

LEHRBUCH

Dierk Schröder
Rainer Marquardt *Hrsg.*

Leistungselektronische Schaltungen

Funktion, Auslegung und Anwendung

4. Auflage

EBOOK INSIDE

 Springer Vieweg

Leistungselektronische Schaltungen

Dierk Schröder • Rainer Marquardt
Hrsg.

Leistungselektronische Schaltungen

Funktion, Auslegung und Anwendung

4., aktualisierte und erweiterte Auflage

Hrsg.

Dierk Schröder
Technische Universität München
München, Deutschland

Rainer Marquardt
Universität der Bundeswehr München
Institut für Elektrische Antriebstechnik
Neubiberg, Deutschland

ISBN 978-3-662-55324-4 ISBN 978-3-662-55325-1 (eBook)
<https://doi.org/10.1007/978-3-662-55325-1>

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

Springer Vieweg

© Springer-Verlag GmbH Deutschland, ein Teil von Springer Nature 1998, 2008, 2012, 2019

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 Gebrauchsnamen, Handelsnamen, Warenbezeichnungen usw. in diesem Werk berechtigt auch ohne besondere Kennzeichnung nicht zu der Annahme, dass solche Namen im Sinne der Warenzeichen- und Markenschutz-Gesetzgebung als frei zu betrachten wären und daher von jedermann benutzt werden dürften.

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.

Springer Vieweg ist ein Imprint der eingetragenen Gesellschaft Springer-Verlag GmbH, DE und ist ein Teil von Springer Nature.

Die Anschrift der Gesellschaft ist: Heidelberger Platz 3, 14197 Berlin, Germany

Vorwort 4. Auflage

Die Bedeutung der Leistungselektronik für fast alle Bereiche der Industrie, der Energieversorgung, der Mobilität und der Kommunikationstechnik hat weiter zugenommen. Viele neue Anwendungsfelder sind in den letzten Jahren erschlossen worden, welche auf Grund extrem hoher Anforderungen - wie Funktionale Sicherheit oder widrige Umweltbedingungen - noch vor wenigen Jahren als ungeeignet oder unerreichbar galten. Die Grundlagen der Leistungselektronik, ihre Funktionsweise und ihre technischen Möglichkeiten zu verstehen, ist inzwischen auch für Ingenieure anderer Fachgebiete erforderlich geworden. Ziel dieser 4. Auflage des vorliegenden Buches ist es, weiterhin diese Grundlagen zu vermitteln - jedoch auch die aktuellen Entwicklungstendenzen und Anwendungen aufzunehmen. Es soll hier nicht verschwiegen werden, dass der bereits große Umfang des Buches und der zweifellos hohe Wert der Vollständigkeit und Genauigkeit des Inhaltes einige schwierige Entscheidungen verlangten: Die notwendigen Kürzungen und Straffungen wurden daher auf die Schaltungen und technischen Verfahren beschränkt, welche in absehbarer Zukunft keine Anwendung mehr finden werden.

Das Kapitel „Elektronische Betriebsgeräte für Lichtquellen“ ist durch den „Siegesszug“ der LED-Technik entbehrlich geworden, weil die Grundlagen der zugehörigen Schaltungstechnik durch (PFC-Schaltungen und Gleichstromsteller) in anderen Kapiteln erläutert werden. Die Thematik der netzgeführten Stromrichter war hingegen schwieriger zu entscheiden: Einerseits hat diese Technik noch Bedeutung, neue Anwendungen werden jedoch nicht mehr erschlossen. Für die verbliebenen Anwendungsfelder (Großantriebe und HGÜ) sind inzwischen selbstgeführte Umrichter in IGBT-Technik (Mehrpunkt-Umrichter, MMC) industriell gut realisierbar. Die entsprechenden Umrichter, sowie die zugehörigen Steuer- und Regelungsverfahren werden deshalb ausführlicher dargestellt. Die technisch überlegenen Eigenschaften dieser Umrichter (siehe Kapitel 8.5.9) haben dazu geführt, dass auch der Leistungsbereich bis zu mehreren Gigawatt nicht mehr für Thyristoren „reserviert“ ist. Aus diesen Gründen wurden die historisch gewachsenen, mannigfaltigen Schaltungen der netzgeführten Stromrichter und Direktumrichter gekürzt, jedoch die grundlegenden Schaltungen weiterhin erläutert.

Ein weiteres Themenfeld mit abnehmender Bedeutung sind die Beschaltungsnetzwerke der Halbleiter, inklusive der resonanten Wechselrichter für Antriebe. Hier wurde ebenfalls so verfahren, dass die Funktionsweise an Hand grundlegender Schaltungen dargestellt wird, jedoch einige „historisch bedingte“ Schaltungsvarianten entfallen sind. Im Gegensatz zu den Antriebsanwendungen

haben resonant schaltentlastete Wandler eine große Bedeutung für Schaltnetz-
teile, weshalb die ausführlichen Grundlagenkapitel beibehalten wurden.

Bauelemente auf Basis neuartiger Halbleitermaterialien (SiC und GaN) beginnen die hochentwickelten Silizium-Leistungshalbleiter zu ergänzen. Gallium-Nitrid bietet insbesondere höchste Schaltfrequenzen und gute Optionen zur Integration der Steuerungselektronik. Auf Grund der lateralen Strukturen ist der technisch gut erreichbare Spannungsbereich jedoch auf ca. 600 ... 900V begrenzt. Zukünftige Stromversorgungs-Anwendungen (PFC-Schaltungen, DC/DC-Wandler und wireless power) werden von diesen Eigenschaften profitieren. Es wird ebenso erwartet, dass der Ersatz konventioneller Netztransformatoren durch elektronisch steuerbare „Solid State Transformer“ von den möglich gewordenen, hohen Schaltfrequenzen befördert wird. Schaltungstechnik gewinnen resonante Topologien hier wieder an Bedeutung (siehe Kapitel 9).

Für Bauelemente auf Silizium-Carbid-Basis werden höhere Sperrspannungen bis ca. 6,5kV technisch/wirtschaftlich möglich werden. Hier ist es bisher nicht absehbar in welchen Anwendungen sie sich gegen die weiter optimierten Hochvolt-IGBT (Feldstop, Trench-Gate, RC) werden durchsetzen können. Erste Anwendungen im Bereich der Antriebs-Stromrichter (U-Umrichter) zeichnen sich ab. Die möglichen, höheren Schaltfrequenzen sind jedoch hier nicht so entscheidend oder vorteilhaft - die hohen Spannungsteilheiten zudem kritisch (siehe Kap. 8.12).

Ich danke allen Autoren für ihre Bereitschaft neueste Erkenntnisse in das Buch einzubringen. Herrn Professor Silber, Bremen, Herrn Professor Steimel, Bochum, sowie vielen in diesem Fachgebiet Tätigen, danke ich für die konstruktiven Gespräche und wertvollen Hinweise. Herrn Professor Marquardt, München danke ich für die Aktualisierung der vorliegenden Neuauflage und seine Bereitschaft diese Aufgabe auch zukünftig zu übernehmen.

München, im Herbst 2018 Prof. Dierk Schröder und Prof. Rainer Marquardt

Vorwort 1. Auflage

Mit dem Lehrbuch „Elektrische Antriebe 4, Leistungselektronische Schaltungen“ liegt das vierte Buch der Reihe „Elektrische Antriebe“ vor.

Dieser Band baut auf dem Buch „Elektrische Antriebe 1, Grundlagen“ auf. In Band 1 wurden unter anderem phänomenologische Vorstellungen der verschiedenen Stromrichter-Stellglieder und damit ihrer grundsätzlichen Funktion gegeben. Außerdem wurden auch die Abwandlungen der Stromrichterschaltungen aufgrund der historisch bedingten Verfügbarkeit der Leistungshalbleiter dargestellt.

Um in dem vorliegenden Band eine geschlossene Vorstellung des Gebiets der Stromrichterschaltungen zu erhalten, wird jeweils zu Beginn für jede Schaltungsart die phänomenologische Vorstellung des ersten Buchs mit aufgenommen und um die mathematischen Zusammenhänge erweitert. Damit ist eine solide Basis gegeben, um die in den Lehrbüchern und in der Literatur im allgemeinen nur angedeutete Auslegung von Stromrichterschaltungen ausführlich zu erläutern; dies ist der erste Schwerpunkt dieses Bandes.

Bei der Auslegung von Stromrichter-Stellgliedern wird ein zutiefst ingenieurtypisches Vorgehen verlangt, das hohe Anforderungen an den verantwortlichen Ingenieur stellt. Die hohen Anforderungen sind bedingt durch die Forderungen, erstens eine jahrelange einwandfreie Funktion sicherzustellen, zweitens eine wirtschaftlich konkurrenzfähige Lösung zu finden und drittens zu beachten, daß nicht alle Anforderungen und Randbedingungen sowie die kombinatorischen Streuungen genau bekannt sind. Ich bin deshalb überzeugt, daß eine Einführung in die Auslegung von Stromrichterschaltungen in einem Lehrbuch und Nachschlage-Handbuch zwingend notwendig ist. In diesem Zusammenhang möchte ich mich bei ehemaligen Mitarbeitern in der Industrie bedanken, die mir sehr bei der Realisierung dieses angestrebten Zieles geholfen haben.

Der zweite Schwerpunkt dieses Buches sind Schaltungsvarianten wie die resonanten Schaltungstopologien, die insbesondere bei speziellen Anforderungen — wie sie beispielsweise in der Luft- und Raumfahrt bestehen — ihre Bedeutung haben.

Eine weitere Aufgabe ist die Darstellung von Stromrichterschaltungen sowie deren Steuerung und Regelung für die Kompensation von Netzurückwirkungen oder die Verbesserung der Energieübertragung mittels FACTS.

Das Gelingen eines Buches mit der gewünschten Zielsetzung ist ein sehr komplexes Vorhaben, und ich möchte mich bei meinen wissenschaftlichen Mitarbeitern — hier insbesondere Herrn Akad. Direktor Dipl.-Ing. G. Hoffstätter — für ihre Unterstützung bei der Erstellung des Bandes bedanken.

Meiner Familie danke ich sehr für ihr Verständnis und ihre Unterstützung bei diesem Vorhaben.

Dem Leser wünsche ich viel Freude beim Studium dieses Buches und bitte, Tippfehler anzumerken und mir Hinweise für Verbesserungen des komplexen Themas zu geben, vielen Dank.

München, im Herbst 1997

Dierk Schröder

Inhaltsverzeichnis

1	Leistungselektronische Umformer (Grundlagen)	1
1.1	Einteilung der Stromrichter nach der Art der Kommutierung . .	5
2	Netzgeführte Stromrichter	11
2.1	Zweipuls–Mittelpunktschaltung (M2–Schaltung)	11
2.1.1	Ohmsche Last	12
2.1.2	Ideale Glättung	15
2.1.3	Allgemeine ohmsch–induktive Last	18
2.1.4	Gegenspannung im Lastkreis	25
2.1.5	Netzgeführte Kommutierung	30
2.1.6	Wechselrichterbetrieb	36
2.1.7	Wechselrichterkippen	39
2.2	Oberschwingungen und Netzurückwirkungen	42
2.2.1	Oberschwingungen auf der Lastseite	43
2.2.1.1	Ohmsche Last	43
2.2.1.2	Ideale Glättung	44
2.2.2	Oberschwingungen auf der Netzseite	48
2.2.2.1	Ohmsche Last	48
2.2.2.2	Ideale Glättung	50
2.2.3	Netzurückwirkungen	53
2.3	Blindleistung und Leistungsfaktor	55
2.3.1	Ohmsche Last	56
2.3.2	Ohmsch–induktive Last	58
2.4	Transformator–Auslegung	63
2.4.1	Gleichstrom–Vormagnetisierung	63
2.4.1.1	M2–Schaltung	63
2.4.1.2	M3–Schaltung	64
2.4.2	Transformator–Bauleistung	69
2.5	Dreipuls–Mittelpunktschaltung (M3)	75
2.5.1	M3–Schaltung mit Netztrafo in Dy–Schaltung	75
2.5.2	M3–Schaltung mit Netztrafo in Yz–Schaltung	82
2.6	Brückenschaltungen	84

2.6.1	Zweipuls-Brückenschaltung (B2-Schaltung)	85
2.6.2	Sechspuls-Brückenschaltung (B6-Schaltung)	88
2.6.3	Gegenüberstellung von Mittelpunkt- und Brückenschaltungen	93
2.7	Höherspulsige Schaltungen	94
2.7.1	Sechspuls-Mittelpunktschaltung (M6-Schaltung)	94
2.7.2	Zwölfpuls-Brückenschaltung	95
2.7.3	Zwölfpuls-Saugdrosselschaltung	97
2.7.4	Höchstleistungs-Stellglieder, Beurteilungs-Kriterien	100
2.8	Umkehrstromrichter	105
2.8.1	Kreisstromfreie Gegenparallelschaltung	107
2.8.2	Kreisstrombehaftete Kreuzschaltung	109
2.8.3	H-Schaltung	114
2.9	Blindleistungssparende Schaltungen	119
2.9.1	Schaltungen mit Freilaufdiode	121
2.9.2	Halbgesteuerte Sechspuls-Brückenschaltung (B6H-Schaltung)	126
2.9.3	Zu- und Gegenschaltung von Teilstromrichtern	132
2.9.4	B6-Schaltung mit Hilfstthyristoren	135
2.9.5	Halbgesteuerte Zweipuls-Brückenschaltungen (B2H-Schaltung)	142
2.9.6	Folgesteuerung von Teilstromrichtern	145
2.9.7	Sektorsteuerung	151
3	Direktumrichter	154
3.1	Trapezumrichter	155
3.1.1	Einphasiger Trapezumrichter	155
3.1.2	Mehrphasiger Trapezumrichter	156
3.1.3	Frequenzelastischer Trapezumrichter	158
3.2	Steuerumrichter	159
3.3	Frequenzbeschränkung beim Direktumrichter	162
3.4	Auslegungskriterien	175
3.5	Regelung der direktumrichter- gespeisten Synchronmaschine	176
3.5.1	Stationäres Flußmodell	179
3.5.2	Dynamisches Flußmodell	182
3.5.3	Stromregelkreise	185
3.5.4	Trapezbetrieb	185
3.5.5	Synchronmaschine	186
3.6	Direktumrichter mit abschaltbaren Halbleitern	186
3.7	Matrixkonverter	189
	<i>Prof. Dr. J. W. Kolar, Dr. F. Schafmeister, ETH Zürich</i>	
3.7.1	Einleitung	189
3.7.2	Konzepte dreiphasiger AC/AC-Konverterschaltungen	190
3.7.2.1	AC/AC-Konverter mit Zwischenspeicher	190
3.7.2.2	AC/AC-Matrixkonverter	195
3.7.2.3	Klassifizierung	197
3.7.3	AC/AC-Konverter mit Spannungszwischenkreis	199

3.7.3.1	Grundfunktion	200
3.7.3.2	Spannungskonversion und Raumzeigermodulation	201
3.7.3.3	Stromkonversion	206
3.7.3.4	Funktions-Ersatzschaltbild	209
3.7.4	AC/AC-Konverter mit Stromzwischenkreis	210
3.7.4.1	Grundfunktion	211
3.7.4.2	Stromkonversion und Raumzeigermodulation	213
3.7.4.3	Spannungskonversion	215
3.7.4.4	Funktions-Ersatzschaltbild	220
3.7.5	AC/AC-Umrichter mit Spannungszwischenkreis ohne Energie- speicher	220
3.7.5.1	Grundfunktion	220
3.7.5.2	Spannungsübersetzungsverhältnis	222
3.7.6	Indirekter Matrixkonverter	226
3.7.6.1	Ableitung der Schaltungsstruktur	226
3.7.6.2	Spannungs- und Stromkonversion	229
3.7.6.3	Raumzeigermodulation	232
3.7.6.4	Funktions-Ersatzschaltbild	246
3.7.7	Vereinfachte Schaltungstopologien indirekter Matrixkonverter .	250
3.7.7.1	Sparse Matrix Converter	251
3.7.7.2	Ultra-Sparse Matrix Converter	252
3.7.7.3	Very-Sparse Matrix Converter	254
3.7.8	Direkter Matrixkonverter	255
3.7.8.1	Grundfunktion	255
3.7.8.2	Schaltzustände	257
3.7.8.3	Rotierende Strom- und Spannungsraumzeiger	257
3.7.8.4	Feststehende Strom- und Spannungsraumzeiger	260
3.7.8.5	Relation der Schaltzustände von CMC und IMC	264
3.7.8.6	Raumzeigermodulation des CMC	266
3.7.8.7	Mehrschrittkommutierung des CMC	269
3.7.9	Erweiterungen der Matrixkonverter-Grundstrukturen	273
3.7.9.1	Indirekte Dreipunkt-Matrixkonverter	273
3.7.9.2	IMC mit nach Eingangsphasen getrennten Zwischenkreisen . . .	276
3.7.9.3	Matrixkonverter in Vollbrückenschaltung	276
3.7.9.4	Hybride Matrixkonverter	280
3.7.10	Diskussion	283
3.7.10.1	Ausgangsspannungsbereich und Betriebseigenschaften	284
3.7.10.2	Modulation	284
3.7.10.3	Kommutierung	285
3.7.10.4	Zwischenkreiskondensator und Ride-through	285
3.7.10.5	EMV-Filter	286
3.7.10.6	Verluste und Effizienz	286
3.7.10.7	Komplexität der Schaltung und Realisierungsaufwand	287
3.7.10.8	Kühlung und Baugrösse	288

3.7.10.9	Regelung	288
3.7.10.10	Stillstand und Gleichheit von Ein- und Ausgangsfrequenz	289
3.7.11	Ausblick	289
4	Untersynchrone Stromrichter­kaskade (USK)	291
4.1	Aufbau und Funktion	291
4.2	Quasistationäre Regelung der untersynchronen Kaskade	306
4.3	Die USK und Netzurückwirkungen	311
4.4	Auslegung der untersynchronen Kaskade	315
4.4.1	Asynchronmaschine mit Schleifringläufer	315
4.4.2	Anlaßwiderstand	319
4.4.3	Gleichrichterbrücke	324
4.4.4	Wechselrichterbrücke	326
4.4.5	Zwischenkreisdrossel	331
4.4.6	Blindleistungskompensation	332
4.4.7	Schaltspannungsschutz	333
4.4.8	Vorfluten der Dioden	335
4.5	Sonderausführungen	337
4.5.1	Umschaltbare Kaskade	337
4.5.2	Zwölf­pulsige Ausführung	337
4.5.3	Schaltungen bei Netzunterbrechungen und Netzumschaltungen	340
4.6	Zusammenfassung	341
5	Stromrichtermotor	343
5.1	Prinzipielle Funktion	343
5.1.1	Drehmomentverlauf	349
5.1.2	Einfluß der Zwischenkreisdrossel	351
5.1.3	Erregung der Synchronmaschine	354
5.2	Steuerung und Auslegung	355
5.2.1	Lastgeführte Kommutierung	356
5.2.2	Auslegung des Systems	360
5.2.3	Schonzeitregelung der Thyristoren	365
5.3	Regelung des Stromrichtermotors	366
5.4	Ausführungsbeispiel	369
6	Selbstgeführte Wechselrichter mit eingepprägtem Strom (I–Umrichter)	370
6.1	Prinzipielles Systemverhalten	370
6.2	Kommutierung des selbstgeführten Wechselrichters	372
6.3	Auslegungsgang beim I–Umrichter mit Phasen­fol­gelöschung	385
6.3.1	Kritische Betriebszustände	385
6.3.2	Beanspruchung der Umrichterelemente	389
6.3.2.1	Kommutierungs–Kondensator	389

6.3.2.2	Thyristoren	391
6.3.2.3	Dioden	393
6.3.2.4	Kommutierungsrosseln, Stufendrosseln	393
6.3.2.5	Entlastungsschaltungen (TSE-Beschaltungen)	395
6.3.2.6	Umrichter mit Zusatzschaltung	398
6.3.3	Auslegung der Einspeisung	399
6.3.3.1	Netzgeführter Stromrichter	399
6.3.3.2	Zwischenkreisdrossel	401
6.3.4	Auslegung der Asynchronmaschine	408
6.3.4.1	Betrieb mit Normmotoren	408
6.3.4.2	Stern- bzw. Dreieckschaltung der Maschine	411
6.3.4.3	Kleiner Stromhub	412
6.3.4.4	Beanspruchung der Motorisolation	413
6.3.5	Anwendungsbeispiele	414
6.4	Steuer- und Regelverfahren	417
6.5	Weiterentwicklungen der selbstgeführten I-Umrichter	419
6.5.1	I-Umrichter mit abschaltbaren Bauelementen	419
6.5.2	Schaltzustände im I-Wechselrichter mit abschaltbaren Bauelementen	425
6.5.3	Schaltentlastung für blockierfähige GTOs	427
6.5.4	Kommutierungsvorgang	428
6.6	Abschließende Bemerkungen	432
7	Gleichspannungswandler (Gleichstromsteller)	439
7.1	Prinzip des Gleichspannungswandlers (Tiefsetzsteller)	440
7.2	Gleichspannungswandler mit nicht abschaltbaren Bauelementen	442
7.2.1	Gleichspannungswandler-Grundschtaltung (Träger-Schaltung) .	442
7.2.2	Sperrspannungsfreie Gleichspannungswandler-Schaltung	448
7.2.3	Weitere Schaltungs-Abwandlungen mit Löschkreis	456
7.3	Gleichspannungswandler mit abschaltbaren Bauelementen . . .	460
7.3.1	Gleichspannungswandler-Grundschtaltung mit GCT/GTO . . .	460
7.3.2	Gleichspannungswandler mit GTO und RCD-Beschaltung . . .	463
7.3.3	Schaltung mit zusätzlichem Spannungsbegrenzer	468
7.3.4	Verlustfreie Entlastungsschaltung nach Marquardt	472
7.3.5	Zusammenfassung Entlastungsschaltungen	476
7.4	Grundlegende Steuerung und Regelung von Gleichspannungswandlern	478
7.4.1	Pulsweitensteuerung	478
7.4.2	Pulsfolgesteuerung	480
7.4.3	Zweipunktregelung des Gleichspannungswandlers	480
7.5	Gleichstromstellerschaltungen für Ein- und Mehr-Quadrant-Betrieb	483
7.5.1	Motorischer Ein-Quadrant-Betrieb	483
7.5.2	Generatorischer Ein-Quadrant-Betrieb	485
7.5.3	Zwei-Quadrant-Betrieb mit Ankerstromumkehr	487

7.5.4	Zwei-Quadrant-Betrieb mit Ankerspannungsumkehr	488
7.5.5	Vier-Quadrant-Betrieb	492
7.5.6	Interleaved-Wandler	495
7.6	Leistungsfaktor-Korrektur	496
7.7	Weitere Abwandlungen der Gleichstromsteller-Schaltungen	508
	<i>Prof. Dr. M. Reddig, Augsburg</i>	
7.8	Dreiphasige Pulsleichrichtersysteme	512
	<i>Prof. Dr. J. W. Kolar und Thomas Friedli, ETH Zürich</i>	
7.8.1	Einleitung	513
7.8.2	Klassifizierung unidirektionaler dreiphasiger Gleichrichtersysteme	518
7.8.3	Phasenmodulare Gleichrichter	522
7.8.3.1	Y-Rectifier	524
7.8.3.2	Δ -Rectifier	528
7.8.3.3	Diskussion	531
7.8.4	Direkt dreiphasige Pulsleichrichtertopologien	532
7.8.4.1	Systeme mit Hochsetzsteller-Charakteristik	534
7.8.4.2	Systeme mit Tiefsetzsteller-Charakteristik	552
7.8.4.3	Systeme mit Hoch- und Tiefsetzsteller-Charakteristik	562
7.8.5	Dimensionierung der Leistungshalbleiter und EMV-Filterung	563
7.8.5.1	Dimensionierung der Leistungshalbleiter	566
7.8.5.2	Gegentakt- und Gleichtakt-EMV-Filter	566
7.8.6	Vergleichende Gegenüberstellung	571
7.8.6.1	Definition der Kennwerte	573
7.8.6.2	Vergleich des Active Six-Switch Boost-Type PFC Rectifier, des Δ -Switch Rectifier und des VIENNA Rectifier	576
7.8.6.3	Vergleich des Active Six-Switch Buck-Type PFC Rectifier und des SWISS Rectifier	577
7.8.7	Schlussfolgerungen	579
8	Selbstgeführte Wechselrichter mit eingprägter Spannung (U-Wechselrichter)	583
8.1	Einführung	583
8.2	Zweipunkt-Wechselrichter	584
8.2.1	Grundfrequenztaktung und Drehspannungssystem	584
8.2.2	Spannungssteuerung	589
8.2.3	Kommutierungsschaltungen	591
8.3	U-Umrichter mit variabler Zwischenkreisspannung	593
8.3.1	Zweipunkt-Wechselrichter mit Gleichstromsteller	594
8.3.1.1	Ungesteuerte netzseitige Diodenbrücke	594
8.3.1.2	Gleichstromsteller	596
8.3.1.3	Zweipunkt-Wechselrichter — Funktionsweise	596
8.3.2	Kommutierung des Wechselrichters mit Summenlöschung	600
8.3.3	Netzgeführter Stromrichter als Einspeise-Stellglied	603
8.3.4	VSC zu Back to Back Umrichter (BBC)	605

8.3.4.1	Grundlagen	605
8.3.4.2	Zwischenkreis-Auslegung	611
8.3.4.3	Ansteuerungen	612
8.3.4.4	Regelung	613
8.3.4.5	Kosten-Nutzen-Analyse	617
8.3.4.6	FACTs-Konfiguration	620
8.3.4.7	Simulationsverfahren	622
8.3.4.8	Regelung - Realisierung	623
8.3.4.9	PFC-Gleichrichter	629
8.3.4.10	Sondereffekte	631
8.3.4.11	Praktische Hinweise	636
8.4	Pulsverfahren, Pulsweitenmodulation	640
8.4.1	Randbedingungen	640
8.4.2	Zweipunktregelung	640
8.4.3	Pulsweitenmodulation	642
8.4.4	Unterschwingungsverfahren	646
8.4.5	Sinus–Dreieck–Modulation allgemein	651
8.4.5.1	Sinus-Dreieck PWM mit Zwischenpulsverschiebung	658
8.4.6	Injektion von Harmonischen in das Grundschwingungssignal	659
8.4.7	Rechteck-Dreieck-Modulation	663
8.4.8	Rechteck-Dreieck-PWM; Oberschwingungen	664
8.4.9	Übermodulation – Übersteuerung	673
8.4.10	Raumzeigermodulation	677
8.4.11	Übermodulation – Raumzeigermodulation	682
	<i>Prof. Dr. A. M. Khambadkone, The National University of Singapore</i>	
8.4.12	PWM mit abgetastetem Sollwertsignal	686
8.4.13	Direkte PWM	688
8.4.14	Optimierte Pulsmustererzeugung	689
8.4.15	Wechselrichter–Spannungsfehler	699
8.5	Mehrpunkt–Wechselrichter	702
8.5.1	Dreipunkt–Wechselrichter, prinzipielle Funktion	702
8.5.2	Nullpunkt–Stabilisierung	711
8.5.3	Spannungsbeanspruchung und Leistung	712
8.5.4	Diode–Clamped–Wechselrichter, Realisierung	713
8.5.5	Aktiver NP–Wechselrichter	714
8.5.6	Imbricated–Mehrpunkt–Wechselrichter	715
8.5.6.1	5L-FC-CI-Wechselrichter	717
8.5.7	Kaskadierte Mehrpunkt–Wechselrichter	724
8.5.8	Hybride–Mehrpunkt–Wechselrichter	726
8.5.9	Modulare Mehrpunkt-Umrichter (MMC, M2C)	729
	<i>Prof. Dr. R. Marquardt, Dipl.-Ing. Yeqi Wang, München</i>	
8.5.9.1	Einleitung	729
8.5.9.2	Grundlagen Modularer Mehrpunkt-Umrichter	730
8.5.9.3	Betrieb mit niedrigen Ausgangsfrequenzen bis $\omega_1=0$	743

