetischen Fluss Φ_1 , wovon der Anteil Φ_{21} Spule 2 durchsetzt (Abb. 18.55). Das Verhältnis Φ_{21}/Φ_1 wird als Koppelfaktor k bezeichnet ($0 \leq k \leq 1$). Diese Anordnung bildet einen Transformator, bei dem beide Spulen über einen guten magnetischen Leiter, den Eisenkern, magnetisch gekoppelt sind und räumlich eng beieinander liegen. Der Koppelfaktor einer solchen Anordnung liegt nahe 1. Bei einer

Abb. 18.54 Netzstrom bei 11-fach-Taktung (ungefiltert)
Netzfrequenz 50 Hz, Taktfrequenz 550 Hz

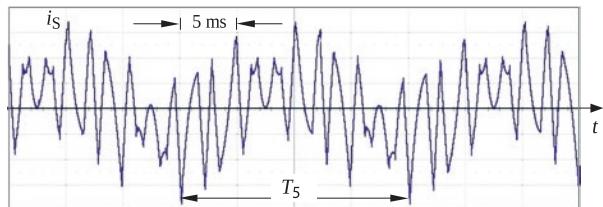
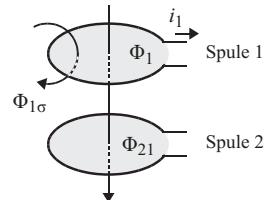


Abb. 18.55 Schematische Darstellung zur magnetischen Kopplung



kontaktlosen Energieübertragung sind beide Spulen im Allgemeinen räumlich getrennt und haben keinen gemeinsamen Eisenkern, weshalb beide Spulen nur „lose“ gekoppelt sind ($k \ll 1$). Das elektrische Ersatzschaltbild entspricht aber weiterhin dem eines Transformators. Die lose Kopplung hat eine große Streuinduktivität zur Folge, wodurch die Ausgangsspannung stark lastabhängig wird und die Anordnung in dieser Form für eine Energieübertragung ungeeignet ist. Kompensiert man jedoch die Streuinduktivitäten über eine geeignete Kapazität, so ist diese Lastabhängigkeit aufgehoben, wenn Spule 1 über einen Wechselrichter mit der Resonanzfrequenz dieser Anordnung betrieben wird (Prinzip des „Tesla-Transformators“).

Die Ausgangsspannung kann entweder direkt mit dem Verbraucher wie z. B. einer Glühlampe verbunden sein oder stellt über einen Gleichrichter eine Gleichspannung z. B. zum Laden eines Akkus zur Verfügung. Die Betriebsfrequenzen liegen zwischen 20 kHz und 10 MHz. Ändert sich die relative Position und Orientierung beider Spulen, so ändert sich der Kopplungsfaktor – und damit die Resonanzfrequenz der Anordnung. Der Wechselrichter muss die Betriebsfrequenz automatisch nachführen und wird bei höheren Frequenzen vorzugsweise in MOSFET-Technologie ausgeführt. Befindet sich kein Sekundärteil (Spule 2) im magnetischen Feld, muss dieses abgeschaltet werden (z. B. Ladegerät). Begrenzend auf die Übertragungseigenschaften wirken sich die parasitären ohmschen Widerstände aus, deren Wert infolge Skin-Effekt frequenzabhängig zunimmt. Beim praktischen Einsatz von Geräten mit induktiver Energieübertragung sind Grenzwerte entsprechend DIN EN 62311 zu beachten. Abb. 18.56 zeigt das elektrische Prinzipschaltbild einer solchen Einrichtung.

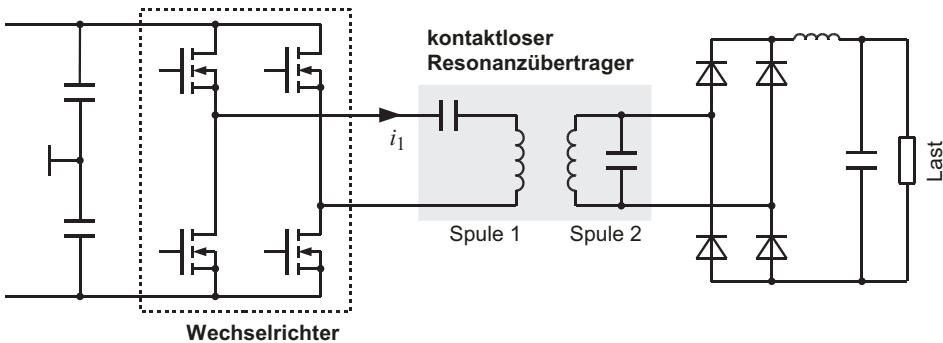


Abb. 18.56 Prinzip einer kontaktlosen Energieübertragung

18.11.6 Energiesparlampen

Kompakt-Leuchtstofflampen

Eine Kompakt-Leuchtstofflampe setzt sich aus mehreren bereits bekannten Komponenten zusammen. Den typischen Aufbau zeigt Abb. 18.57. Die Eingangsschaltung entspricht der in Kapitel 10 vorgestellten Hochsetzstellerschaltung (aktive PFC-Schaltung). Der ausgangsseitige HF-Lampengenerator besteht aus zwei im Gegenakt arbeitenden MOSFET (T₂, T₃), die über eine Serien-Resonanz (Kap. 11) die Brennspannung der Leuchtröhre erzeugen. Der Lampenstrom pulsiert im Frequenzbereich 20 ... 50 kHz.

Die elektrischen Größen einer handelsüblichen Kompakt-Leuchtstofflampe sind in Abb. 18.58 dargestellt. Der Netzstrom zeigt bei allen derzeit verfügbaren Lampen den dargestellten typischen Verlauf. Dieser Verlauf muss beim Ersatz von Glühlampen durch Energiesparlampen berücksichtigt werden. Ein Einschaltvorgang reduziert die Lebensdauer um 2–5 h (die Zündspannung löst (sputtert) Elektrodenmaterial heraus, welches sich mit dem Quecksilber verbindet). Auf diesem Effekt basiert die von den Herstellern angegebene Lebensdauer von 3000 h bis 10.000 h. Diese Werte beziehen sich auf 8 Schaltungen am Tag d. h. einen 3-h Zyklus (165 min „ein“, 15 min „aus“). Der volle Lichtstrom (d. h. 90 %) steht erst nach einer Aufwärmzeit von 1–3 min zur

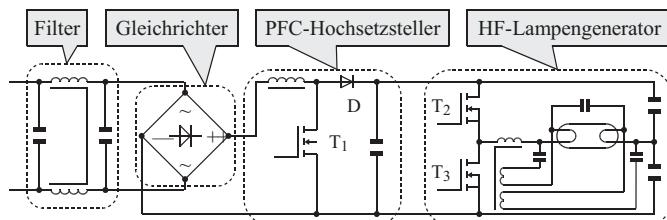
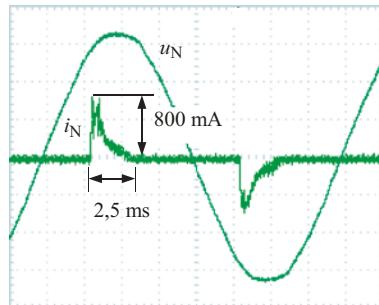


Abb. 18.57 Typischer Aufbau einer modernen Energiesparlampe

Abb. 18.58 Netzspannung u_N und -strom i_N einer 20 W Kompakt-Leuchtstofflampe (Energiesparlampe)

$m_U: 100 \text{ V/Div}$

$m_I: 500 \text{ mA/Div}$



Verfügung. Während der Lebensdauer reduziert sich die Lichtausbeute kontinuierlich. Wegen der hohen Schadstoffbelastung (u. a. Quecksilber) werden defekte Kompakt-Leuchtstofflampen als Sondermüll behandelt. Die Lichtausbeute (Energieeffizienz) liegt bei ca. 60 lm/W, Vergleich: Glühbirne ca. 13 lm/W)

Leuchtdioden (LEDs)

Wesentlich umweltfreundlicher als Kompakt-Leuchtstofflampen sind Energiesparlampen auf LED-Basis. Die Gründe, die für eine Beleuchtung auf LED-Basis sprechen, sind:

- Hoher Wirkungsgrad, Lichtausbeute ca. 160 lm/W (< 300 lm/W)
- Sofort volle Helligkeit (keine Aufwärmzeit), farbig oder weiß
- Höhere Lebensdauer (ca. 50.000 h, stromabhängig)
- Mechanische Robustheit (günstig für portable Geräte)

LEDs erzeugen Photonen (Licht) durch einen direkten Übergang der Elektronen vom Leitungs- in das Valenzband. Der pn-Übergang wird dafür im Gegensatz zu normalen pn-Dioden nicht aus Silizium, sondern als sogenannter III-V-Verbindungshalbleiter auf Galliumarsenid-Basis hergestellt (Verbindungshalbleiter werden zu je gleichen Teilen z. B. aus einem Element der III. und der V. Hauptgruppe gebildet). Die Vorwärtsspannung ist von der Photonen-Energie, d. h. von der Lichtfarbe bestimmt und liegt im Bereich 1,5 V (Infrarot) und ca. 4 V (Ultraviolett). Die Farbeinstellung erfolgt bei der Herstellung der Halbleiter-Zusammensetzung z. B. durch die Zugabe von Phosphoratomen. Die Sperrspannung ist mit ca. 5 V relativ gering [2]. Um den hohen Wirkungsgrad einer LED voll auszunutzen, werden Ansteuerschaltungen mit einem optimal angepassten Wirkungsgrad benötigt. Die Ansteuerschaltung muss die LED mit einem konstanten Strom versorgen. Abb. 18.59 zeigt als Anwendungsbeispiel die Schaltung für eine Display-Hintergrundbeleuchtung (LED-Backlight).

Zur gleichmäßigen Ausleuchtung wird eine große Zahl an LEDs schachbrettartig angeordnet. Für eine Bildschirmgröße von 14" sind z. B. 80 LEDs erforderlich. Damit alle LEDs mit gleicher Helligkeit bzw. Farbe leuchten, müssen sie mit gleichem Strom

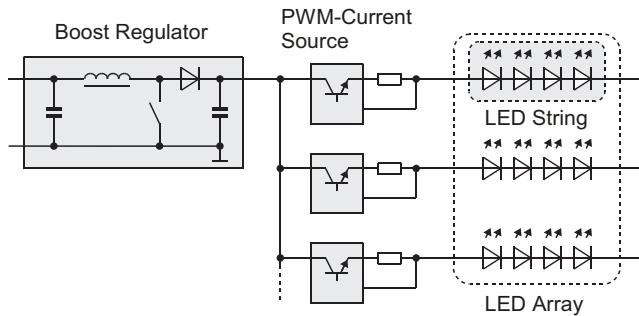


Abb. 18.59 Anwendungsbeispiel:

Display Hintergrundbeleuchtung in LED-Technologie

LEDs werden hier mit Strömen zwischen 10 mA und 100 mA betrieben (bis zu 20 LED je String in Serie)

betrieben werden. Dazu bietet sich eine Reihenschaltung an. Wegen der bei Reihenschaltung hohen Versorgungsspannung wird die Zahl der in Reihe geschalteten LEDs im Allgemeinen auf etwa 20 begrenzt. Die Vorwärtsspannung beträgt dann ca. 70 V und wird über einen Hochsetzsteller (Boost-Regulator) bereitgestellt. Eine LED-Reihenschaltung wird als „LED-String“ bezeichnet. LED-Strings können – wie in Abb. 18.59 dargestellt – parallel betrieben werden. Die Einheit aller parallelgeschalteter LED-Strings wird als „LED-Array“ bezeichnet. Jeder LED-String verfügt über einen Stromregler (PWM Current Source), der eine gleichmäßige Beleuchtung aller Strings über die gesamte Lebensdauer sicherstellt (Backlight-Alternative: OLEDs).

Als Lebensdauer wird die Zeitdauer bezeichnet, nach der die Lichtstärke auf 50 % abgefallen ist. Ursachen sind mechanische Veränderungen durch thermischen Stress (LEDs sind strombetrieben und haben daher eine hohe Energieverwaltung) sowie Alterung der Kunststoffkomponenten. Da gleichzeitig die Durchlassspannung der einzelnen LEDs ansteigen, ist für den Spannungsregler eine ausreichende Regelreserve vorzusehen. Die Lebensdauer einer LED ist stromabhängig und kann allgemein mit ≥ 50.000 h angegeben werden.

Neben der Display-Anwendung werden LEDs zu allgemeinen Beleuchtungszwecken eingesetzt. Hochleistungs-LEDs erreichen je nach Ausführung und Durchlassstrom einen Lichtstrom von 125 lm bis zu 1100 lm. Voraussetzung ist eine ausreichende Wärmeabfuhr. Derartige LEDs werden verstärkt als PKW-Leuchtmittel eingesetzt (2009: Audi R8, erstes Serienfahrzeug mit LED-Scheinwerfer).

Farbwiedergabeindex Anders als Glühlampen sind LEDs keine Temperaturstrahler. Sie emittieren Licht in einem begrenzten Spektralbereich mit intensivem Blau-Anteil. Die Farbwiedergabe eines beleuchteten Körpers wirkt daher unterschiedlich. Zwar tritt im

Vergleich zum Tageslicht auch bei Glühlampenlicht eine leichte Veränderung des Farbeindrucks auf, aber die Farbwiedergabe ist aufgrund des kontinuierlichen Spektrums beider Lichtarten (Temperaturstrahler) vergleichbar. Zur Beschreibung der Farbwiedergabe unterschiedlicher Lichtquellen wurde auf Basis von 8 Referenzfarben ein Farbwiedergabeindex (Color Rendering Index, CRI) eingeführt [2]. Für Temperaturstrahler, wie z. B. einer Glühlampe, erreicht dieser den Maximalwert von $CRI = 100$. LEDs für Beleuchtungsanwendungen erreichen CRI-Werte zwischen 70 und 95.

Lichtausbeute Die Lichtausbeute ist eine lichttechnische Größe und wird in Lumen pro Watt (lm/W) angegeben. Da durch die Messung in der Einheit Lumen die Eigenschaften des menschlichen Auges über die „Hellempfindlichkeitskurve“ berücksichtigt wird, erreichen die Farben Grün und Gelb besonders hohe Werte (das Empfindlichkeitsmaximum des menschlichen Auges liegt am Tag im grünen Bereich bei 555 nm), blaue LEDs schneiden dadurch deutlich schlechter ab, obwohl der physikalische Wirkungsgrad für diese Farben vergleichbar ist. Aktuell liegt die Lichtausbeute planarer (2D-) LEDs in einer Größenordnung von 160 lm/W. Zukünftige 3D-Strukturen lassen durch eine vergrößere Oberfläche bei gleicher Stromdichte noch höhere Werte erwarten. Zum Vergleich beträgt die Lichtausbeute konventioneller Glüh- oder Halogenlampen 13 bzw. 17 lm/W, bei Leuchtstofflampen incl. Vorschaltgerät zwischen 50 und 70 lm/W.

Schaltfrequenzen LEDs lassen sich über den Betriebsstrom sehr schnell schalten. Sie können mit Schaltfrequenzen bis weit über 100 MHz betrieben werden und kommen somit auch bei vielen Anwendungen der Optoelektronik wie z. B. als Optokoppler oder in der Datenübertragung zum Einsatz.

Organische LEDs (OLEDs) Weitere Anwendungsmöglichkeiten speziell für großflächige Anwendungen (Handy-, Fernsehdisplay, großflächige Beleuchtungselemente) bieten die so genannten organischen LEDs (OLED, Organic Light-Emitting Device). OLEDs werden als dotierte Kohlenwasserstoffverbindungen auf Glassubstraten hergestellt (biegsame Kunststofffolien in Vorbereitung). Problematisch sind heute noch Alterungsphänomene durch Zerfall der Kohlenstoffverbindungen, bei Weißlicht-OLEDs führt unter Umständen eine unterschiedliche Alterung der Farbschichten zu Farbverschiebungen [2].

Literatur

1. Schlienz: Schaltnetzteile und ihre Peripherie. Wiesbaden: Springer, 2016
2. Dohlus: Photonik. München: Oldenbourg, 2010

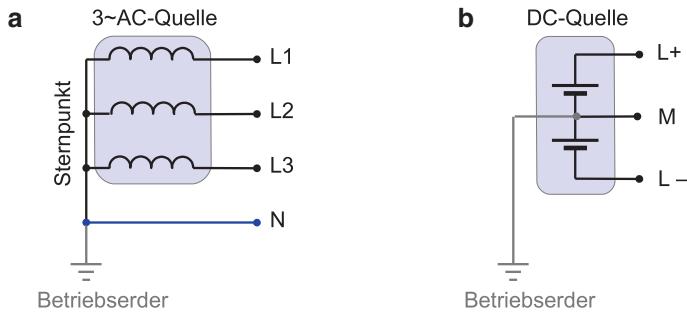


Zur Energieversorgung wird ein Drehstromnetz (3~AC-Netz) mit Neutralleiter (N) eingesetzt. Dadurch steht neben den Leiterspannungen (Spannungen zwischen den Außenleitern L₁, L₂ und L₃) von 400 V auch eine Spannung von 230 V (Spannung zwischen Außenleiter L₁, L₂, L₃ und Neutralleiter N) zur Verfügung (Abb. 19.1a). Die Frequenz beträgt 50 Hz. Darüberhinaus kann die Versorgung mit Gleichspannung (DC-Netz, Abb. 19.1b) erfolgen. In beiden Fällen kann der Sternpunkt N bzw- Mittelpunkt M der Quelle an einem Betriebserder angeschlossen, d. h. geerdet sein – in diesem Fall handelt es sich jeweils um ein T-Netz. Bei nicht geerdetem Stern- bzw. Mittelpunktleiter liegen potenzialfreie Netze (I-Netze) vor.

19.1 Energieversorgungsnetze

Bei der Gestaltung eines Niederspannungsnetzes und der Installation in Gebäuden steht die Sicherheit des Menschen vor einem elektrischen Schlag im Vordergrund. Zwar lassen sich Gefährdungen durch direktes berühren spannungsführender Teile mithilfe einer Basisisolierung vermeiden, gegen gefährliche Körperspannungen – also Wechselspannungen >50 V oder Gleichspannungen >120 V – bei einem Isolationsfehler (Körperschluss) oder bei einem Erdschluss spielt die Netzform eine entscheidende Rolle. Unter Berücksichtigung dieser Gefährdungen haben sich unterschiedliche Netzformen herausgebildet. Diese Netzformen haben unterschiedliche Wirksamkeit hinsichtlich Personenschutz, Brandschutz, elektromagnetische Verträglichkeit und Verfügbarkeit der elektrischen Energie.

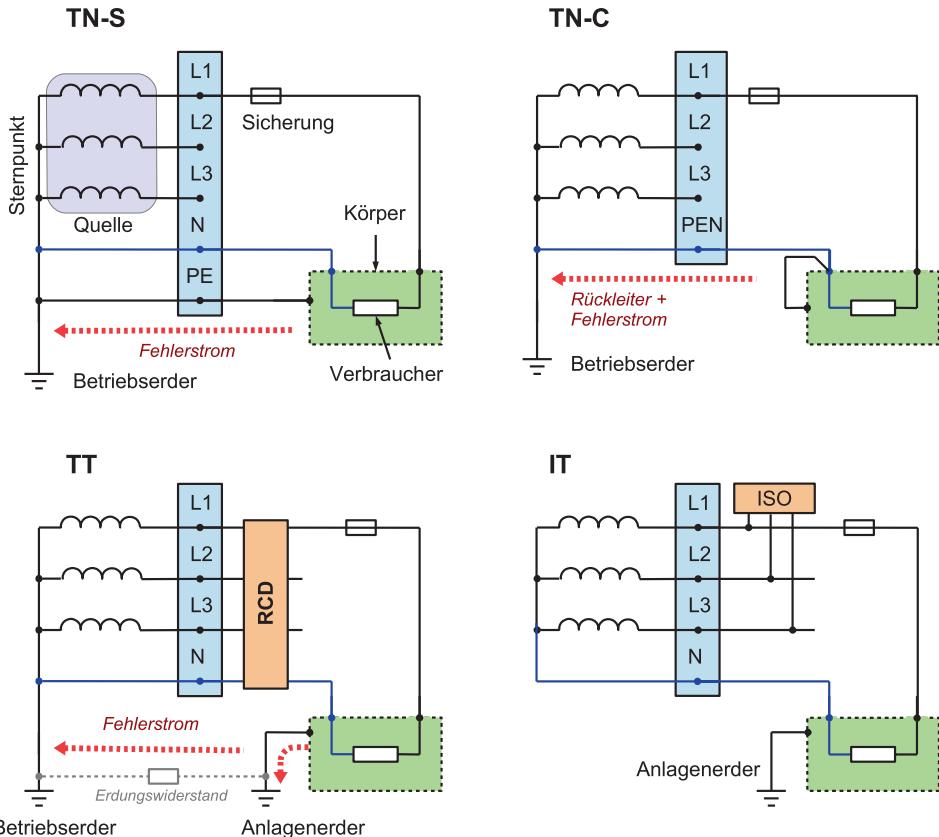
In Tab. 19.1 sind vier Netzformen für eine dreiphasigen Drehstromversorgung mit ihren Eigenschaften stichwortartig zusammengefasst. Tab. 19.2 listet die Bezeichnungen auf und Abb. 19.2 zeigt die wesentlichen Unterschiede der vier Netzformen am Beispiel eines einphasigen Verbrauchers.

**Abb. 19.1** AC- und DC-Versorgungen**Tab. 19.1** Vergleich der Netzformen

Netz		Beschreibung, EMV-Verhalten
TN-S	++	Separate Verbindung zum Sternpunkt der Quelle als PE-Leiter. Durch hohe Fehlerströme im PE-Leiter sicheres ansprechen der Schutzorgane. Es können Maßnahmen gegen Auslösung des RCD infolge Ableitströmen erforderlich sein (z. B. Netzfilter)
TN-C	-	Direkte Verbindung Körper-Sternpunkt über einen gemeinsamen Schutz- und Rückleiter (PEN). Gefährdungen bei Unterbrechung des PEN. Störsignale verbreiten sich über den gemeinsamen Rückleiter. Gebäudestreuströme und niedrfrequente Magnetfelder schließen den Betrieb informationstechnischer Anlagen u. U. aus
TT	+	Die PE-Verbindung zwischen Körper und Sternpunkt der Quelle erfolgt über das Erdreich, daher sind gute Erdungsanlagen notwendig. Wegen des dennoch hochohmigen Erdungswiderstandes sind Körper- oder Erdschlussströme geringer und es ist ein RCD als Schutzeinrichtung vorzusehen, dadurch ist die Leistung begrenzt. Ableitströme verbreiten sich u. U. über das Erdreich als „vagabundierende Erdströme“
IT	-	Keine galvanische Verbindung des Körpers zum Sternpunkt der Quelle, dadurch höhere Verfügbarkeit. Erfordert u.U. Begrenzung der Kabellängen (Erdkapazität) durch Aufteilung der Anlage. Geht im Fehlerfall (Erdschluss) in ein TN-Netz über. Isolationsüberwachung (ISO) erforderlich. Kein Einsatz von Filtern gegen asymmetrische Störungen möglich

Tab. 19.2 Netzformen

Erdung		Erdleitung (Quelle-Körper)		Netzform
Quelle	Körper	Ausführung	Bezeichnung	
T	N	S	PE	TN-S
T	N	C	PEN	TN-C
T	T	-	-	TT
I	T	-	-	IT

**Abb. 19.2** AC-Netzformen

Die Benennung der Netzform erfolgt anhand der Erdungsverhältnisse der Quelle und des Verbraucherkörpers wie in Tab. 19.2 zusammengestellt.

Der erste Buchstabe beschreibt die Erdung der Quelle. Hier wird zwischen geerdet (*T, Terre*) und isoliert (*I, Isolé*) unterschieden. Für den Verbraucher steht der zweite Buchstabe. Es ist zu unterscheiden ob der Körper über einen Leiter mit dem Sternpunkt der Quelle verbunden ist (*N*) oder nicht (*T*). Ein dritter Buchstabe in der Netzbezeichnung steht für die Ausführung der Sternpunktverbindung des Verbrauchers mit der Quelle. Es wird unterschieden zwischen einem separaten (*S, Séparé*) Erdleiter PE oder einem kombinierten (*C, Combiné*) Neutral-Erdleiter PEN. Ist der Körper des Verbrauchers nicht wie bei der TN-Netzform direkt mit dem Sternpunkt der Quelle verbunden, so verfügt der Verbraucher über einen eigenen Erder, dem Anlagenerder und man erhält die Netzform TT. Die Verbindung zum Sternpunkt der Quelle erfolgt in diesem Fall durch das Erdreich. Ein Schutz bei Erd- und Körperschluss kann wegen des erhöhten Erdungswiderstandes nicht mehr durch eine vorgeschaltete Sicherung erfolgen.

Die Berührungsspannung bei Körperschluss ergibt sich aus dem Erdungswiderstand und dem Fehlerstrom und kann den zulässigen Wert von 50 V (Schutzkleinspannung) überschreiten. Zur sicheren Abschaltung dieser Spannung und als Brandschutzeinrichtung ist ein Fehlerstrom-Schutzschalter (RCD) zwingend erforderlich (Abb. 19.2 (TT)).

Bei einem linearen symmetrischen Drehstromverbraucher mit angeschlossenem Neutralleiter bleibt der Neutralleiter stromlos. Beim Auftreten von Stromober schwingungen z. B. 3-facher Netzfrequenz entspricht die Periodendauer der Oberschwingung der Phasenverschiebung der Grundschwingungen, wodurch diese Auslösung nicht stattfindet und der Neutralleiter überlastet werden kann.

19.2 Unterbrechungsfreie Stromversorgungen

Eine Unterbrechungsfreie Stromversorgung (USV) ist ein Stromversorgungssystem mit einem Energiespeicher, der bei Störungen der Versorgungsspannung wie z. B.:

- Netzausfall
- Über- oder Unterspannung
- Spannungseinbrüche, Spannungsspitzen
- Störspannungen
- Frequenzänderungen und harmonische Oberschwingungen

eine beständige Versorgung der Last sicherstellt. Eine detaillierte Klassifizierung erfolgt nach IEC 62040-3. Hinsichtlich der Arbeitsweise unterscheiden wir zwischen einer Online- und einer Offline-USV. Bei der Offline-USV muss bei Ausfall der Versorgung die Stromversorgung zunächst umgeschaltet werden, so dass eine kurze „Schaltpause“ auftreten kann. Bei einer Online-USV werden die Verbraucher ständig über die USV versorgt, so dass bei einer Versorgungsstörung keine Beeinträchtigung der Verbraucher auftreten kann (Nachteil: Verluste). Eine USV kann einphasig (bis ca. 10 kVA) oder 3-phasisch ausgeführt werden. Welche Art USV einzusetzen ist, hängt von der Art der Verbraucher ab und dem Schaden, der bei einer Versorgungsstörung auftreten kann.

- Die **Kapazität des Energiespeichers** muss den Anforderungen der Verbraucher angepasst sein. Hier genügen u. U. kleine Kapazitäten, um beim Ausfall der Energieversorgung z. B. ein Rechnersystem nach erfolgreicher Datensicherung innerhalb 5 bis 10 min sicher herunterzufahren, oder es muss die Zeit bis zum sicheren Betrieb einer Notstromversorgung (Dieselgenerator bzw. Brennstoffzelle) überbrückt werden können (Autonomiezeit).
- Die **Leistungsbemessung der Stromversorgung** richtet sich neben der Nennleistung der angeschlossenen Verbraucher und deren Einschaltstrom (bei einem Motor beträgt der Einschaltstrom bis zum 6-fachen Nennstrom) auch nach der Stromkurvenform. Die Stromkurvenform wird durch den crest factor c , der bei einem PC-Netzteil bis

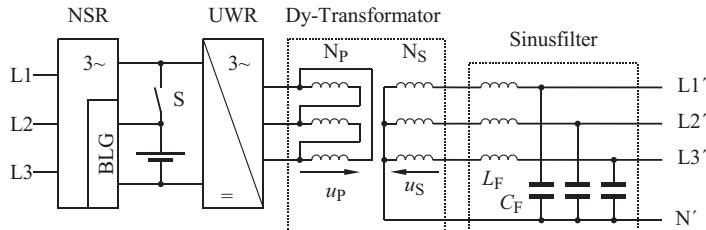


Abb. 19.3 Typische Ausführung einer batteriestützten Online-Stromversorgung

zu $c=3$ betragen kann, berücksichtigt. Ferner können Leistungspendelungen zu Spannungsschwankungen führen, die sich bei Beleuchtungsanlagen als *Flicker* störend bemerkbar machen.

Den Aufbau einer USV für Drehstromanwendungen zeigt Abb. 19.3. Für die Bereitstellung sinusförmiger Spannungen ist ein Sinusfilter vorgesehen. Der Transformator stellt die Potenzialfreiheit sicher, erzeugt den Mittelpunktleiter (N') und passt die Höhe der Ausgangsspannung an. Der UWR kann als Pulswechselrichter betrieben werden, um Toleranzen der Netz- oder Batteriespannung auszugleichen. Im Normalfall speist der Eingangstromrichter ESR die Energie in den Zwischenkreis ein. Das Batterieladegerät sorgt gleichzeitig für eine ausreichende Batterieladung. Im Störungsfall wird in Abb. 19.3 der Schalter S automatisch geschlossen, und die Batterie stützt die Eingangsspannung des Wechselrichters.

19.2.1 Online-Systeme

Im Normalfall erfolgt die Versorgung des Zwischenkreises über den Eingangstromrichter. Bei Ausfall der Energieversorgung wird der Zwischenkreis automatisch über die Batterie gestützt. Die Spannungsdifferenz durch die geringere Batteriespannung wird über die Aussteuerung des Pulswechselrichters korrigiert. Die Online-USV ist ständig in Betrieb, so dass zur Verlustbegrenzung die USV über einen hohen Wirkungsgrad verfügen muss. Eine Online-USV ist immer dann sinnvoll, wenn hohe Anforderungen an die Qualität der Versorgungsspannung gestellt werden und keine Umschaltzeiten auftreten dürfen.

19.2.2 Offline-Systeme

Durch Wegfall des Netzstromrichters ESR in Abb. 19.4 erhält man eine Offline-USV nach Abb. 19.5. Im Normalbetrieb wird nur der Akkumulator über das Batterieladegerät BLG geladen. Im Störungsfall schaltet sich die USV ein und stellt die weitere Energieversorgung

Abb. 19.4 Aufbau einer Online-USV
 ESR: Einspeisestromrichter
 BLG: Batterieladegerät
 WR: Wechselrichter

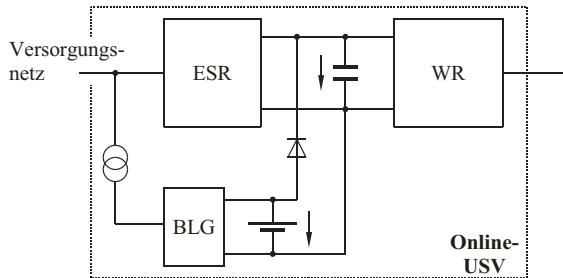
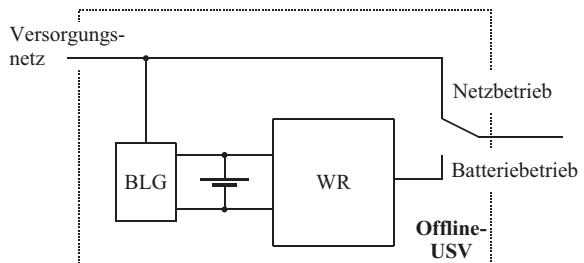


Abb. 19.5 Aufbau einer Offline-USV
 BLG: Batterieladegerät
 WR: Wechselrichter



sicher. Die mögliche Dauer der Versorgung hängt wie bei der Online-USV von der Kapazität des Energiespeichers ab.

19.3 Photovoltaische Stromversorgungen

Die Höhe der Eingangsspannung u_p ist abhängig von der Anzahl in Reihe geschalteter Solarzellen und schwankt mit der Strahlungsintensität, der Temperatur und dem entnommenen Strom. Die Gleichspannung u_p wird deshalb über einen Hochsetzsteller (siehe Abschn. 18.6) zunächst in eine konstant hohe Gleichspannung u_d umgeformt. Die Höhe der Gleichspannung u_d muss für die Funktion des Pulswechselrichters oberhalb des Scheitelwertes der maximal möglichen Netzspannung u_N gewählt werden. Im 230 V Wechselstromnetz wählt man eine Gleichspannung von ca. 400 V. Die Spannungsübersetzung des Hochsetzstellers dient auch zur Leistungsanpassung des Wechselrichters an den Innenwiderstand der Solarzellen (MPP-Tracker). Der Pulswechselrichter formt die Gleichspannung schließlich mit einer Schaltfrequenz von z. B. 20 kHz durch Pulsweitenmodulation in eine einphasige Wechselspannung u_{st} um. Dabei wird die Pulsweite so gesteuert, dass der Netzstrom i_N einen sinusförmigen Verlauf zeigt und unmittelbar in Phase mit der Netzspannung u_N liegt, so dass die Energie mit einem Leistungsfaktor von 1 in das Netz eingespeist wird. Über den Effektivwert des Netzstromes wird die Leistung so eingestellt, dass die Solarzelle im Punkt maximaler Leistung betrieben werden kann (MPP). Ohne Eingangstransformator arbeitet das Panel auf Netzpotenzial (Abb. 19.6 und 19.7).