8.5.9.4	Symmetrierung der internen Energieverteilung	746
8.5.9.5	Symmetrierung der internen Energiespeicher (AC-Betrieb) . . .	748
8.5.9.6	Steuerung der DC-Seite	753
8.5.9.7	Kurzschluss der DC-Seite	754
8.5.9.8	Fehlertoleranz und Redundanz	756
8.5.9.9	Dimensionierung und Submodul-Topologie	758
8.5.10	Modulationsverfahren für Mehrpunkt-Wechselrichter	768
8.5.11	Blockbetrieb Mehrpunkt-Wechselrichter	768
8.5.12	Pulsweitenmodulation Mehrpunkt-Wechselrichter	770
8.5.13	Raumzeigermodulation, Mehrpunkt-Wechselrichter	774
8.6	Modulationsverfahren für den M2C	777
8.7	Anwendungen – Aspekte	779
8.7.1	Multi-Level Topologien in der Hochleistungselektronik	780
	<i>Dr. P. K. Steimer, ABB, Schweiz</i>	
8.7.1.1	Halbleitertechnologie - Hochleistungselektronik	780
8.7.1.2	Topologien für die Hochleistungselektronik	785
8.7.1.3	Neutral-Point Clamped Topologien	785
8.7.1.4	Flying Capacitor Topologien	786
8.7.1.5	Aktive Neutral Point Multi-level Topologie	787
8.7.1.6	Multi-level Umrichter, Zellen-Aufbau und Einspeisung	787
8.7.1.7	Multi-level Umrichter, Zellen Aufbau	791
8.7.1.8	Zusammenfassung und Ausblick	793
8.7.2	Beschaltungs-Minimierung	795
8.7.2.1	Beschaltung – Ausgangssituation	795
8.7.2.2	Varianten mit IGCT und Si-Dioden	798
8.7.2.3	IGBT-Diode (MOSFET-Diode)	803
8.7.2.4	Messergebnisse eines IGBT	812
8.7.3	MOSFET- und IGBT-Gatetreiber	826
	<i>Dr. habil. R. Herzer, Semikron, Nürnberg</i>	
8.7.3.1	Komponenten und Grundprinzipien eines leistungselektronischen Systems	826
8.7.3.2	Grundlagen von Gatetreibern	828
8.7.3.3	Ansteuerung und Schaltverhalten	831
8.7.3.4	Integrierte Potentialtrennung und sekundärseitige Versorgung	840
8.7.3.5	Gatetreiber mit galvanischer Isolation für mittlere und hohe Leistungen	842
8.7.3.6	Gatetreiber mit erweiterter digitaler Signalverarbeitung für hohe Leistungen	848
8.7.3.7	Gatetreiber für niedrige Leistungen ohne galvanische Isolation	851
8.7.3.8	Grundlegende Konzepte und Funktionen hochspannungsfester Treiber-ICs (bis 1200V)	852
8.7.3.9	Gatetreiber in PN-Isolation	854
8.7.3.10	Gatetreiber in SOI-Technologie	856
8.7.3.11	Gatetreiber mit Multi-Chip-Integration für 1200V	859

8.7.3.12	Treiber- und IGBT/FWD-Inverter-Integration auf einem Chip (<i>single chip inverter</i>)	862
8.7.4	Elektrische Belastung der Leistungshalbleiter beim Schalten <i>Prof. Dr. H. G. Eckel, Dipl.-Ing. J. Böhmer, Rostock</i>	863
8.7.4.1	Elektrische Belastung der Leistungshalbleiter beim Schalten im normalen Betrieb	863
8.7.4.2	Schaltbelastungen beim Abschalten von IGBT	864
8.7.4.3	Schaltbelastungen beim Reverse-Recovery von Dioden	880
8.7.4.4	Besondere Schaltbedingungen	883
8.7.4.5	Elektrische Belastung der Leistungshalbleiter in Fehlerfällen	886
8.7.4.6	Ausgangsseitige Kurzschlüsse auf der Gleichspannungsseite	887
8.7.4.7	Ausgangsseitige Kurzschlüsse auf der Wechselspannungsseite	889
8.7.4.8	Kurzschlussverhalten des IGBTs	890
8.7.4.9	Kurzschlussverhalten von Dioden	896
8.7.4.10	Kurzschlüsse im Umrichter	897
8.7.4.11	Komponenten der Ansteuerschaltung zur Beherrschung der Kurz- schlussfälle	900
8.8	Auslegung eines Drehstromantriebs mit Pulswechselrichter	903
8.8.1	Bemessung der frequenzgesteuerten Asynchronmaschine	903
8.8.2	Dimensionierung des Pulswechselrichters	905
8.8.3	Pulsationsmomente	907
8.8.4	Gleichspannungs-Zwischenkreis	909
8.8.5	Eingangsschaltungen und Bremsbetrieb	909
8.8.6	Anwendungsbereiche der Pulswechselrichter	912
8.9	Selbstgeführte Thyristor-Wechselrichter mit Phasenlöschung	912
8.9.1	Schaltung und Arbeitsweise	913
8.9.2	Dimensionierung der Schaltung (Übersicht)	919
8.9.3	Grundgleichungen der Kommutierung	921
8.9.4	Kommutierungsbedingung	923
8.9.5	Thermische Belastung der Lastthyristoren	925
8.9.5.1	Schalt- und Kommutierungsstromverluste	925
8.9.5.2	Laststromverluste (Durchlaßverluste)	926
8.9.5.3	Gesamte Verlustleistung in den Lastthyristoren	930
8.9.6	Bestimmung der Kommutierungselemente	931
8.9.7	Kriterien zur Auswahl der Kommutierungselemente	931
8.10	Beschaltung von Leistungshalbleitern	936
8.10.1	RCD-Schutzbeschaltung mit Überlaufkondensator	937
8.10.1.1	Einschaltvorgang	939
8.10.1.2	Ausschalten großer Lastströme	940
8.10.1.3	Ausschalten kleiner Lastströme	942
8.10.2	Unsymmetrische Beschaltung	944
8.10.2.1	Einschaltvorgänge	945
8.10.2.2	Ausschalten großer positiver Lastströme	947
8.10.2.3	Ausschalten großer negativer Lastströme	949

8.10.2.4	Ausschalten kleiner Lastströme	950
8.10.3	Symmetrische Schutzbeschaltung	952
8.10.3.1	Einschaltvorgang	952
8.10.3.2	Ausschalten großer Lastströme	954
8.10.3.3	Ausschalten kleiner Lastströme	955
8.10.4	Vergleich der Schutzbeschaltungen	957
8.10.5	Abschließende Hinweise	958
8.11	Auslegungsbeispiel für einen U–Wechselrichter	961
8.11.1	Einführung	961
8.11.2	Orientierende Festlegung der Zwischenkreisspannung	962
8.11.3	Weiterführende Überlegungen zur Bestimmung der Sperrspannung der Halbleiter	966
8.11.4	Schutzkonzept eines U–Umrichters	967
8.11.5	Orientierende Festlegung des abzuschaltenden Stroms	968
8.11.6	Weiterführende Überlegungen zum abschaltbaren Strom und zur Beschaltung	969
8.11.7	Quervergleich der bisherigen Ergebnisse	973
8.11.8	Auslegung des Zwischenkreiskondensators	974
8.11.9	Sicherheitsfaktoren	975
8.11.10	Verluste, Schaltfrequenzen, Kühlung	976
8.11.11	Zusammenfassung	988
8.12	Zusatzbeanspruchungen der Drehfeldmaschine	989
	<i>Prof. Dr. A. Binder, Darmstadt</i>	
8.12.1	Einleitung	989
8.12.2	Spannungsreflexionen an den Maschinenklemmen	990
8.12.2.1	Ausbreitung von elektromagnetischen Wellen auf verlustfreien Maschinezuleitungen bei Reflexionskoeffizienten $r = \pm 1$	990
8.12.2.2	Ausbreitung von elektromagnetischen Wellen auf verlustfreien Maschinezuleitungen bei Reflexionskoeffizienten $ r < 1$	998
8.12.2.3	Kritische Länge der Maschinezuleitung	1000
8.12.3	Transiente Spannungsverteilung in der Maschinenwicklung	1004
8.12.4	Beanspruchung der Wicklungsisolierung bei Umrichterspeisung	1008
8.12.5	Umrichterbedingte Lagerströme in elektrischen Maschinen	1014
8.12.5.1	Gleichtaktspannung der Statorwicklung gegen Erde	1014
8.12.5.2	Entladeströme in den Lagern	1019
8.12.5.3	Kapazitive Umladeströme	1019
8.12.5.4	Hochfrequenter über die Lager fließender Kreisstrom	1020
8.12.5.5	Hochfrequenter Rotor–Erdstrom	1022
8.12.6	Systemauslegung von umrichtergespeisten Drehstromantrieben bei großem du/dt	1023
8.12.6.1	Kapazitive Ladeströme der Maschinezuleitungen	1023
8.12.6.2	Umrichterausgangs–Filter	1025
8.12.6.3	Motoreingangsimpedanzen zur Reflexionsvermeidung	1033

8.12.6.4	Maßnahmen zur Verringerung oder Vermeidung von umrichterbedingten Lagerströmen	1035
8.12.6.5	Fehlerstromschutzschalter bei umrichter gespeisten Antrieben . .	1039
9	Resonant schaltentlastete Wandler	1041
9.1	Die Zellenstruktur der Gleichspannungswandler	1044
9.2	Resonante Schaltentlastung: Grundüberlegungen	1051
9.2.1	Einführung	1051
9.2.2	Nullspannungsschalter (ZVS)	1052
9.2.3	Nullstromschalter (ZCS)	1056
9.2.4	Quasi-resonante und multi-resonante Wandler – Eine Gegenüberstellung	1058
9.3	Quasi-resonante Zellwandler	1060
9.3.1	Die quasi-resonanten Wandlerzellen in der Phasenebene	1060
9.3.2	Quasi-Resonant Zero-Voltage-Switching (QR ZVS)	1062
9.3.3	Quasi-Resonant Zero-Current-Switching (QR ZCS)	1082
9.3.4	Die Gleichungen aller quasi-resonanten Zellen	1094
9.3.5	Bewertung der quasi-resonanten Zellen	1095
9.4	Multi-resonante Zellwandler	1105
9.4.1	Die multi-resonante ZVS-Wandlerzelle im Phasenraum	1107
9.4.2	Die vier Betriebsmodi	1112
9.5	Resonante Brückenschaltungen	1134
9.5.1	Erweiterte Resonanz-Brückenschaltungen	1140
9.5.1.1	Serien-Parallel-Resonanz-Brückenschaltung (LCC)	1140
9.5.1.2	LLC-Brückenschaltung	1142
9.5.2	Modulationsstrategien für Serien-Parallel Resonanz Wandler . .	1144
9.5.3	Analyse resonanter Schaltungen	1145
9.5.4	Serien-Resonanz-Wandler bei induktiver Betriebsweise (ZVS) .	1149
9.5.5	Serien-Parallel-Resonanz-Wandler mit kapazitivem Ausgangsfilter	1153
9.5.5.1	Serien-Parallel-Resonanz-Wandler bei induktiver Betriebsart (ZVS)	1153
9.5.5.2	Serien-Parallel-Resonanz-Wandler zur Ansteuerung von Hochspannungskaskaden	1159
9.5.6	Serien-Parallel-Resonanz-Wandler mit induktivem Ausgangsfilter bei optimierter Modulation	1166
9.5.6.1	Modellbildung im Frequenzbereich	1168
9.5.6.2	Modellbildung im Zeitbereich bei stationärem Betrieb	1169
9.5.6.3	Vergleich von Modellierungstechniken	1175
9.5.7	LLC-Wandler	1177
9.5.8	LLCC-Resonanz-Brückenschaltung zur Ansteuerung piezoelektrischer Aktuatoren	1182
9.5.9	Zusammenfassung resonante Gleichspannungswandler	1188
9.6	Transient-resonante Gleichspannungswandler	1189
9.6.1	Einführung	1189
9.6.2	Die transient-resonanten Schalter	1190

9.6.3	Transient-resonante Zellwandler	1192
9.6.4	Transient-resonante Brückenwandler	1206
9.7	Dreiphasige resonante Wechselrichter	1222
9.7.1	Einführung	1222
9.7.2	Der ARCPI (Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter) . .	1223
9.7.3	Der NLRPI (Non Linear Resonant Pole Inverter)	1229
9.7.4	Zusammenfassung resonanter Dreiphasen-Wechselrichter	1235
10	Leistungselektronische Blindleistungs-Kompensation	1236
10.1	Einführung: Verbraucher-Kompensation in Industrienetzen . . .	1236
10.2	Spannungsstabilisierung in Übertragungsnetzen	1243
10.3	Blindleistungsquellen	1249
10.3.1	Synchronmaschinen	1249
10.3.2	Parallelkondensatoren	1249
10.3.3	Serienkondensatoren	1250
10.4	Dynamische Blindleistungsquellen	1251
10.4.1	Sättigbare Spulen	1251
10.4.2	Netzgeführte Stromrichter-Stellglieder	1257
10.4.3	Thyristor-geschaltete Kondensatoren	1258
10.4.4	Thyristor-gesteuerte Spule (TCR)	1259
10.5	Herkömmliche Steuer- und Regelverfahren	1260
10.6	Weiterführende Überlegungen — Stellglieder	1270
10.7	Selbstgeführte Stellglieder als Kompensator	1273
10.8	Weitere Überlegungen — Prädiktive Signalverarbeitung	1275
10.9	Flexible AC Transmission Systems (FACTS)	1283
10.9.1	Neuere Entwicklungen bei FACTS	1287
11	Sondergebiete der Leistungselektronik	1292
11.1	Stromrichter für elektrische Triebfahrzeuge	1294
	<i>Prof. Dr. H.-G. Eckel, Rostock</i>	
11.1.1	Netzspannungen in der Traktion	1294
11.1.2	Traktion für DC-Netze	1296
11.1.2.1	Gleichstromsteller mit Gleichstrommotor	1296
11.1.3	Traktion für AC-Netze	1297
11.1.3.1	Stromzwischenkreisumrichter mit Synchronmotoren	1298
11.1.4	Antriebssysteme für mehrere Netzspannungen	1299
11.1.5	Dieselelektrische Systeme	1301
11.2	Three-Phase Active Filters for Power Conditioning	1304
	<i>Prof. Dr. H. Akagi, Tokyo Institute of Technology, Japan</i>	
11.2.1	Introduction	1304
11.2.2	Voltage Harmonics in Power Systems	1306
11.2.2.1	Harmonic-producing loads	1306
11.2.2.2	Voltage THD and 5th-harmonic voltages	1306

11.2.3	Traditional Passive Filters	1307
11.2.3.1	Circuit configurations	1307
11.2.3.2	Consideration to installation	1309
11.2.4	Pure Active Filters for Power Conditioning	1309
11.2.4.1	Circuit configurations of shunt and series active filters	1309
11.2.4.2	Three-phase voltage-source and current-source PWM converters	1311
11.2.4.3	Three-phase pure active filters	1311
11.2.4.4	Trends in pure active filters	1314
11.2.5	Series Active Filters	1314
11.2.5.1	System configuration	1314
11.2.5.2	Operating principle	1315
11.2.5.3	Design and effect of switching-ripple filters	1316
11.2.5.4	Experimental results - Series Active Filters	1318
11.2.6	Hybrid Active Filters for Harmonic-Current Filtering	1320
11.2.6.1	Circuit configurations	1320
11.2.6.2	Experimental waveforms	1321
11.2.7	Low-Voltage Transformerless Hybrid Active Filters	1323
11.2.7.1	The 480 V hybrid active filter	1323
11.2.7.2	The 480 V pure active filter	1325
11.2.7.3	Design of the 480 V hybrid active filter	1327
11.2.7.4	Comparisons between the 480 V hybrid and pure filters	1328
11.2.8	The 400 V Hybrid Active Filter	1331
11.2.8.1	System configuration	1331
11.2.8.2	Start-up procedure	1332
11.2.8.3	Steady-state performance of the passive filter used alone	1332
11.2.8.4	Steady-state performance of the hybrid filter	1333
11.2.8.5	Transient-state performance of the hybrid filter	1335
11.2.9	Medium-Voltage Transformerless Hybrid Active Filters	1335
11.2.10	Practical Applications of Active Filters	1336
11.2.10.1	Application to harmonic-current filtering	1336
11.2.10.2	Application to voltage-flicker reduction	1339
11.2.11	Conclusions	1340
11.3	Elektronische Energiewandler für netzgekoppelte photovoltaische Solarenergieanlagen	1341
	Prof. Dr.-Ing. habil. Peter Zacharias	
11.3.1	Einleitung	1341
11.3.2	Grundsätzliche Zielstellungen und Anforderungen	1342
11.3.3	Gestaltung der Energiewandlungskette DC/AC für FV-Systeme	1348
11.3.4	Situation bei den Halbleiterschaltern	1351
11.3.5	MPP-Tracking	1354
11.3.6	Schaltungstopologien für netzgekoppelte Fotovoltaik- Wechselrichter	1356
11.3.6.1	Wandlerstrukturen zur Erfüllung der netzseitigen Anforderungen	1357
11.3.6.2	Generatorseitige Anforderungen an PV-Wechselrichter	1360

11.3.7	Gütekriterien zur Einschätzung von Topologien zur Energiewandlung	1367
11.3.8	Netzintegration von fotovoltaischen Energielieferanten	1369
11.3.8.1	Dezentrale Spannungsregelung in Netzen	1369
11.3.8.2	Blindleistungskompensation	1372
11.3.8.3	Spitzenlastabsenkung, Flickerminderung und Versorgungssicherung	1373
11.3.9	Netzstützung im Fehlerfall	1375
11.3.10	Zusammenfassung	1378
11.4	Akustische Grundlagen zur Geräuschmessung	1380
	<i>F. Witzani, Osram, München</i>	
11.4.1	Praktisches Messverfahren zur Bestimmung der akustischen Schalleistung	1385
11.4.2	Ermittlung der Schalleistung aus dem mittleren Schalldruck in der Halbkugel	1387
11.4.3	Grundlegende Mechaniken der Schallerzeugung in elektrischen Komponenten	1387
11.4.4	Praktische Methode zur Schalleistungsmessung an elektrischen Komponenten	1391
11.4.5	Umsetzung einer Geräuschreduzierung mit messtechnischer Auswertung	1395
11.4.6	Schlussfolgerung	1399
12	Simulation von leistungselektronischen Schaltungen	1400
13	Solid-State Transformers	1408
	<i>Prof. Dr. Johann W. Kolar, Dr. Jonas E. Huber, Zürich</i>	
13.1	Einleitung	1410
13.1.1	SST-Eingangsstufen für zukünftige elektrische Triebfahrzeuge .	1410
13.1.1.1	AC//DC-Konversion konventioneller Triebfahrzeuge	1410
13.1.1.2	SST-basierte AC//DC-Konversion zukünftiger Triebfahrzeuge .	1414
13.1.2	SST-Systeme in zukünftigen AC Smart Grids	1418
13.1.2.1	Klassische AC-Energieverteilung	1418
13.1.2.2	Anforderungen an AC//AC-SST-Systeme in Smart Grids	1421
13.1.2.3	SST-Konzept für AC-Verteilnetze	1423
13.1.3	Zukünftige Anwendungsfelder allgemeiner SST-Systeme	1430
13.1.3.1	AC//AC-SST mit Ausgangsspannung höherer/variabler Frequenz	1431
13.1.3.2	SST mit einseitiger DC-Anbindung	1435
13.1.3.3	SST mit beidseitiger DC-Anbindung	1476
13.1.4	Betriebskennwerte und Topologische Klassifizierung	1487
13.1.5	Gliederung des Beitrages	1491
13.2	Einphasen-AC//DC-SST-Konzepte	1492
13.2.1	Einleitung	1492
13.2.2	Modulare AC/DC-DC//DC-Konversion	1508

13.2.3 Modulare direkte AC//DC-Konversion 1518

13.2.4 Modulare AC//|AC|-|AC|/DC-Konversion 1521

13.2.5 Zelluläre direkte AC//DC-Konversion 1525

13.2.6 Teilmodulare direkte AC//DC-Konversion 1527

13.2.7 Teilmodulare AC/DC-DC//DC-Konversion 1530

13.3 Dreiphasen-AC//AC-SST-Konzepte 1532

13.3.1 Grundlagen 1533

13.3.2 Modulare Direkte AC//AC-Konversion 1539

13.3.3 Teilmodulare AC/DC-DC//DC-DC/AC-Konversion 1546

13.3.4 Teilmodulare AC//AC-AC/DC-DC/AC-Konversion 1550

13.3.5 Nicht modulare AC/DC-DC//DC-DC/AC-Konversion 1562

13.4 DC//DC-SST-Konzepte 1567

13.4.1 Grundlagen 1568

13.4.1.1 Dual Active Bridge (DAB) DC//DC-Konversion 1569

13.4.1.2 DC-Transformator 1575

13.4.2 Modulare DC//DC-Konversion 1581

13.4.3 Teilmodulare DC//DC-Konversion 1583

13.4.4 Nicht Modulare DC//DC-Konversion 1586

13.5 Zusammenfassung 1587

13.6 Appendix 1600

13.6.1 Appendix A: Wachstumsgesetze und Verlustminimierung von Transformatoren 1600

13.6.1.1 Wachstumsgesetz bei konstanter Stromdichte und magnetischer Aussteuerung 1601

13.6.1.2 Wicklungs- und Eisenverluste 1603

13.6.1.3 Wachstumsgesetz für thermische Limitierung 1604

13.6.1.4 Abhängigkeit der Verluste von Windungszahl und Betriebsfrequenz 1605

13.6.1.5 Analytische Berechnung der optimalen Betriebsfrequenz und Windungszahl 1608

13.6.1.6 Analyse der möglichen Erhöhung des Wirkungsgrades trotz Ver- ringerung der Baugröße 1614

13.6.2 Appendix B: Vorteile und Skalierung von Multizellenkonzepten 1617

13.6.3 Appendix C: Zuverlässigkeit und Redundanz 1624

Variablenübersicht 1628

Literaturverzeichnis 1639

Allgemeine Literatur (Bücher) 1639

Netzgeführte Stromrichter 1644

Direktumrichter 1649

Matrixkonverter 1652

Untersynchrone Kaskade – USK 1660

Stromrichteromotor 1662

I-Umrichter	1665
Gleichspannungswandler	1670
Leistungsfaktor-Korrektur	1673
Entlastungsschaltungen	1673
Dreiphasige Pulsgleichrichtersysteme	1678
U-Umrichter	1686
Übermodulation – Raumzeigermodulation	1704
Dreipunkt-Wechselrichter	1705
Multi-Level Topologien in der Hochleistungselektronik	1709
Modulare Mehrpunkt-Umrichter (M2C)	1712
MOSFET- und IGBT-Gatetreiber	1715
Elektrische Belastung der Leistungshalbleiter beim Schalten im normalen Betrieb	1718
Zusatzbeanspruchungen der Drehfeldmaschine	1720
Resonant schaltentlastete Wandler	1723
Spannungsstabilisierung	1732
Aktive Filter	1736
FACTS	1741
Traktions-Antriebe	1743
Photovoltaikanlagen	1751
Elektronische Energiewandler für netzgekoppelte fotovoltaische Solarener- gieanlagen	1754
Simulation von leistungselektronischen Schaltungen	1760
Solid-State Transformer	1763
Stichwortverzeichnis	1786



1

Leistungselektronische Umformer (Grundlagen)

Die Leistungselektronik ist eine Schlüsseltechnologie der elektrischen Energietechnik. Sie ermöglicht die universelle Umformung elektrischer Energie mit Hilfe elektronischer Bauelemente und Schaltungen. Charakteristische Punkte sind:

- Stufenlose, elektronische Steuerung und Regelung des Energieflusses
- Prinzipiell verlustlose Energieumformung
(Wirkungsgrad $\eta \rightarrow 1$)
- Beliebige Energierichtung
(Motor-/Generator-Betrieb, Laden/Entladen, Einspeisen/Rückspeisen)
- Universelle Umformung
(Spannung, Strom, Frequenz, Phasenzahl)

Alle diese Eigenschaften sind wertvoll und notwendig für elektrische Antriebssysteme, die Automatisierungstechnik, Mobilität, Robotik und die zukünftige Energieversorgung. Die Anforderung elektrische Maschinen verlustarm und stufenlos in der Drehzahl zu verstellen, war historisch gesehen einer der entscheidenden Anstöße zur Entwicklung elektronischer Umformer. Die ersten Ideen zum Ersatz der elektromechanischen Maschinen-Umformer konnten jedoch erst durch die moderne Halbleitertechnik technisch vorteilhaft realisiert werden. Der Fortschritt der Leistungselektronik ist seit den 80er-Jahren - und auch weiterhin - eng mit der Entwicklung der Halbleitertechnik und der mikroelektronischen Steuerungen verbunden.

Geeignete Halbleiterschalter für die Leistungselektronik waren in der Anfangszeit nur als (nicht steuerbare) Silizium-Dioden und als Silizium-Thyristoren verfügbar. Letztere wurden - auf Grund ihrer großen Ähnlichkeit mit Dioden - in der englischen Literatur sehr treffend als „Silicon-Controlled-Rectifier“ (SCR) bezeichnet. Die speziellen und eingeschränkten Eigenschaften dieser Halbleiterschalter hatten einen prägenden Einfluß auf die Schaltungstechnik der leistungselektronischen Umformer. Die Bezeichnungen „Stromrichter“ und „Ventile“ (für die Halbleiterschalter) haben hier ihren Ursprung. Gleiches gilt für die Dominanz der netzgeführten Stromrichter und der rückwärtssperrenden Halbleiterschalter

(sog. „Strom-Ventile“). Der Anwendungsbereich dieser Schaltungen beschränkt sich inzwischen auf wenige Felder, welche i.a. durch sehr hohe Leistungen gekennzeichnet sind (HVDC, stationäre Großantriebe).

Das Aufkommen, moderner abschaltbarer Leistungshalbleiter - insbesondere MOSFET und IGBT - führte zu einer Vielfalt neuartiger, an die Möglichkeiten dieser Halbleiter besser angepasster, Schaltungen. Betrachtet man die möglichen Grundtypen elektronischer Schalter in allgemeiner Form (Tab. 1.1), wird ersichtlich, dass die vom Thyristor stammende Form des rückwärtssperrenden Schalters (RB, Reverse Blocking) nur ein Spezialfall ist (Tab. 1.1).

Tatsächlich sind rückwärtsleitende Schalter (RC, Reverse Conducting) für die Mehrzahl der modernen Schaltungstopologien besser geeignet und bezüglich der Energieverluste und der Ausnutzung der Halbleiterfläche überlegen. Diese Entwicklungslinie führt über den MOSFET, den RC-IGBT bis zu den ebenfalls rückwärtsleitenden FET auf Basis neuartiger Halbleitermaterialien (Silizium-Carbid, Gallium-Nitrid).

Es ist üblich bei der Umformung elektrischer Energie gewisse Grundfunktionen zu unterscheiden (Abb. 1.1).

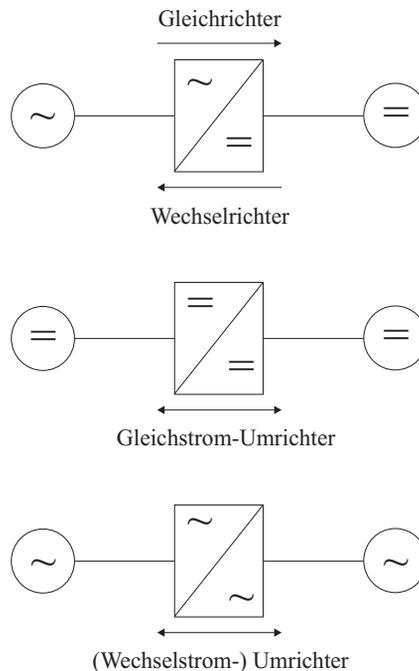
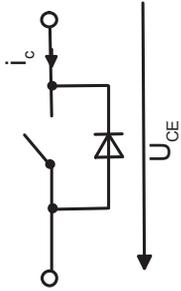
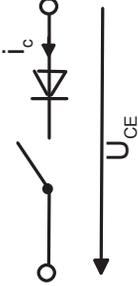
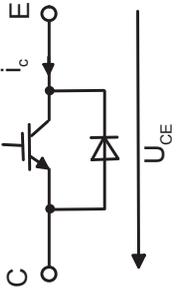
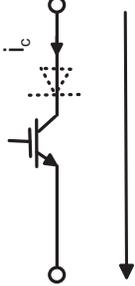
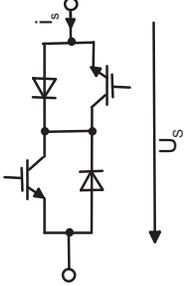


Abb. 1.1: Grundfunktionen der Energieumformung mit Stromrichtern

Tabelle 1.1: Grundtypen elektronischer Schalter

<p>ESB (Prinzip)</p>	<p>Rückwärtsleitend „RC“</p> 	<p>Rückwärtsperrend „RB“</p> 	<p>Bipolar schaltbar „Universelle“</p> 
<p>Bauelement (Beispiel)</p>	<p>MOSFET</p>	<p>Thyristor</p>	<p>TRIAC</p>
<p>Realisierung mit IGBT</p>			

1. *Gleichrichten* ist die Umformung von Wechselstrom in Gleichstrom, wobei ein Energiefluß vom Wechselstrom- in das Gleichstromsystem erfolgt.
2. *Wechselrichten* ist die Umformung von Gleichstrom in Wechselstrom, wobei nun ein Energiefluß vom Gleichstrom- in das Wechselstromsystem geschieht.
3. *Gleichstrom-Umrichten* ist die Umformung von Gleichstrom mit einer gegebenen Spannung und Polarität in Gleichstrom mit einer anderen Spannung und gegebenenfalls der umgekehrten Polarität, wobei ein Energietransport in beide Richtungen erfolgen kann. Dieser Stromrichtertyp wird im allgemeinen als *Gleichspannungswandler (Gleichstrom-Umrichter)* bezeichnet.
4. *Wechselstrom-Umrichten* ist die Umformung von Wechselstrom mit einer gegebenen Spannung, Frequenz und Phasenzahl in Wechselstrom mit einer anderen Spannung, Frequenz und Phasenzahl, wobei der Energietransport ebenso in beide Richtungen möglich ist. Dieser Stromrichtertyp wird im allgemeinen abgekürzt als *Umrichter* bezeichnet.

Diese Darstellung mit den zugehörigen Funktionsbezeichnungen darf jedoch nicht zu dem Schluß verleiten, dass der jeweiligen Funktion immer umkehrbar eindeutig eine Schaltung zugeordnet werden könnte. Eine Schaltung welche z.B. die Funktion des Wechselrichtens realisieren kann, ist i.a. auch in der Lage die Funktion des Gleichrichtens zu erfüllen. Für Schaltungen, welche in allen Polaritäten der Ströme und Spannungen funktionsfähig sind, entfällt z.B. auch der Unterschied zwischen Gleichstromumrichten und Wechselstromumrichten („4-Quadranten-Betrieb“). Insbesondere für das Verständnis der modernen (selbstgeführten) leistungselektronischen Schaltungen ist es i.a. förderlich den 4-Quadranten-Betrieb als Normalfall und eventuelle Einschränkungen als Spezialfall zu sehen.

Leistungselektronische Schaltungen lassen sich auch nach der Art der Kommutierung unterscheiden, d.h. nach der Art und Weise in der die Umschaltung des Laststromes auf die verschiedenen Schaltungszweige erfolgt. Auch dieses Ordnungskriterium hat durch die Dominanz der modernen (selbstgeführten) Schaltungen mit abschaltbaren Leistungshalbleitern jedoch an Bedeutung verloren: Netzgeführte und lastgeführte Stromrichter (mit „natürlicher“ Kommutierung) sind zum Sonderfall geworden - auch wenn diese Schaltungen für sehr hohe Leistungen noch einige Anwendungen haben. Die historisch als „Zwangskommutierung“ bezeichneten Schaltungen mit Löschkondensatoren werden nicht mehr weiterentwickelt oder angewendet - sie sind generell durch Schaltungen mit abschaltbaren Leistungshalbleitern ersetzt worden. Neuere Entwicklungen im vergangenen Jahrzehnt haben zu Multilevel-Topologien geführt, welche den Anwendungsbereich der selbstgeführten Technik bis in den Gigawatt-Bereich erweitert haben. Moderne leistungselektronische Umformer können inzwischen höchste Anforderungen an Zuverlässigkeit, funktionale Sicherheit, elektromagnetische Kompatibilität und freizügige elektronische Steuerbarkeit erfüllen.

1.1 Einteilung der Stromrichter nach der Art der Kommutierung

Statt nach der vom Stromrichter ausgeführten Grundfunktion (Gleichrichten, Wechselrichten, Umrichten), die die äußere Wirkungsweise beschreibt, können Stromrichter auch nach ihrer *inneren Wirkungsweise* unterschieden werden, d.h. nach der *Art der Kommutierung* und der Herkunft der Taktfrequenz.

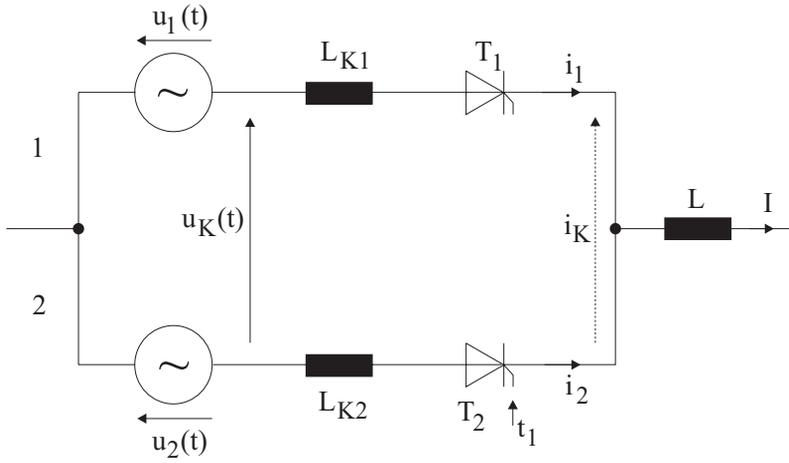
Allgemein versteht man unter *Kommutierung* die Übergabe des Stroms vom stromführenden auf den folgenden Zweig, wobei während der Kommutierungszeit beide Zweige Strom führen. Grundsätzlich ist zwischen der Kommutierung mit *mechanischen Schaltern* und der Kommutierung mit *elektronischen Schaltern* (Leistungshalbleitern) zu unterscheiden.

Mechanische Kommutatoren wurden in der Vergangenheit beispielsweise in den sogenannten Kontaktgleichrichtern verwendet. Der Kontaktgleichrichter war ein von einem Synchronmotor betätigter mechanischer Schalter. Die Ein- und Ausschaltzeitpunkte wurden durch mechanische Verstellung des Kontaktapparates vorgegeben. Damit war eine Verstellung der Schaltpunkte in Relation zur Spannung möglich, und es konnte der Gleichspannungsmittelwert verstellt werden. Der Vorteil des Kontaktgleichrichters war der sehr geringe Spannungsabfall am geschlossenen Schalter, der insbesondere bei niedrigen Versorgungsspannungen und hohen Strömen besonders vorteilhaft war. Dies war gegenüber den damals üblichen Quecksilberdampf-Gleichrichtern ein erheblicher Vorteil. Kontaktgleichrichter wurden deshalb bei der Elektrolyse eingesetzt, bei der niedrige Spannungen aber hohe Ströme für den technologischen Prozeß notwendig waren. Nachteilig waren die Geräusche, der mechanische Verschleiß und die durch den Verschleiß notwendige Wartung.

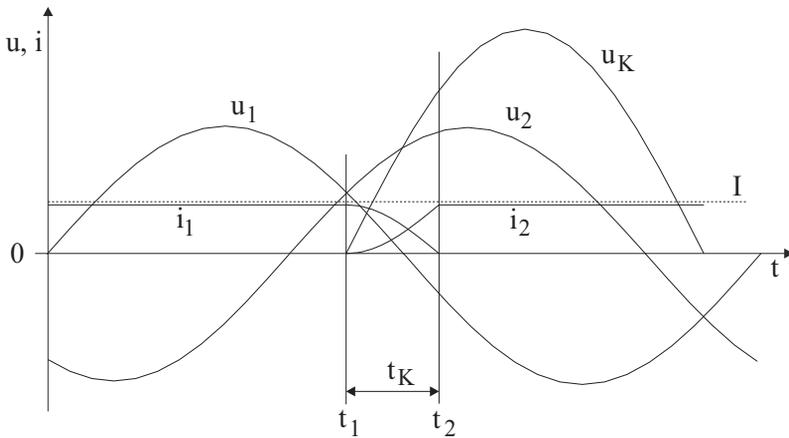
Die wesentlichen Merkmale eines Kommutierungsvorganges mit *elektronischen Schaltern* sind in [Abb. 1.2](#) dargestellt. Gezeigt ist die Übergabe des Stroms I vom Zweig 1 auf den Zweig 2. Der Strom I fließt zunächst im Zweig 1 über das leitende Ventil T_1 . Die Kommutierung wird durch Zünden des Ventils T_2 eingeleitet (Zeitpunkt t_1). Als Folge der Kommutierungsspannung $u_K = u_2 - u_1$ beginnt in den Zweigen 1 und 2 ein Kommutierungsstrom i_K zu fließen, der den Strom I im Zweig 1 abbaut und im Zweig 2 aufbaut. Nach erfolgter Stromübergabe, d.h. wenn der Strom i_2 den Wert I erreicht hat und somit der Strom i_1 zu Null geworden ist (und das Ventil T_1 sperrt), ist der Kommutierungsvorgang abgeschlossen (Zeitpunkt t_2).

Voraussetzung für den richtigen Ablauf der Kommutierung ist damit das Vorhandensein einer geeigneten Kommutierungsspannung u_K im Kommutierungskreis.

Werden die im Wechsel- bzw. Drehstromnetz vorhandenen Spannungen als Kommutierungsspannung genutzt, so spricht man von *natürlicher Kommutierung*. Anstelle der Netzspannungen können auch von der Last erzeugte Wechselspannungen zur natürlichen Kommutierung genutzt werden; man spricht dann von *Lastkommutierung*.



a) Kommutierungskreis



b) Strom- und Spannungsverläufe

Abb. 1.2: Prinzip der natürlichen Kommutierung: Übergabe des Stroms I vom Zweig 1 auf den Zweig 2

Wenn keine natürlichen Kommutierungsspannungen im Kommutierungskreis vorhanden sind oder wenn diese zum gewünschten Kommutierungszeitpunkt die falsche Polarität haben, dann muß durch Aufbringen einer Hilfsspannung die Kommutierung erzwungen werden. Dabei wird die Kommutierungsspannung entweder von einem Energiespeicher (Löschkondensator, LC-Schwingkreis) zur Verfügung gestellt oder es erfolgt eine Widerstandserhöhung im zu löschenden Stromzweig, beispielsweise mit einem abschaltbaren Leistungshalbleiter. Diese Art der Kommutierung wird im Gegensatz zur natürlichen Kommutierung *erzwungene Kommutierung* oder *Zwangskommutierung* genannt.

Teilt man die Stromrichter nach Art und Herkunft der Kommutierungsspannung ein, ist somit zwischen Stromrichtern mit *natürlicher Kommutierung* und Stromrichtern mit *Zwangskommutierung* zu unterscheiden. Nach diesem Unterscheidungsmerkmal können die Stromrichter in drei verschiedene Typen eingeteilt werden:

1. *Stromrichter, bei denen keine Kommutierungsvorgänge vorkommen*, beispielsweise Halbleiterschalter und -steller für Wechsel- und Drehstrom, die hier nicht weiter behandelt werden sollen (siehe [Abb. 1.4](#) oben).
2. *Stromrichter mit natürlicher Kommutierung*, die ihre Kommutierungsspannung entweder vom speisenden Netz beziehen (*netzgeführte* Stromrichter) oder denen die Kommutierungsspannung von der Last bereitgestellt wird (*lastgeführte* Stromrichter). Beide Kommutierungsarten werden unter dem Begriff *fremdgeführte Stromrichter* zusammengefaßt, da dem Stromrichter die zur Kommutierung notwendige Spannung von *außen* zur Verfügung gestellt wird ([Abb. 1.2](#)).
3. *Stromrichter mit Zwangskommutierung*. Wie bereits dargestellt, wird mit Zwangskommutierung eine Kommutierung bezeichnet, die unter Zuhilfenahme von zum Stromrichter gehörenden, meist kapazitiven Energiespeichern vorgenommen wird. Diese Stromrichter werden auch als *selbstgeführte* Stromrichter bezeichnet ([Abb. 1.3](#)).

Die innere Wirkungsweise von Stromrichtern läßt sich nicht nur nach der Art der Kommutierung (fremdgeführte oder selbstgeführte Stromrichter) unterscheiden. Stromrichter, die Wechselstrom in Gleichstrom oder umgekehrt umwandeln, lassen sich auch danach unterscheiden, ob die *Kommutierung auf der Gleichstromseite oder der Wechselstromseite* erfolgt:

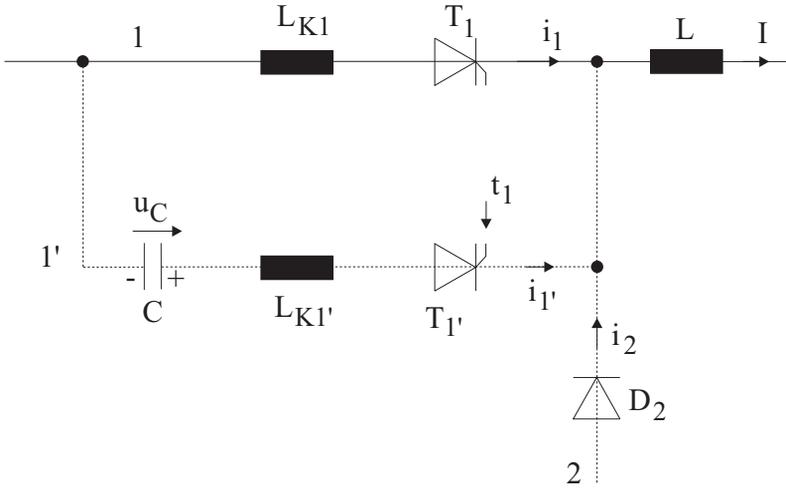
- Stromrichter mit *wechselstromseitiger Kommutierung* arbeiten in der Regel mit natürlicher Kommutierung (fremdgeführt).
- Stromrichter mit *gleichstromseitiger Kommutierung* arbeiten in der Regel mit Zwangskommutierung (selbstgeführt).

Eine Übersicht über die Stromrichter bzw. die Umrichter mit typischen Beispielen wird in den abschließenden [Abb. 1.4](#) und [1.5](#) gegeben. Von diesen werden in den folgenden Kapiteln behandelt:

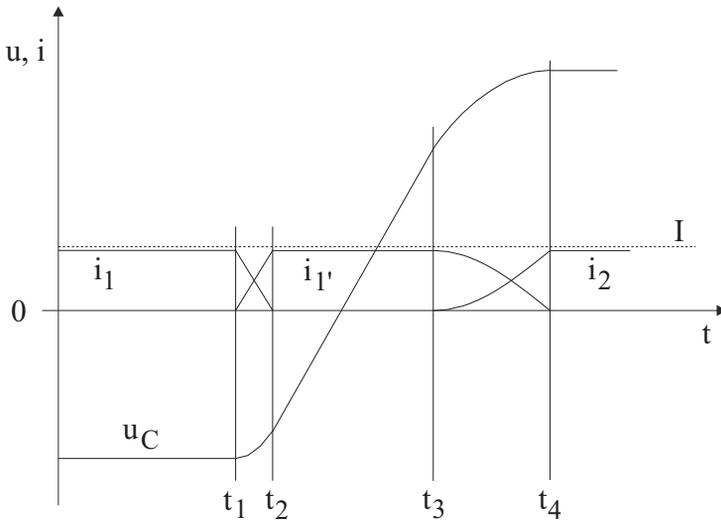
- *Stromrichter mit natürlicher Kommutierung (fremdgeführt)*:

Netzgeführte Stromrichter	(Kap. 2),
Direktumrichter (netzgeführt)	(Kap. 3),
Untersynchrone Stromrichter-kaskade (netzgeführt)	(Kap. 4),
Stromrichtermotor (lastgeführt)	(Kap. 5);

- *Stromrichter mit erzwungener Kommutierung (selbstgeführt):*
 Gleichspannungswandler (Gleichstromsteller) (Kap. 7, 9),
 Umrichter mit eingprägtem Strom (Kap. 6),
 Umrichter mit eingprägter Spannung (Kap. 8).



a) Kommutierungskreise

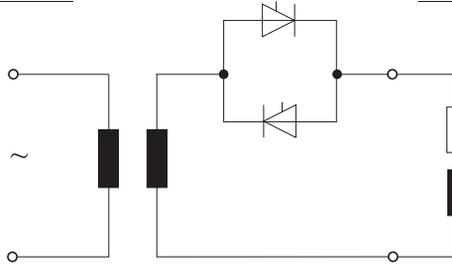


b) Strom- und Spannungsverläufe

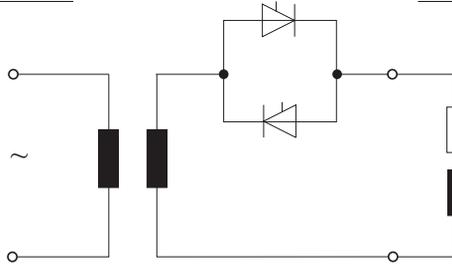
Abb. 1.3: Prinzip der Zwangskommutierung: Übergabe des Stroms I vom Zweig 1 über den Hilfszweig 1' auf den Zweig 2

1. Wechselstrom-Schalter und -Steller (ohne Kommutierung)

Wechselstromschalter

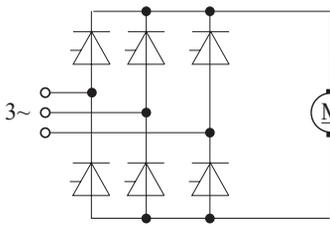


Wechselstromsteller

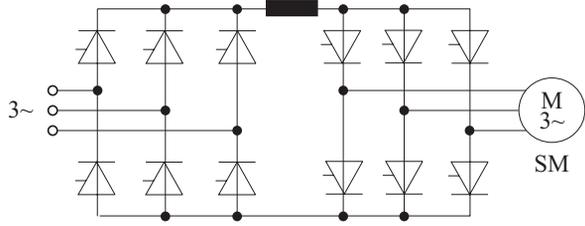


2. Fremdgeführte Stromrichter (mit natürlicher Kommutierung)

Gleichrichter



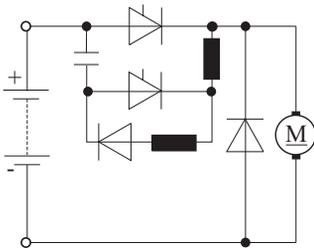
Wechselrichter, lastgeführt



Umrichter

3. Selbstgeführte Stromrichter (mit erzwungener Kommutierung)

Gleichstromsteller



Wechselrichter, selbstgeführt

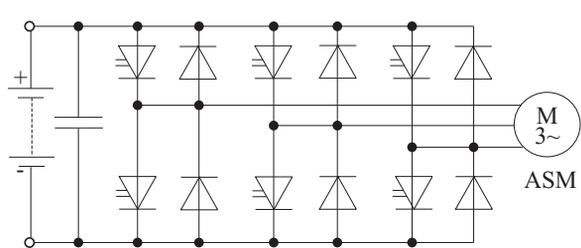


Abb. 1.4: Einteilung der Stromrichter nach der Herkunft der Kommutierungsspannung (mit Beispielen)

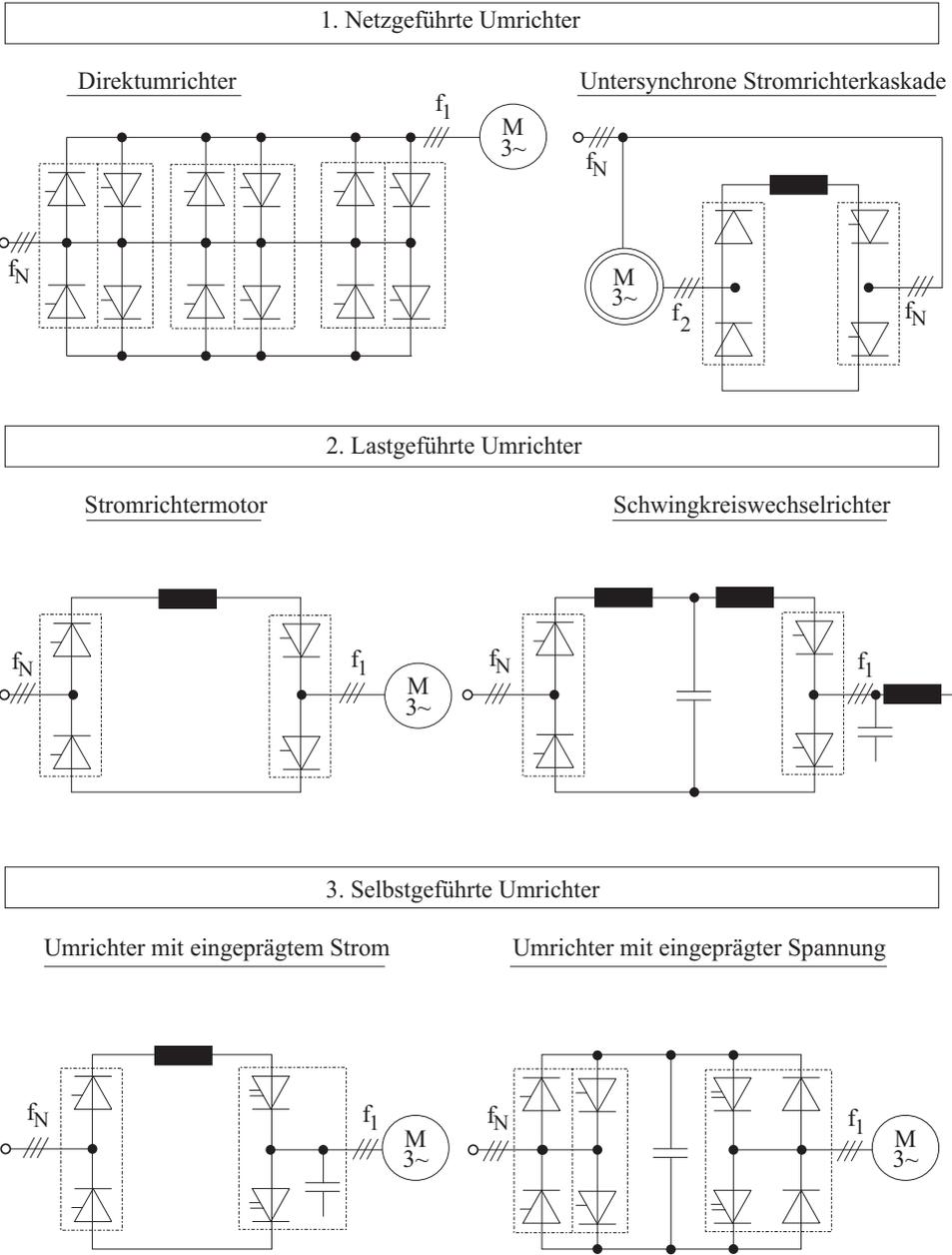
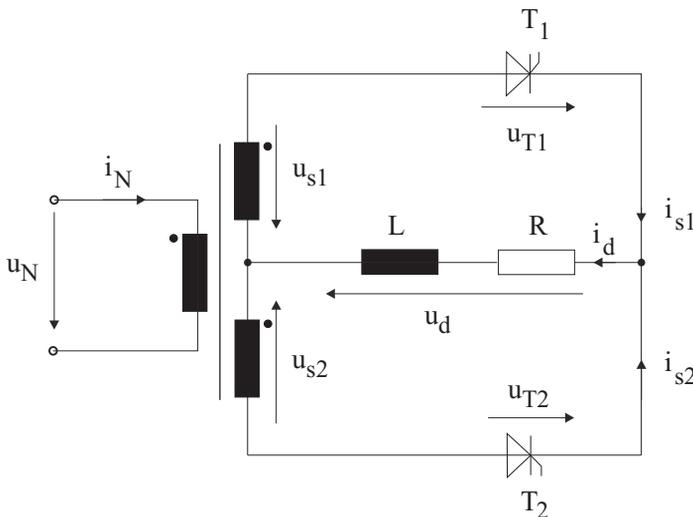


Abb. 1.5: Einteilung der Umrichter nach der Art der Kommutierung (mit Beispielen)

2 Netzgeführte Stromrichter

2.1 Zweipuls–Mittelpunktschaltung (M2–Schaltung)

Die Funktionsweise netzgeführter Stromrichter soll zunächst anhand der Zweipuls-Mittelpunktschaltung (M2–Schaltung, [Abb. 2.1](#)) erläutert werden, weil diese die einfachst mögliche Schaltung darstellt. Industriell eingesetzt werden hingegen vorwiegend Brückenschaltungen, da Netztransformatoren mit Gleichstrombelastung der Wicklungen sehr nachteilig sind (siehe 2.4.2).



(Transformator–Übersetzung $\ddot{u}_T = U_N/U_{s1} = U_N/U_{s2} = 1$)

Abb. 2.1: *Zweipuls–Mittelpunktschaltung (M2–Schaltung)*

Die Zweipuls–Mittelpunktschaltung besteht aus einem Ventilstern mit zwei gesteuerten Ventilen (Thyristoren) T_1 und T_2 und einem Einphasentransformator, dessen zwei Sekundärspannungen gleich sind. Für die folgenden Überlegungen wird angenommen, daß die Ventile, der Transformator und das Netz (u_N) *ideal* sind, d.h. die Ventile haben keinen Durchlaßspannungsabfall und keine

Schaltverzögerungen, der Transformator keine Längsimpedanz und insbesondere keine Streuinduktivitäten und das versorgende Netz hat keine Netzimpedanz.

Für die Wirkungsweise dieser Schaltung ist die Art der Last sehr wichtig. Es sollen im Folgenden drei Fälle unterschieden werden:

1. ohmsche Last : $R > 0, \quad L = 0,$
2. ideale Glättung : $R > 0, \quad L \rightarrow \infty,$
3. allgemeine R–L–Last: $R > 0, \quad 0 < L < \infty.$

Die Spannungsverläufe $u_{s1}(t)$ und $u_{s2}(t)$ in [Abb. 2.2](#) werden als Bezugsgrößen verwendet, mit deren Hilfe sich alle anderen zeitlichen Verläufe der Schaltung gut darstellen lassen.

Durch die Steuerung (Zündimpulse) kann der Beginn der Stromführung eines Thyristors beeinflusst werden. Die Stromführung setzt dann ein, wenn ein Zündimpuls als Steuersignal vorliegt und die Spannung u_{T_i} über dem Thyristor größer als Null ist, d.h. wenn zum Zündzeitpunkt sein Anodenpotential höher als das Kathodenpotential ist. Das Kathodenpotential ist im allgemeinen (nicht-lückender Strom) das Potential des Thyristors, der den Laststrom führt.

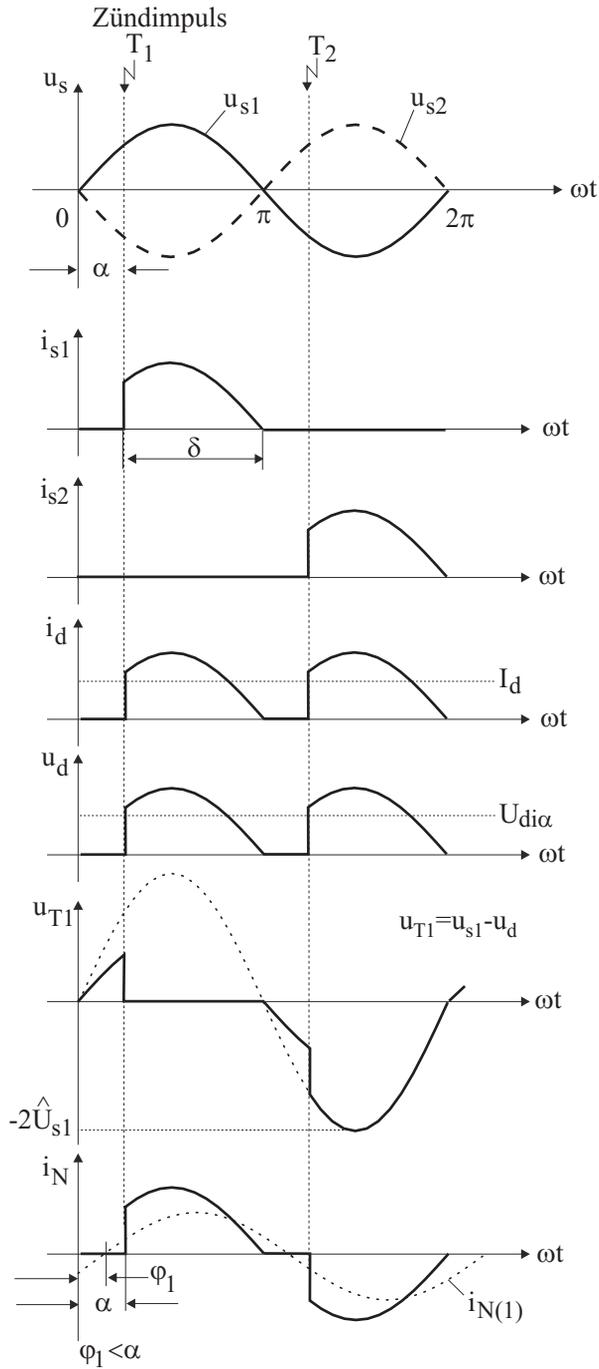
2.1.1 Ohmsche Last ($R > 0, L = 0$)

Die frühestmögliche Zündung kann — nach der obigen Definition — im Fall der Zweipuls–Mittelpunktschaltung im Spannungsnulldurchgang erfolgen. Dieser Zeitpunkt der frühestmöglichen Zündung wird als *natürlicher* Zündzeitpunkt bezeichnet, ab dem der Zündwinkel α gezählt wird.

Wird Ventil T_1 bei einem vorgegebenen Winkel α gezündet, beginnt es, Strom zu führen. Da bei rein ohmscher Last die Spannung $u_d(t)$ und der Strom $i_d(t)$ proportional zueinander sind, erlischt der Strom im Spannungsnulldurchgang bei $\omega t = 180^\circ$ und T_1 sperrt wieder (Ventilwirkung; siehe statisches Verhalten des Thyristors in *Elektrische Antriebe 3* [61,62]). Der gleiche Vorgang wiederholt sich bei T_2 ([Abb. 2.2](#)).

Aus [Abb. 2.2](#) lassen sich die folgenden Eigenschaften der Schaltung entnehmen:

- Der Steuerbereich beginnt bei $\alpha = 0$ und endet bei $\alpha = \pi$.
- Der Stromflußwinkel (Brenndauer) δ eines Thyristors ist $\delta = \pi - \alpha$.
Für $\alpha > 0$ gilt: Stromflußwinkel $\delta < 2\pi/p$ (mit $p =$ Pulszahl), d.h. der Gleichstrom i_d *lückt*.
- Die höchste an einem Thyristor liegende Spannung tritt in Sperrichtung auf und beträgt $2 \cdot \hat{U}_{si}$.
- Der primärseitige Netzstrom i_N ist nicht sinusförmig und enthält Oberschwingungen. Der Grundschiebungswinkel φ_1 gibt die Verschiebung der Primärstrom–Grundschiebung $i_{N(1)}$ gegenüber der Primärspannung u_N an.



$i_{N(1)}$ = Grundswingungsstrom φ_1 = Grundswingungswinkel

Abb. 2.2: Strom- und Spannungsverläufe der M2-Schaltung bei ohmscher Last

Der Verschiebungswinkel $\varphi_1 \neq 0$ verursacht also Steuer- bzw. Verschiebungs-Blindleistung im Netz (siehe Kap. 2.3). Der Fall $\varphi_1 = \alpha$ wird nur bei idealer Glättung des Gleichstroms i_d erreicht; für ohmsche Last gilt: $\varphi_1 < \alpha$.