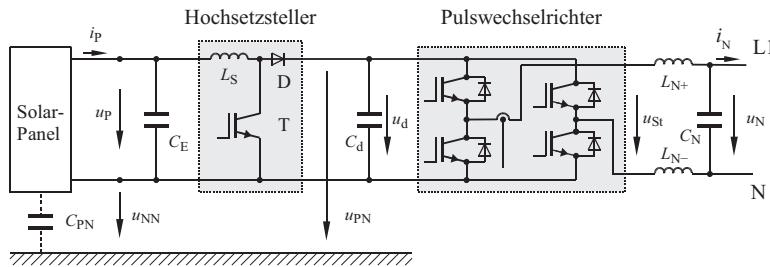


Abb. 19.6 Prinzipschaltbild einer transformatorlosen Photovoltaik-Wechselrichteranlage

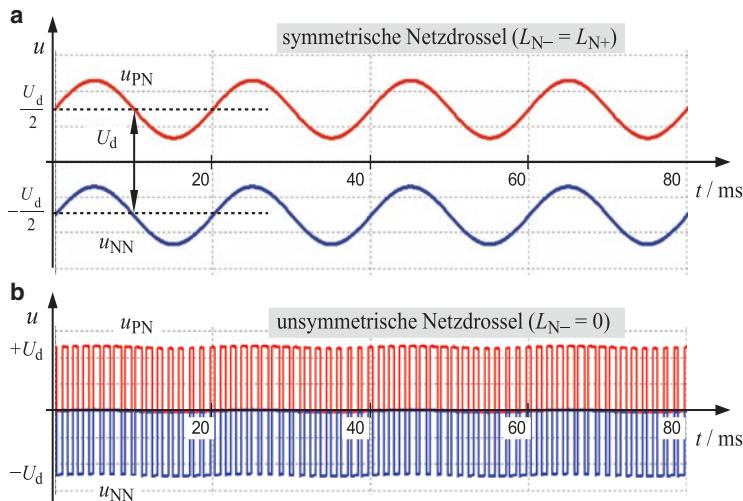


Abb. 19.7 Potenzialverlauf im Zwischenkreis

- $L_{N+} = L_{N-}$
- $L_{N-} = 0$

Solarpanele weisen auf Grund ihrer großen Fläche eine nicht zu vernachlässigende parasitäre Panel-Erd-Kapazität C_{PN} auf. Zur Minimierung parasitärer Erdströme durch den Wechselrichter über C_{PN} sollte bei dieser Schaltungstopologie die Netzdrossel L_N auf die Netzeleitung symmetrisch aufgeteilt und zusätzlich mit einem Gleichtaktfilter (siehe Abschn. 17.2) ergänzt werden. Die Gegenüberstellung des Potenzialverlaufs (u_{PN} , u_{NN}) bei einer symmetrischen und unsymmetrischen Aufteilung der Netzdrossel zeigt Abb. 19.5. Grundsätzlich nimmt die Erdkapazität mit abnehmenden Wirkungsgrad des Solarpanels zu, da der geringere Wirkungsgrad durch eine vergrößerte Panelfläche – und damit Erdkapazität – ausgeglichen werden muss. Bei einigen Solarzellen, insbesondere bei der so genannten Dünnschicht-Technologie können negative Panelpotenziale zu einer Schädigung der TCO-Schicht (Transparent Conductive Oxid Layer) durch Korrosion

führen, so dass hier Schaltungsvarianten eingesetzt werden sollten die eine Erdung der Solarpanels ermöglichen. Wird ein Netztransformator eingesetzt, der eine beliebige Potenzialfestlegung des Panels erlaubt, bleibt Erdkapazität ist ohne Einfluss.

19.3.1 Wechselrichter Wirkungsgrad

Die Auslastung einer photovoltaischen Anlage unterliegt starken Schwankungen. Die Einstrahlung kann für beliebige Zeiten zwischen Leerlauf und Nennleistung liegen. Die Angabe eines Systemwirkungsgrades für einen optimalen Betriebspunkt liefert daher nur eine eingeschränkte Aussage hinsichtlich des wirtschaftlichen Ertrages der gesamten Anlage. Zur Beschreibung der Energieeffizienz eines Solarwechselrichters ist es daher sinnvoll einen energetischen Wirkungsgrad anzugeben (siehe auch DIN EN 61683). Dieser ermittelt sich aus mehreren Teilleistungs-Wirkungsgraden ($\eta_{\%}$) die mit einem Gewichtungsfaktor bewertet und zusammengefasst werden. Die Gewichtung kann anhand einer angenommen zeitlichen Aufteilung der Teilleistungen vorgenommen werden. In Gl. 19.1) sind die zeitlichen Gewichtungsfaktoren und die Teillast-Wirkungsgrade für den so genannten europäischen Wirkungsgrad η_{EU} angegeben.

$$\eta_{\text{EU}} = 0,03\eta_{5\%} + 0,06\eta_{10\%} + 0,13\eta_{20\%} + 0,1\eta_{30\%} + 0,48\eta_{50\%} + 0,2\eta_{100\%} \quad (19.1)$$

Die Bezeichnung als „europäischer Wirkungsgrad“ weist darauf hin, dass die Leistungsschwankungen, die durch das europäische Klima hervorgerufen werden, bei der Gewichtung berücksichtigt worden sind. Den typischen Verlauf des Wechselrichter-Wirkungsgrades in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung mit unterschiedlichen Teilleistungs-Arbeitspunkten und die entsprechende zeitliche Gewichtung entsprechend Gl. 19.1) ist in Abb. 19.8 dargestellt. Es wird dabei angenommen das der Wechselrichter die zugeführte Leistung in ein öffentliches Stromnetz konstanter Spannung und Frequenz mit einem $\cos(\varphi) = -1$ einspeist und mit konstanter Taktfrequenz arbeitet. Die Solarpanele arbeiten jeweils im Punkt maximaler (Teil-) Leistung (MPP) für eine typische Zeitdauer, die Wechselrichter-Eingangsspannung (U_d) ist durch den Hochsetzsteller geregelt.

19.3.2 Einfluss der Netzimpedanz

Bei Energie-Einspeisung in ein Versorgungsnetz mit nicht vernachlässigbarem Innenwiderstand nach Abb. 19.9a führen die netzseitigen Spannungsabfälle – die bei einem Verbraucher zu einem Spannungsabfall führen würden – zu einem Anstieg der Netzzspannung u_N am Einspeisepunkt. Hierdurch kann es für die Verbraucher am Einspeisepunkt zu einer unzulässigen Spannungsanhebung kommen. Die einzuspeisende

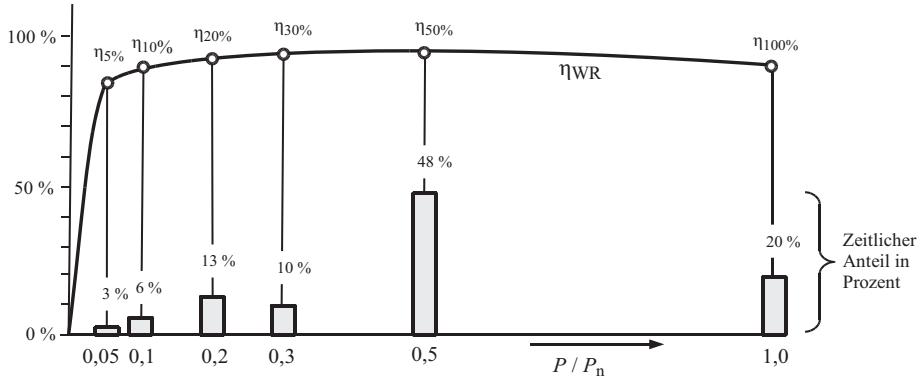
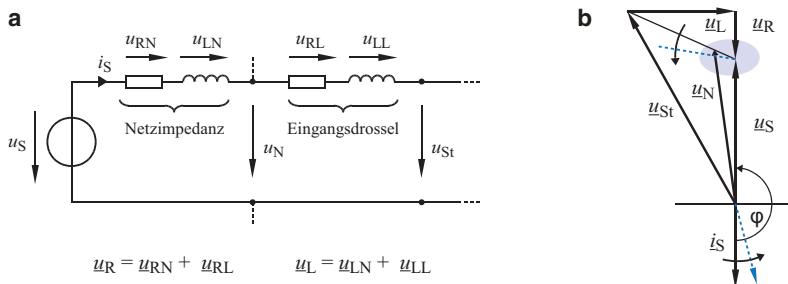


Abb. 19.8 Typische Wirkungsgradkennlinie eines Solarwechselrichters

Abb. 19.9 Einfluss der Netzimpedanz und des Wechselrichter- $\cos(\varphi)$

Leistung muss aus diesem Grunde ggf. begrenzt werden. Wird jedoch zusätzlich zur Wirkleistung auch Blindleistung in das Versorgungsnetz eingespeist, d. h. wird der $\cos(\varphi)$ z. B. von $-1,0$ auf $-0,95$ verändert, so kommt es durch die Rotation der Zeiger in Abb. 19.9b (u_R und u_L) zu einer verminderten Spannungsanhebung, in Abb. 19.9b durch eine gestrichelte Linie mit einem Pfeil markiert. Nachteilig ist in diesem Fall die für die Bereitstellung der Blindleistung notwendige Überdimensionierung des Wechselrichters mit der Folge einer durch den vermehrten Teillastbetrieb reduzierten Effizienz. Kann die eingespeiste Energie im Netz nicht direkt verwendet werden, so speichert das Netz diese Energie letztlich in Form kinetischer Energie in den Generatoren. Die Drehzahl – und damit die Netzfrequenz – steigt an. Auch hier besteht somit ein Grenzwert für die einzuspeisende Energie, so dass Solarwechselrichter (genauso wie alle weiteren Einspeise-wechselrichter) bei Anstieg der Netzfrequenz auf über $50,2\text{ Hz}$ die Leistung reduzieren und bei $51,5\text{ Hz}$ abschalten müssen.

Allein die hier aufgeführten Grenzfälle machen die Notwendigkeit einer intelligenten Einbindung dezentraler Energieversorgungseinrichtungen in ein Stromversorgungsnetz

deutlich und zeigen die Notwendigkeit eines Ausbaus der Stromversorgungsnetze und der Bereitstellung hinreichender Speicherkapazität. Dabei kann der Netzwechselrichter auch als „Dienstleister“ zur Blindleistungskompensation einbezogen werden.

19.3.3 Leistungsflusssteuerung mit FACTS

Die zunehmende Energieversorgung aus regenerativen Quellen mit ihren leistungselektronischen Einspeiseschaltungen macht zusätzliche Maßnahmen zur Stabilisierung der Energieversorgungsnetze erforderlich. Eine Maßnahme ist die bereits erwähnte Blindleistungsbereitstellung durch die Wechselrichter einer Solaranlage. Zusätzliche Maßnahmen sind spezielle Kompensationseinrichtungen die nachfolgend kurz vorgestellt werden. Dabei werden unter dem Begriff „FACTS“ (Flexible Alternating Current Transmission Systems) zahlreiche Entwicklungen zur Verbesserung der Netzqualität zusammengefasst [1].

Der Zwischenkreisumrichter in Abb. 19.10 (SR1, ZK, SR2) ist auf der Ein- und Ausgangsseite mit selbstgeführten Stromrichtern (auf Basis abschaltbarer Bauelemente wie z. B. GTO-Thyristoren oder IGBTs) aufgebaut und arbeitet mit einem Spannung zwischenkreis. Die Ausgangsspannung ist daher frei einstellbar, sodass sowohl eine Blindleistungskompensation (über SR1) als auch eine Spannungsstabilisierung auf der Lastseite durch die frei einstellbare Hilfsspannung Δu (durch SR2 erzeugt, über T2 eingekoppelt) möglich ist. Wegen der allgemeinen Anwendbarkeit wird diese Einrichtung auch als „Unified Power Flow Controller“ (UPFC) bezeichnet. Einfachere Schaltungen zur Blindleistungskompensation verwenden Kondensatoren oder Induktivitäten die über einschaltbare Thyristoren gesteuert werden. In Abb. 19.11 sind typische Vertreter dieser Anwendungen dargestellt. Während in Abb. 19.11a Kondensatoren nach Bedarf zu- oder abgeschaltet werden, wird in Abb. 19.11b und Abb. 19.11c die Blindleistung kontinuierlich über den Steuerwinkel der Thyristoren eingestellt (siehe auch Abschn. 7.6). Zusätzliche Induktivitäten bzw. Kapazitäten können im Netz jedoch zu unerwünschten Resonanzerscheinungen führen.

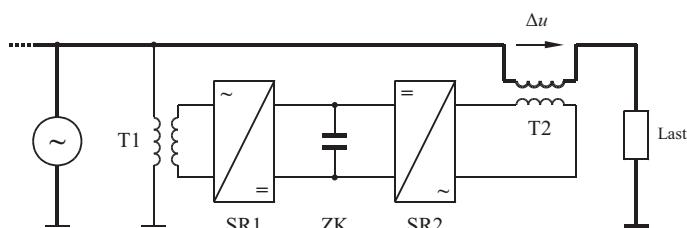
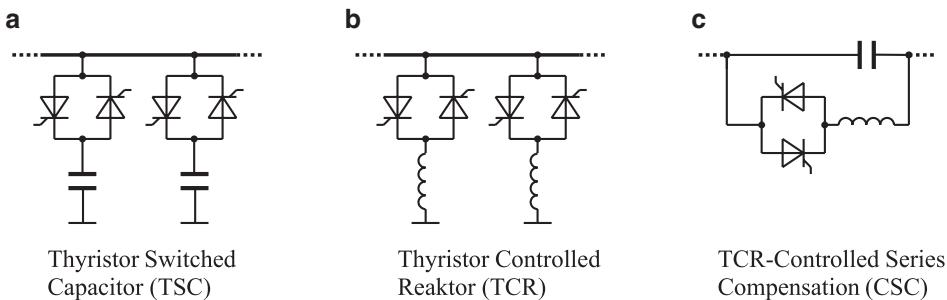


Abb. 19.10 Lastfluss-Steuereinrichtung in einpoliger Darstellung (Prinzip)

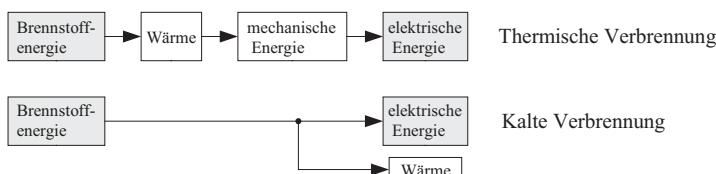
**Abb. 19.11** Auswahl an FACTS-Schaltungen

19.4 Brennstoffzellen-Stromversorgungen

Um die chemisch gebundene Energie eines Brennstoffes in elektrische Energie umzuwandeln, gibt es nach Abb. 19.12 zwei Verfahren.

Bei der thermischen Verbrennung wird die Brennstoffenergie zunächst in thermische Energie (Wärme) umgewandelt und auf ein Arbeitsmedium übertragen. Eine Wärmekraftmaschine wandelt die thermische Energie in mechanische Energie um. Ein elektromechanischer Energiewandler (Generator) wandelt schließlich die mechanische Energie in elektrische Energie um. Nach diesem Prinzip funktionieren z. B. fossil befeuerte Kraftwerke. Jede einzelne Umwandlung erfolgt mit Energieverlusten, wodurch dieses Verfahren einen ungünstigen Wirkungsgrad hat. Im Gegensatz zur thermischen Verbrennung findet in der Brennstoffzelle eine direkte, elektrochemische Umwandlung statt. Weil das Reaktionsprodukt das gleiche ist wie bei einer thermischen Verbrennung und der Vorgang bei niedriger Temperatur stattfindet, spricht man von einer „kalten Verbrennung“ (Abb. 19.12). Dabei ist der Wirkungsgrad wegen der einmaligen Energiewandlung in elektrische Energie wesentlich höher als bei der thermischen Verbrennung und erreicht ca. 60 %. Die anfallende Wärmeenergie tritt parallel zur elektrischen Energie auf und kann z. B. in einem Blockheizkraftwerk ebenfalls genutzt werden.

Als Brennstoff kommt Wasserstoffgas (H_2) zum Einsatz (Energiedichte ca. 30 kWh/kg). Dieses verbrennt mit (Luft-) Sauerstoff (O) und liefert thermische und elektrische Energie mit dem Abfallprodukt Wasser. Der elektrische Minuspol (Elektronenüberschuss) befindet

**Abb. 19.12** Verbrennungsarten

sich an der Wasserstoffseite. Durch Umkehr der Stromrichtung speichert die Brennstoffzelle elektrische Energie durch Aufspaltung von Wasser in Wasserstoffgas und Sauerstoff in chemischer Form.

Die Belastungskennlinie einer Brennstoffzelle zeigt Abb. 19.13. Die Kennlinie zeichnet sich durch drei typische Bereiche aus:

1. Leerlauf, die chemische Reaktion wird durch hohe Ladungsträgerdichten behindert. Im Bereich kleiner Ströme nimmt die Spannung daher stark nichtlinear ab. Die Leerlaufspannung einer Zelle beträgt ca. 1,3 V. Durch Reihenschaltung mehrerer Brennstoffzellen zu einem Stack kann die gewünschte Gleichspannung eingestellt werden.
2. Bei höheren Strömen geht die Kennlinie in eine Gerade über. Die Zelle zeigt ein ohmsches Verhalten (Verlustleistung \rightarrow thermische Energie).
3. Bei hohen Strömen führen Oberflächeneffekte zu einer verminderten Gaszufuhr und zu einer reduzierten Verbrennung, wodurch die Zellenspannung schnell zusammenbricht.

Interessant für die Anwendung der Brennstoffzelle als Stromquelle ist die maximal erreichbare Leistung. Der Bereich maximaler Leistung liegt ungefähr bei halber Leerlaufspannung. Die Brennstoffzelle sollte daher in diesem Spannungsbereich betrieben werden. Die Umwandlung der Gleichstromenergie in Wechselstromenergie erfolgt z. B. mit einem Wechselrichtersystem, wie es bei der photovoltaischen Stromversorgung in Abb. 19.6 vorgestellt wurde. Für die Anwendung der Brennstoffzelle als Energiequelle, insbesondere auf Fahrzeugen mit Elektroantrieb, ist die ausreichende Speicherung von Wasserstoffgas entscheidend.

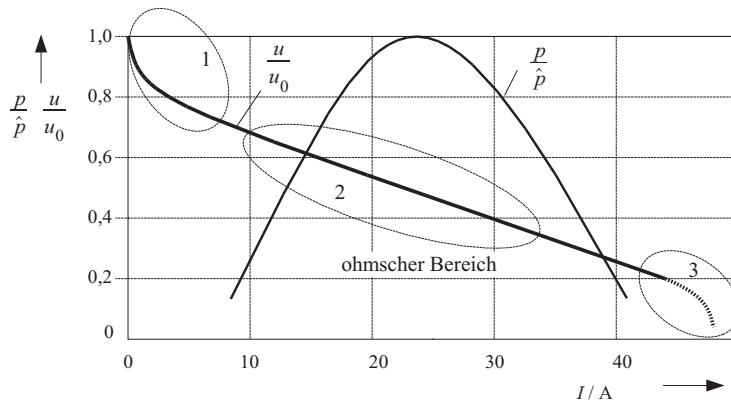


Abb. 19.13 Typische Strom-Spannungs- und Leistungskennlinie einer Brennstoffzelle

19.5 Energiespeicher

Energiespeicher werden zu Zeiten geringen Energiebedarfs mit Energie geladen und bei hohem Energiebedarf entladen. Dadurch kann eine Vergleichsmäßigung der Energieaufnahme erreicht werden. Auftretende Bremsenergie, z. B. bei Fahrzeugen, kann zurückgewonnen werden. Ein Energiespeicher muss elektrische Energie kurzfristig speichern oder abgeben können. Diese Fähigkeit wird durch die Leistung bzw. den Leistungsgradienten beschrieben. Abb. 19.14 zeigt eine Übersicht über verschiedene Technologien zur Speicherung elektrischer Energie (Abb. 19.15).

Elektrische Energie kann **direkt** im elektrischen oder magnetischen Feld **gespeichert** werden (Kondensator bzw. supraleitende Magnetspule). Eine **indirekte Speicherung** erfolgt in chemischer Form (Bleiakkumulatoren, Brennstoffzelle), in mechanischer Form als *kinetische Energie* in Schwungradspeichern nach Abb. 19.16 oder als *potenzielle Energie* (Gasdruckspeicher, Pumpspeicherwerke). Bei der Redox-Flow Batterie (*Red* für Reduktion = Elektronenaufnahme, *Ox* für Oxidation = Elektronenabgabe) werden flüssige Elektrolyte eingesetzt, die sich in zwei unabhängigen Kreisläufen bewegen. Eine zwischengeschaltete Membran erlaubt einen Austausch von Ionen. Da die Energiespeicher der Elektrolyte außerhalb der Zellen in getrennten Tanks gelagert werden, spricht man bei der Redox-Flow-Batterie von einem elektrochemischen Energiespeicher analog zur Brennstoffzelle. Energiemenge und Leistung können dabei unabhängig voneinander eingestellt werden, die eigentlichen Tanks lassen sich manuell befüllen.

Die genannten Speichertechnologien weisen unterschiedliche Eigenschaften auf hinsichtlich

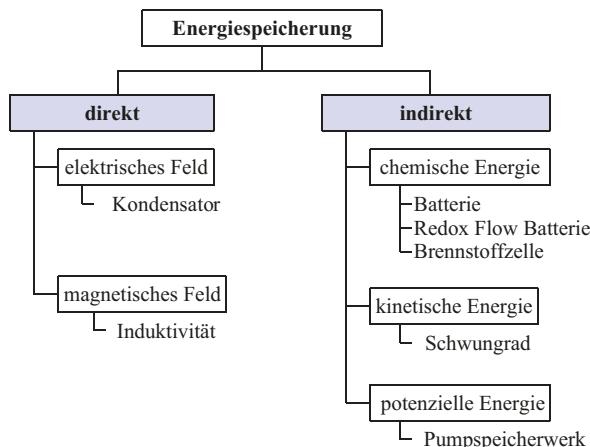


Abb. 19.14 Speichertechnologien

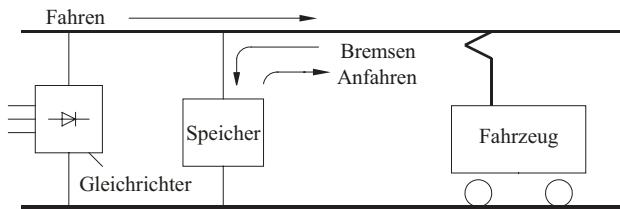


Abb. 19.15 Anwendungsbeispiel. Energiespeicher im SPNV zur wiederverwertbaren Speicherung überschüssiger Bremsenergie

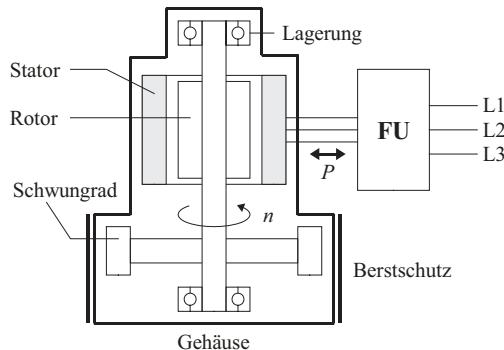


Abb. 19.16 Ausführungsbeispiel eines Schwungradspeichers

FU: Frequenzumrichter, Schwungradspeicher aus Kunstfaserverbundwerkstoff haben:

- Drehzahlen bis über $n = 40.000 \text{ min}^{-1}$
- eine Kapazität bis ca. 3 kWh
- eine Leistung bis ca. 2 MW

- **der speicherbaren Energie W (kWh),**
 - die nutzbare gespeicherte Energie wird als *Speicherkapazität* bezeichnet
- **der erzielbaren elektrischen Leistung P (kW),**
 - der zeitlichen Änderung der gespeicherten Energie (dW/dt)
- **des Leistungsgradienten**
 - maximale zeitliche Änderung der Leistung pro Zeiteinheit (dP/dt)
- **der Energie- und Leistungsdichte**
 - Verhältnis der nutzbaren Energie bzw. Leistung zur Masse bzw. zum Volumen
- **der Zugriffszeit**
 - Zeit zwischen Leistungsanforderung und Abgabe von 50 % der gespeicherten Energie
- **der Zyklusfestigkeit**
 - die Anzahl der Ladungen/Entladungen begrenzt die Lebensdauer

Darüberhinaus unterscheiden sich die einzelnen Speichertechnologien hinsichtlich der so genannten Selbstentladung und des Wirkungsgrades bei der Auf- und Entladung. Ortsfeste Schwungradspeicher werden beispielsweise zur Speicherung bzw. Bereitstellung von Brems- und Beschleunigungsenergie im schienengebundenen Personennahverkehr (SPNV) eingesetzt. Hierdurch lässt sich die Energieaufnahme aus dem öffentlichen Netz vergleichmäßigen, wodurch sich insgesamt günstigere Tarife (und damit Kosten) für eine Gleichstrom-Fahrstromversorgung ergeben.

Als Kurzzeit-Energiespeicher werden auch Doppelschichtkondensatoren (Supercap) eingesetzt. Doppelschichtkondensatoren haben Kapazitäten bis über 5000 F. Die Betriebsspannung liegt mit Rücksicht auf die Durchbruchspannung der chemischen Doppelschicht nicht weit über 2,5 V. Durch Reihen- und Parallelschaltung derartiger Kondensatoren lassen sich im SPPV z. B. bei einer Straßenbahn in stationären Anlagen ausreichende Energiemengen speichern und damit Leistungsspitzen bei Anfahr- und Bremsvorgängen abfangen sowie eine Vergleichsmäßigung der Energieaufnahme analog zum Schwungradspeicher erzielen. Vergleichbare Anwendungen für Doppelschichtkondensatoren finden sich bei Hybridantrieben in Kraftfahrzeugen und in unterbrechungsfreien Stromversorgungen (USV).

Magnetische Energiespeicher werden zur Verbesserung des Wirkungsgrades mit supraleitenden Spulen ausgeführt. Ohmsche Verluste sind dann vernachlässigbar, allein der Leistungsbedarf der Kältemaschine bestimmt den Wirkungsgrad. Deshalb lohnen sich derartige Speicher nur für höchste Leistungen. Supraleitende magnetische Energiespeicher (SMES) arbeiten mit einer magnetischen Flussdichte bis 10 T (und daher ohne Eisenkern, der gesättigt und damit unwirksam wäre). SMES haben eine hohe (Kurzzeit-) Leistung. Sie haben einen großen Leistungsgradienten und können in der öffentlichen Energieversorgung zur Verbesserung der Netzqualität, als Kurzzeit-Hochleistungsspeicher für USV-Anlagen sowie zur Blindleistungskompensation und Ganglinienglättung von Windkraftanlagen eingesetzt werden. Wegen der erforderlichen Hilfseinrichtungen ist ein großflächiger Einsatz nicht zu erwarten.

Die von einem beliebigen Energiespeicher bereitgestellte Leistung P ist über die zeitliche Änderung der gespeicherten Energie W definiert Gl. (19.2).

$$P = \frac{dW}{dt} \quad (19.2)$$

Für einen Kondensator der Kapazität C erhält man in Gl. (19.3) für die Leistung P :

$$\text{mit } W = \frac{1}{2} CU^2 \text{ und } I = C \frac{dU}{dt} \text{ folgt } P = CU \frac{dU}{dt} = U \cdot I \quad (19.3)$$

Die maximale Leistung ist abhängig von der aktuellen Ladespannung und über den möglichen Lade- bzw. Entladestrom begrenzt. So verfügt ein Kondensator mit einer angenommenen Kapazität von 200 F (Doppelschichtkondensator) bei einer Spannung von 42 V mit Gl. 19.3 über eine Energie von 49 Wh. Damit kann dieser Kondensator z. B. für 10 s theoretisch eine Leistung von 17,64 kW bereitstellen. Für die maximale

Leistung eines Akkumulators mit der Leerlaufspannung U_0 gilt wegen des nicht vernachlässigbaren Innenwiderstandes R_i die Beziehung der Leistungsanpassung nach Gl. 19.4), der maximale Wirkungsgrad beträgt 50 %.

$$P_{\max} = \frac{1}{4} \frac{U_0^2}{R_i} \quad (19.4)$$

Beim Lade- und Entladevorgang ist die Klemmenspannung eines Akkumulators bzw. Kondensators abhängig vom aktuellen Ladezustand. Abb. 19.17 zeigt den typischen Verlauf des Lade- bzw. Entladevorganges einer Li-Ionen-Akkumulator im Vergleich zu einem Li-Ionen-Kondensator und einem Doppelschichtkondensator (Super- bzw. Ultracaps).

Zur Bereitstellung einer stabilen Ausgangsspannung U_d ist daher eine Stellerschaltung nach Abb. 19.18 erforderlich. Der Akkumulator wird vereinfachend durch eine Spannungsquelle U_0 für die Leerlaufspannung und einen Innenwiderstand R_i nachgebildet. R_i wird aus den Gesamtverlusten des Speichers als Ersatzgröße ermittelt. Der DC-DC-Steller kann als Hochsetzsteller für die Klemmenspannung U_B (siehe Kap. 18) arbeiten. Der Wirkungsgrad dieser zusätzlichen Stellerschaltung (<0,99 – abhängig von der übertragenen Leistung) setzt den Gesamtwirkungsgrad des Energiespeichers weiter herab.

Für ein Schwungrad mit dem Trägheitsmoment J erhält man zum Kondensator analoge Beziehungen in Gl. 19.5). Die Leistung eines Schwunggrades ist über das zulässige Drehmoment begrenzt. Die gespeicherte Energie wächst linear mit dem Trägheitsmoment J und quadratisch mit der Drehzahl ω . Man wird daher eine hohe Drehzahl anstreben. Zur Verbesserung des Wirkungsgrades werden Schwungräder bei hohen Drehzahlen magnetisch gelagert und das Gehäuse wird evakuiert. Die Sicherheitsaspekte müssen

Abb. 19.17 Vergleich der Lade-Entladespannung eines Li-Ionen-Akkus, Li-Ionen-Kondensators und eines Doppelschichtkondensators (Konstantstrombetrieb)

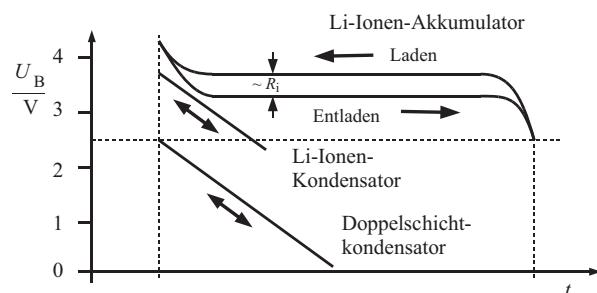
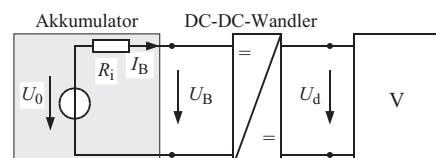


Abb. 19.18 Gesamtsystem mit DC-DC-Wandler und Verbraucher V



gewährleisten, das Gefährdungen bei mechanischer Beschädigung ausgeschlossen sind (z. B. Berstschutz). Ferner ist zu beachten, dass der Drehimpuls ($J\bar{\omega}$) eine vektorielle Größe ist. Eine Änderung der Orientierung des Drehimpulses ist nur über äußere Momente möglich (Kreiselmomente).

$$\text{mit } W = \frac{1}{2} J \omega^2 \text{ und } M = J \frac{d\omega}{dt} \text{ folgt } P = J \omega \frac{d\omega}{dt} = \omega \cdot M \quad (19.5)$$

Die zeitliche Änderung der Leistung, d. h. der Leistungsgradient ist in Gl. 19.6 angegeben. Er sagt aus, wie schnell die geforderte Energie bereitgestellt (oder gespeichert) werden kann. Dieser Begriff ist wichtig z. B. für die Fahrdynamik von Fahrzeugen

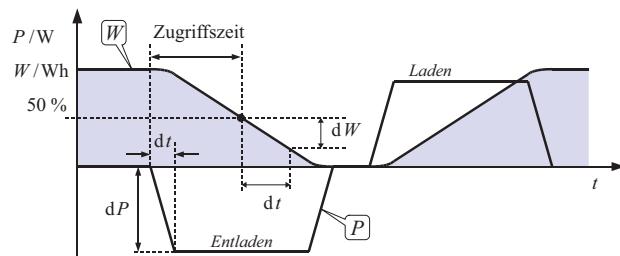
$$\dot{P} = \frac{dP}{dt} \quad (19.6)$$

Abb. 19.19 zeigt einen typischen Lade-Entladeverlauf eines Energiespeichers. Die hier dargestellte vollständige Entladung ist nicht bei jedem Speichertyp zulässig (Akkumulatoren). Ebenfalls ist die Lade- Entladedauer je nach Speichertyp unterschiedlich. Für diese Eigenschaften dient die **Zugriffszeit**, die **Leistung** und der **Leistungsgradient** als Vergleichsgröße.

Aufgabe der Leistungselektronik ist neben der Überwachung des Ladezustandes die Anpassung bzw. Steuerung des Energieflusses zwischen Energiespeicher und Verbraucher (*Energie- bzw. Power-Management*). In Abb. 19.20 ist ein Beispiel für eine Insel-Stromversorgung dargestellt. Die Verbraucher werden von einem Hauptgenerator (legt Netzspannung- und Frequenz fest) versorgt. Zusätzlich speisen 2 Windgeneratoren Energie in das Netz ein. Die Ganglinienglättung der Windenergie erfolgt über einen Schwungradspeicher bzw. durch einen Batteriespeicher. Zusätzlich sind 2 Notstromgeneratoren vorgesehen. Das Power-Management-System steuert die Komponenten so, dass die zur Verfügung stehende Windenergie möglichst vollständig verwendet wird – bei konstanter Netzspannung und -Frequenz.

Werden bei der Steuerung des Energieflusses zusätzlich alle Verbraucher einer Region über so genannte „intelligente“ Stromzähler (d. h. fernablesbar und bedienbar) direkt mit einbezogen, so kann der Energieverbrauch dem Energieangebot unmittelbar angepasst

Abb. 19.19 Zusammenhang zwischen Energie (W), Leistung (P) und dem Leistungsgradienten (\dot{P})



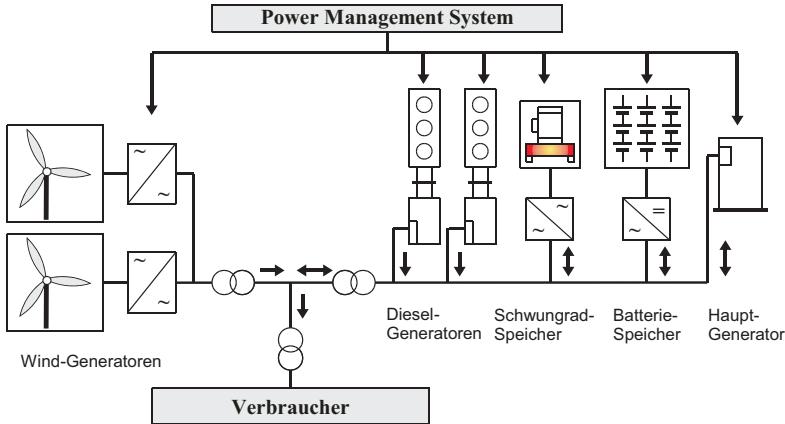


Abb. 19.20 Power Management System (Inselnetz)

werden, man bezeichnet diese Methode dann als Netz-Management bzw. Smart-Grid. Hierfür ist eine zusätzliche Informations-Infrastruktur erforderlich.