Aus [Abb. 2.2](#) folgt für den Gleichanteil $U_{di\alpha}$ der Spannung:

$$\begin{aligned} U_{di\alpha} &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} \hat{U}_s \cdot \sin(\omega_N t) \cdot d\omega_N t = \frac{\hat{U}_s}{\pi} \cdot (1 + \cos \alpha) \\ &= U_{di0} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \end{aligned} \quad (2.1)$$

Für $\alpha = 0$ erhält man die ideale Gleichspannung am Widerstand:

$$U_{di0} = U_{di\alpha} \Big|_{\alpha=0} = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{U}_s = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_s = 0,9 \cdot U_s \quad (2.2)$$

Aus dem ohmschen Gesetz folgt für den Strom-Mittelwert I_d :

$$I_d = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\hat{U}_s}{R} \cdot (1 + \cos \alpha) \quad (2.3)$$

Damit ergibt sich die statische Steuerkennlinie in [Abb. 2.3](#).

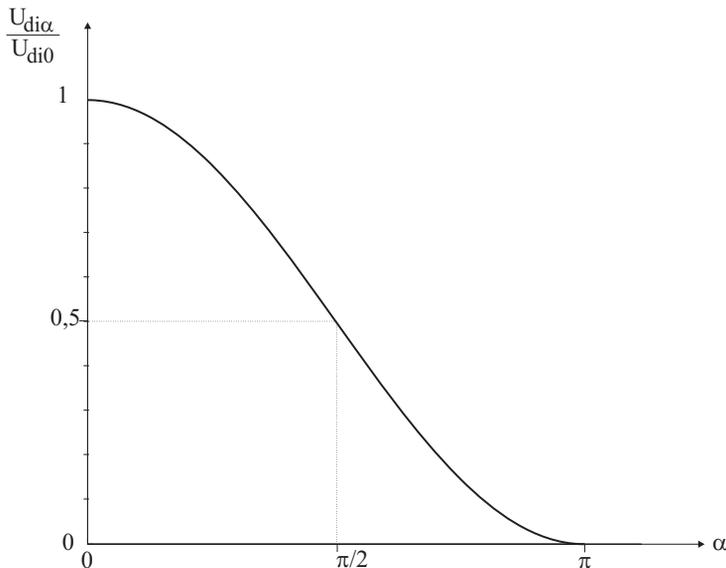


Abb. 2.3: Steuerkennlinie für ohmsche Last

Die Mittelwerte von Strom und Spannung im Lastkreis können somit vom Maximum bis Null mit dem Steuerwinkel α verstellt werden. Die Schaltung wirkt als *steuerbarer Gleichrichter*, da beide Mittelwerte positiv sind.

2.1.2 Ideale Glättung ($R > 0, L \rightarrow \infty$)

Bei rein ohmscher Last „lückt“ der Strom im Gleichstromkreis, d.h. er ist zeitweise Null. Durch Einfügen einer Spule mit der Induktivität L wird die Welligkeit des Stroms verkleinert, da die Spule versucht, ihre Flußverkeftung aufrechtzuerhalten und somit Stromänderungen entgegenzuwirken.

(Zur Erläuterung: Wenn eine Spule eine Spannungszeitfläche aufnimmt, resultiert dies in einer Flußänderung entsprechend

$$\Delta\Psi_L = \int u_L \cdot dt$$

Damit aber die ideale Spule ($R_L = 0$) eine Spannungszeitfläche aufnehmen kann, muß sich der Strom ändern:

$$u_L = L \cdot \frac{di}{dt}$$

Somit führt eine Flußänderung — aufgrund einer Spannungszeitflächenänderung — zu einer entsprechenden Stromänderung $\Delta i = \Delta\Psi/L$, wenn $L \neq \infty$ ist.)

In dem angenommenen Grenzfall $L \rightarrow \infty$ kann bei $\alpha < 90^\circ$ nur ein reiner Gleichstrom (Welligkeit = 0, d.h. keine Stromänderung) im Lastkreis fließen, d.h. i_d lückt nicht und ist konstant, wenn erstens an der idealen Spule keine Gleichspannung abfällt (aber Gleichspannungsabfall am Leiterwiderstand R_L der realen Spule) und zweitens der Fluß Ψ am Ende der Stromflußdauer $\delta = 2\pi/p$ nicht Null wird.

Daraus folgt, daß im Gleichrichterbetrieb die Stromflußdauer der Ventile — unter den obigen Bedingungen — unabhängig vom Zündwinkel α sein muß. Sie beträgt $\delta = \pi$ (zweipulsige Schaltung; $\alpha < 90^\circ$!). Die entsprechenden Strom- und Spannungsverläufe zeigt [Abb. 2.4](#).

Wie man sieht, wird $u_d(t)$ am Ende der Durchlaßzeit der Ventile negativ, der Mittelwert der Lastspannung (Gleichspannung $U_{di\alpha}$) ist deshalb bei gleichem Steuerwinkel α kleiner als bei ohmscher Last.

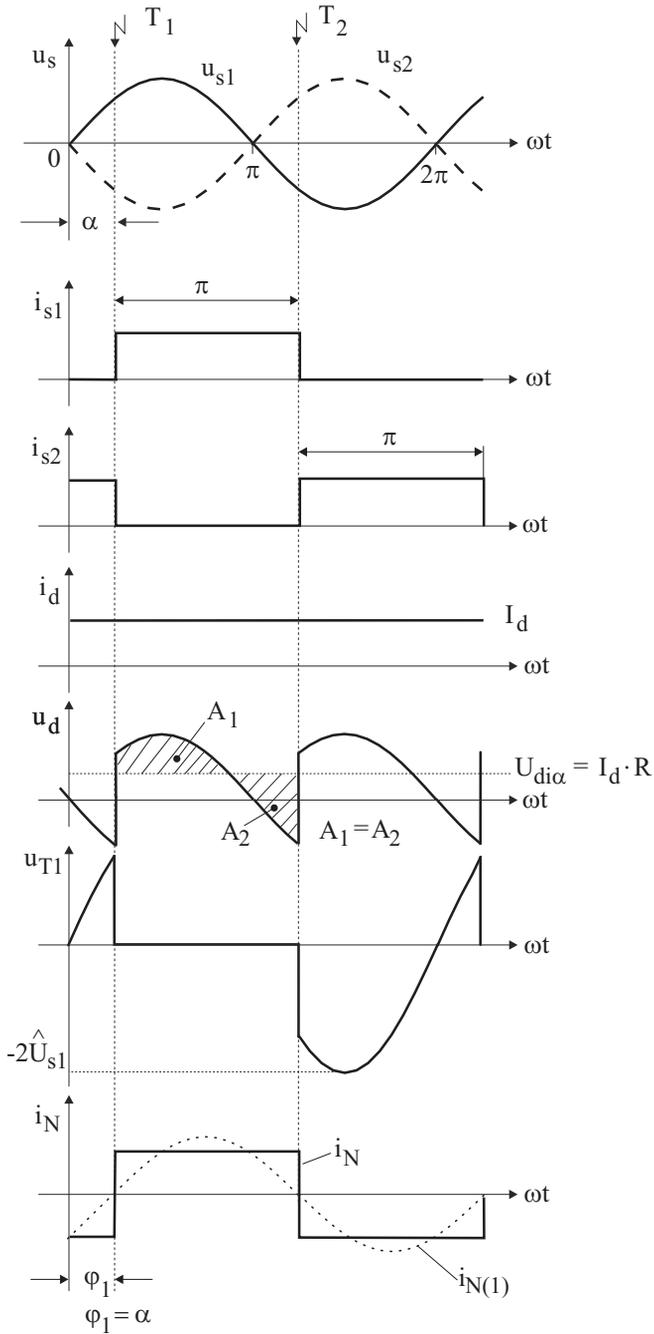
Der Gleichspannungsmittelwert $U_{di\alpha}$ ergibt sich hier zu:

$$U_{di\alpha} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \hat{U}_s \cdot \sin(\omega_N t) \cdot d\omega_N t = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{U}_s \cdot \cos \alpha = U_{di0} \cdot \cos \alpha \tag{2.4}$$

Damit erhält man die *statische Steuerkennlinie* in [Abb. 2.5](#).

Da der Strom im Lastkreis keine Welligkeit hat ($L \rightarrow \infty$), d.h. im jeweiligen Arbeitspunkt konstant ist und sich lediglich die Ventile in der Stromführung abwechseln, fließt im Primärkreis ein rein rechteckförmiger Wechselstrom i_N , dessen Grundschwingungswinkel φ_1 mit dem Zündwinkel α identisch ist.

Der Steuerwinkelbereich für den bisher diskutierten Lastfall $R > 0, L \rightarrow \infty$ endet bei $\alpha = \pi/2$. Wird dieser Steuerwinkelbereich überschritten, tritt ein



$i_{N(1)}$ = Grundswingungsstrom φ_1 = Grundswingungswinkel

Abb. 2.4: Strom- und Spannungsverläufe der M2-Schaltung bei idealer Glättung (Kommutierung vernachlässigt)

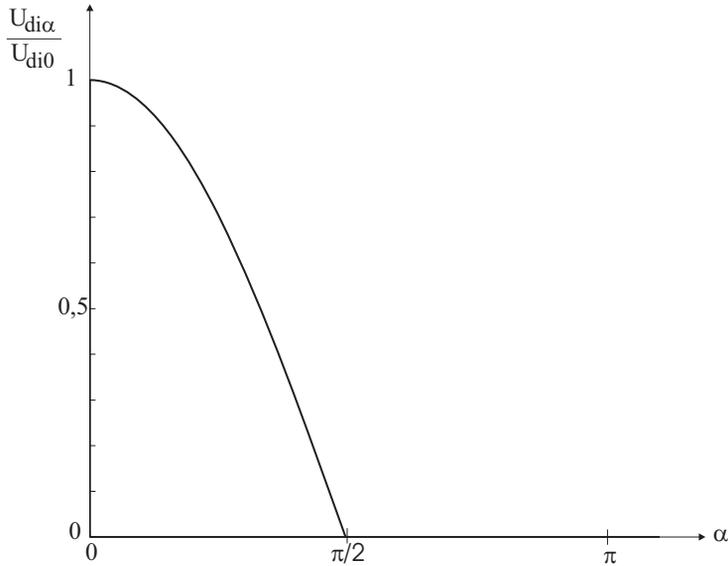


Abb. 2.5: Steuerkennlinie bei idealer Glättung (Gleichrichterbetrieb)

zweiter Betriebszustand der Schaltung ein. Bei $\alpha > \pi/2$ wird sich bei idealer Spule und $R = 0$ ein zum Nulldurchgang der Spannung u_s symmetrischer Laststromverlauf entsprechend $u_L = L \cdot di_d/dt$ ausbilden. Die Amplitude des Stroms nimmt mit der Induktivität L ab.

Es gilt somit:

$$i_d = \frac{1}{\omega_N L} \cdot \int_{\alpha}^{2\pi-\alpha} \hat{U}_s \cdot \sin(\omega_N t) \cdot d\omega_N t \quad (R = 0; L \text{ groß, aber nicht } \infty) \tag{2.5}$$

Dies bedeutet, der Strom beginnt zum Zündzeitpunkt von Null aus ansteigend, hat das Maximum beim Spannungsnulldurchgang der Versorgungsspannung und endet nach der Stromflußdauer $2 \cdot (\pi - \alpha)$. Trotz großem L lückt der Strom somit bei Steuerwinkeln $\alpha > \pi/2$ (s. [Abb. 2.10](#)). Dies kann auch wie folgt interpretiert werden:

Während der Zeitdauer der positiven Spannung an der Spule wird die positive Spannungszeitfläche aufintegriert, es bildet sich ein Strom i_d aus und die Spule speichert die magnetische Energie $1/2 \cdot L \cdot i_d^2$. Während der Zeitdauer der negativen Spannung wird die aufgenommene magnetische Energie wieder auf Null abgebaut (s. Kap. 2.1.3).

Ein *dritter* Betriebszustand tritt ein, wenn $\alpha > \pi/2$ ist und zusätzlich eine Gleichspannung in den Lastkreis eingefügt wird (Wechselrichterbetrieb, Kap. 2.1.6).

2.1.3 Allgemeine ohmsch–induktive Last ($R > 0$, $0 < L < \infty$)

Befindet sich im Lastkreis eine Spule mit endlicher Induktivität L , so ist der Strom in den Ventilen nicht mehr rechteckförmig, der Laststrom i_d ist wellig (siehe Abb. 2.6 und Erläuterungen „Zweiter Betriebszustand“ in Kap. 2.1.2).

Bei kleinen Zündwinkeln α lückt der Strom i_d zunächst nicht, da in diesem Betriebszustand das Gleichgewicht zwischen $U_{di\alpha} = R \cdot I_d$ und Energieaufnahme der Spule sowie Energieabgabe der Spule während der Stromführungsdauer $\delta = \pi$ gewährleistet ist (Spannungszeitfläche $A_1 = A_2$).

Wenn größere Zündwinkel α gewählt werden und die R–L–Last gleich bleibt, dann wird der nichtlückende Betriebszustand bei sinkendem Strom I_d erhalten bleiben, solange die Brenndauer $\delta = \pi$ beträgt. Dies bedeutet, daß der Mittelwert des Stroms I_d groß genug sein muß, damit sich der Oberschwingungsanteil des Stroms i_d während der Brenndauer $\delta = \pi$ voll ausbilden kann. Wenn $\delta < \pi$ wird, beginnt der Lückbereich des Stroms. Der Zündwinkel, bei dem der Übergang vom nichtlückenden in den lückenden Betrieb stattfindet, wird *Lückgrenze* α_{LG} genannt und ist eine Funktion der Zeitkonstante $T_L = L/R$ des Lastkreises. Je größer die Zeitkonstante T_L ist, desto näher liegt α_{LG} bei $\pi/2$.

Der Gleichspannungsmittelwert $U_{di\alpha}$ des Stromrichters bei realer R–L–Last liegt abhängig vom Zündwinkel α und von der Lastzeitkonstante T_L zwischen den Grenzsteuerkennlinien für rein ohmsche Belastung ($\delta = \pi - \alpha$) und dem Fall der idealen Glättung ($\delta = \pi$):

$$U_{di\alpha} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\alpha+\delta} \hat{U}_s \cdot \sin(\omega_N t) \cdot d\omega_N t = U_{di0} \cdot \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \cdot \sin\left(\alpha + \frac{\delta}{2}\right) \quad (2.6)$$

mit $(\pi - \alpha) \leq \delta \leq \pi$

Im nichtlückenden Betrieb gilt die Kennlinie für ideale Glättung. Bei gleichem α ist die Ausgangsspannung $U_{di\alpha}$ im lückenden Betrieb (Arbeitspunkt P₂ in Abb. 2.7) größer als im nichtlückenden Betrieb (Arbeitspunkt P₁).

Berechnung des Stromverlaufs und der Lückgrenze:

Den Einfluß der Lastzeitkonstante $T_L = L/R$ auf den Stromverlauf $i_d(t)$ und die Lückgrenze α_{LG} soll die folgende Rechnung zeigen.

Für den Lastkreis gilt die Spannungsgleichung:

$$u_d(t) = \hat{U}_s \cdot \sin(\omega_N t) = R \cdot i_d(t) + L \cdot \frac{di_d}{dt} \quad (2.7)$$

mit $\alpha \leq \omega_N t \leq (\alpha + \pi)$ im nichtlückenden Betrieb.

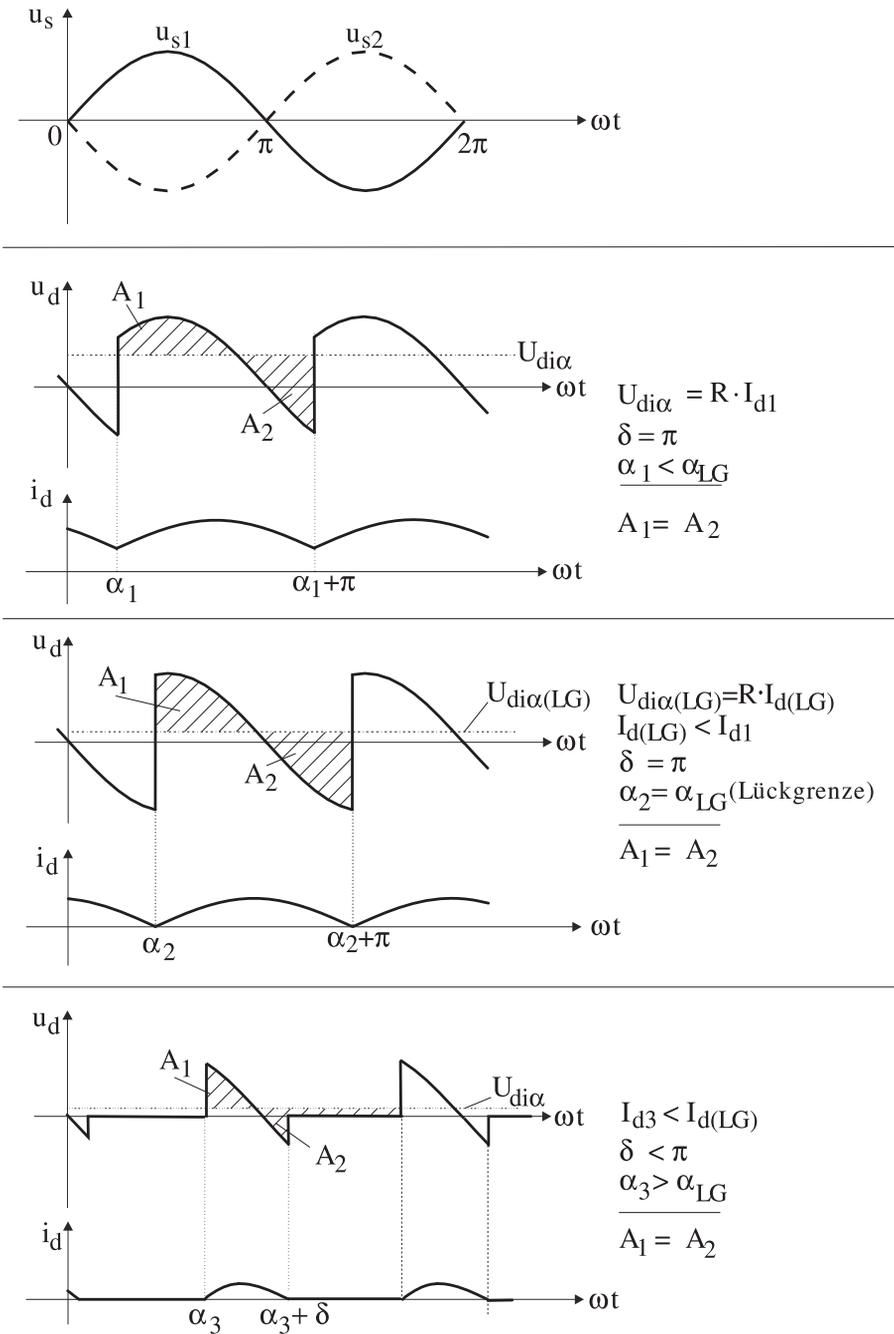


Abb. 2.6: Spannungs- und Stromverläufe der M2-Schaltung bei realer R-L-Last

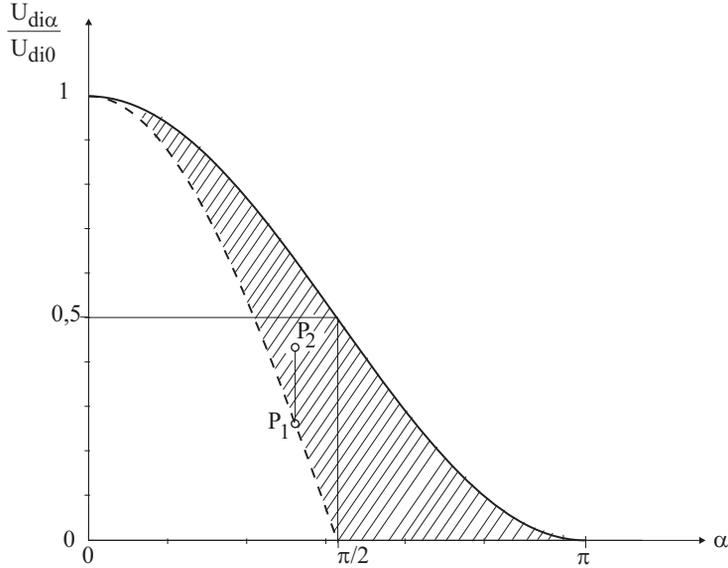


Abb. 2.7: Ausgangsspannungsbereich für R-L-Last im Gleichrichter-Lückbetrieb

Im stationären nichtlückenden Betrieb (einschließlich der Lückgrenze) muß außerdem gelten:

$$i_d(\alpha) = i_d(\alpha + \pi) \tag{2.8}$$

Damit erhält man als Lösung der Differentialgleichung den zeitlichen Verlauf des Laststroms:

$$\begin{aligned} i_d(t) &= \frac{\hat{U}_s}{\sqrt{R^2 + (\omega_N L)^2}} \cdot \left[\sin(\omega_N t - \varphi_L) - \frac{2 \cdot \sin(\alpha - \varphi_L)}{1 - e^{-\pi/(\omega_N T_L)}} \cdot e^{-(\omega_N t - \alpha)/(\omega_N T_L)} \right] \\ &= \frac{U_{di0}}{R} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \cos \varphi_L \cdot \left[\sin(\omega_N t - \varphi_L) - \frac{2 \cdot \sin(\alpha - \varphi_L)}{1 - e^{-\pi/(\omega_N T_L)}} \cdot e^{-(\omega_N t - \alpha)/(\omega_N T_L)} \right] \end{aligned} \tag{2.9}$$

mit: $\varphi_L = \arctan(\omega_N T_L)$ bzw. $\cos \varphi_L = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_N T_L)^2}}$

(Zeitpunkt $t = 0$ beim Nulldurchgang von u_s , d.h. bei $\alpha = 0$)

Mit der Bedingung $i_d(\alpha_{LG}) = 0$ erhält man die *Lückgrenze* α_{LG} :

$$\alpha_{LG} = \varphi_L = \arctan(\omega_N T_L) \tag{2.10}$$

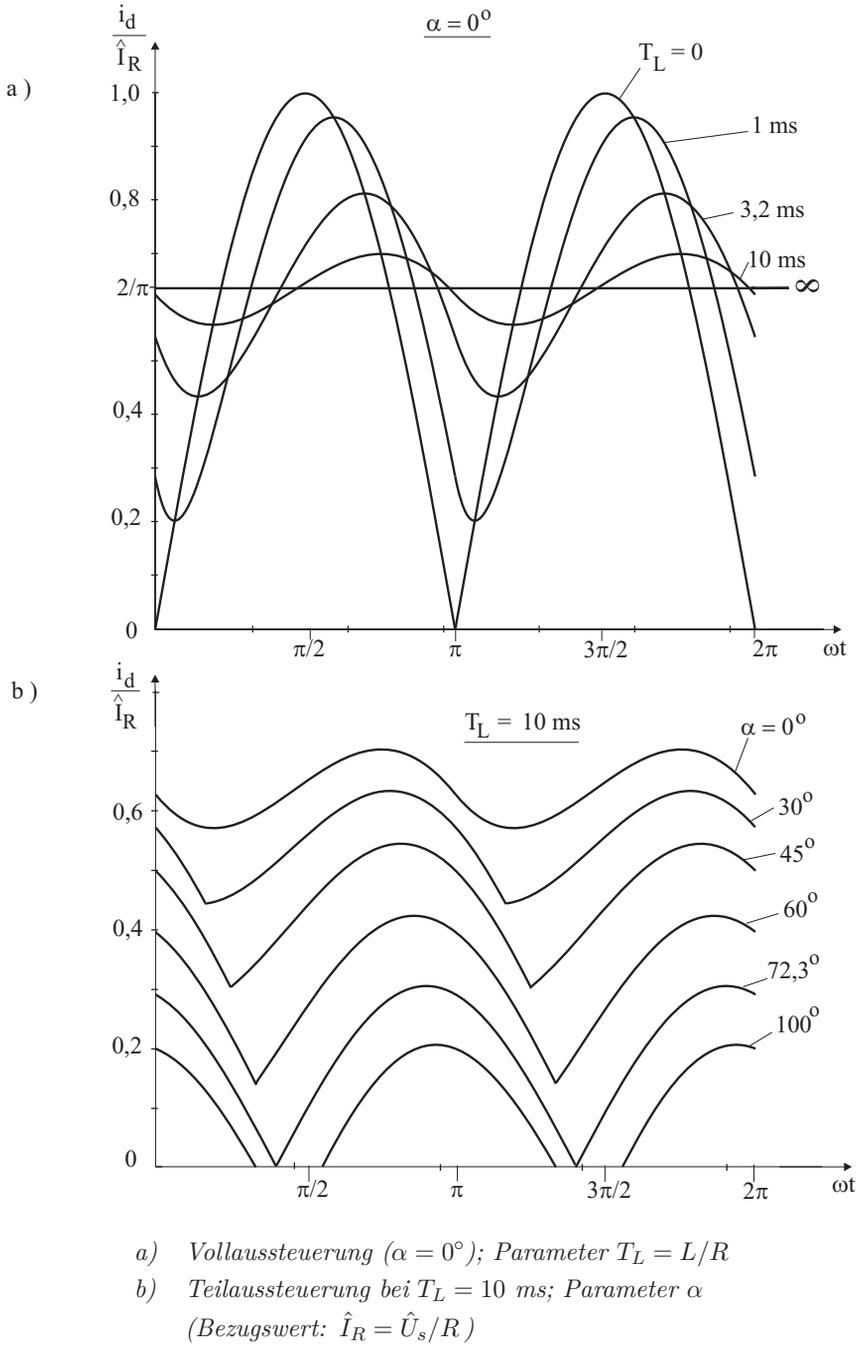


Abb. 2.8: Stromglättung durch Induktivität L ($p = 2$)

Beispiel (wie in [Abb. 2.8b](#)):

$$T_L = 10 \text{ ms}; \quad \alpha_{LG} = 72,3^\circ \quad (\text{bei } f_N = 50 \text{ Hz})$$

Grenzfälle: a) ohmsche Last ($T_L = 0$): $\alpha_{LG} = 0^\circ$

b) ideale Glättung ($T_L \rightarrow \infty$): $\alpha_{LG} = 90^\circ$

Für den Strom an der Lückgrenze ergibt sich somit:

$$i_{d(LG)}(t) = \frac{\hat{U}_s}{\sqrt{R^2 + (\omega_N L)^2}} \cdot \sin(\omega_N t - \alpha_{LG}) \quad (\text{Sinus-Halbwellen}) \quad (2.11)$$

$$I_{d(LG)} = \frac{U_{di0}}{\sqrt{R^2 + (\omega_N L)^2}} = \frac{U_{di\alpha(LG)}}{R} \quad (\text{Mittelwert}) \quad (2.12)$$

mit: $\alpha_{LG} \leq \omega_N t \leq (\alpha_{LG} + \pi)$ und $\alpha_{LG} = \arctan(\omega_N T_L)$

Der zeitliche Verlauf des Laststroms i_d , mit T_L bzw. α als Parameter, ist in [Abb. 2.8](#) dargestellt. Als Bezugsgröße wurde gewählt: $\hat{I}_R = \hat{U}_s/R$.

Allgemeine Lösung für p-pulsige Schaltungen:

Die allgemeine Lösung für höherpulsige Schaltungen (mit $p = 3, 6, 12$), die in Kap. 2.5 bis 2.7 behandelt werden, ergibt sich entsprechend für den nichtlückenden Betrieb:

$$i_d(t) = \hat{I} \cdot \left[\cos\left(\omega_N t - \varphi_L - \frac{\pi}{p}\right) - \frac{2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot \sin(\alpha - \varphi_L)}{1 - e^{-2\pi/(p\omega_N T_L)}} \cdot e^{-(\omega_N t - \alpha)/(\omega_N T_L)} \right] \quad (2.13)$$

mit: $\alpha \leq \omega_N t \leq \left(\alpha + \frac{2\pi}{p}\right)$ und $\hat{I} = \frac{\hat{U}_s}{\sqrt{R^2 + (\omega_N L)^2}}$

An der Lückgrenze gilt: $i_d(\alpha_{LG}) = i_d\left(\alpha_{LG} + \frac{2\pi}{p}\right) = 0$

Damit ergibt sich ([Abb. 2.9](#)):

$$\alpha_{LG} = \varphi_L + \arctan\left[\cot\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot \frac{1 - e^{-2\pi/(p\omega_N T_L)}}{1 + e^{-2\pi/(p\omega_N T_L)}}\right] \quad (2.14)$$

Spezialfall $L = 0$: $\alpha_{LG} = \arctan\left(\cot\frac{\pi}{p}\right) = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}$

$$\begin{array}{ll} p = 2 : & \alpha_{LG} = 0^\circ; \\ p = 6 : & \alpha_{LG} = 60^\circ; \end{array} \quad \begin{array}{ll} p = 3 : & \alpha_{LG} = 30^\circ \\ p = 12 : & \alpha_{LG} = 75^\circ \end{array}$$

Spezialfall $L \rightarrow \infty$: $\alpha_{LG} \rightarrow 90^\circ$ (unabhängig von p)

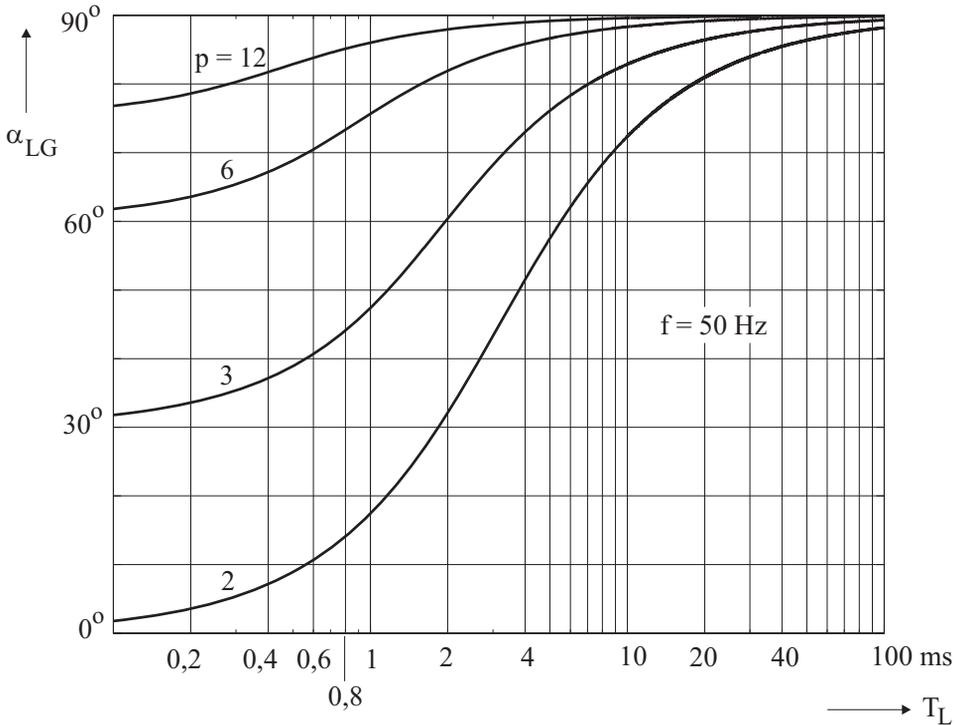


Abb. 2.9: Lückgrenze α_{LG} als Funktion von p und T_L

Sonderfall rein induktive Last ($R = 0$):

Ergänzend sei nun noch der Sonderfall einer idealen induktiven Last betrachtet, d.h. $R = 0$ und auch $R_L = 0$. In diesem Fall ist ein stationärer Betrieb nur bei Zündwinkeln $\alpha \geq 90^\circ$ möglich (Abb. 2.10a,b). Der Gleichspannungsmittelwert ist dabei immer $U_{di\alpha} = 0$; es wird nur Blindleistung übertragen.

Bei Zündwinkeln $\alpha < 90^\circ$ wird dagegen der Strom i_d immer weiter aufgebaut (Abb. 2.10c), da bei nichtlückendem Strom und $\alpha < 90^\circ$ ein Gleichspannungsmittelwert $U_{di\alpha} > 0$ an der Spule L anliegt und die folgenden Gleichungen gelten (Mittelwertbetrachtung):

$$U_L = U_{di\alpha} = L \cdot \frac{di_d}{dt} \quad (2.15)$$

$$I_d = \frac{1}{L} \cdot \int U_{di\alpha} \cdot dt = \frac{U_{di\alpha}}{L} \cdot t \quad (2.16)$$

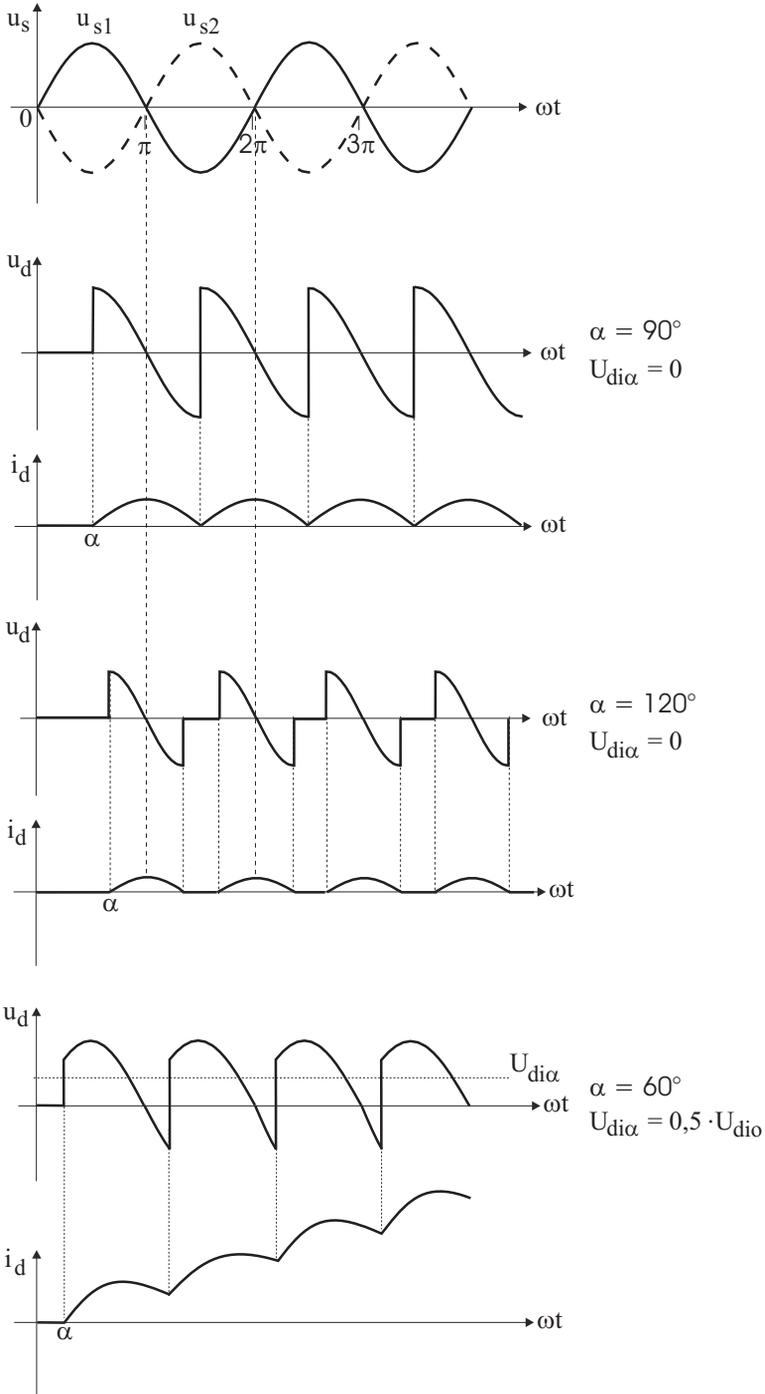


Abb. 2.10: Strom und Spannung bei rein induktiver Last

2.1.4 Gegenspannung im Lastkreis

Im Gegensatz zur bisher betrachteten passiven R–L–Last soll nunmehr angenommen werden, daß der Lastkreis zusätzlich eine Spannungsquelle U_0 enthält. Dieser Fall kommt z.B. beim Betrieb von Gleichstrommaschinen vor (Abb. 2.11).

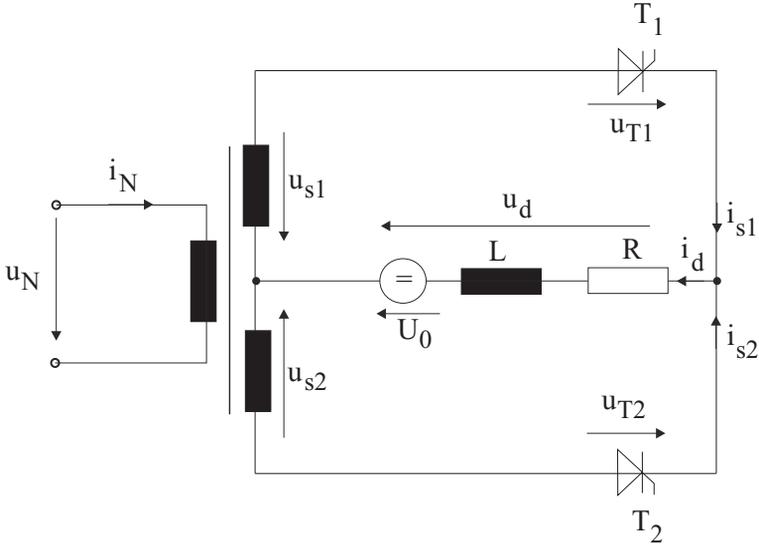


Abb. 2.11: M2–Schaltung mit Gegenspannung U_0 im Lastkreis

Durch die Gegenspannung U_0 wird der zeitliche Verlauf und der Mittelwert des Laststroms beeinflusst. Zu jedem Zeitpunkt gilt nun die Differentialgleichung

$$u_d(t) - U_0 = R \cdot i_d(t) + L \cdot \frac{di_d}{dt} \quad (2.17)$$

Für die Mittelwerte gilt somit bei einem Steuerwinkel α :

$$U_{di\alpha} = R \cdot I_d + U_0 \quad (2.18)$$

$$I_d = \frac{U_{di\alpha} - U_0}{R} \geq 0 \quad (2.19)$$

Da für I_d nur positive Werte (Ventilwirkung) möglich sind, muß gelten:

$$U_{di\alpha} \geq U_0 \quad (2.20)$$

Im nichtlückenden Betrieb wird somit der größte Steuerwinkel α_{max} durch die Bedingung bestimmt:

$$U_{di\alpha} = U_{di0} \cdot \cos \alpha_{max} \geq U_0 \quad (2.21)$$

Als Beispiel sind in Abb. 2.12 Ströme und Spannungen bei verschiedenen Gegenspannungen U_0 dargestellt.

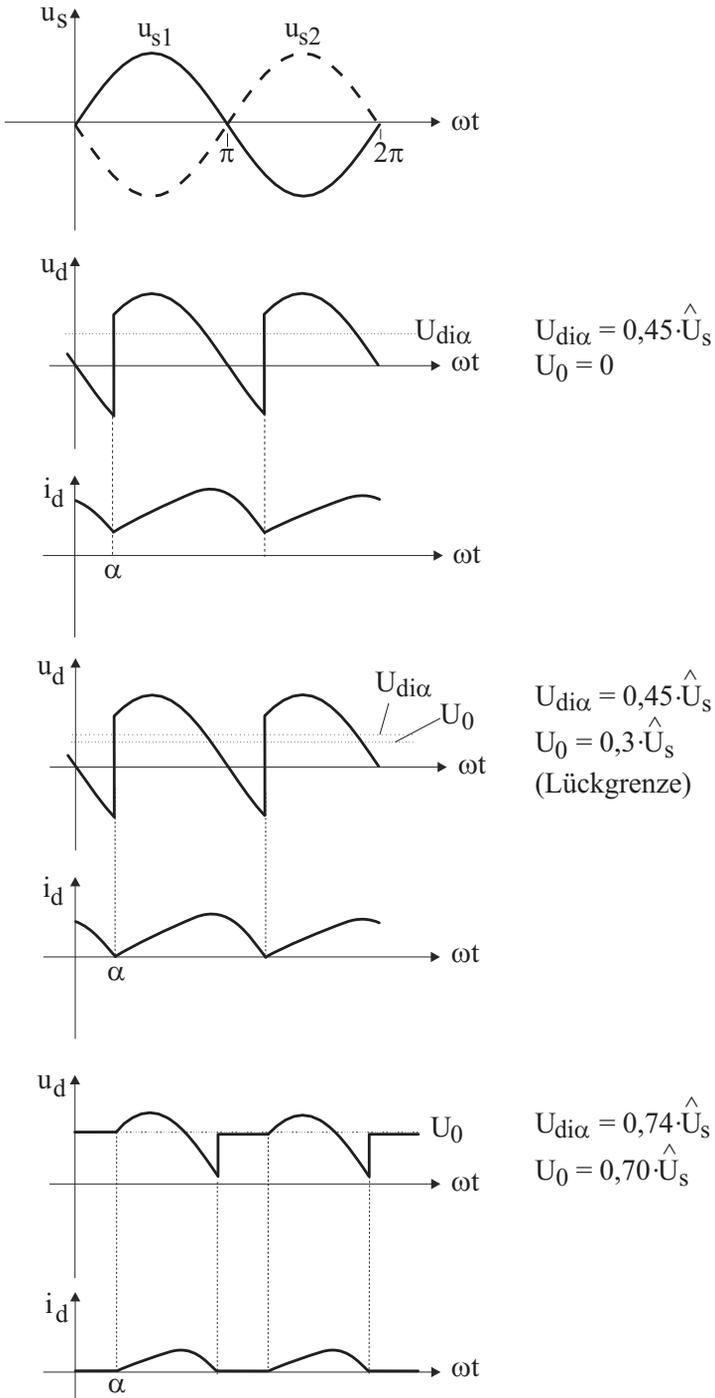


Abb. 2.12: Zeitverläufe bei verschiedenen Gegenspannungen U_0 ($\alpha = 45^\circ = \text{konstant}$; Lastzeitkonstante $T_L = 10 \text{ ms}$)

Die in Kap. 2.1.3 abgeleitete Gleichung (2.9) für den Zeitverlauf des Stroms i_d im nichtlückenden Betrieb muß nun um den Term U_0/R erweitert werden:

$$i_d(t) = \frac{\hat{U}_s}{\sqrt{R^2 + (\omega_N L)^2}} \cdot \left[\sin(\omega_N t - \varphi_L) - \frac{2 \cdot \sin(\alpha - \varphi_L)}{1 - e^{-\pi/(\omega_N T_L)}} \cdot e^{-(\omega_N t - \alpha)/(\omega_N T_L)} \right] - \frac{U_0}{R} \quad (2.22)$$

Die Lückgrenze α_{LG} erhält man wieder aus $i_d(\alpha_{LG}) = 0$:

$$\begin{aligned} \alpha_{LG} &= \varphi_L - \arcsin \left[\frac{U_0}{\hat{U}_s} \cdot \frac{1 - e^{-\pi/(\omega_N T_L)}}{1 + e^{-\pi/(\omega_N T_L)}} \cdot \sqrt{1 + (\omega_N T_L)^2} \right] \\ &= \varphi_L - \arcsin \left[\frac{U_0}{\hat{U}_s} \cdot \tanh \left(\frac{\pi}{2\omega_N T_L} \right) \cdot \sqrt{1 + (\omega_N T_L)^2} \right] \end{aligned} \quad (2.23)$$

Der Mittelwert $I_{d(LG)}$ des Laststroms an der Lückgrenze ergibt sich zu:

$$I_{d(LG)} = \frac{U_{di\alpha(LG)} - U_0}{R} = \frac{\hat{U}_s}{R} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \cos \alpha_{LG} - \frac{U_0}{R} \quad (2.24)$$

$$\begin{aligned} I_{d(LG)} &= \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\cos \varphi_L}{R} \cdot \sqrt{\hat{U}_s^2 - U_0^2 \cdot [1 + (\omega_N T_L)^2] \cdot \tanh^2 \left(\frac{\pi}{2\omega_N T_L} \right)} \\ &\quad - \frac{U_0}{R} \cdot \left[1 - \left(\frac{2\omega_N T_L}{\pi} \right) \cdot \tanh \left(\frac{\pi}{2\omega_N T_L} \right) \right] \end{aligned} \quad (2.25)$$

Als *Näherung* für Zeitkonstanten $T_L \geq 100 \text{ ms}$ kann angesetzt werden:

$$\sqrt{1 + (\omega_N T_L)^2} \approx \omega_N T_L \quad \text{und} \quad \tanh \left(\frac{\pi}{2\omega_N T_L} \right) \approx \frac{\pi}{2\omega_N T_L}$$

Damit vereinfachen sich Gl. (2.23) und (2.25) zu:

$$\alpha_{LG} \approx \varphi_L - \arcsin \left(\frac{\pi \cdot U_0}{2 \cdot \hat{U}_s} \right) = \varphi_L - \arcsin \left(\frac{U_0}{U_{di0}} \right) \quad (2.26)$$

$$I_{d(LG)} \approx \frac{\sqrt{U_{di0}^2 - U_0^2}}{\omega_N L} \quad (2.27)$$

In den Näherungsformeln kommt der Lastwiderstand R nicht mehr vor, d.h. sie gelten genaugenommen für $R \rightarrow 0$. Jedoch ist nunmehr gut zu erkennen, daß α_{LG} und $I_{d(LG)}$ bei $U_0 = 0$ am größten sind und mit zunehmender Gegenspannung U_0 kleiner werden (siehe auch [Abb. 2.13](#) und [2.14](#)).

Die Zeitverläufe beim Betrieb an der Lückgrenze und verschiedenen Gegenspannungen zeigt [Abb. 2.15](#).

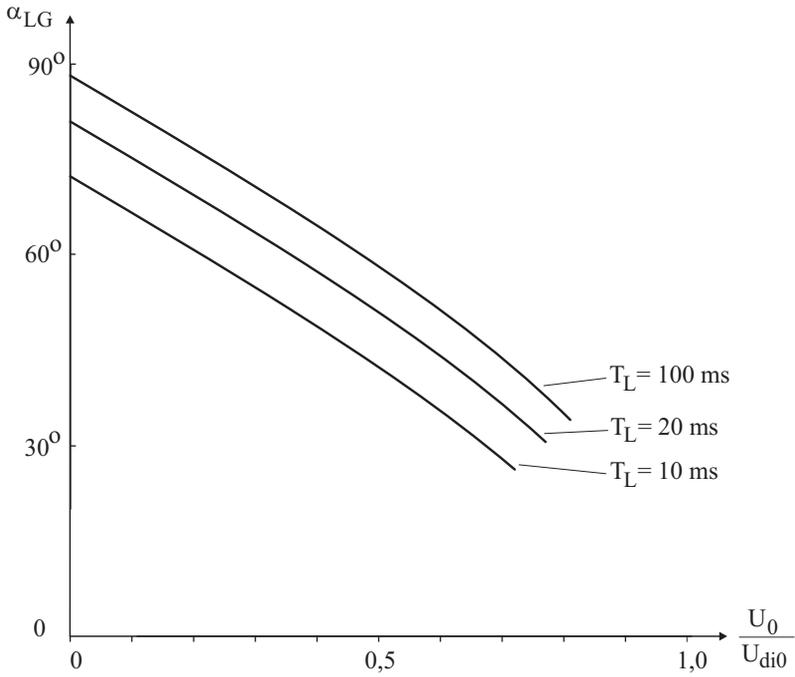


Abb. 2.13: Verschiebung der Lückgrenze α_{LG} durch die Gegenspannung U_0

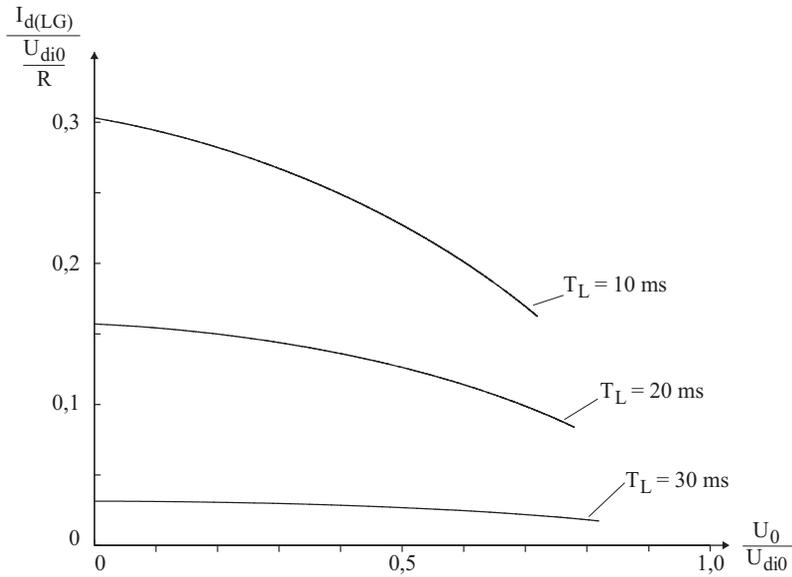


Abb. 2.14: Strom $I_{d(LG)}$ an der Lückgrenze als Funktion der Gegenspannung U_0

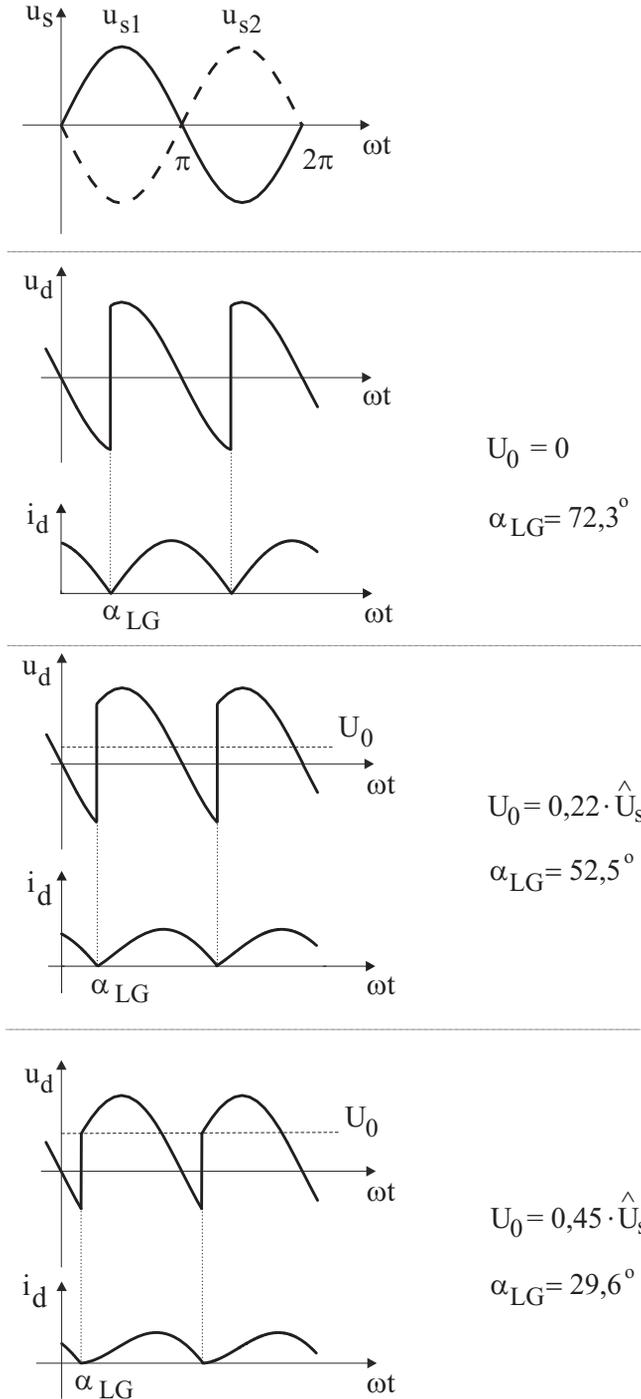


Abb. 2.15: Betrieb an der Lückgrenze bei verschiedenen Gegenspannungen U_0 (Lastzeitkonstante $T_L = 10 \text{ ms}$)

2.1.5 Netzgeführte Kommutierung

Bei den bisherigen Überlegungen wurde der Transformator als ideal angesehen, d.h. der Strom i_d konnte beim Zünden des Thyristors ohne Verzögerung von diesem übernommen werden (Kommutierung); dies ist nur möglich, wenn im Kommutierungskreis keine Energiespeicher enthalten sind. Tatsächlich hat der Transformator jedoch den resultierenden Wicklungswiderstand R_K und insbesondere die resultierende Streuinduktivität $L_\sigma = L_K$ (Abb. 2.16).

Für die folgenden Betrachtungen wird angenommen:

$R_K = 0$, $L_K > 0$, sowie die Last $R > 0$ und $L \rightarrow \infty$, d.h. I_d ohne Welligkeit.

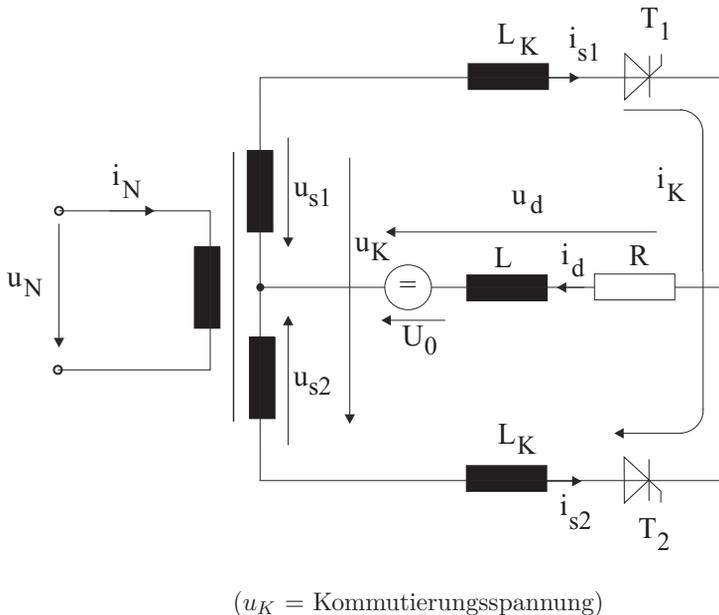


Abb. 2.16: Kommutierungsgrößen in der M2-Schaltung

Wir nehmen an, der Thyristor T_2 sei stromführend (Abb. 2.16); zum Zeitpunkt t_1 (Abb. 2.17) wird T_1 gezündet. Wie aus Abb. 2.17 zu entnehmen ist, ist das Anodenpotential von T_1 positiver als das Kathodenpotential von T_2 , so daß T_1 einschalten kann und sich ein Strom in T_1 ausbildet, der — bei konstantem Laststrom I_d — dem Strom in T_2 entgegengerichtet ist und diesen abbaut. Allerdings ist ein sprungartiger Wechsel des Stroms von T_2 auf T_1 nicht mehr möglich, da die magnetischen Energien im Strompfad von T_2 abgebaut und im Strompfad von T_1 aufgebaut werden müssen, d.h. die Kommutierung des Stroms von T_2 auf T_1 benötigt eine gewisse Zeit, die Kommutierungszeit t_K .

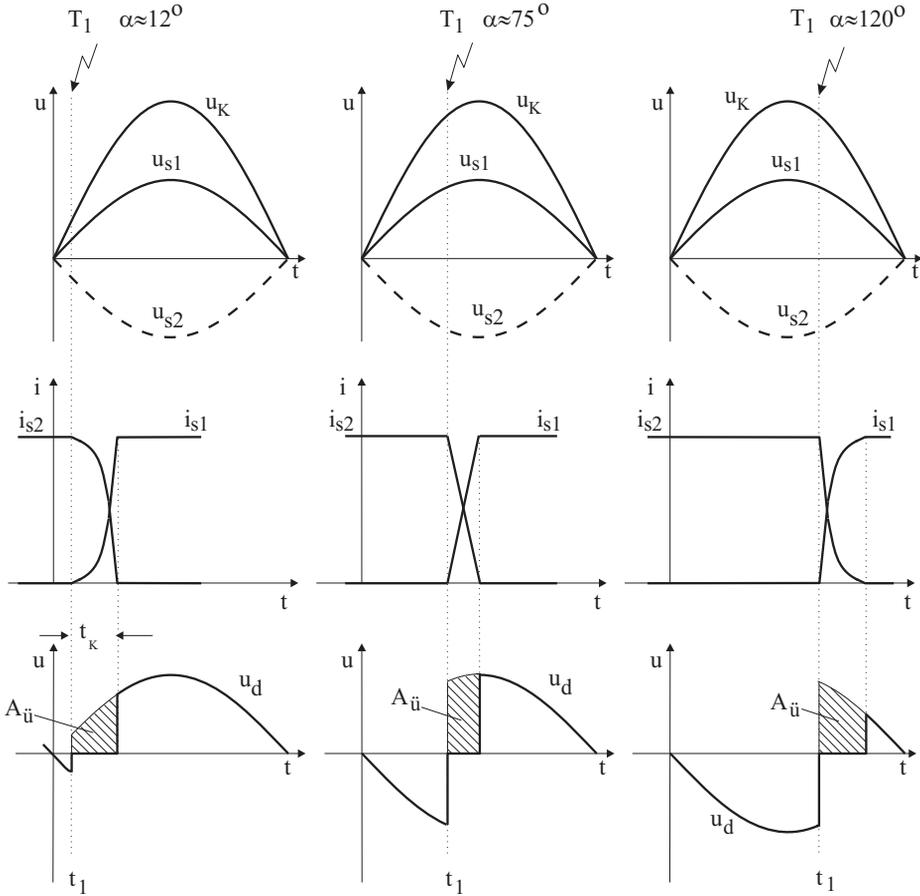


Abb. 2.17: Ventilströme und Lastspannung während der Kommutierung bei verschiedenen Zündwinkeln α

Für den Kommutierungsvorgang gilt:

$$u_{s1} = u_d + L_K \cdot \frac{di_{s1}}{dt}; \quad u_{s2} = u_d + L_K \cdot \frac{di_{s2}}{dt} = -u_{s1} \quad (2.28)$$

$$I_d = i_{s1} + i_{s2} = \text{konst.}, \quad \text{d.h.} \quad \frac{di_{s1}}{dt} = -\frac{di_{s2}}{dt} \quad (2.29)$$

$$u_K = u_{s1} - u_{s2} = 2 \cdot u_{s1} = L_K \cdot \left(\frac{di_{s1}}{dt} - \frac{di_{s2}}{dt} \right) = 2 \cdot L_K \cdot \frac{di_{s1}}{dt} \quad (2.30)$$

(u_K = Kommutierungsspannung)

Aus Gl. (2.30) folgt, daß sich der Ventilstrom in T_1 nur mit endlicher Steigung aufbauen kann, d.h. während der gemeinsamen Stromführungszeit der beiden Thyristoren (Kommutierungszeit t_K) wird der Strom in T_1 von 0 auf I_d aufgebaut und in T_2 von I_d auf 0 abgebaut.