Ein weiteres Beispiel für ein Power-Management-System zeigt Abb. 19.21. Darin ist die Steuerung der Stromversorgung eines mobilen GPS-Navigationsgerätes dar-

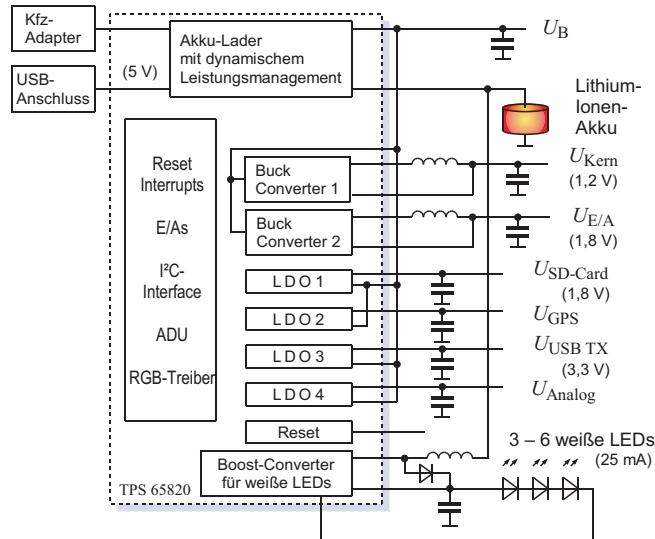


Abb. 19.21 Power-Management-System einer GPS-Stromversorgung

Für diese komplexe Aufgabe stehen wegen der hohen Stückzahlen spezielle Schaltkreise als Standardkomponenten zur Verfügung. Die integrierten Funktionen sind hier gestrichelt eingeklemmt

LDO: Low Drop Output – Spannungsregler (arbeitet auch noch bei sehr geringer Betriebsspannung ($\Delta u < 50 \text{ mV}$))

gestellt. Energiespeicher ist hier ein Lithium-Ionen-Akkumulator. Die Aufgaben sind die Akku-Ladung, Versorgung der elektronischen Baugruppen mit konstanter Spannung, des Displays, sowie des USB-Anschlusses. Die Externe Versorgung erfolgt z. B. über einen Kfz-Adapter.

Bei Desktop-Computern, Notebooks und Servern unterliegt der Energiebedarf einzelner Komponenten starken Schwankungen. Ein Power-Management-System schaltet bei diesen Einrichtungen nach einer bestimmten Leerlaufphase einzelne Hardware-Komponenten teilweise oder ganz ab bzw. schaltet diese Komponenten bei Bedarf wieder zu. Ein Desktop-Computer kann auf diese Weise verschiedene Betriebszustände (Modi) zwischen „voll funktionsfähig“, „Schlaf-Modus (CPU-Taktsperre), Standby-Modus (suspend to Memory, Motherboard-Hardware ist größtenteils abgeschaltet), Ruhezustand (suspend to Disk, Betriebszustandsdaten sind auf einem nicht flüchtigen Speicher gesichert) und dem „Soft-Off-Modus“, bei dem schließlich das Netzteil softwaremäßig ausgeschaltet ist, annehmen. In diesem Zustand kann der Rechner über externe Signale wieder eingeschaltet werden (Wake On). Um dies zu vermeiden, ist ein Netzschalter erforderlich (Hardware-Off). Dieses Power-Management-System setzt eine kompatible Hardware voraus, die über Betriebssystem-Software überwacht und gesteuert werden kann. Für Systeme, deren Energieverbrauch durch verschiedene Betriebs-Modi über das Betriebssystem dem Bedarf angepasst wird, hat sich ein Industriestandard durchgesetzt, der als „Advanced Configuration and Power Interface (ACPI) bezeichnet wird.

Literatur

1. Heuck: Elektrische Energieversorgung. Wiesbaden: Vieweg + Teubner, 2010



Konzepte für elektrische Fahrzeugantriebe

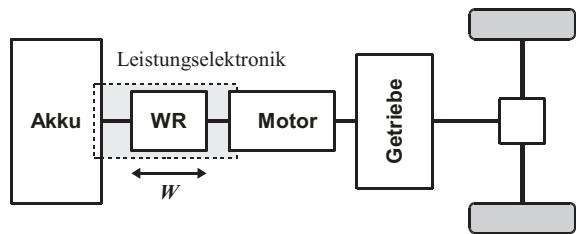
20

Energiespeicher in Fahrzeugen war bisher der Treibstofftank. Der bei Normaltemperatur und -druck flüssige Treibstoff ist leicht zu lagern, kann schnell ersetzt werden (tanken) und ist beliebig haltbar. Aufgrund der hohen Energiedichte flüssiger Treibstoffe von ca. 10 kWh/l können mit relativ geringem Speichervolumen und -Gewicht ausreichend große Reichweiten realisiert werden. Bei einer Dichte von 0,83 kg/l (Diesel) lassen sich in einem 60 l Tank 600 kWh unterbringen bei einer reinen Treibstoffmasse von ca. 50 kg. Die gespeicherte Energie kann vollständig entnommen werden (d. h. der Tank kann völlig leergefahren werden).

Der Vorteil eines Elektroantriebes ist der vergleichsweise günstige Wirkungsgrad von bis zu 90 % – wenn man die Energiebereitstellung nicht berücksichtigt. Der Motor arbeitet somit wesentlich effektiver als ein Verbrennungsmotor mit einem Wirkungsgrad von ca. 30 %. Das mit Abstand am weitesten verbreitete und am längsten und gründlichsten erforschte und dokumentierte Batteriesystem sind die Bleiakkumulatoren. Sie dominieren wegen ihrer Wirtschaftlichkeit unangefochten die Bereiche der Starter-, Antriebs- sowie der ortsfesten Batterien. In konventionellen Fahrzeugen versorgen Bleibatterien den Starter-Antrieb mit einer (Kurzzeit-) Leistung von bis zu 2 kW. Bisherige Versuche, ein batteriegespeistes, elektrisch angetriebenes Fahrzeug mit Bleibatterien zu realisieren, scheiterten wegen der zu geringen Reichweite letztlich am hohen Gewicht bzw. an der niedrigen Energiedichte (0,035 kWh/kg) der Bleibatterie.

Der vorhandene Einbauraum sowie die vertretbare Masse des Energiespeichers erlaubten nur Reichweiten unter 100 km. Hinzu kommt das Problem der Batterieladung, die über mehrere Stunden erfolgen muss und nicht mit den üblichen „Tankzeiten“ von ca. 3 min vergleichbar ist. Hier kommt nur der regelmäßige komplete Austausch der Batterie an einer „Tankstelle“ in Frage, der wegen der großen Masse nur mit speziellem Gerät erfolgen kann.

Abb. 20.1 Rein elektrischer Antrieb WR: Wechselrichter
W: Energie



Neben dem allein akkumulatorbetriebenen Elektroauto (Abb. 20.1), welches aus den oben genannten Gründen heute eher als Sonderform eines Fahrzeugs anzusehen ist, wurde daher das Konzept des Akku-gestützten Antriebes (Hybridantrieb) entwickelt. Der Akku dient hierbei (mit üblicherweise ca. 6–15 kWh Speichervermögen) als Kurzzeitspeicher für geringe Fahrleistungen, ein Verbrennungsmotor übernimmt den Antrieb bei höheren Leistungsanforderungen und kann gleichzeitig den Ladezustand des Akkus sicherstellen. Die Steuerung des Verbrennungsmotors kann in weiten Betriebsbereichen allein nach ökonomischen Gesichtspunkten erfolgen, wenn der Elektromotor zur dynamischen Unterstützung des Antriebes (Boost) bei Beschleunigungs- und Bremsvorgängen eingesetzt wird. Bremsenergie kann, soweit der Speicher aufnahmefähig ist, zurück gewonnen werden und schont damit nebenbei auch die Bremsbeläge. Wird beim Hybridantrieb zusätzlich eine externe Auflademöglichkeit vorgesehen (Ladegerät-Anschluss), so spricht man von einem „Plug-in-Hybrid“.

Die Batteriespannung wird auf die Antriebsleistung abgestimmt. So reicht für den 2 kW-Anlasser eine 12 V-Starterbatterie. Wegen der Stromwärmeverluste in den Leitungen ($\sim I^2$) wählt man bei höheren Leistungen auch höhere Spannungen. Für einen Hybridantrieb mit 6 kW elektrischer Leistung sind z. B. 42 V ausreichend. Bei höheren Leistungen wählt man Spannungen > 60 V. Für ein rein elektrisches Fahrzeug sind für Leistungen > 35 kW Spannungen $>> 60$ V erforderlich. Gleichspannungen über 60 V (bis 1500 V) werden im Kraftfahrzeugbereich als „Hochvolt“ bezeichnet.

Fahrzeuge mit Hybridantrieb verfügen somit über zwei unterschiedliche Antriebsmotoren und Energiespeicher. Die übliche Kombination besteht aus einem Verbrennungs- und einem Elektromotor. Damit sind folgende Ausführungsformen möglich:

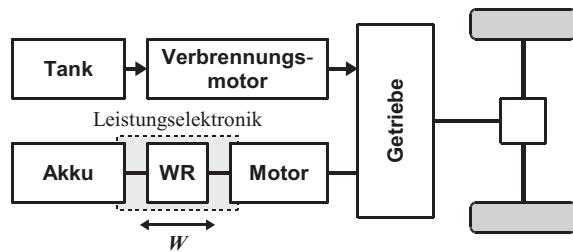
Paralleler Hybridantrieb

Bei einem parallelen Hybridantrieb nach Abb. 20.2 können beide Antriebssysteme sowohl einzeln als auch gleichzeitig zum Vortrieb des Fahrzeugs genutzt werden. Aufgrund der Leistungsaddition können beide Motoren relativ klein ausgelegt werden, ohne dass Einbußen beim beschleunigen oder an Steigungen vorhanden sind. Üblicherweise wird so der elektrische Antriebszweig für den Stadtverkehr ausgelegt (begrenzter, emissionsfreier Fahrbetrieb), während der leistungsstärkere Verbrennungsmotor für Überlandverkehr, auf Autobahnen und die Ladung des Akkus genutzt wird.

Abb. 20.2 Paralleler Hybridantrieb

WR: Wechselrichter

W: Energie



Serieller Hybridantrieb

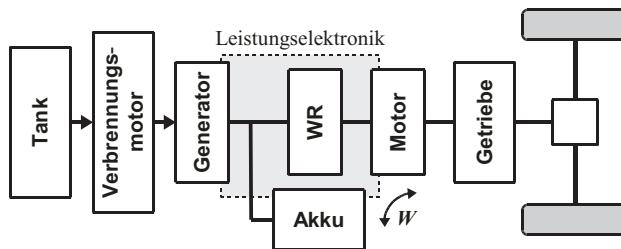
Kennzeichen serieller Hybridantriebe ist die Reihenschaltung der Energiewandler ohne mechanische Anbindung des Verbrennungsmotors an die Antriebsräder (Abb. 20.3). Der Verbrennungsmotor treibt hierbei einen Generator an, der seinerseits den elektrischen Fahr'antrieb sowie einen im elektrischen Zwischenkreis angeordneten Speicher mit Energie versorgt. Nachteilig ist die mehrfache Energieumformung (Wirkungsgrad).

Micro-Hybrid

Beim Micro-Hybrid (Abb. 20.4) wird ein Elektromotor (2 bis 5 kW, Spannungsbereich bis 42 V) fest mit dem Verbrennungsmotor verbunden und wird für die Start-Stopp Funktion sowie als Anfahrlhilfe eingesetzt. Diese Antriebsart ist mit wenig Aufwand in vorhandene Fahrzeugkonzepte zu integrieren. Ein rein elektrischer Fahrbetrieb ist nicht vorgesehen. Die 42 V-Technologie hat sich allerdings nicht durchsetzen können.

Mild-Hybrid

Beim Mild-Hybrid (Abb. 20.4) wird ein Elektromotor (5 bis 20 kW, Spannungsbereich Hochvolt bis 200 V) fest mit dem Verbrennungsmotor verbunden und wird für die Start-Stopp, Boost-Funktion und Rekuperation eingesetzt. Der Elektromotor dient zur Unterstützung des Verbrennungsmotors. Ein Notbetrieb ist eingeschränkt möglich (Abb. 20.4).

**Abb. 20.3** Serieller Hybridantrieb

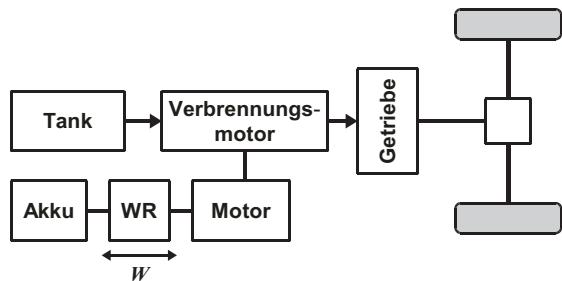
WR: Wechselrichter

W: Energie

Abb. 20.4 Micro- bzw. Mild-Hybrid

WR: Wechselrichter

W: Energie



Mögliche Betriebszustände der Mild-Hybrid-Konzeptes sind:

- Rekuperation: Energie-Rückgewinnung bei Bremsvorgängen,
- Boost: Der Elektromotor stellt zusätzliche Leistung bei Beschleunigungsvorgängen zur Verfügung.
- Segeln: Der Elektromotor hält das Fahrzeug bei minimaler Antriebskraft in Bewegung.
- Start-Stop: Der Elektromotor beschleunigt den Verbrennungsmotor vor dessen Start

Full-Hybrid

Beim Full-Hybrid wird ein Elektromotor (20 kW bis 75 kW, Spannungsbereich Hochvolt größer 200 V) fest mit dem Verbrennungsmotor verbunden und wird für elektrisches Fahren, regenerative Bremse und Motorstop eingesetzt.

20.1 Speichertechnologien für Elektrofahrzeuge

Die derzeit leistungsfähigste elektrische Speichertechnologie stellt die Klasse der Lithium-Ionen-Akkumulatoren dar. Diese Technologie wird dann eingesetzt wenn es auf hohe Leistung und Reichweite des Elektrofahrzeuges ankommt.

Unter dem Begriff der Lithium-Technologie ist heute eine Vielzahl von technologischen Varianten zu verstehen, deren gemeinsamer Nenner darin besteht, dass der Energietransport innerhalb der Zelle durch den Fluss freier Lithium-Ionen und deren reversible Einlagerung (man spricht von „Intercalation“) in die Elektroden erfolgt. Die negative Elektrode (Anode) besteht aus Graphit mit eingelagerten Lithiumionen. Eine Lithium-Elektrode wäre zwar deutlich leistungsfähiger, nach der Entladung aber aufgelöst und könnte nicht durch den Ladevorgang rekonstruiert werden (→ Lithium-Batterie). Die Ausführung der Elektroden steht im Mittelpunkt vieler Weiterentwicklungen. Insbesondere von nanotechnologischen Werkstoffen verspricht man sich eine deutliche Leistungssteigerung bei gleichzeitig verbesselter Sicherheit, Temperaturstabilität und Lebensdauer.

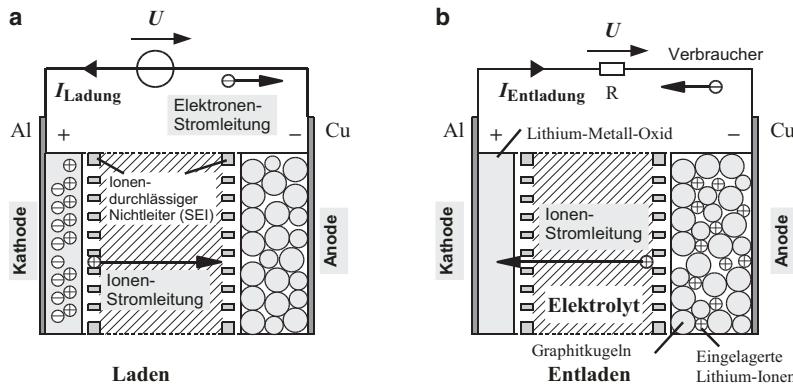


Abb. 20.5 Aufbau sowie Lade- und Entladevorgang eines Lithium-Ionen-Akkumulators (Prinzip)

Den Aufbau eines aktuellen Lithium-Ionen Akkumulators zeigt Abb. 20.5. Die positive Elektrode (Kathode) besteht aus einem Lithium-Metall-Oxid, die (negative) Anode aus Graphit. Das Graphit ist kugelförmig strukturiert, so dass sich in den Zwischenräumen Lithium-Ionen einlagern können. Diese Einlagerung erfolgt während des Ladevorganges (vgl. Abb. 20.5a). Bei der Entladung werden die Lithium-Ionen von der Anode wieder abgegeben und von der Kathode aufgenommen (Abb. 20.5b). Sowohl Ladung als auch Entladung bedeuten einen Materialtransport zwischen den Elektroden. Die damit verbundenen zyklischen Volumen-änderungen stellen einen mechanischen Stress dar, der letztlich die Lebensdauer des Akkumulators auf ca. 1000 Ladezyklen begrenzt. Die elektrische Isolation innerhalb des Akkumulators erfolgt durch eine Ionen durchlässige Zwischenschicht (Solid Electrolyte Interphase, SEI) an den Elektroden, die sich in Verbindung mit dem Elektrolyt während der ersten Lade- und Entladezyklen auf Kosten der Aktivmassen ausbildet (Formierung). Diese Isolierschicht kann bei Tief-Entladung (Unterspannung) oder durch Übertemperatur (Stromwärme oder externe Erwärmung) zerstört werden, wodurch der Akkumulator intern kurzgeschlossen wird. Ein gefährlicher Zustand, der sich bis zu einer Explosion des Akkumulators auf-schaukeln kann (*Thermal-Runaway*). Gerade diese Temperaturrempfindlichkeit bereitet große Schwierigkeiten bei der Entwicklung von betriebssicheren Hybridfahrzeugen, die letztlich auch bei Minustemperaturen von bis zu -25°C zuverlässig ihre Leistung abgeben sollen.