Für den Strom i_{s1} folgt somit:

$$i_{s1} = \frac{1}{L_K} \cdot \int_{t_1}^t \hat{U}_s \cdot \sin(\omega_N t) \cdot dt = \frac{\hat{U}_s}{\omega_N L_K} \cdot (\cos \alpha - \cos \omega_N t) \quad (2.31)$$

mit $\alpha = \omega_N t_1 =$ Zündwinkel von T_1

Der Kommutierungsvorgang ist beendet, wenn $i_{s2} = 0$ ist. Dann gilt:

$$i_{s1} = I_d = \frac{\hat{U}_s}{\omega_N L_K} \cdot [\cos \alpha - \cos(\alpha + \ddot{u})] \quad (2.32)$$

Der Überlappungswinkel $\ddot{u} = \omega_N \cdot t_K$ ergibt sich damit aus:

$$\cos(\alpha + \ddot{u}) = \cos \alpha - \frac{I_d \cdot \omega_N L_K}{\hat{U}_s} = \cos \alpha - \frac{I_d}{\hat{I}_k} \quad (2.33)$$

$$\ddot{u} = \arccos \left(\cos \alpha - \frac{I_d}{\hat{I}_k} \right) - \alpha \quad (2.34)$$

$$\text{mit } \hat{I}_k = \frac{\hat{U}_s}{\omega_N L_K} \quad (\text{Kurzschlußstrom-Amplitude}) \quad (2.35)$$

Somit ergeben sich für den Überlappungswinkel \ddot{u} folgende Zusammenhänge:

- größere Wechselspannung $u_s \implies$ größere Kommutierungsspannung u_K ,
d.h. kleineres \ddot{u} ,
- größerer Gleichstrom $I_d \implies$ größeres \ddot{u} ,
- größeres $L_K \implies$ größeres \ddot{u} .

In [Abb. 2.18](#) ist \ddot{u} als Funktion von α und I_d/\hat{I}_k dargestellt.

Mit Gl. (2.28) und (2.30) erhält man den Zeitverlauf der Lastspannung $u_d(t)$ während der Kommutierung:

$$u_{s1} = L_K \cdot \frac{di_{s1}}{dt} \quad (2.36)$$

$$u_d = u_{s1} - L_K \cdot \frac{di_{s1}}{dt} = 0 \quad (2.37)$$

Für die M2-Schaltung ist während der Kommutierungsphase (d.h. während der Kommutierungszeit t_K) die Spannung an der Last somit $u_d = 0$.

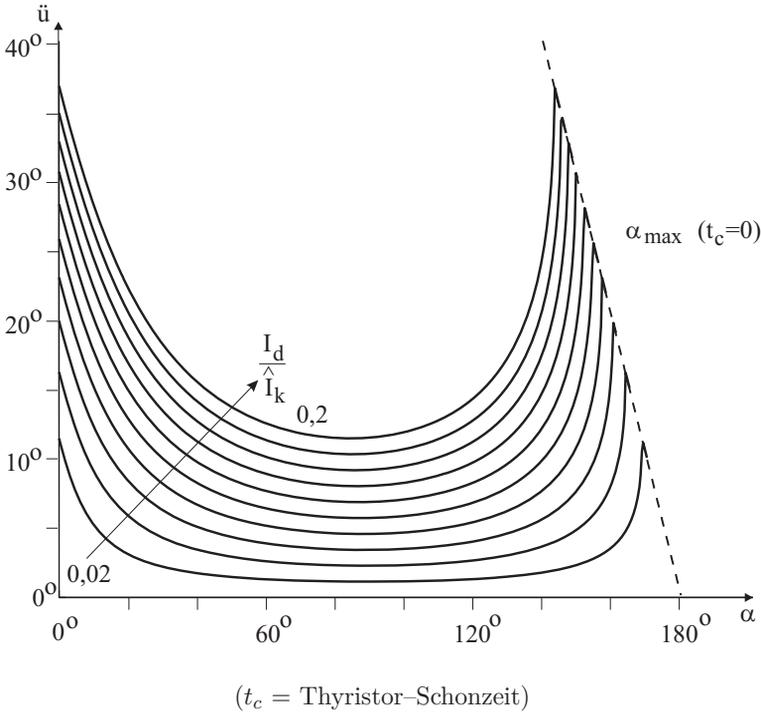


Abb. 2.18: Überlappungswinkel \ddot{u} als Funktion von α und I_d/\hat{I}_k (M2-Schaltung)

Der Zeitverlauf der Ventilströme i_{s1} und i_{s2} während der Kommutierung läßt sich aus der Kommutierungsspannung $u_K(t)$ ableiten:

$$\frac{di_{s1}}{dt} = \frac{u_K(t)}{2 \cdot L_K} \quad (2.38)$$

Wird beispielsweise die wirksame Kommutierungsspannung u_K aufgrund einer Änderung des Zündwinkels α größer, dann wird das di_{s1}/dt im Thyristor T_1 zunehmen (Gl. (2.38)) und entsprechend der Strom i_{s2} im Thyristor T_2 schneller abfallen. Dies bedeutet, daß die Kommutierungszeit t_K bzw. der Überlappungswinkel \ddot{u} abnehmen muß (Abb. 2.17 und 2.18).

Der zweimal pro Netzperiode T_N auftretende Spannungszeitflächenverlust $A_{\ddot{u}}$ bewirkt eine Verminderung des Gleichspannungsmittelwertes $U_{di\alpha}$.

Die Spannungszeitfläche $A_{\ddot{u}}$ ergibt sich aus:

$$A_{\ddot{u}} = \frac{1}{\omega_N} \cdot \int_{\alpha}^{\alpha+\ddot{u}} \hat{U}_s \cdot \sin(\omega_N t) \cdot d\omega_N t = \frac{\hat{U}_s}{\omega_N} \cdot [\cos \alpha - \cos(\alpha + \ddot{u})] \quad (2.39)$$

Aus Gl. (2.33) folgt:

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \ddot{u}) = \frac{I_d}{\hat{I}_k} = \frac{I_d \cdot \omega_N L_K}{\hat{U}_s} \quad (2.40)$$

Damit erhält man:

$$A_{\ddot{u}} = L_K \cdot I_d = \text{konst.} \quad (\text{d.h. unabhängig von } \alpha) \quad (2.41)$$

Gleichung (2.41) besagt, daß für den Abbau (bzw. den Aufbau) des Stroms in den Kommutierungs-Induktivitäten L_K eine Spannungszeitfläche $A_{\ddot{u}}$ notwendig ist, um den Fluß $\Psi = L_K \cdot I_d$ auf Null abzusenken (bzw. von Null aufzubauen). Der durch die Kommutierungs-Induktivitäten L_K bedingte Spannungszeitflächenverlust führt zum *induktiven Gleichspannungsabfall* D_x und ergibt sich bei der M2-Schaltung zu:

$$D_x = \frac{2}{T_N} \cdot A_{\ddot{u}} = 2 \cdot f_N \cdot L_K \cdot I_d = R_i \cdot I_d \quad (T_N = \text{Netzperiode}) \quad (2.42)$$

Der Stromrichter läßt sich somit als ideale steuerbare Spannungsquelle mit dem (scheinbare) Innenwiderstand $R_i = 2 \cdot f_N \cdot L_K$ darstellen (Abb. 2.19). Es ist zu beachten, dass dieser Innenwiderstand nur die Stromabhängigkeit der mittleren Ausgangsspannung (U_d , siehe 2.20) korrekt beschreibt: Energieverluste - wie in einem ohmschen Widerstand - treten nicht auf!

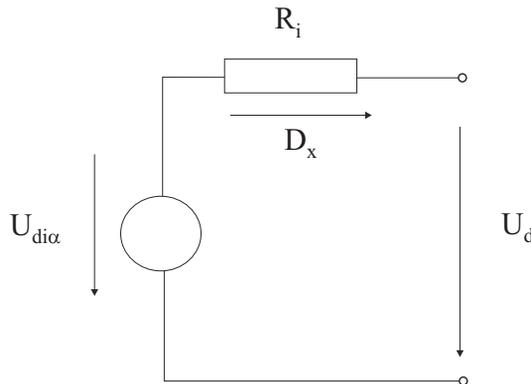


Abb. 2.19: Ersatzschaltbild des Stromrichters

Die zusätzlichen Spannungsabfälle an den Thyristoren sowie am Widerstand der Zuleitungen und der Wicklungen hingegen, sind mit Energieverlusten verbunden. Sie sind jedoch klein bzw. nur bei Hochstrom- bzw. Niederspannungsanwendungen von Bedeutung.

Gebräuchlich ist auch der bezogene Spannungsabfall d_x :

$$d_x = \frac{D_x}{U_{di0}} = 2 \cdot f_N \cdot L_K \cdot I_d \cdot \frac{\pi}{2 \cdot \hat{U}_s} = \frac{I_d}{2 \cdot \hat{I}_k} \quad (2.43)$$

Damit läßt sich Gl. (2.33) auch schreiben als:

$$\cos(\alpha + \ddot{u}) = \cos \alpha - 2 \cdot d_x \tag{2.44}$$

$$\cos \ddot{u}_0 = 1 - 2 \cdot d_x \quad (\text{für } \alpha = 0) \tag{2.45}$$

Für den Gleichspannungsmittelwert U_d folgt:

$$U_d = U_{di0} \cdot \cos \alpha - D_x \tag{2.46}$$

$$= U_{di0} \cdot (\cos \alpha - d_x) \tag{2.47}$$

$$= U_{di0} \cdot \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \ddot{u})}{2} \tag{2.48}$$

Damit ergeben sich für den Stromrichter die in [Abb. 2.20](#) dargestellten Kennlinien.

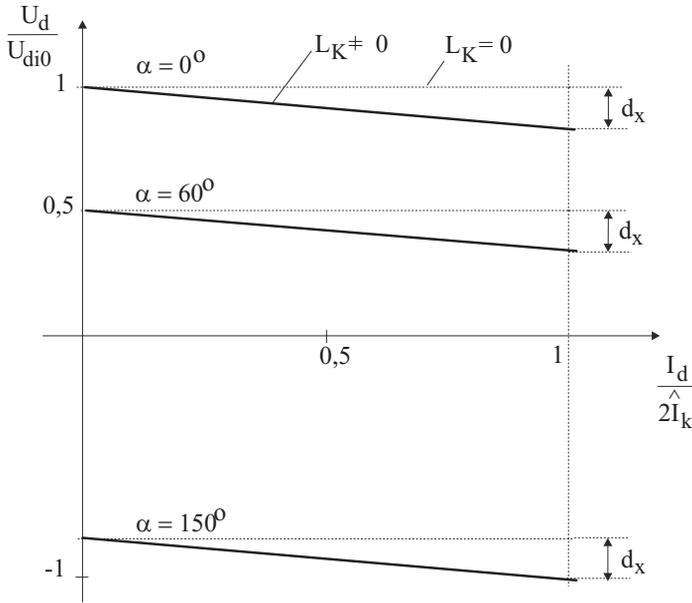


Abb. 2.20: Kennlinien der Stromrichter-Ersatzspannungsquelle (zu beachten: $\hat{I}_k \gg I_{dN}$)

Der induktive Spannungsabfall d_x läßt sich auch durch die relative Kurzschlußspannung u_k des Transformators ausdrücken, sofern keine weiteren Reaktanzen oder Netzdrosseln vorhanden sind.

Für die Scheinleistung S_N des Transformators mit zwei Sekundärwicklungen und der Übersetzung $\ddot{u}_T = U_N/U_s$ gilt:

$$S_N = U_N \cdot I_N = u_k \cdot U_N \cdot I_k \cdot \frac{2}{\ddot{u}_T} \tag{2.49}$$

Mit $u_k = \frac{\ddot{u}_T \cdot I_N}{2 \cdot I_k}$ und $I_N = \frac{I_{dN}}{\hat{u}_T}$ ergibt sich:

$$d_x = \frac{I_d}{2 \cdot \hat{I}_k} = \frac{I_{dN}}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_k} \cdot \frac{I_d}{I_{dN}} = \frac{u_k}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_d}{I_{dN}} \quad (2.50)$$

Somit läßt sich Gl. (2.47) auch schreiben als:

$$U_d = U_{di0} \cdot \left(\cos \alpha - \frac{u_k}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_d}{I_{dN}} \right) \quad (2.51)$$

(mit der relativen Kurzschlußspannung $u_k \approx 0,05 \dots 0,10$)

2.1.6 Wechselrichterbetrieb ($U_{di\alpha} < 0$)

Der Wechselrichterbetrieb mit $U_{di\alpha} < 0$ tritt dann ein, wenn erstens der Lastkreis zusätzlich eine Spannungsquelle U_0 enthält und zweitens der Steuerwinkel $\alpha > \pi/2$ wird. Dieser Fall kommt beispielsweise beim Betrieb von Gleichstrommaschinen vor (Abb. 2.21).

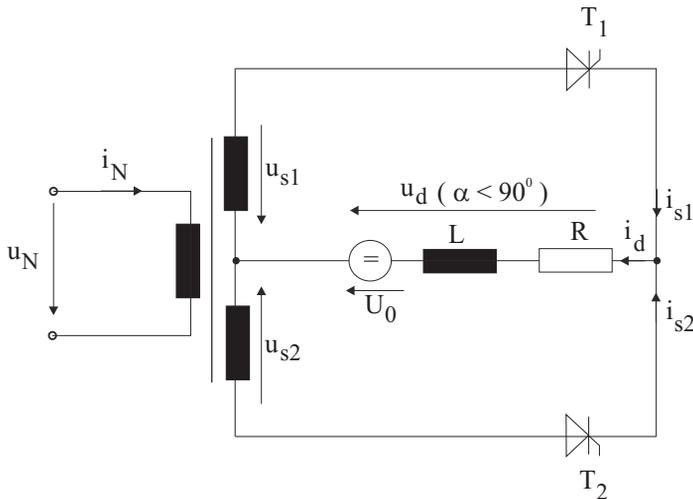


Abb. 2.21: M2-Schaltung mit Gegenspannung U_0 im Lastkreis

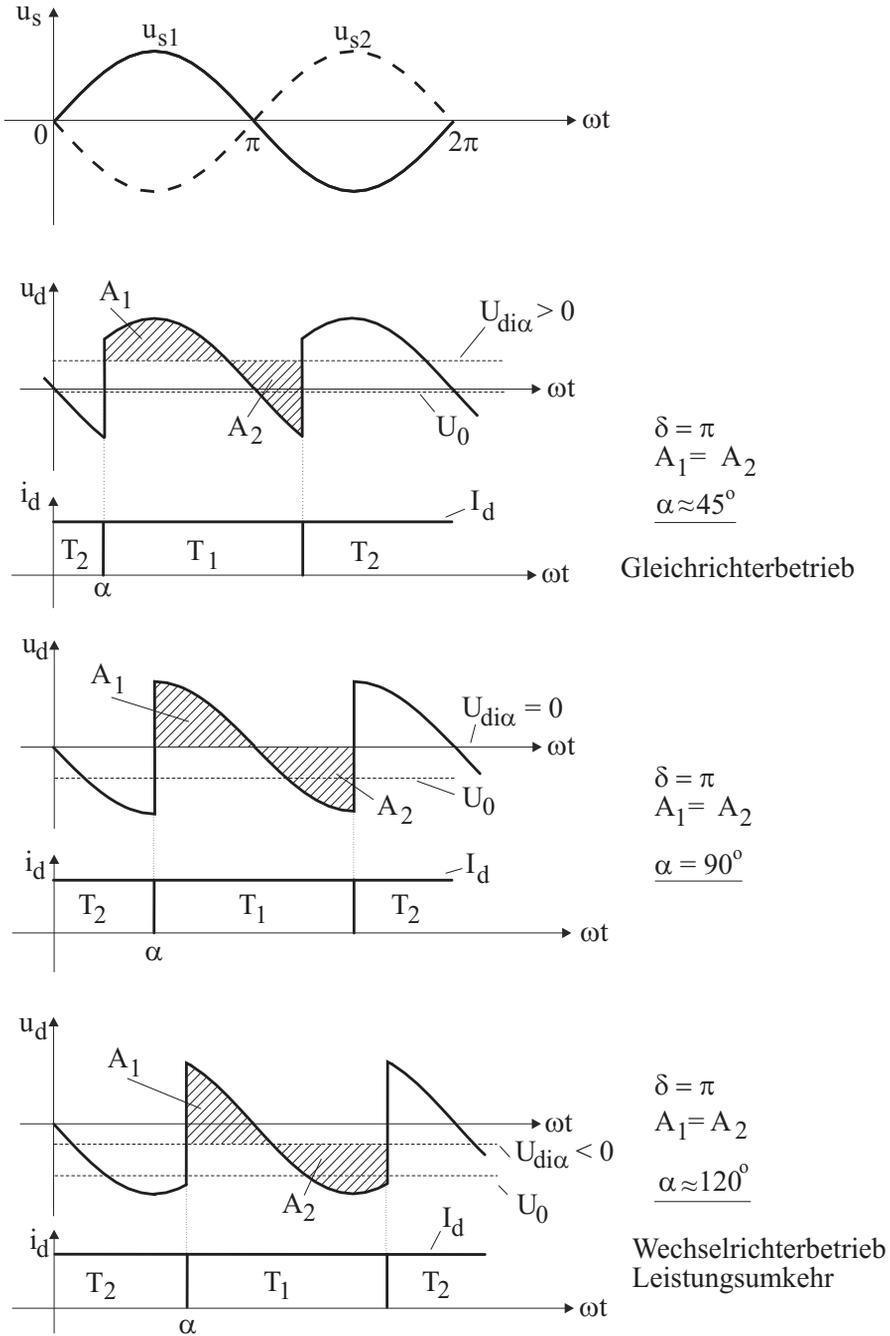


Abb. 2.22: Strom- und Spannungsverläufe der M2-Schaltung mit Gegenspannung U_0 und idealer Glättung des Stroms

Bei der Untersuchung der Schaltung in [Abb. 2.21](#) wird angenommen, daß $R > 0$ und $L \rightarrow \infty$; damit ist $I_d = \text{konstant}$ im Arbeitspunkt. Zusätzlich sind Netz, Transformator und Thyristoren als ideal angenommen.

Wie bereits in Kap. 2.1.4 gezeigt wurde, gilt dann bei einem Steuerwinkel α :

$$U_{di\alpha} = U_{di0} \cdot \cos \alpha = R \cdot I_d + U_0 \quad (2.52)$$

$$I_d = \frac{U_{di\alpha} - U_0}{R} \geq 0 \quad (2.53)$$

Da für I_d nur positive Werte erlaubt sind (Ventilwirkung), muß die Bedingung $U_{di\alpha} - U_0 > 0$ erfüllt sein, um einen positiven Spannungsabfall an R zu gewährleisten. Dies bedeutet, daß bei einer Steuerung des Winkels α in den Bereich $\alpha > \pi/2$ die Spannung $U_{di\alpha} = U_{di0} \cdot \cos \alpha$ und — um die obige Bedingung $U_{di\alpha} - U_0 > 0$ einzuhalten — auch U_0 die Vorzeichen umkehren müssen; zusätzlich muß aber U_0 um $R \cdot I_d$ negativer sein (ideale Thyristoren) als $U_{di\alpha}$, um den weiteren positiven Spannungsabfall am Widerstand aufgrund der bleibenden Stromrichtung von I_d zu erzielen.

(Die obige Bedingung kann präziser auch wie folgt interpretiert werden: Die Spannungsdifferenz $U_d - U_0$ [realer Transformator und reale Ventile] muß positiv und so groß sein, daß sowohl der Spannungsabfall $R \cdot I_d$ als auch der Spannungsabfall $R_L \cdot I_d$ der Spule gedeckt werden.)

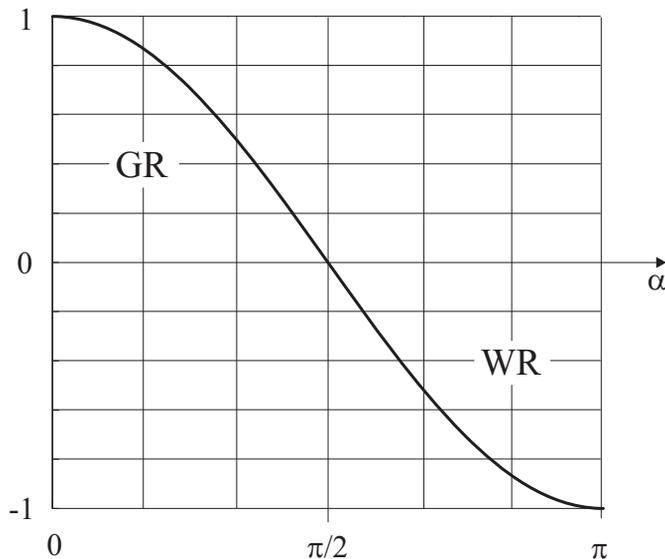


Abb. 2.23: Statische Steuerkennlinie der M2-Schaltung mit R-L-Last und Gegenspannung bei nichtlückendem Strom

Abbildung 2.22 zeigt, daß bei idealer Glättung die ursprüngliche Grenze des Steuerbereichs $\alpha = \pi/2$ aufgehoben wird. Solange die Gegenspannung U_0 negativer als der Mittelwert U_d der Gleichspannung ist, kann der Steuerwinkel Werte bis $\alpha = \pi$ annehmen, ohne daß der Gleichstrom I_d Null wird. Aufgrund der Kommutierung und der Freiwerdezeiten der Thyristoren kann in der Praxis der Steuerbereich aber *nicht* bis $\alpha = \pi$ ausgenutzt werden (siehe Kap. 2.1.7).

Da im Steuerwinkelbereich $\alpha > \pi/2$ die Polarität der Spannung U_d wechselt, die Stromrichtung im Gleichstromkreis jedoch gleich bleibt, kehrt sich die Energieflußrichtung um. Während im Steuerbereich $0 < \alpha < \pi/2$ das Wechselstromnetz Energie in den Gleichstromkreis liefert, wird im Bereich $\alpha > \pi/2$ von der Gegenspannungsquelle U_0 Energie ins Wechselstromnetz zurückgespeist, d.h., die Schaltung arbeitet nun als *Wechselrichter*.

Die ideale Steuerkennlinie $U_{di\alpha} / U_{di0}$ für nichtlückenden Strom ist in Abb. 2.23 dargestellt.

2.1.7 Wechselrichterkippen

Aufgrund der Freiwerdezeit t_q der Thyristoren und der Kommutierungszeit t_K ($t_K = \ddot{u}/\omega_N$; sowie Gleichungen (2.40) und (2.41)) kann im Wechselrichterbetrieb der Zündwinkel $\alpha = 180^\circ$ nicht erreicht werden. Im allgemeinen darf der Winkel α_{WR} — *Wechselrichtertrittgrenze* genannt — nicht überschritten werden.

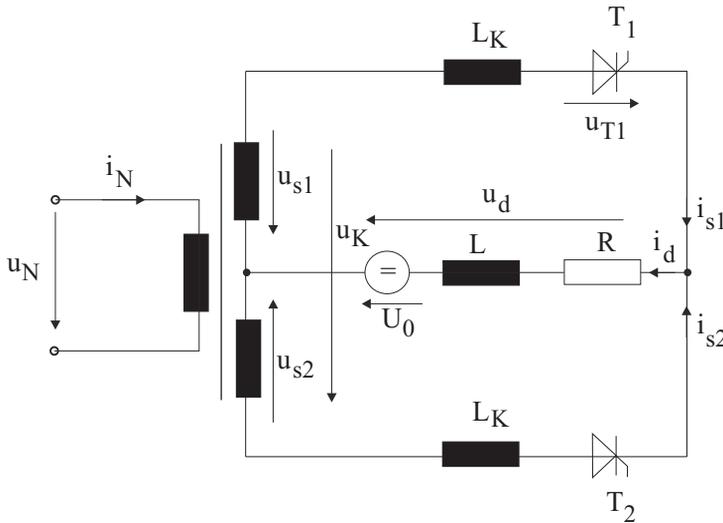
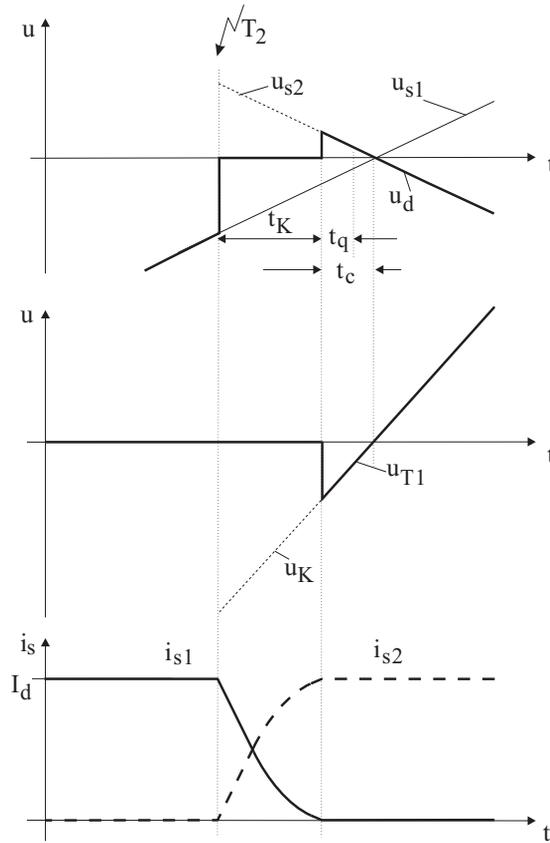


Abb. 2.24: M2–Schaltung mit Gegenspannung

Für die folgenden Betrachtungen sei $L \gg L_K$ angenommen. Der Thyristor T_1 führe den Strom I_d und der Thyristor T_2 soll den Strom I_d übernehmen; weiterhin sei $U_0 < 0$ (Abb. 2.24).



(t_K = Kommutierungszeit, t_c = Schonzeit, t_q = Freiwerdezeit)

Abb. 2.25: *Kommutierung in der Nähe der Wechselrichtertrittgrenze*

Wenn nun angenommen wird, daß die Bedingung $\alpha \leq \pi - \omega_N \cdot (t_K + t_c)$ eingehalten wird, dann wird nach dem Zünden von T_2 zuerst die Kommutierung mit der Kommutierungszeit t_K (wie in Kap. 2.1.5 beschrieben) erfolgen (Abb. 2.25).

Nach Ablauf der Kommutierung wird das Anodenpotential des Thyristors T_1 , der vor der Kommutierung den Strom führte und in dessen niedrig dotierten Bereichen sich deshalb noch ionisierte Ladungsträger (Plasma) befinden, niedriger als das Kathodenpotential sein. Dies bedeutet, an dem Thyristor T_1 liegt Sperrspannung an, die Ladungsträger können ausgeräumt werden und der Thyristor T_1 kann — wenn die Sperrspannung länger als die Freiwerdezeit t_q des Thyristors anliegt — blockierfähig werden, d.h. der Thyristor T_1 kann dann positive Spannung blockieren. Die Schonzeit t_c muß somit größer als die Freiwerdezeit t_q sein. Damit ist verständlich, daß $\alpha_{max} \leq \pi - \omega_N \cdot (t_K + t_c)$ sein muß, um den Wechselrichterbetrieb auch in diesem Betriebspunkt sicherzustellen und das sogenannte *Wechselrichterkippen* zu vermeiden.

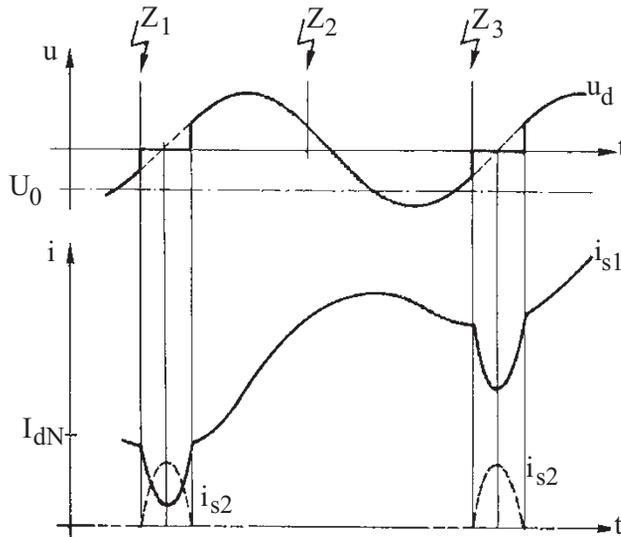


Abb. 2.26: Ströme und Spannungen beim Wechselrichterkippen

Wird der Thyristor T_2 dagegen zu kurz vor $\alpha = 180^\circ$ gezündet, kann es vorkommen, daß die Kommutierungszeit t_K über den Nulldurchgang der Kommutierungsspannung u_K hinausreicht. In diesem Fall läuft folgender Vorgang ab (Abb. 2.26):

Nach der Zündung von T_2 (erster Zündimpuls Z_1) wird der Strom i_{s1} abgebaut. Bevor er jedoch zu Null wird, kehrt die Kommutierungsspannung u_K ihr Vorzeichen um. Der Strom i_{s1} steigt dadurch wieder an. Der Thyristor T_1 bleibt damit leitend, während T_2 nach dem Kommutierungsversuch erneut sperrt. Die den Strom i_{s1} treibende Spannung ergibt sich aus der Summe der Gegenspannung U_0 und der sekundären Transformatorspannung u_{s1} ; der Strom i_{s1} wächst aufgrund der Spannungsaddition sehr schnell an.