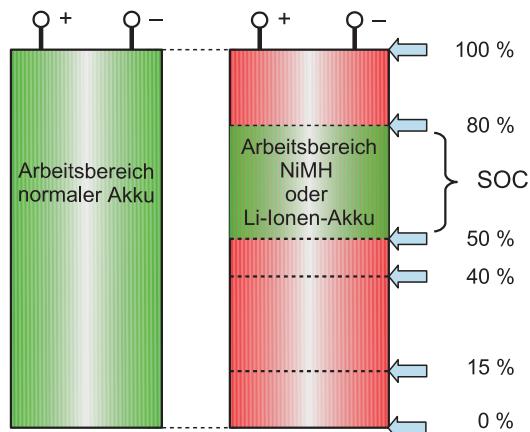
Lithiumzellen haben im Allgemeinen eine Nennspannung von 3,7 V und eine Energie-dichte von 120 Wh/kg. Der nutzbare Energiehub ist durch die Entladeschlussspannung von 2,5 V begrenzt. (Bei flüssigem Treibstoff würde dies bedeuten, dass der Tank nur um 1/3 geleert werden darf). Eine Tiefentladung unter 2,4 V schädigt den Akku. Höhere Spannungen werden durch eine Zellen-Reihenschaltung erreicht. Es muss berück-sichtigt werden, dass für die sichere Anwendung eines Lithium-Ionen-Akkumulators die Probleme durch mechanische Beschädigung, Kurzschluss, Über- oder Unterspannung,

unsymmetrische Spannungsaufteilung bei Reihenschaltung und das bereits erwähnte „Thermal-Runaway“ beherrscht werden müssen. Für diese Aufgabe wird in dem Akku-gehäuse eine Schutzelektronik (Battery Management and Monitoring System) integriert, die Volumen und Masse des Akkus vergrößern. Eine befriedigende Lösung für die Betriebssicherheit eines Lithium-Ionen-Akkumulators stellt immer noch eine große Herausforderung dar.

Einige Hersteller von Hybridfahrzeugen setzen daher auch die weniger leistungsfähige aber kostengünstigere Nickel-Metallhydrid (NiMH)-Technologie ein. Ausreichende Reichweite kann hierbei durch den Verbrennungsmotor sichergestellt werden. Im Gegensatz zur Lithium-Technologie liegt bei der NiMH-Technologie eine über 20 jährige praktische Erfahrung ohne nennenswerte Ausfälle vor (Toyota Prius I bis III). Bei schweren SUV-Fahrzeugen kann das für eine ausreichende Reichweite notwendige Gewicht und das größere Einbauvolumen des NiMH-Akkus toleriert werden.

Akku-Hersteller haben für die zyklische Nutzung von Traktions-Batterien einen optimalen Arbeitsbereich in einem SOC-Fenster (State Of Charge) von ca. 50 % bis 80 % ermittelt, der einen Kompromiss zwischen Lebensdauer, Gewicht, Kosten und Wirkungsgrad für die Nutzung darstellt. Die Batterie muss somit für eine bestimmte Energiemenge überdimensioniert werden. Das Batterie-Management-System muss den SOC im Bereich 50 % bis 80 % halten. Je nach Hersteller werden die Grenzen, die in Abb. 20.6 dargestellt sind, jedoch unterschiedlich ausgenutzt. So sollte ein SOC von 40 % nicht unterschritten werden, unter 15 % SOC darf das Fahrzeug nicht mehr gestartet werden. Zum starten bei einem SOC <15 % ist zunächst eine Vorladung über die 12 V Batterie notwendig, die ggf. über eine externe Batterie gestützt werden muss. Tiefentladungen können nach längerem Abstellen des Fahrzeuges (6 Monate bei NiMH) durch Selbstentladung oder bei extremer Kälte auftreten. Die rekuperative Bremse muss ab einem SOC >80 % abgeschaltet werden.

Abb. 20.6 Ladezustand (SOC)



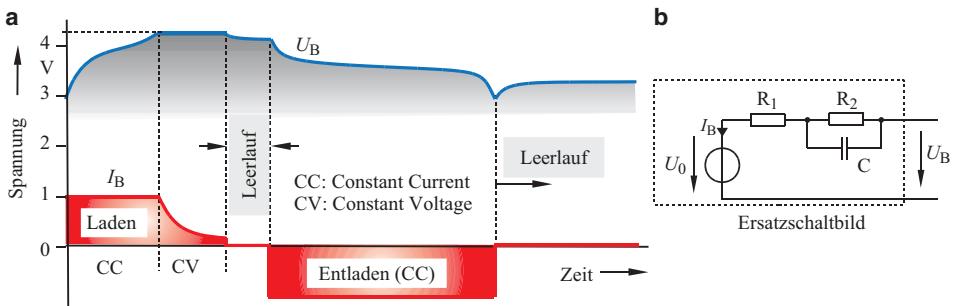


Abb. 20.7 Klemmspannung bei unterschiedlichen Betriebszuständen und Ersatzschaltbild

Abb. 20.7a zeigt den Verlauf der Klemmspannung U_B eines Lithium-Ionen Akkumulators bei Ladung, Leerlauf und Entladung. Zunächst wird mit einem konstanten Ladestrom geladen (CC, der Ladestrom orientiert sich an der Kapazität des Akkumulators C in Ah) bis die Ladeschlussspannung erreicht wird. Anschließend wird bei konstanter Spannung (CV) weiter geladen bis der Ladestrom einen unteren Grenzwert (z. B. 3 % vom Anfangswert) erreicht. Ist die Ladung abgeschlossen fällt die Spannung auf ihren Leerlaufwert ab. Bei Belastung bricht die Spannung zunächst ein und zeigt dann einen linearen Abfall bis die Spannung schließlich auf die Entladeschlussspannung abgefallen ist. Die internen Prozesse werden vereinfacht mit dem Ersatzschaltbild entsprechend Abb. 20.7b beschrieben. Die Spannung U_0 ist abhängig vom Ladezustand des Akkumulators. Der innere Spannungsabfall wird durch die Widerstände R_1 und R_2 in Verbindung mit der Kapazität C beschrieben. Wegen der Spannungsdifferenz zwischen Ladung und Entladung ist für nachgeschaltete Verbraucher eine Spannungsregelung vorzusehen (siehe auch Abb. 19.18).

Da bei einer wiederaufladbaren Batterie die gesamte zur Verfügung stehende Energie in Form der Aktivmassen gleich bei der Fertigung in die Zellen eingebaut wird, d. h. im Gegensatz zur Brennstoffzelle während des Betriebes nicht ergänzt wird, ist es sehr wichtig, dass die ablaufenden Reaktionen über Hunderte von Lade- und Entladezyklen hochreversibel bleiben. Die beim Laden und Entladen ablaufenden Prozesse sind leider nicht vollständig umkehrbar und führen zu einem irreversiblen Kapazitätsverlust. Selbst bei einer Effizienz von z. B. 99 % ist die Kapazität nach 100 Zyklen auf 37 % des Anfangswertes abgesunken. Für eine brauchbare Lebensdauer in Ladezyklen (Kapazitätsverlust) muss der Materialeinsatz für Lithium und Elektrolyt daher entsprechend vervielfacht werden. Derzeit wird bei 4-facher Lithium- und Elektrolyt-Masse eine Energiedichte von 120 Wh/kg erreicht.

Entwicklungen mit keramischen Elektrolyten sind hier noch nicht berücksichtigt, lassen für die nächsten Jahre jedoch noch einen weiteren Anstieg der Energiedichte erwarten. Ebenso wird von Akkumulatoren mit nanostrukturierter Lithium-Titanat-Anode (Lithium-Titanat-Akku) berichtet, die kurz vor der Markteinführung stehen. Dieser Typ

soll bei einer Energiedichte von 90 Wh/kg eine Lebensdauer von ca. 15.000 Zyklen aufweisen und in typ. 10 min über ein 250 kW Ladegerät geladen werden können (vgl. Benzin: ca. 10 kWh/kg, Tanken mit 10 MW).

- Insgesamt stehen der Akku- und Batteriebranche vorerst gute Zeiten bevor. Dass der Trend zu Kraftfahrzeugen auf Hybrid-Basis dazu beitragen wird, die Umwelt zu entlasten und Mineralölressourcen zu schonen, ist ebenfalls eine erfreuliche Nachricht. Zu klären bliebe nur noch die Bereitstellung der elektrischen Energie für rein elektrische Fahrzeuge.
- Der praktische Einsatz von Akkumulatoren auf Lithiumbasis ist nur begrenzt möglich. Eine grobe Abschätzung des Materialbedarfs (Lithium) für einen weltweiten Ersatz aller benzinbetriebenen Fahrzeuge (ca. 600 Mio.) durch Fahrzeuge mit Energiespeichern auf Lithium-Basis zeigt, dass die heute bekannten Weltvorräte an Lithium in wenigen Jahren aufgebraucht sein würden. Diese Tatsache gilt letztlich auch für Hybridantriebe.

In Tab. 20.1 sind Kennwerte ausgewählter Energiespeicher angegeben. Zum Vergleich ist die Energiedichte von Diesel-Treibstoff angegeben. (Die Energiedichte von Wasserstoff (ca. 30 kWh/kg bei einem spezifischen Gewicht von 0,0899 kg/m³) ist wegen der komplizierteren Handhabung nicht direkt vergleichbar und daher in der Tab. 20.1 nicht angegeben). Die Angaben für Akkumulatoren beziehen sich auf den gegenwärtigen Stand der Entwicklung (2019) speziell für den Einsatz in Kraftfahrzeugen.

Eine anschauliche Darstellung unterschiedlicher Energiespeicher bietet das sogenannte Ragone-Diagramm (Ragone Plot) nach Abb. 20.8. Im Ragone-Diagramm wird die Energiedichte über der Leistungsdichte aufgetragen. Durch die logarithmische Darstellung ist es möglich, alle interessierenden Energiespeicher übersichtlich in einem Diagramm darzustellen. Bei der Angabe der Leistungsdichte muss allerdings bedacht werden, dass diese Leistung häufig nur für eine gewisse Zeit (Entladezeit oder max. zulässiger Temperaturanstieg durch Stromwärmeverluste) zur Verfügung steht. Deshalb ist eine Zeitangabe

Tab. 20.1 Kennwerte von Energiespeichern (Auswahl)

		Akkumulator					Super- cap	Schwungrad
		Diesel	Blei	NiMH	Lithium-Ionen	Lithium-Titanat	-	-
Energie-dichte	Wh/kg	11.800	35	60–80	120	90	<10	5–50
	Wh/l	9800	100	–	200–300	–	2,6	20
Leistungs-dichte	W/kg	–	100	100–200	300–1500 ^a	4000	3000	180–1800
Lebensdauer Zyklen	–	–	1500	1000	1000	15.000	10 ⁶	>10 ⁶

^afür 20 s

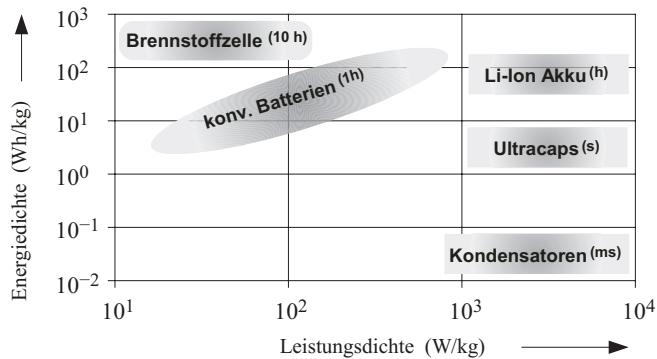


Abb. 20.8 Ragone-Diagramm Vergleichende Darstellung von Energiedichte über Leistungsdichte unterschiedlicher Energiespeicher (mit Zeitangaben)

erforderlich. Die in Abb. 20.8 angegeben Zeiten geben die Größenordnung der Dauer der Leistungsabgabe an. Die Ladeleistungen variieren stark. *Vergleichsgröße:* die Betankung eines PKW mit 50 l Kraftstoff in 3 min erfolgt mit einer Leistung von ca. 10 MW.

Der durchschnittliche Stromverbrauch eines Elektroautos liegt inklusive Ladeverlusten derzeit bei ca. 17,5 kWh pro 100 km; bei 12.500 km pro Jahr also bei knapp 2200 kWh.

Bei einem Kondensator liegt die gespeicherte Energie elektronisch vor und ist nicht an chemische Reaktionen gebunden. Die elektrischen Ladungen können daher sehr schnell aufgenommen oder abgegeben werden. Deshalb ist ein kapazitiver Energiespeicher als Ergänzung zu einem Batteriesystem für hohe Kurzzeitleistungen sehr gut geeignet. So hat z. B. ein Doppelschichtkondensator mit der Kapazität $C = 200 \text{ F}$ bei einer Spannung von 42 V eine Energie von 49 Wh gespeichert. Damit kann er in einer Beschleunigungsphase für 10 s eine Leistung von 17,64 kW zur Verfügung stellen. Die Nachladung kann beim nächsten Bremsvorgang durch Rekuperation erfolgen. Eine Ladung der Batterie mit dieser Energie von 49 Wh innerhalb 10 s würde einen Ladestrom von 420 A ergeben. Bei diesem Ladestrom wäre die Fahrzeugbatterie unter Umständen überfordert.

Brennstoffzellen arbeiten ähnlich wie Batterien, jedoch mit einer kontinuierlichen Zufuhr von elektrochemisch reagierenden Substanzen. Sie reagieren vergleichsweise träge. Für eine dynamische Stromversorgung, wie sie für ein Elektrofahrzeug notwendig ist, bietet sich daher die Kombination z. B. einer Brennstoffzelle unterstützt mit einem kapazitiven Speicher (Doppelschichtkondensator) für kurzzeitige Leistungsspitzen und für die Aufnahme von Bremsenergie an. Bei den in der Entwicklung befindlichen elektrischen Flugzeugantrieben wird die Dauerleistung für die Propellerantriebe über eine Brennstoffzelle bereitgestellt. Für den stromintensiven Startvorgang wird zusätzlich eine leistungsfähige Li-Ionen-Batterie dazugeschaltet. Das erforderliche Energie- und Leistungs-Management wird von leistungselektronischen Einrichtungen durchgeführt.

- Die Zeit bis zur Verfügbarkeit einer zuverlässigen und kostengünstigen Brennstoffzelle für den weltweiten Einsatz in Fahrzeugen wird mithilfe der Lithium-Ionen-Zelle zu überbrücken sein. Die Frage nach der Bereitstellung der zu speichernden elektrischen Energie wird (nicht nur) in diesem Zusammenhang zunehmend an Bedeutung gewinnen.

20.2 Bordnetz

In Abb. 20.9 ist die typische Struktur des Bordnetzes eines Hybrid-Fahrzeugs dargestellt, die auch auf rein elektrische Fahrzeuge zu übertragen ist. Das Hochvolt-System wird potenzialfrei betrieben und beinhaltet eine permanente Isolationsüberwachung. Leitungen und Stecker sind durchgehend orangefarbig ausgeführt. Alle Stecker,

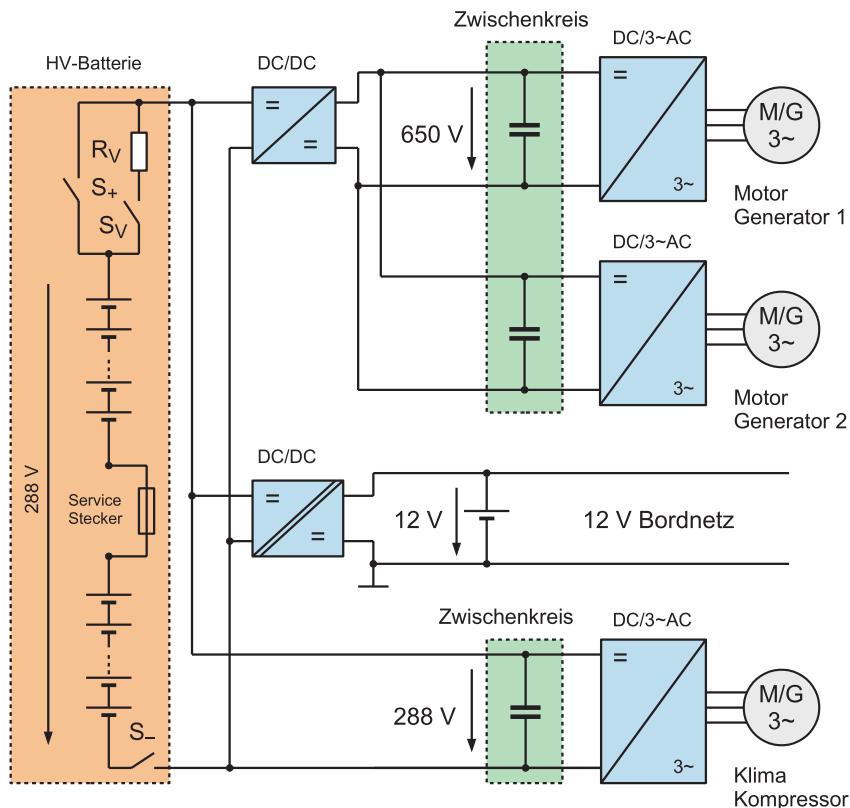


Abb. 20.9 Bordnetzstruktur eines E-Fahrzeugs (Beispiel)

Komponenten und Sicherheitsabdeckungen des Elektrofahrzeuges werden über eine Prüfleitung (Interlock) überwacht. Abstecken einer Kabelverbindung oder Entfernen einer Sicherheitsabdeckung unterbricht diese Prüfleitung und führt zur sofortigen Abschaltung des Systems.

Die Hochvolt-Batterie besteht in diesem Beispiel aus 2 Einheiten die über einen Service-Stecker in Serie verbunden sind. Je nach geforderter Leistung kann die Gleichspannung (288 V) direkt in Drehstrom gewandelt werden (hier 6 kW für einen Klimakompressor) oder die Spannung wird für die leistungsstärkeren Fahrmotoren mit einem DC/DC-Wandler zunächst auf 650 V angehoben. Für das herkömmliche 12 V Bordnetz, welches auch die Betriebsspannung für die Relais der HV-Batterie bereitstellt, wird die Spannung der HV-Batterie mit einem potenzialtrennenden DC/DC-Wandler auf 12 V eingestellt. Dieser DC/DC-Wandler kann bei Bedarf auch zur Aufladung der HV-Batterie dienen. Zur Inbetriebnahme des Bordnetzes werden zunächst die Zwischenkreise über einen Vorwiderstand R_V aufgeladen (S_- und S_V geschlossen). Anschließend schließt Kontakt S_+ und S_V öffnet. Das Bordnetz ist betriebsbereit. Weitere Funktionen und der Betrieb der Inverter werden von der zugehörigen Steuereinheit kontrolliert.

Der Begriff „Hochvolt“ beschreibt den Spannungsbereich für Wechselspannung (AC) von 30 V bis 1000 V und für Gleichspannung (DC) von 60 V bis 1500 V.

Serienmäßige (SoP-, Start of Production-) Fahrzeuge die im Bordnetz mit HV-Spannungen arbeiten sind für den normalen Anwender „Hochvolt-eigensicher“. Arbeiten an serienmäßigen Fahrzeugen mit HV-Bordnetz können durch die Gefahr eines elektrischen Schlages oder Lichtbogens für den Menschen sehr gefährlich sein und setzen neben einer persönlichen Schutzausrüstung die Fähigkeit voraus Gefahren zu erkennen. Hierzu ist eine „Hochvolt-Qualifikation“ erforderlich.

20.3 Fahrzeug- und Ladetechnologien

In Tab. 20.2 sind die Technologien für E-Fahrzeuge mit externer Ladeschnittstelle aufgeführt.

Tab. 20.2 Fahrzeugtypen – E-Fahrzeuge mit externer Ladeschnittstelle

Typ	Beschreibung
Plug in Hybrid Vehicle (PHEV)	Primärantrieb ist ein Verbrennungsmotor. Die Batterie kann von außen aufgeladen werden
Electric Range Extender Vehicle (eREV)	Primärantrieb ist ein Elektromotor. Die Batterie kann von außen aufgeladen und ergänzend über einen Verbrennungsmotor im Fahrbetrieb nachgeladen werden
Batterie Electric Vehicle (BEV)	Primärantrieb ist ein Elektromotor. Die Batterie kann nur von außen aufgeladen werden

Tab. 20.3 Ladetechnologien

Konduktives Laden	AC	Im Fahrzeug eingebautes Ladegerät mit Gleichrichter (Onboard Charger). Mit der Leistung steigen Kosten und Gewicht des Fahrzeugs
	DC	Der Gleichrichter ist im Gegensatz zur AC-Technologie in der Ladeinfrastruktur eingebaut wodurch leichtere und kostengünstige Fahrzeuge möglich sind
Induktives Laden	Transformatorprinzip, Spulen sind fest im Boden eingelassen (Primärseite) und im Fahrzeugboden eingebaut (Sekundärseite, muss exakt zur Primärseite positioniert werden). Der nicht notwendige Nutzereingriff und die automatische Netzanbindung erhöht die Sicherheit des Fahrers, der in der Regel keine elektrotechnisch unterwiesene Person (EUP) ist	
Batteriewechsel	Durch Austausch der entladenen Batterie mit einer geladenen Batterie Wegfall der Ladezeiten, optimal für die Nutzfahrzeugindustrie. Erfordert eine Standardisierung	

Bei den Ladetechnologien wird zwischen dem Laden mit Wechselstrom (AC) und dem Laden mit Gleichstrom (DC) unterschieden.

Zusätzlich wird zwischen „Normalladen“ – Ladeleistung bis 22 kW, vorwiegend in AC-Technologie – und „Schnellladen“ – Ladeleistungen größer 22 kW, vorwiegend in DC-Technologie unterschieden. Die Ladeleistung wird im Fahrzeug durch das interne Lademanagement bestimmt. Für den Ladevorgang selbst sind nach Tab. 20.3 mehrere Verfahren möglich.

20.3.1 Ladebetriebsarten

Basierend auf der für das konductive Laden von E-Fahrzeugen erarbeiteten Basisnorm DIN EN 61851-1 werden die Ladebetriebsarten (Lademodi bzw. Modi) definiert. So wurden für das konductive Laden vier unterschiedliche Ladebetriebsarten definiert. Dabei lassen sich zwei Lademodi (Ladebetriebsart 1 und 2), bei denen das E-Fahrzeug über die vorhandene Elektroinstallation (Steckdosen) geladen wird sowie zwei Lademodi (Ladebetriebsart 3 und 4), bei denen fest installierte Ladeeinrichtungen verwendet werden, unterscheiden.

Ladebetriebsart 1	Hierbei erfolgt das Laden ohne Kommunikation zwischen Fahrzeug und Infrastruktur. Der maximale Ladestrom beträgt 16 A mit einer Leistung von 3,7 kW (1~ AC Netz) bzw. 11 kW (3~ AC Netz)
Ladebetriebsart 2	In der Ladeleitung ist zusätzlich zum Lademodi 1 eine Steuer- und Schutzeinrichtung (in-cable control and protection device; IC-CPD), die über den CP-Kontakt (Control Pilot) mit dem Fahrzeug kommuniziert, die Sicherheit überwacht und die Ladung steuert, vorgesehen. Der maximale Ladestrom beträgt 32 A mit einer Leistung von 7,4 kW (1~ AC Netz) bzw. 22 kW (3~ AC Netz)

Ladebetriebsart 3	Diese Betriebsart wird für das ein- bzw. dreiphasige Laden mit Wechselstrom bei fest installierten Ladestationen genutzt und stellt die gebräuchlichste Betriebsart beim Laden mit Wechselspannung dar. Nach DIN EN 61851-1 ist eine Ladestation erforderlich, die in Form einer Ladesäule oder einer Heimladestation (Wallbox) ausgeführt werden kann (Abb. 20.10). Die Kommunikation zwischen Infrastruktur und Fahrzeug erfolgt über die Ladeleitung. Der maximale Ladestrom beträgt 63 A mit einer Leistung von 14,5 kW (1~ AC Netz bzw. 43,5 kW (3~ AC Netz)
Ladebetriebsart 4	Dieser Lademodus ist dem Laden mit Gleichstrom vorbehalten. Den Ladeverbund zeigt Abb. 20.11. Der Isolationswächter im Fahrzeug ist während des Ladevorganges abgeschaltet. Die Basis-Ladekommunikation erfolgt analog zur Ladebetriebsart 3 über den CP-Kontakt. Auf ein mit 1 kHz getaktetes PWM-Signal der Basiskommunikation wird mittels Power Line Communication (PLC) ein hochfrequentes Signal im Megahertzbereich aufmoduliert. Dieses dient zum gegenseitigen Austausch von Informationen zwischen der Ladeinfrastruktur und dem Fahrzeug. Der maximale Ladestrom beträgt 200 A (500 A in Vorbereitung) bei 1000 V mit einer Leistung >200 kW

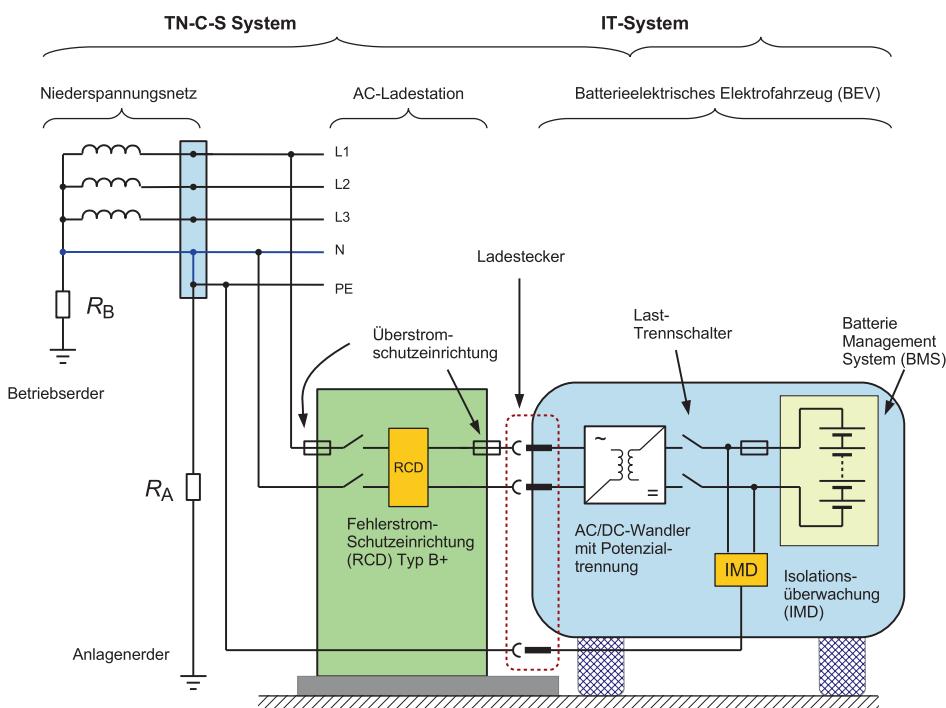


Abb. 20.10 AC-Ladeverbund (Ladebetriebsart 3)

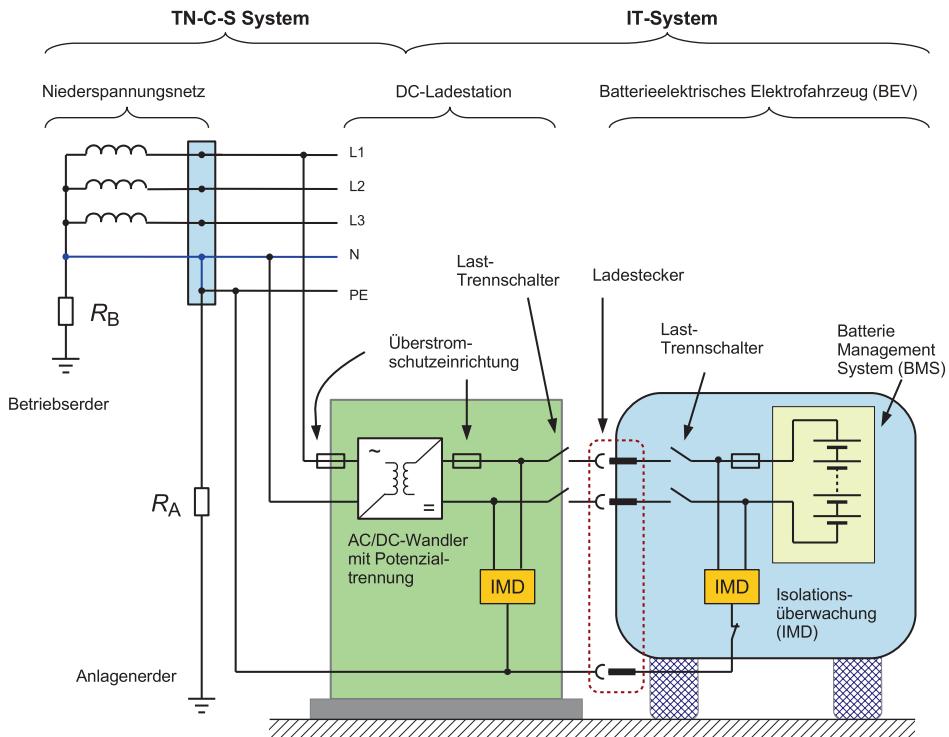


Abb. 20.11 DC-Ladeverbund (Ladebetriebsart 4)

20.3.2 Ladeverbund

Im AC-Ladeverbund nach Abb. 20.10 erfolgt die Ladung der HV-Batterie durch die im Fahrzeug installierte Ladeeinrichtung. In der Ladeeinrichtung findet eine galvanische Trennung statt, das HV-Bordnetz wird somit als IT-Netz betrieben und verfügt über eine Isolationsüberwachung (IMD).

Im Gegensatz zur AC-Ladung erfolgt die galvanische Trennung bei der DC-Ladung durch die DC-Ladeeinrichtung in der Ladestation, also außerhalb des Fahrzeugs (Abb. 20.11). Das HV-Bordnetz wird als IT-Netz betrieben. Zur Vermeidung von Fehlmessungen mit der externen Isolationsüberwachung im Ladebetrieb wird die im Fahrzeug verbaute Isolationsüberwachung, welches für den Fahrbetrieb optimiert ist, abgeschaltet [1].

In Abb. 20.12 ist die Kontaktbelegung des Ladesteckers Typ 2 für die Ladebetriebsart 3 (1~ bzw. 3~AC) dargestellt.

Der Stecker verfügt neben den Energieanschlüssen und dem PE-Anschluß über 2 Kontakte (CC und CP) für den Signalaustausch zwischen Fahrzeug und Ladestation. Die Funktion der Signalkontakte CC und CP soll für einen Betriebsbereich von

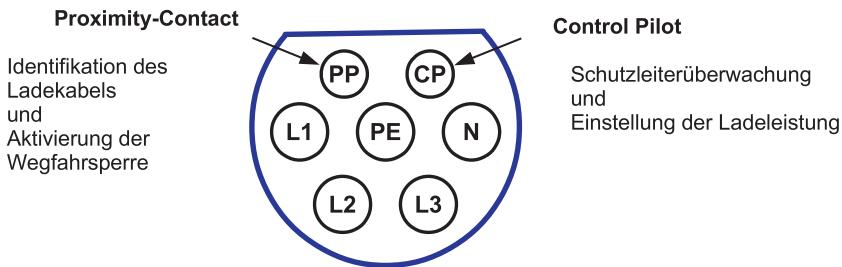


Abb. 20.12 Kontaktbelegung Ladestecker Typ 2 (AC-Ladeverbund)

mindestens -40°C bis $+85^{\circ}\text{C}$ sichergestellt sein und basiert auf der Auswertung elektrischer Widerstandswerte (R_0 in der Ladesäule, R im Fahrzeug). Vor der Inbetriebnahme legt die Ladestation an den Schutzleiter PE zunächst eine Spannung von 12 V an. Im Elektrofahrzeug wird der Stromkreis zwischen CP und PE durch einen Widerstand (R), der mit einer Diode in Serie geschaltet ist, geschlossen. Bei angeschlossenem Fahrzeug fällt die Spannung zunächst von 12 V auf 9 V ab ($R = 2700 \Omega$) wodurch ein Signalgenerator in der Ladestation automatisch aktiviert wird, der über den $1\text{k}\Omega$ -Widerstand (R_0) eine 1 kHz-Rechteckspannung ($\pm 12\text{V}$) anlegt. Der Tastgrad D dieser Rechteckspannung kann Werte zwischen 0 % und 100 % annehmen. Die Einstellung des Tastgrades erfolgt mithilfe der Pulsweitenmodulation (PWM).

Mit dem Tastgrad D meldet die Ladestation den maximalen Strom, der von der Ladesäule zur Verfügung gestellt werden kann.

Bei $D=16\%$ maximal 10 A, bei $D=25\%$ maximal 16 A, bei $D=50\%$ maximal 32 A und mit $D=90\%$ eine Schnellladung.

Das Elektrofahrzeug kann seinerseits über die Wahl des Widerstands R – und einer damit verbundenen Änderung des Spannungsabfalls an R_0 – mit der Ladestation kommunizieren (Abb. 20.13). Der Detektor der Ladestation wertet allein die Spannung $U_{\text{CP-PE}}$ aus, im Fahrzeug wird der Tastgrad ausgewertet.