Der folgende zweite Zündimpuls Z_2 an Thyristor T_1 ist ohne Bedeutung, da T_1 bereits leitet. Der dritte Zündimpuls Z_3 an T_2 führt zu einem erneuten Kommutierungsversuch, der jedoch wiederum scheitern muß, da die Kommutierungsspannung den inzwischen wesentlich größeren Strom i_{s1} nicht mehr abbauen kann.

Man sieht, daß der Strom bei zu großem Steuerwinkel nicht kommutiert werden kann und deshalb laufend zunimmt: der Wechselrichter *kippt* (Abb. 2.26); der Strom kann nur noch durch Schalter oder Sicherungen abgeschaltet werden. Aber auch wenn die Kommutierung vor dem Nulldurchgang von u_K beendet ist, kann der Wechselrichter kippen; dies ist der zweite Fehlermodus:

Ist die Schonzeit t_c kleiner als die Freiwerdezeit t_q des Thyristors T_1 (vgl. Abb. 2.25), kann T_1 die nach dem Nulldurchgang von u_K positive Span-

nung u_{T1} nicht sperren (blockieren). Thyristor T_1 wird dann — ohne Zündimpuls — wieder leitend, und es läuft der in [Abb. 2.26](#) dargestellte Vorgang ab [61, 62].

Um bei Spannungseinbrüchen oder Laststromänderungen eine Verlängerung der Kommutierungszeit auffangen zu können, ohne Wechselrichterkippen befürchten zu müssen, wird der Zündwinkel α in der Praxis im allgemeinen auf die Wechselrichtertrittgrenze $\alpha_{WR} \approx 150^\circ$ fest eingestellt.

Bei hochwertigen Anlagen mit Stromrichtern wie Stromrichtermotoren oder HGÜs wird α_{WR} nicht fest eingestellt, sondern in Abhängigkeit vom Laststrom und der Spannung gesteuert bzw. geregelt.

In [142] wird eine Löschorrichtung für netzgeführte Stellglieder vorgestellt, die das Wechselstromkippen verhindert. Diese Entwicklung wurde realisiert, da Gleichstromantriebe auch im Jahr 2006 noch ein erhebliches Marktpotential haben.

2.2 Oberschwingungen und Netzurückwirkungen

Wie bereits in Kap. 2.1 gezeigt wurde, sind die in der Schaltung auftretenden Spannungen und Ströme nicht-sinusförmige, periodische Zeitfunktionen. Sie lassen sich mit Hilfe der *Fourierreihe* als Summe eines Gleichanteils ($n = 0$), einer Grundschwingung ($n = 1$) und unendlich vieler Oberschwingungen ($n > 1$) darstellen (Fourier-Koeffizienten $a_{(n)}$ und $b_{(n)}$; $a_{(n)}$ und $b_{(n)}$ repräsentieren Scheitelwerte).

Mit $\omega = 2\pi/T$ gilt allgemein:

$$\begin{aligned} f(t) &= \frac{a_{(0)}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_{(n)} \cdot \cos(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_{(n)} \cdot \sin(n\omega t) \\ &= \frac{a_{(0)}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{a_{(n)}^2 + b_{(n)}^2} \cdot \sin(n\omega t + \varphi_n) \end{aligned} \quad (2.54)$$

$$\text{mit} \quad a_{(n)} = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot \cos(n\omega t) \cdot dt \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (2.55)$$

$$b_{(n)} = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot \sin(n\omega t) \cdot dt \quad (n = 1, 2, 3, \dots) \quad (2.56)$$

$$\varphi_n = \arctan\left(\frac{a_{(n)}}{b_{(n)}}\right) \quad (2.57)$$

In einer p -pulsigen Schaltung erfolgen p Kommutierungen während einer Netzperiode T_N , d.h. im stationären Betriebszustand sind p gleiche Spannungs- und Stromverläufe auf der Lastseite festzustellen.

Somit gilt für die Lastseite:

$$\omega = p \cdot \omega_N \quad (\omega_N = \text{Netzkreisfrequenz}) \quad (2.58)$$

Daraus folgt, daß — bezogen auf die Netzfrequenz — nur Oberschwingungen der Ordnungszahl $\nu = n \cdot p$ auf der Lastseite (Gleichstromseite) auftreten können.

Im Folgenden sollen für die bisher betrachtete zweipulsige Mittelpunktschaltung (M2) die Oberschwingungen auf der Lastseite (Gleichstromseite) und auf der Netzseite berechnet werden. Dabei wird zunächst vorausgesetzt, daß die Netzspannung sinusförmig (Netz-Innenimpedanz $Z_N = 0$) ist und die Kommutierung unberücksichtigt bleibt.

2.2.1 Oberschwingungen auf der Lastseite

2.2.1.1 Ohmsche Last ($L = 0$):

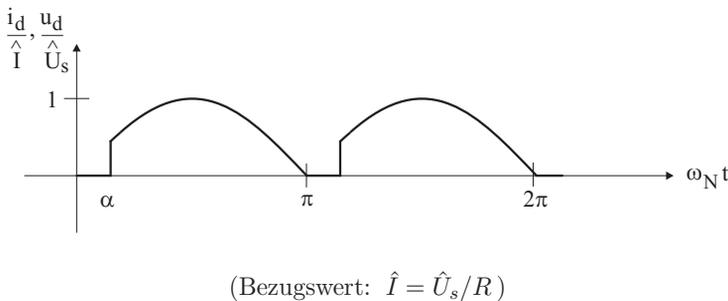


Abb. 2.27: Strom und Spannung auf der Lastseite bei ohmscher Last (M2-Schaltung)

Für die Lastspannung $u_d(t)$ bei ohmscher Last (Abb. 2.27) ergeben sich die Fourier-Koeffizienten zu:

$$\begin{aligned}
 a_{(\nu)} &= \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} \hat{U}_s \cdot \sin(\omega_N t) \cdot \cos(\nu \omega_N t) \cdot d\omega_N t \\
 &= -\frac{2 \cdot \hat{U}_s}{\pi(\nu^2 - 1)} \cdot [1 + \nu \cdot \sin(\nu \alpha) \cdot \sin \alpha + \cos(\nu \alpha) \cdot \cos \alpha] \quad (\nu = 0, 2, 4, \dots) \\
 b_{(\nu)} &= \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} \hat{U}_s \cdot \sin(\omega_N t) \cdot \sin(\nu \omega_N t) \cdot d\omega_N t \\
 &= \frac{2 \cdot \hat{U}_s}{\pi(\nu^2 - 1)} \cdot [\nu \cdot \cos(\nu \alpha) \cdot \sin \alpha - \sin(\nu \alpha) \cdot \cos \alpha] \quad (\nu = 2, 4, 6, \dots)
 \end{aligned}$$

Für den Gleichanteil $U_{di\alpha}$ folgt (vergl. Gl. (2.1)):

$$U_{di\alpha} = \frac{a(0)}{2} = \frac{\hat{U}_s}{\pi} \cdot (1 + \cos \alpha) \quad (2.59)$$

Für die Oberschwingungs-Amplituden $\hat{U}_{d(\nu)}$ folgt:

$$\hat{U}_{d(\nu)} = \frac{2 \cdot \hat{U}_s}{\pi(\nu^2 - 1)} \sqrt{2 + 2\nu \cdot \sin(\nu\alpha) \sin \alpha + 2 \cdot \cos(\nu\alpha) \cos \alpha + (\nu^2 - 1) \cdot \sin^2 \alpha} \quad (2.60)$$

$$(\nu = 2, 4, 6, 8, \dots) \quad (\text{siehe Abb. 2.29})$$

Entsprechendes gilt für die Stromamplituden $\hat{I}_{d(\nu)}$, da $i_d = u_d/R$.

2.2.1.2 Ideale Glättung ($L \rightarrow \infty$):

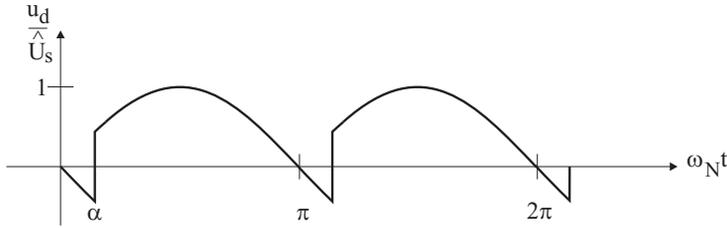


Abb. 2.28: Lastspannung bei idealer Glättung (M2-Schaltung)

Im Fall der idealen Glättung fließt ein reiner Gleichstrom $I_d = \text{konstant}$. Für die Lastspannung $u_d(t)$ nach Abb. 2.28 ergibt die Rechnung:

$$\begin{aligned} a_{(\nu)} &= \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \hat{U}_s \cdot \sin(\omega_N t) \cdot \cos(\nu\omega_N t) \cdot d\omega_N t \\ &= -\frac{4 \cdot \hat{U}_s}{\pi(\nu^2 - 1)} \cdot [\nu \cdot \sin(\nu\alpha) \cdot \sin \alpha + \cos(\nu\alpha) \cdot \cos \alpha] \quad (\nu = 0, 2, 4, \dots) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_{(\nu)} &= \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \hat{U}_s \cdot \sin(\omega_N t) \cdot \sin(\nu\omega_N t) \cdot d\omega_N t \\ &= \frac{4 \cdot \hat{U}_s}{\pi(\nu^2 - 1)} \cdot [\nu \cdot \cos(\nu\alpha) \cdot \sin \alpha - \sin(\nu\alpha) \cdot \cos \alpha] \quad (\nu = 2, 4, 6, \dots) \end{aligned}$$

Für den Gleichanteil $U_{di\alpha}$ und die Oberschwingungs-Amplituden $\hat{U}_{d(\nu)}$ folgt:

$$U_{di\alpha} = \frac{a_{(0)}}{2} = \hat{U}_s \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \cos \alpha \quad (\text{vergl. Gl. (2.4)}) \quad (2.61)$$

$$\hat{U}_{d(\nu)} = \frac{4 \cdot \hat{U}_s}{\pi(\nu^2 - 1)} \cdot \sqrt{1 + (\nu^2 - 1) \cdot \sin^2 \alpha} \quad (2.62)$$

$$(\nu = 2, 4, 6, \dots) \quad (\text{siehe Abb. 2.30})$$

Welligkeit:

Den Effektivwert $U_{d\text{eff}}$ der Lastspannung $u_d(t)$ erhält man nach der Formel:

$$U_{d\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_d^2(t) \cdot dt} \quad (2.63)$$

Zerlegt man $u_d(t)$ in den Gleichanteil und die Wechselanteile:

$$u_d(t) = U_{di\alpha} + \sum_{\nu=1}^{\infty} [U_{d(\nu)} \cdot \sin(\nu\omega_N t + \varphi_\nu)] = U_{di\alpha} + u_{d\sim}(t) \quad (2.64)$$

dann ergibt sich für den Effektivwert:

$$U_{d\text{eff}} = \sqrt{U_{di\alpha}^2 + \sum_{\nu=1}^{\infty} U_{d(\nu)}^2} = \sqrt{U_{di\alpha}^2 + U_{d\sim}^2} \quad (2.65)$$

Darin sind die Anteile $U_{d(\nu)} = \hat{U}_{d(\nu)}/\sqrt{2}$ die Effektivwerte der einzelnen Oberschwingungen und

$$U_{d\sim} = \sqrt{\sum_{\nu=1}^{\infty} U_{d(\nu)}^2} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [u_d(t) - U_{di\alpha}]^2 dt} = \sqrt{U_{d\text{eff}}^2 - U_{di\alpha}^2} \quad (2.66)$$

der Effektivwert des gesamten Wechselanteils $u_{d\sim}(t)$.

Bei Mischgrößen ($U_{di\alpha} \neq 0$) wird als Maß für den Oberschwingungsgehalt das Verhältnis w definiert, das als *Welligkeit* bezeichnet wird.

Für die Welligkeit der Lastspannung u_d gilt somit:

$$w_{ud} = \frac{\sqrt{\sum_{\nu=1}^{\infty} U_{d(\nu)}^2}}{|U_{di\alpha}|} = \frac{U_{d\sim}}{|U_{di\alpha}|} = \sqrt{\left(\frac{U_{d\text{eff}}}{U_{di\alpha}}\right)^2 - 1} \quad (2.67)$$

Grenzwerte der Welligkeit sind $w = 0$ für reine Gleichgrößen und $w \rightarrow \infty$ für reine Wechselgrößen.

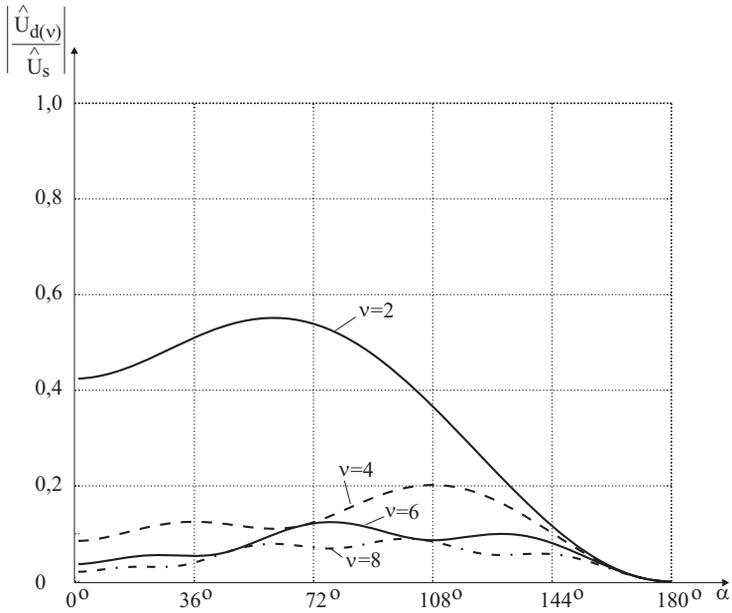


Abb. 2.29: Gleichspannungs-Oberschwingungen bei ohmscher Last (M2-Schaltung)

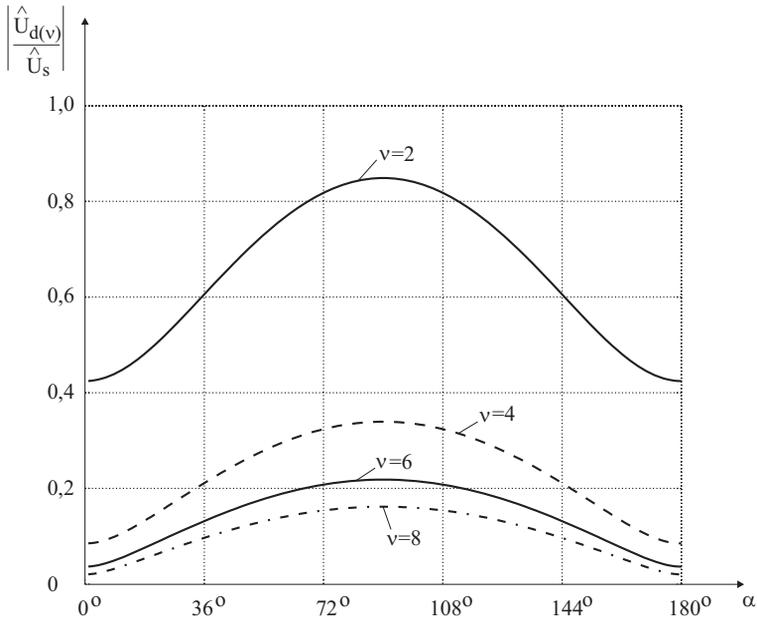


Abb. 2.30: Gleichspannungs-Oberschwingungen bei $I_d = \text{konstant}$ (M2-Schaltung)

Allgemein gilt für *p*-pulsige Schaltungen und nichtlückenden Laststrom:

a) Gleichspannungsmittelwert der Lastspannung:

$$U_{di\alpha} = \hat{U} \cdot \frac{p}{2\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{p} + \alpha}^{+\frac{\pi}{p} + \alpha} \cos(\omega_N t) \cdot d\omega_N t = \hat{U} \cdot \frac{p}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot \cos \alpha = U_{di0} \cdot \cos \alpha \quad (2.68)$$

(\hat{U} = Scheitelwert der wirksamen Wechselspannung,
d.h. Strangspannung \hat{U}_s bei Mittelpunktschaltungen
bzw. verkettete Spannung \hat{U}_v bei Brückenschaltungen)

b) Effektivwert der Lastspannung:

$$U_{deff} = \sqrt{\frac{p}{2\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{p} + \alpha}^{+\frac{\pi}{p} + \alpha} \hat{U}^2 \cdot \cos^2(\omega_N t) \cdot d\omega_N t} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{p}{2\pi} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{p}\right) \cdot \cos(2\alpha)} \quad (2.69)$$

c) Effektivwert des Wechselspannungsanteils der Lastspannung:

$$U_{d\sim} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{p}{2\pi} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{p}\right) \cdot \cos(2\alpha) - 2 \cdot \left[\frac{p}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot \cos \alpha\right]^2} \quad (2.70)$$

$$= \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{p}{\pi}\right)^2 \sin^2\left(\frac{\pi}{p}\right) - \cos(2\alpha) \left[\left(\frac{p}{\pi}\right)^2 \sin^2\left(\frac{\pi}{p}\right) - \frac{p}{2\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{p}\right)\right]}$$

Somit ergibt sich allgemein die Welligkeit zu:

$$w_{ud}(p, \alpha) = \sqrt{\frac{1 + \frac{p}{2\pi} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{p}\right) \cdot \cos(2\alpha)}{2 \cdot \left[\frac{p}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot \cos \alpha\right]^2}} - 1 \quad (2.71)$$

Die Welligkeit w_{ud} ist für $\alpha = 0$ am kleinsten (siehe Gl. (2.70)):

$$\alpha = 0 : \quad \begin{array}{ll} p = 2 : & w_{ud} = 0,48 \\ p = 3 : & w_{ud} = 0,18 \\ p = 6 : & w_{ud} = 0,04 \end{array}$$

Die Welligkeit w_{id} des Laststroms i_d läßt sich bei allgemeiner R–L–Last und Gegenspannung in der Regel nur mit großem Aufwand berechnen. Die einzelnen Laststrom–Oberschwingungen $\hat{I}_{d(\nu)}$ lassen sich berechnen aus:

$$\hat{I}_{d(\nu)} = \frac{\hat{U}_{d(\nu)}}{\sqrt{R^2 + (\nu \cdot \omega_N L)^2}} \tag{2.72}$$

Für größere ν läßt sich im allgemeinen annähern:

$$\hat{I}_{d(\nu)} \approx \frac{\hat{U}_{d(\nu)}}{\nu \cdot \omega_N L} \tag{2.73}$$

Die Last–Induktivität L stellt gemäß

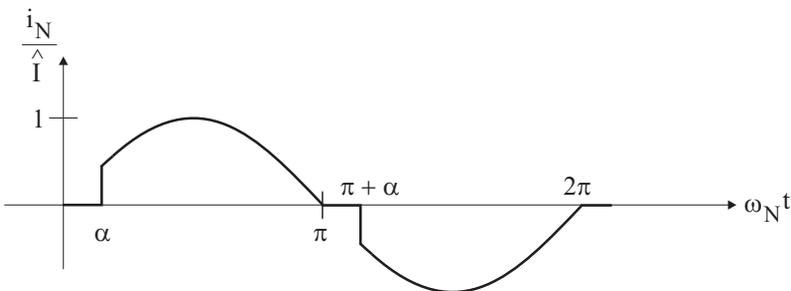
$$X_{(\nu)} = \nu \cdot \omega_N L \tag{2.74}$$

eine proportional mit der Ordnungszahl ν ansteigende Reaktanz $X_{(\nu)}$ dar. Daher werden die Laststrom–Oberschwingungen $\hat{I}_{d(\nu)}$ mit zunehmender Ordnungszahl ν stärker gefiltert als dem Oberschwingungsanteil der Spannung entsprechend. Somit muß bei $L > 0$ immer gelten:

$$w_{id} < w_{ud} \tag{2.75}$$

2.2.2 Oberschwingungen auf der Netzseite

2.2.2.1 Ohmsche Last ($L = 0$):



$$\text{(Bezugswert: } \hat{I} = \frac{1}{\hat{u}_T} \cdot \frac{\hat{U}_s}{R} = \frac{1}{\hat{u}_T^2} \cdot \frac{\hat{U}_N}{R} \text{)}$$

Abb. 2.31: Netzstromverlauf bei ohmscher Last (M2–Schaltung)

Für den Netzstrom $i_N(t)$ bei ohmscher Last (Abb. 2.31) ergeben sich die Fourier-Koeffizienten zu:

$$\begin{aligned}
 a_{(k)} &= \frac{\hat{I}}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} \sin(\omega_N t) \cdot \cos(k\omega_N t) \cdot d\omega_N t + \frac{\hat{I}}{\pi} \cdot \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} \sin(\omega_N t) \cdot \cos(k\omega_N t) \cdot d\omega_N t \\
 &= \begin{cases} -\frac{\hat{I}}{\pi} \cdot \sin^2 \alpha & (k = 1) \\ \frac{2 \cdot \hat{I}}{\pi(k^2 - 1)} \cdot [1 - k \cdot \sin(k\alpha) \cdot \sin \alpha - \cos(k\alpha) \cdot \cos \alpha] & (k = 3, 5, 7, \dots) \end{cases} \\
 b_{(k)} &= \frac{\hat{I}}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} \sin(\omega_N t) \cdot \sin(k\omega_N t) \cdot d\omega_N t + \frac{\hat{I}}{\pi} \cdot \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} \sin(\omega_N t) \cdot \sin(k\omega_N t) \cdot d\omega_N t \\
 &= \begin{cases} \hat{I} \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \cdot \sin 2\alpha\right) & (k = 1) \\ \frac{2 \cdot \hat{I}}{\pi(k^2 - 1)} \cdot [k \cdot \cos(k\alpha) \cdot \sin \alpha - \sin(k\alpha) \cdot \cos \alpha] & (k = 3, 5, 7, \dots) \end{cases}
 \end{aligned}$$

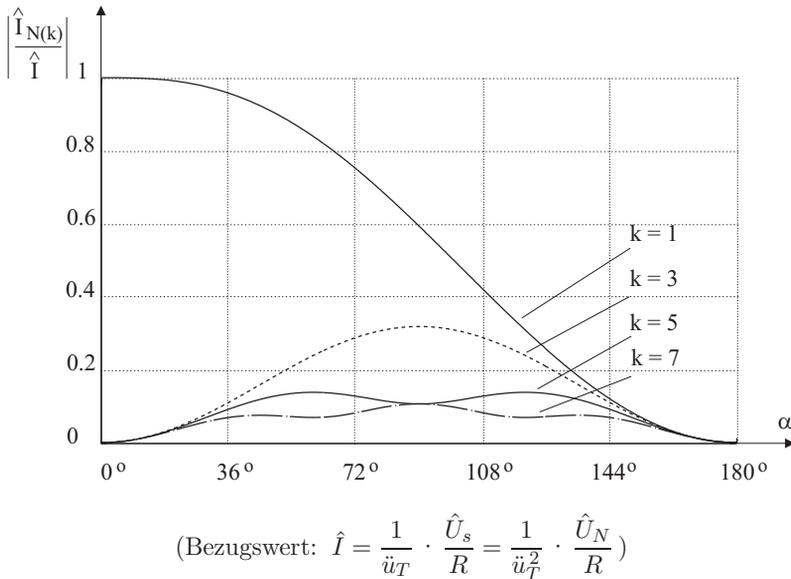


Abb. 2.32: Netzstrom-Grund- und Oberschwingungen bei R-Last (M2-Schaltung)

Somit folgt für die Grundschwingungs-Amplitude des Netzstroms:

$$\hat{I}_{N(1)} = \frac{\hat{I}}{\pi} \cdot \sqrt{(\pi - \alpha)^2 + (\pi - \alpha) \cdot \sin(2\alpha) + \frac{1}{2} \cdot (1 - \cos 2\alpha)} \quad (2.76)$$

Für die Oberschwingungs-Amplituden des Netzstroms folgt:

$$\hat{I}_{N(k)} = \frac{2 \cdot \hat{I}}{\pi(k^2 - 1)} \sqrt{1 + k^2 \sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha - 2 \cos(k\alpha) \cos \alpha - 2k \cdot \sin(k\alpha) \sin \alpha}$$

$$(k = 3, 5, 7, \dots) \quad (\text{siehe Abb. 2.32}) \quad (2.77)$$

Der Effektivwert I_N des Netzstroms ergibt sich damit aus:

$$I_N = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \hat{I}_{N(k)}^2} \quad (2.78)$$

oder einfacher aus:

$$I_N = \hat{I} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} \sin^2(\omega_N t) \cdot d\omega_N t} = \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \cdot \sin(2\alpha)} \quad (2.79)$$

Damit ergibt sich der *Grundschwingungsgehalt* g_i des Netzstroms:

$$g_i = \frac{I_{N(1)}}{I_N} = \sqrt{\frac{(\pi - \alpha)^2 + (\pi - \alpha) \cdot \sin(2\alpha) + 0,5 \cdot (1 - \cos 2\alpha)}{\pi^2 - \alpha \cdot \pi + 0,5 \cdot \pi \cdot \sin 2\alpha}} = f(\alpha) \quad (2.80)$$

2.2.2.2 Ideale Glättung ($L \rightarrow \infty$):

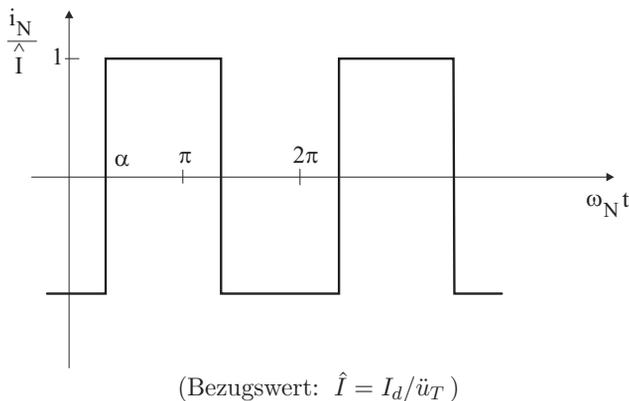


Abb. 2.33: Netzstromverlauf bei idealer Glättung (M2)

Für den rechteckförmigen Netzstrom $i_N(t)$ nach Abb. 2.33 ergibt sich:

$$\begin{aligned}
 a_{(k)} &= \frac{\hat{I}}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \cos(k\omega_N t) \cdot d\omega_N t - \frac{\hat{I}}{\pi} \cdot \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} \cos(k\omega_N t) \cdot d\omega_N t = -\frac{4 \cdot \hat{I}}{k \cdot \pi} \cdot \sin(k\alpha) \\
 b_{(k)} &= \frac{\hat{I}}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sin(k\omega_N t) \cdot d\omega_N t - \frac{\hat{I}}{\pi} \cdot \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} \sin(k\omega_N t) \cdot d\omega_N t = \frac{4 \cdot \hat{I}}{k \cdot \pi} \cdot \cos(k\alpha)
 \end{aligned}$$

($k = 1, 3, 5, \dots$)

Für die Stromüberschwingungs-Amplituden $\hat{I}_{N(k)}$ folgt somit:

$$\hat{I}_{N(k)} = \frac{4}{k \cdot \pi} \cdot \hat{I} \quad (k = 1, 3, 5, \dots) \quad (\text{siehe Abb. 2.34})$$

Somit ergibt sich als Effektivwert $I_{N(1)}$ der Grundschwingung:

$$I_{N(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \hat{I} \quad (2.81)$$

Der Effektivwert I_N des Netzstroms ergibt sich aus:

$$I_N = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \hat{I}_{N(k)}^2} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \hat{I} \cdot \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2k-1)^2}} = \hat{I} = \frac{I_d}{\hat{u}_T} \quad (2.82)$$

Somit ergibt sich der Grundschwingungsgehalt g_i des Netzstroms:

$$g_i = \frac{I_{N(1)}}{I_N} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,90 = \text{konst.} \quad (2.83)$$

Wie aus der vorhergehenden Rechnung zu erkennen ist, entstehen bei einer zweipulsigen Schaltung auf der Netzseite nur ungeradzahlige Vielfache der Netzfrequenz, während es auf der Lastseite nur geradzahlige Vielfache sind. Der Zusammenhang zwischen den Harmonischen der Netzseite und der Lastseite soll abschließend untersucht werden.

Für den idealen Fall (keine Stromrichterverluste) müssen die Augenblickswerte der Leistungen auf der Netz- und auf der Gleichstromseite übereinstimmen. Zur Vereinfachung der Rechnung sei der *Fall idealer Glättung* angenommen.