Zur Wirkungsweise des CP-Kontaktes:

Mit eingestecktem Stecker sinkt die positive Spannung durch $R = 2700 \Omega$ von +12 V auf +9 V, dadurch wird ein Mode-3-kompatibles Fahrzeug gemeldet („vehicle detected“), das noch keine Ladung abfordert. Mit dem Einschalten des 1300Ω Widerstandes sinkt die Spannung $U_{\text{CP-PE}}$ auf +6 V ab wodurch das Fahrzeug signalisiert das es bereit ist für einen Ladestrom („ready“) woraufhin die Ladestation den Ladestrom einschaltet.

Durch die im Fahrzeug vorgesehene Diode in Serie zu R wird nur die Plusspannung gesenkt, die Messung der Minusspannung zeigt weiter -12 V. Eine Minusspannung auf CP (nur bei aktivem Signalgenerator vorhanden) ist ein Fehlerwert der den Ladestrom abschaltet.

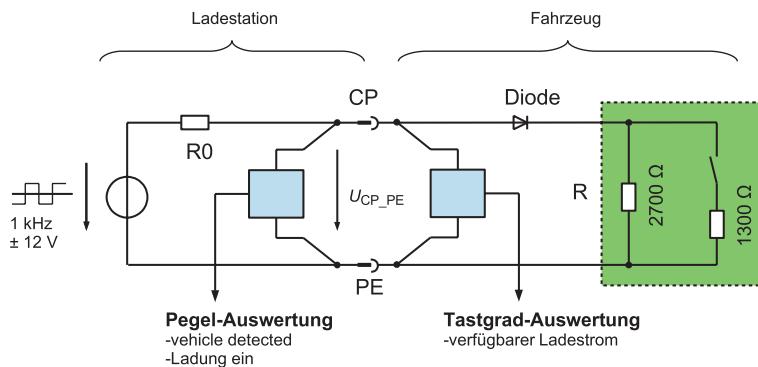


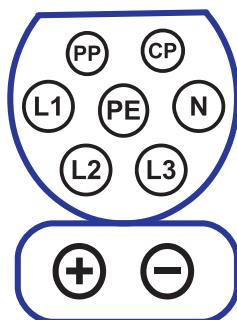
Abb. 20.13 CP-Kontakt – Kommunikation Ladestation-Fahrzeug

Zur Wirkungsweise des PP-Kontaktes:

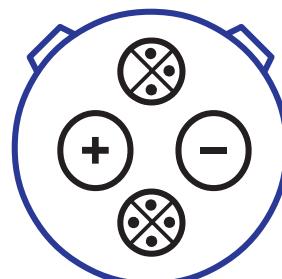
Zur Kennung der Stromtragfähigkeit des Ladekabels wird der Kontakt PP eingesetzt. In beiden Steckern wird zwischen PP und PE ein Widerstand geschaltet (Tab. 20.4). Aus der Widerstandsmessung ergibt sich mit welchem Ladestrom das Kabel belastet werden darf.

Tab. 20.4 Steckerkodierung zur Belastbarkeit des Ladekabels

Widerstand in Ω	Querschnitt in mm^2	Ladestrom in A
1500	1,5	13
680	2,5	20
220	4–6	32
100	10–16	63



CCS-Typ 2 Combo-Stecker
AC- und DC-Ladung



CHAdeMO-Stecker
DC-Schnellladung

Abb. 20.14 CCS und CHAdeMO Ladestecker

Öffentliche Ladestationen sind bei offenem Stromkreis grundsätzlich spannungsfrei, auch wenn der Standard eine Leistungsabgabe nach Mode 1 (maximal 16 A) erlaubt. Bei geschlossenem Stromkreis kann die Ladestation darüber hinaus die Funktionsfähigkeit des Schutzleiters testen. In Abb. 20.14 sind zusätzlich Ladestecker für DC-Ladung dargestellt. Das europäisch-amerikanische Combined Charging System (CCS) System, welches für AC- und DC-Ladungen geeignet ist und das japanische CHAdeMO-System für DC-Ladungen.

Aktuelle Entwicklungen haben das Ziel die bereits im E-Fahrzeug für den Antriebsstrang vorhandenen Inverter für die Zusatzaufgabe der AC-Ladung zu ertüchtigen („AllCharge-Technologie“, Continental). Damit werden deutlich höhere AC-Ladeleistungen als bisher möglich.

Literatur

1. Hofheinz: Elektrische Sicherheit in der Elektromobilität. Berlin, Offenbach: VDE-Verlag, 2019

Stichwortverzeichnis

A

Abschaltvorgang, 29, 82, 104, 109
active clamp, 84
Active-Front-End, 223
Advanced Configuration and Power Interface (ACPI), 467
aktiver Bereich, 48
Akzeptoren, 9
Arbeitspunkt, 25, 38
ASCR, 97, 108
Ausschaltenergie, 45, 46
Aussteuerungsgrad, 276, 316
Avalanche-Durchbruch, 15, 75

B

Bandabstand, 7, 8
Bandbreite, 217
Basisstrom, 43, 50, 97
Belastungskennlinie, 164
bipolar, 41
Blocktaktung, 253, 273, 278, 314, 316
Body-Diode, 63, 65, 385, 437
Boost, 417, 470, 471
Bootstrap, 85
Boundary Mode, 223
Bremschopper, 286, 373
Brückenschaltung, 247, 252, 277, 281, 294, 295, 320, 436
B2, 165
B6, 186, 201
Halbgesteuert, 167
Brückenzweig, 87, 225, 265, 269, 272, 275, 281, 292
Bufferlayer, 76

Bulk, 61

C
CCM s. Continuous Conduction Mode
Continuous Conduction Mode (CCM), 222
crest factor, 219, 220, 255, 452
CRM, 223
Current Doubler, 427, 428
Current-Tail, 72

D

Darlington-Transistor, 51, 98
Defektelektronen, 6, 8
Derating, 33
Diac, 107
Dielektrizitätskonstante, 11
Diffusions
 -dreieck, 48, 49
 -ladung, 14
 -spaltung, 12, 32
 -strom, 10, 25
Diodenersatzschaltbild, 21, 69
Diodenkennlinie, 22
Diodenkommutierung, 265
Direkte Selbstregelung (DSR), 330
Donatoren, 9
Dotierung, 8–11, 16, 19, 24
Drain, 61
Drehfeld, 339
Drehmoment, 310
Drehstromsteller, 140, 353, 354
Dreipunktwechselrichter, 331
Driftstrom, 10, 12

DSR

- Direkte Selbstregelung, 330
- Durchbruchmechanismen, 14
- Durchflusswandler, 423
- Durchlass
 - betrieb, 12, 17, 22, 24–26
 - richtung, 12, 19, 20, 105
 - spannung, 16, 22
 - strom, 17, 19, 21, 25, 36
- duty cycle, 54

E

- Early-Effekt, 43, 48, 100
- Eckfrequenz, 309, 351, 369
- Eindringtiefe, 405
- Einschaltenergie, 44, 46
- elektromagnetische Verträglichkeit (EMV), 3, 87, 95, 379, 450
- Elektronenbeweglichkeit, 7
- Elektronenkanal, 72
- Elimination, 328
- emv s. elektromagnetische Verträglichkeit
- Energieeffizienz, 1, 373, 377, 446, 456
- Energiesparlampe, 422
- Ersatzkapazität, 67, 80

F

- Filterschaltung, 392
- Flankenmodulation, 325

G

- Gate, 61, 85, 107
 - anschluss, 67, 82, 98
 - kapazität, 67, 78
 - strom, 86
- GATT, 97
- Gegentakt, 78, 241, 320, 425, 441, 445
 - Signal, 392
 - Wandler, 425
- Gehäusetemperatur, 113, 116
- Generation, 7
- Glättungs
 - induktivität, 156, 343, 410
 - kondensator, 218, 220, 392, 430
- Grundschwingungsgehalt, 220, 311
- GTO, 112

H

- Halbleiter, 5, 41, 113, 117, 286, 309
 - n, 9
 - p, 9
- Haltestrom, 102–104
- Hard Recovery, 28
- Heatpipe, 125
- HGÜ s. Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung
- Hilfsemitter, 82
- Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung (HGÜ), 94, 97, 108, 206, 207, 290

I

- I-Wechselrichter (IWR), 247, 259, 265, 365, 367
- IEGT s. Injection Enhancement Gate Transistor
- IGBT, 112, 124
- induktive Gleichspannungsänderung, 163, 164, 184, 213
- Influenzladung, 61
- Injection Enhancement Gate Transistor (IEGT), 77
- Inselnetz, 465
- Integrationsdichte, 63
- intrinsische Trägerdichte, 8
- Inversdiode, 63, 65, 70
- Inverter, 270, 479, 485
 - Multi-Level-Inverter, 289, 382
- invertierender Wandler, 421
- IWR
 - I-Wechselrichter, 247

K

- Kippschlupf, 354, 355
- Klirrfaktor, 309, 311, 329
- Knick-Kennlinie, 21
- Kollektor, 47
- Kommutierung, 85, 108, 128, 139, 158, 180, 181, 185, 197, 244, 258, 266, 339
 - einbruch, 228
 - induktivität, 159, 180, 230, 343
 - spannung, 160, 171, 180, 248
 - strom, 160
 - versagen, 161
 - zeit, 161
- Konvektion, 113, 117, 118, 120, 123

- Kopplung, 68, 379, 388, 422
-induktivität, 379, 443
-kapazität, 388
-pfad, 380
Kühlkörper, 114, 115, 117–119, 123–125
Kühlmedium, 114, 115, 117–119, 123–125
Kurzschlusspunkt, 38
- L**
Lagerströme, 396, 404
Lawinendurchbruch, 75
LDO s. Low-drop-out-Spannungsregler
LED
 Leuchtdiode, 446
Leistungsanpassung, 38, 399, 454, 464
Leistungsfaktor, 219, 220
Leistungsgradient, 462
Leistungstransistor, 41, 47, 49, 51, 68, 407
Leitbedingung, 57, 258
Leitungsmechanismen
 Eigenleitung, 7, 8, 19
 Löcherleitung, 9
 Störstellenleitung, 9
Leuchtdiode (LED), 446
Löschkondensator, 106, 265
Lückwinkel, 149
Luftkühlung, 123, 125
- M**
Magnetisierungsstrom, 132
Majoritätsladungsträger, 13, 14
Matrixumrichter, 364
Miller Clamp, 84
Mischgröße, 54, 130, 137, 145, 286
Mischspannung, 132
Mitspannung, 152, 153
Mittelpunktschaltung, 127, 247, 272, 317, 425
 M1, 130
 M2, 145, 146
 M3, 171
Mittelwert, 112
Modulationsfunktion, 310
Modulationsgrad, 314, 321
Modulator, 317
MOSFET, 112
Motorfilter, 402
- N**
Nahfeld, 388
Netzdrossel, 231, 455
Netzfilter, 392, 394
netzgeführt, 104, 139, 145, 208
Nullkippspannung, 97, 99
Nullzeiger, 305
- O**
OLED, 448
- P**
parasitäre Induktivität, 58, 59, 94, 383, 384, 408
Pendelmoment, 255, 266, 309, 345
PFC, 220, 439, 442, 445
Phase shifted PWM, 436
Phasenfolgewechselrichter, 106, 257, 261
Phasenstrom, 203, 255, 345, 346, 371
Phasenwinkel, 138, 142, 211, 223
Photostrom, 36, 37
pin-Diode, 24, 27
Pinch-off, 66
pn-Diode, 19, 21, 24, 25
pn-Übergang, 10, 19, 37, 75, 102, 113, 446
Poisson-Gleichung, 11
Power Factor, 220, 439
Poynting Vektor, 403
psn-Diode, 24, 26, 47
Psophometrischer Störstrom, 390
Pulssteuerung, 129
Pulswechselrichter
 (PWR), 225, 360, 453, 454
Pulszahl, 127, 205, 206, 363
- R**
Ragone-Diagramm, 476
Raumladungs
 -dichte, 10, 11
 -zone, 10–12, 28, 75
Raumzeigermodulation, 332
RCD-Beschaltung, 45, 58, 59
Reflexionsfaktor, 399
Rekombination, 7, 25, 26, 28, 75, 108
Reluktanzmotor, 340

S

Saugdrossel, 203, 251
 Schalt
 -frequenz, 87, 274, 311, 312, 454
 -leistung, 2, 44, 404
 Schaltnetzteil, 439
 Schaltzustände, 187
 Scheibenbauweise, 94, 98, 99
 Schlupf, 349
 Schlupfkompensation, 368
 Schweifstrom, 50
 Schwenksteuerung, 279, 427
 Selbstgeföhrt, 104
 selbstgeföhrt, 129, 247, 360
 Shockley, 19
 shunt, 287
 Siedebadkühlung, 125, 126
 Silicon Limit, 63
 sinusfilter, 453
 Skin-Effekt, 352, 405
 Smart-Grid, 466
 Snubber-Diode, 31
 SOA, 46, 58
 Soft-Recovery, 28
 Solarzelle, 37, 39
 Spannungs
 -raumzeiger, 305, 330, 367
 -rückwirkung, 67
 -steilheit, 100, 297, 381
 -welligkeit, 137, 219
 Speicherdrossel, 221, 223, 412, 417
 Speicherladung, 14, 32, 48, 49
 Speichertechnologien, 461
 Sperr
 -richtung, 12, 14, 19
 -sättigungsstrom, 14, 19
 -spannung, 19, 24, 28, 31, 75, 99, 105
 -strom, 14, 15, 19, 37
 -wandler, 420, 422, 441
 Sperrsichttemperatur, 19, 32
 Steller
 Gleichstrom, 337, 409
 Hochsetz, 221, 386, 417, 420, 442, 454
 Tiefsetz, 244, 392, 407
 Wechselstrom, 140
 Steuerkennlinie, 318
 Steuerleistung, 80, 81, 102
 Steuerverfahren, 305, 309
 Steuerwinkel, 142, 146, 212

S

Stör
 -festigkeit, 379, 387
 -größe, 379, 381
 -vermögen, 379, 388
 Stoßprozess, 15
 Strahlungskopplung, 388
 Stromflusswinkel, 142, 150
 stromkompensierte Drossel, 393
 Stromlücken, 149, 174, 223
 Stromoberschwingungen, 134, 215, 390, 452
 Stromrichterkaskade, 353, 357
 übersynchrone, 360
 undersynchrone, 359
 Stromrichtermotor, 235
 Stromsteilheit, 27, 29
 Stromwelligkeit, 156, 200, 223, 286, 337
 Subharmonische, 313, 317
 symmetrische Dotierung, 11
 Synchron Gleichrichter, 386, 440
 Synchronmaschine, 235, 343, 347, 350, 375

T

Tail-phase, 27
 Taktung, 222, 441
 3-fach, 323, 324
 asynchrone, 313, 314, 316, 323
 Grundfrequenz, 332
 synchrone, 312, 314, 316, 323
 Taktzahl, 312, 316
 Tastgrad, 88
 Temperaturkoeffizient, 63, 65
 Temperaturzyklus, 94
 THC, 215
 Threshold voltage, 21
 Thyristor, 112
 Abschaltverstärkung, 110
 Amplifying Gate, 107
 Blockierspannung, 100
 Einraststrom, 101, 103
 Freiwerdezeit, 105,
 108, 236, 240
 Trägersignal, 274, 317, 318
 Trägerspeichereffekt, 14
 Transformator
 Bauleistung, 156, 167, 179, 192
 Treiber, 80
 Trench-Gate, 77
 TSE-Beschaltung, 29, 105

U

U-Wechselrichter (UWR), 247, 253, 265, 269, 309

Überlappung, 164, 212, 228

Umrichten

Gleichstrom, 128

unipolar, 62

Universalmotor, 337

Universalschalter, 84

-widerstand, 116–118

Wasserkühlung, 124, 125

Wechselanteil, 157

Wechselfeld, 155

Wechselrichter, 153

Wechselrichterkippen, 237

Wellen

-geschwindigkeit, 397, 398

-widerstand, 397, 398

Windgenerator, 360, 465

V

Verluste

Ausschaltverluste, 50, 59, 242

Durchlassverluste, 24

Einschaltverlust, 242

Schaltverluste, 29

Verzerrungsanteil, 310, 329, 351

Viertelperiodensymmetrie, 312

Z

Z-Diode, 57, 82

ZCS (Zero-Current-Switching), 244

Zener-Durchbruch, 16

Zugriffszeit, 462

Zündimpuls, 140, 143

-folge, 193

Folgeimpuls, 193

Hauptimpuls, 193

ZVS (Zero-Voltage-Switching), 244, 386

Zwischenkreis

-drossel, 345, 346

-kondensator, 252, 286, 287, 360, 371, 399

-spannung, 259, 269, 275, 288, 295, 367,

372, 440

-strom, 271, 277, 284, 346

-taktung, 346, 347

Zyklenfestigkeit, 93, 462

W

Wanderwelle, 396, 397

Wannenwiderstand, 69

Wärme

-kapazität, 116, 119, 120, 124

-leitung, 113, 125

-menge, 113, 118, 125

-strahlung, 113

-stromdichte, 119

-transport, 115–117, 124, 125