Leistung auf der *Netzseite*:

$$p_N(t) = \hat{U}_N \cdot \sin(\omega_N t) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \hat{I}_{N(k)} \cdot \sin(k\omega_N t + \varphi_k) \quad (2.84)$$

$$= \frac{\hat{U}_N}{2} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \hat{I}_{N(k)} \cdot (\cos[(k-1)\omega_N t + \varphi_k] - \cos[(k+1)\omega_N t + \varphi_k]) \quad (2.85)$$

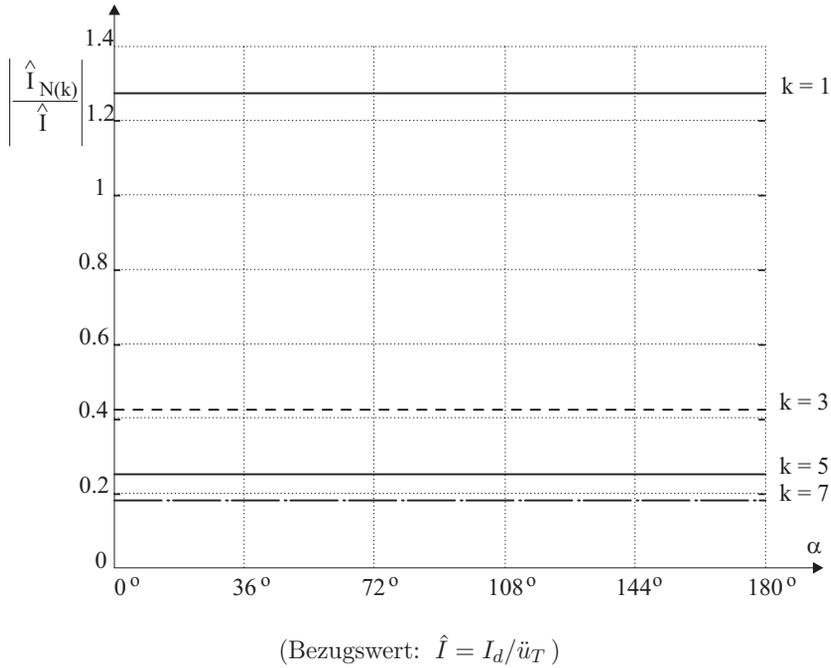


Abb. 2.34: Netzstrom-Grund- und Oberschwingungen bei idealer Glättung des Stroms (M2-Schaltung)

Leistung auf der *Lastseite*:

$$p_d(t) = I_d \cdot [U_{di\alpha} + \sum_{\nu=1}^{\infty} \hat{U}_{d(\nu)} \cdot \cos(\nu\omega_N t + \varphi_\nu)] \quad (2.86)$$

Allgemein gilt bei einer *p-pulsigen Schaltung* für die Ordnungszahlen der Oberschwingungen auf der Lastseite:

$$\nu = n \cdot p \quad (n = 1, 2, 3, \dots) \quad (2.87)$$

Wegen $p_N(t) = p_d(t)$ muß somit für die Ordnungszahlen der Netzstromober-schwingungen gelten:

$$\nu = k \pm 1 \quad \text{bzw.} \quad k = \nu \pm 1 \quad (2.88)$$

Daraus folgen die Ordnungszahlen der Oberschwingungen auf der Netzseite:

$$k = n \cdot p \pm 1 \quad (n = 1, 2, 3, \dots) \quad (2.89)$$

Damit gilt für:	Lastspannung:	Netzstrom:
$p = 2:$	$\nu = 2, 4, 6, 8, 10, \dots$	$k = 3, 5, 7, 9, 11, 13, \dots$
$p = 3:$	$\nu = 3, 6, 9, 12, 15, ..$	$k = 2, 4, 5, 7, 8, 10, \dots$
$p = 6:$	$\nu = 6, 12, 18, 24, \dots$	$k = 5, 7, 11, 13, 17, \dots$

2.2.3 Netzurückwirkungen

Bei den bisherigen Überlegungen wurde immer von einem starren Netz ausgegangen. Dieses ideale Netz besteht nur aus einer idealen Spannungsquelle und hat deshalb eine belastungsunabhängige Spannung sowie eine unbegrenzte Kurzschlußleistung.

Ein reales Netz enthält dagegen erstens zahlreiche induktive und ohmsche Widerstände (beispielsweise Längsimpedanzen im Transformatorersatzschaltbild) sowie zweitens ohmsche, induktive und kapazitive Beläge (z.B. Leitungen) (Abb. 2.35).

Durch die Steuereingriffe beim Stromrichter entsteht eine Phasenverschiebung $\varphi'_1 = \alpha + \ddot{u}/2$ der Grundschwingung des Stroms gegenüber der Spannung auf der Netzseite (siehe Kap. 2.3). Das bedeutet, das Netz wird — außer mit dem Wirkstrom — mit einem unerwünschten Blindstrom belastet, der zu einem weiteren Spannungsabfall an der Netzimpedanz führt und damit zu einer Spannungsabsenkung am Anschlußpunkt des Stromrichters. Durch den Blindleistungstransport im versorgenden Netz kann die Wirkleistungsübertragung der Leitung — bei hoher Stromrichterleistung — thermisch bestimmt werden. Mögliche Abhilfemaßnahme ist die Verwendung von blindleistungssparenden Schaltungen (Kap. 2.9), von steuerbaren Blindstromkompensatoren (Kap. 10.1) und von passiven sowie aktiven Filtern (Kap. 11.2) zur Kompensation der Oberschwingungen.

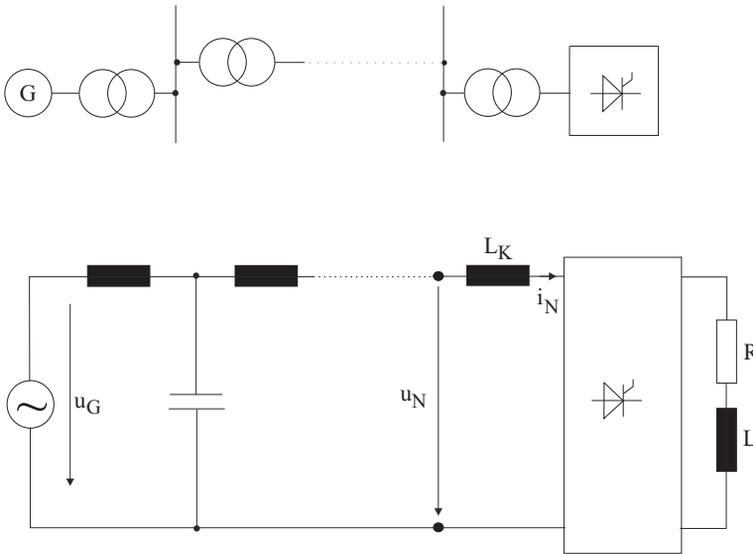


Abb. 2.35: Ersatzschaltbild eines realen Netzes

Die unkompenzierten Oberschwingungen $i_{N(k)}$ des Netzstroms erzeugen ausserdem insbesondere induktive Spannungsabfälle, so daß aus der theoretisch idea-

len sinusförmigen Generatorspannung u_G eine verzerrte Speisespannung u_N für den Stromrichter wird. Durch die Stromüberschwingungen entstehen zusätzliche Verluste im Netz, in den Transformatoren und den Generatoren. Dies ist die zweite Art der Netzurückwirkungen.

Unter ungünstigen Umständen können Überspannungen durch Resonanzen auftreten. Dieser Fall tritt ein, wenn durch Parallelschaltung der Netzinduktivitäten mit Kapazitäten in Form von Kondensatoren oder leerlaufenden bzw. schwach belasteten Leitungen Parallelresonanzkreise entstehen, deren Resonanzfrequenz mit der Frequenz einzelner Oberschwingungen übereinstimmt. Da die Netzimpedanzen vom Belastungszustand des Netzes abhängen, ist immer damit zu rechnen, daß der Resonanzfall eintritt.

Abhilfemaßnahmen müssen also immer am Stromrichter selbst oder in nächster Nähe einsetzen.

Dafür stehen zur Verfügung:

- Wahl einer Stromrichterschaltung mit möglichst hoher Pulszahl. Dadurch entstehen nur noch Harmonische höherer Ordnungszahl und damit geringerer Amplitude.
- Anordnung von Filtern in Form von Serienresonanzkreisen (Saugkreise) für die niedrigen Oberschwingungsfrequenzen (Abb. 2.36).
- aktive Filter (Kap. 11.2).

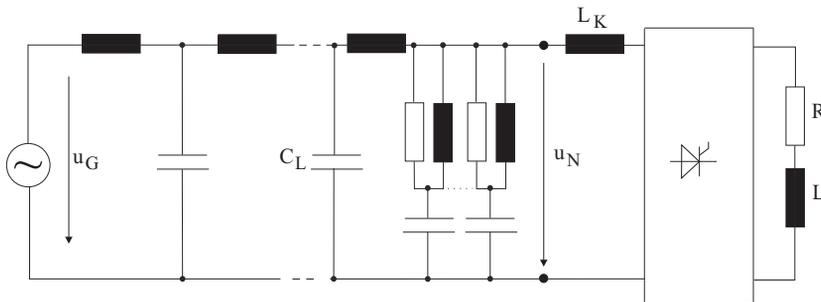


Abb. 2.36: Saugkreise für die Stromüberschwingungen

Passive Saugkreise bilden für die Oberschwingungsströme mit der Resonanzfrequenz der Saugkreise im stationären Zustand einen Kurzschlußpfad und entlasten dadurch das Netz ganz oder teilweise (Dämpfung der Saugkreise) von den Oberschwingungsströmen der Stromrichter. Allerdings entsteht — wie schon hingewiesen — durch die resultierende Kapazität aller Saugkreise und der Netzinduktivität ein Parallelresonanzkreis mit einer Resonanzfrequenz unterhalb der tiefsten Saugkreis-Resonanzfrequenz. Oberschwingungsströme des Stromrichters

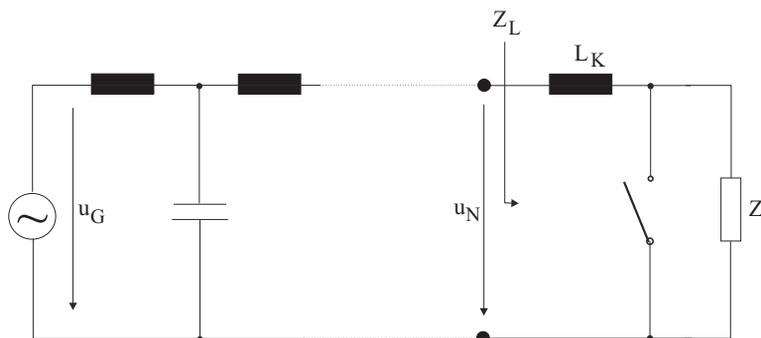


Abb. 2.37: *Kommutierungseinfluß auf die Netzspannung*

oder anderer Lasten führen bei einer Anregung dieser Parallelresonanz zu erheblichen Spannungsverzerrungen und Überspannungen. Bei diesen Überlegungen ist zu beachten, daß sich durch Netzumschaltungen der induktive Innenwiderstand und damit auch die Parallelresonanzfrequenz ändern können. Zu beachten ist weiterhin, daß bei der Grundfrequenz die Saugkreise kapazitiv wirken und damit eine Spannungserhöhung am Anschlußpunkt des Stromrichters bewirken.

Eine weitere Netzzrückwirkung ist der Netzspannungseinbruch während der Kommutierungszeit (Abb. 2.37). Solange der Stromrichter nicht kommutiert, ist das Netz mit der Impedanz $Z_L = X_K + Z$ belastet. Während der Kommutierung wird dagegen Z kurzgeschlossen und die Generatorspannung u_G fällt an der Netzinneimpedanz Z_N sowie an L_K ab. Dies führt zu einer deutlichen Verringerung der Spannung u_N an der Stromrichter-Kommutierungsinduktivität während der Kommutierung. Da durch eine kleinere Spannung u_N aber auch die Kommutierungszeit t_K (Kap. 2.1.5) verlängert werden würde, wird zwischen dem Netz und dem Anschlußpunkt des Stromrichters eine Spule — oder ein Transformator mit ausreichender Streuung — oder beides geschaltet, um sicherzustellen, daß das resultierende L_K groß gegenüber der Netzinduktivität ist, d.h. die Netz-Kurzschlußleistung sollte gegenüber der Transformator-Kurzschlußleistung und der Drosselleistung groß sein.

Hinweis: Bei netzgeführten Stromrichtern wird im allgemeinen eine Spule mit einer relativen Kurzschlußspannung von $u_k = 0,05 \dots 0,07$ eingesetzt. Diese Spule ist aufgrund der begrenzten zulässigen Stromsteilheit der Thyristoren notwendig (s.a. Band 3 dieser Buchreihe [61, 62]).

2.3 Blindleistung und Leistungsfaktor

Beim Betrieb von netzgeführten Stromrichtern entsteht Blindleistung, mit der das versorgende Netz belastet wird. Zur Untersuchung der netzseitigen Betriebs-

zustände betrachten wir eine M2-Schaltung mit idealen Ventilen, das versorgende Netz wird als ideal angenommen.

2.3.1 Ohmsche Last ($L = 0$)

Bei der M2-Schaltung haben Netzstrom i_N und Netzspannung u_N bei ohmscher Last den in [Abb. 2.38](#) gezeigten Verlauf. In dieser Abbildung ist auch die Stromgrundschwingung $i_{N(1)}$ dargestellt. Sie ist gegenüber der Netzspannung u_N um den Winkel φ_1 verschoben, d.h. durch die Ansteuerung des Stromrichters entsteht eine induktive Belastung. Die vom Stromrichter aufgenommene Scheinleistung S_N ist

$$S_N = U_N \cdot I_N = U_N \cdot \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_{N(k)}^2} \quad (2.90)$$

Es ist zweckmäßig, den Effektivwert I_N des Netzstroms in einen Anteil der Grundschwingung und einen Anteil der Oberschwingungen zu zerlegen:

$$I_N = \sqrt{I_{N(1)}^2 + \sum_{k=2}^{\infty} I_{N(k)}^2} \quad (2.91)$$

Damit folgt für die Scheinleistung:

$$S_N = U_N \cdot \sqrt{I_{N(1)}^2 + \sum_{k=2}^{\infty} I_{N(k)}^2} = \sqrt{(U_N \cdot I_{N(1)})^2 + \sum_{k=2}^{\infty} (U_N \cdot I_{N(k)})^2} \quad (2.92)$$

Die Grundschwingungs-Leistungsanteile sind:

$$\text{Scheinleistung: } S_{N(1)} = U_N \cdot I_{N(1)} = \sqrt{P_{N(1)}^2 + Q_{N(1)}^2}$$

$$\text{Wirkleistung: } P_{N(1)} = U_N \cdot I_{N(1)} \cdot \cos \varphi_1$$

$$\text{Blindleistung: } Q_{N(1)} = U_N \cdot I_{N(1)} \cdot \sin \varphi_1$$

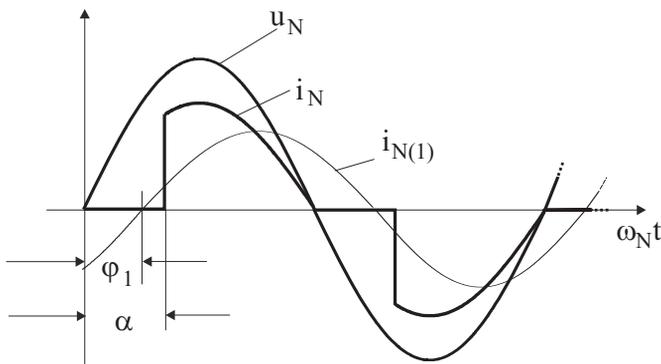


Abb. 2.38: Netzstrom- und Netzspannungsverläufe der M2-Schaltung bei ohmscher Last

Bei den Scheinleistungsanteilen $S_{N(k)} = U_N \cdot I_{N(k)}$ (mit $k > 1$) muß es sich um Blindleistungsanteile handeln, da Strom und Spannung nicht gleichfrequent sind ($k = 2, 3, 4, 5, \dots$) und damit $P_{N(k)}$ über eine Netzperiode Null ist.

$$P_{N(k)} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \hat{U}_N \cdot \sin(\omega_N t) \cdot \hat{I}_{N(k)} \cdot \sin(k\omega_N t + \varphi_k) \cdot d\omega_N t = 0 \quad (k > 1) \quad (2.93)$$

Die Blindleistung D_N erfaßt nur die Oberschwingungen des Netzstroms, die sich der Grundschwingung $i_{N(1)}$ überlagern und damit die Sinusform des Grundschwingungsstroms $i_{N(1)}$ verzerren. Sie heißt *Verzerrungs-Blindleistung* D_N .

$$D_N = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (U_N \cdot I_{N(k)})^2} \quad (2.94)$$

Die Netzscheinleistung S_N läßt sich also darstellen als:

$$S_N = \sqrt{S_{N(1)}^2 + D_N^2} \quad (2.95)$$

$$= \sqrt{(S_{N(1)} \cdot \cos \varphi_1)^2 + (S_{N(1)} \cdot \sin \varphi_1)^2 + D_N^2} \quad (2.96)$$

$$= \sqrt{P_{N(1)}^2 + Q_{N(1)}^2 + D_N^2} \quad (2.97)$$

Dabei ist $P_{N(1)} = P_d$ die *Wirkleistung*, die der ideale Stromrichter aufnimmt und die in der ohmschen Last verbraucht wird.

Die Blindleistung $Q_{N(1)} = S_{N(1)} \cdot \sin \varphi_1$ entsteht durch die Phasenverschiebung φ_1 der Stromgrundschwingung $i_{N(1)}$ gegenüber der Netzspannung u_N und heißt daher *Verschiebungs- oder Grundschwingungs-Blindleistung*.

Die Gesamtblindleistung

$$Q_N = \sqrt{Q_{N(1)}^2 + D_N^2} \quad (2.98)$$

wird auch *Steuer-Blindleistung* genannt, da sie durch die Anschnittsteuerung hervorgerufen wird.

Der in der Wechselstromtechnik übliche Verschiebungsfaktor $\cos \varphi$ ist nur für sinusförmige Größen gleicher Frequenz definiert. Bei Stromrichtern erfaßt er also nur die *Grundschwingung*:

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_{N(1)}}{S_{N(1)}} \quad (2.99)$$

Um Stromrichter beurteilen zu können, führt man daher den *Leistungsfaktor* λ ein (ideale Spannungsquelle angenommen):

$$\lambda = \frac{P_{N(1)}}{S_N} = \frac{P_{N(1)}}{\sqrt{S_{N(1)}^2 + D_N^2}} < \cos \varphi_1 \quad (2.100)$$

Nach diesen allgemeinen Überlegungen läßt sich für die M2-Schaltung mit ohmscher Last berechnen (mit $\ddot{u}_T = U_N/U_S$):

Wirkleistung $P_{N(1)}$:

$$P_{N(1)} = P_d = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} \frac{u_d^2}{R} \cdot d\omega_N t = \frac{U_N^2}{R \cdot \ddot{u}_T^2} \cdot \left[1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \cdot \sin(2\alpha) \right] \quad (2.101)$$

In Kap. 2.2.2, Gl. (2.76) und (2.79), ist der Netzstrom bereits berechnet worden:

$$I_N = \frac{U_N}{R \cdot \ddot{u}_T^2} \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \cdot \sin(2\alpha)} \quad (2.102)$$

$$I_{N(1)} = \frac{U_N}{R \cdot \ddot{u}_T^2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{(\pi - \alpha)^2 + (\pi - \alpha) \cdot \sin(2\alpha) + \frac{1}{2} \cdot (1 - \cos 2\alpha)} \quad (2.103)$$

Damit erhält man:

$$S_N = \frac{U_N^2}{R \cdot \ddot{u}_T^2} \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \cdot \sin(2\alpha)} = f(\alpha) \quad (2.104)$$

$$S_{N(1)} = U_N \cdot I_{N(1)} = f(\alpha) \quad (2.105)$$

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_{N(1)}}{S_{N(1)}} = \frac{P_{N(1)}}{U_N \cdot I_{N(1)}} = f(\alpha) \quad (2.106)$$

$$\lambda = \frac{P_{N(1)}}{S_N} = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \cdot \sin(2\alpha)} = f(\alpha) \quad (\text{Abb. 2.40}) \quad (2.107)$$

2.3.2 Ohmsch-induktive Last ($L \rightarrow \infty$)

Um eine Abschätzung des realen Stromrichterhaltens zu erhalten, betrachten wir nun den Fall der M2-Schaltung mit *verlustlosen Ventilen* und ohmsch-induktiver Last mit $i_d = I_d = \text{konstant}$ im Arbeitspunkt.

Unter Vernachlässigung der Kommutierung gilt: $\alpha = \varphi_1$.

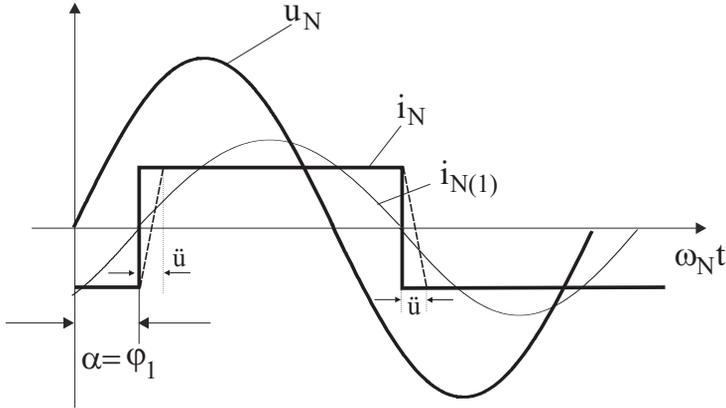


Abb. 2.39: Netzstrom- und Netzspannungsverläufe der M2-Schaltung bei idealer Glättung ($i_d = \text{konst.}$, $\ddot{u} = \text{Überlappung}$)

Damit läßt sich berechnen:

$$P_{N(1)} = U_N \cdot I_{N(1)} \cdot \cos \varphi_1 = P_d = U_{di0} \cdot I_d \cdot \cos \alpha \quad (2.108)$$

$$S_{N(1)} = \frac{P_{N(1)}}{\cos \varphi_1} = \frac{P_d}{\cos \alpha} = \frac{U_{di0} \cdot I_d \cdot \cos \alpha}{\cos \alpha} = U_{di0} \cdot I_d = \text{konst.} \quad (2.109)$$

$$Q_{N(1)} = S_{N(1)} \cdot \sin \alpha = U_{di0} \cdot I_d \cdot \sin \alpha \quad (2.110)$$

$$S_N = U_N \cdot I_N = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot U_{di0} \cdot I_d = 1,11 \cdot U_{di0} \cdot I_d = \text{konst.} \quad (2.111)$$

$$D_N = \sqrt{S_N^2 - S_{N(1)}^2} = U_N \cdot \sqrt{I_N^2 - I_{N(1)}^2} = U_N \cdot I_N \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{I_{N(1)}}{I_N}\right)^2} \quad (2.112)$$

In Kap. 2.2.2, Gl. (2.83), wurde der Grundschwingungsgehalt g_i berechnet:

$$g_i = \frac{I_{N(1)}}{I_N} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} = 0,90 = \text{konst.} \quad (2.113)$$

Somit ergibt sich für die Verzerrungs-Blindleistung:

$$D_N = U_N \cdot I_N \cdot \sqrt{1 - g_i^2} = 0,435 \cdot U_N \cdot I_N = 0,483 \cdot U_{di0} \cdot I_d = \text{konst.} \quad (2.114)$$

Da sich bei einer Änderung des Steuerwinkels α die Kurvenform des Netzstroms $i_N(t)$ nicht ändert, ist die Verzerrungs-Blindleistung D_N unabhängig von α .

Für den Leistungsfaktor λ ergibt sich somit:

$$\lambda = \frac{P_{N(1)}}{S_N} = \frac{U_N \cdot I_{N(1)} \cdot \cos \varphi_1}{U_N \cdot I_N} = \frac{I_{N(1)}}{I_N} \cdot \cos \varphi_1 = g_i \cdot \cos \alpha = g_i \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} \quad (2.115)$$

In [Abb. 2.40](#) ist der Leistungsfaktor λ für die M2-Schaltung für ohmsche Last ($L = 0$) bzw. ideale Glättung ($L \rightarrow \infty$) gegenübergestellt.

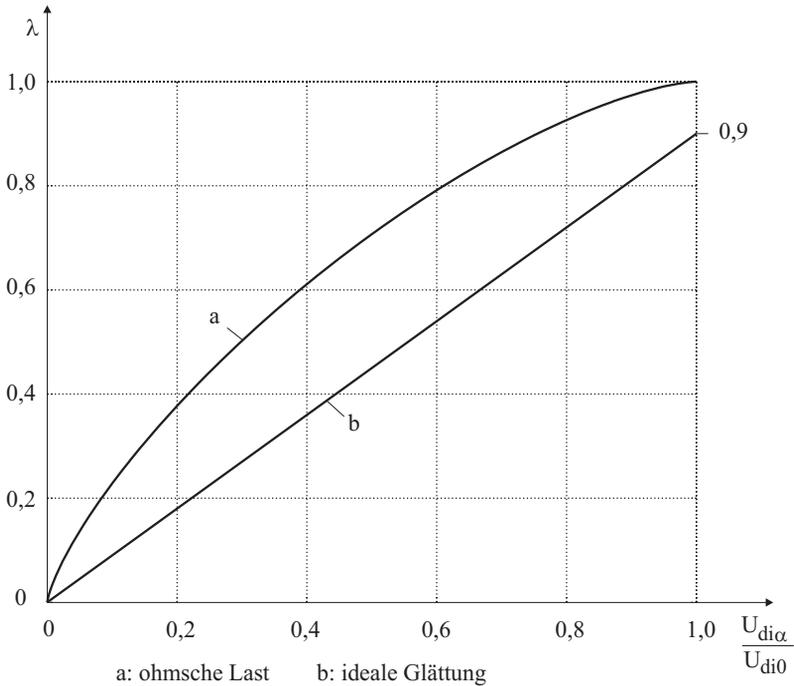


Abb. 2.40: Leistungsfaktor λ der M2-Schaltung (Kommutierung unberücksichtigt)

Berücksichtigung der Kommutierung:

Berücksichtigt man zusätzlich noch die Kommutierung, so wird die Stromgrundschwingung $i_{N(1)}$ ungefähr um den Winkel

$$\varphi_1' = \varphi_1 + \frac{\ddot{u}}{2} = \alpha + \frac{\ddot{u}}{2} \quad (2.116)$$

gegenüber der Netzspannung u_N nacheilen. Dadurch erhöht sich die Verschiebungs-Blindleistung $Q_{N(1)}$ um die sogenannte *Kommutierungs-Blindleistung* Q_K .

Unter Berücksichtigung der Kommutierung (Abb. 2.39) gilt für die *Scheinleistung der Grundschiwingung*:

$$S'_{N(1)} = \frac{P'_{N(1)}}{\cos \varphi'_1} = \frac{(U_{di0} \cdot \cos \alpha - D_x) \cdot I_d}{\cos \left(\alpha + \frac{\ddot{u}}{2} \right)} = \frac{U_{di0} \cdot I_d \cdot (\cos \alpha - d_x)}{\cos \left(\alpha + \frac{\ddot{u}}{2} \right)} \quad (2.117)$$

Aus Kap. 2.1.5, Gl. (2.44) ergibt sich:

$$d_x = \frac{\cos \alpha - \cos(\alpha + \ddot{u})}{2} \quad (2.118)$$

$$\cos \alpha - d_x = \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \ddot{u})}{2} \quad (2.119)$$

Somit erhält man:

$$S'_{N(1)} = U_{di0} \cdot I_d \cdot \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \ddot{u})}{2 \cdot \cos \left(\alpha + \frac{\ddot{u}}{2} \right)} \quad (2.120)$$

$$= U_{di0} \cdot I_d \cdot \frac{\cos \left(\alpha + \frac{\ddot{u}}{2} \right) \cdot \cos \left(\frac{\ddot{u}}{2} \right)}{\cos \left(\alpha + \frac{\ddot{u}}{2} \right)} \quad (2.121)$$

$$= U_{di0} \cdot I_d \cdot \cos \left(\frac{\ddot{u}}{2} \right) = S_{N(1)} \cdot \cos \left(\frac{\ddot{u}}{2} \right) \quad (2.122)$$

Bei Berücksichtigung der Kommutierung erhält man also eine kleinere Scheinleistung der Grundschiwingung, die vom Überlappungswinkel \ddot{u} abhängt.

Gleichzeitig wird die Wirkleistung $P'_{N(1)}$ wegen des induktiven Spannungsabfalls D_x ebenfalls kleiner.

Wie die folgende Rechnung zeigt, wird die Verschiebungs-Blindleistung infolge der Kommutierung größer:

$$Q'_{N(1)} = S'_{N(1)} \cdot \sin\left(\alpha + \frac{\ddot{u}}{2}\right) \quad (2.123)$$

$$= U_{di0} \cdot I_d \cdot \cos\left(\frac{\ddot{u}}{2}\right) \cdot \sin\left(\alpha + \frac{\ddot{u}}{2}\right) \quad (2.124)$$

$$= U_{di0} \cdot I_d \cdot \frac{1}{2} \cdot [\sin \alpha + \sin(\alpha + \ddot{u})] \quad (2.125)$$

$$= U_{di0} \cdot I_d \cdot \sin \alpha + U_{di0} \cdot I_d \cdot \frac{1}{2} \cdot [\sin(\alpha + \ddot{u}) - \sin \alpha] \quad (2.126)$$

$$= Q_{N(1)} + \underbrace{U_{di0} \cdot I_d \cdot \cos\left(\alpha + \frac{\ddot{u}}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\ddot{u}}{2}\right)}_{Q_K} \quad (2.127)$$

$$Q'_{N(1)} = Q_{N(1)} + Q_K \quad (2.128)$$

Der Blindleistungsanteil Q_K ist die bereits erwähnte Kommutierungs-Blindleistung, die ebenfalls vom Überlappungswinkel \ddot{u} abhängt.

In [Abb. 2.41](#) sind die Verläufe der Verschiebungs-Blindleistung $Q_{N(1)}$ für $\ddot{u} = 0$ und für $\ddot{u} \neq 0$ dargestellt ($\ddot{u}_0 =$ Überlappungswinkel bei $\alpha = 0$).

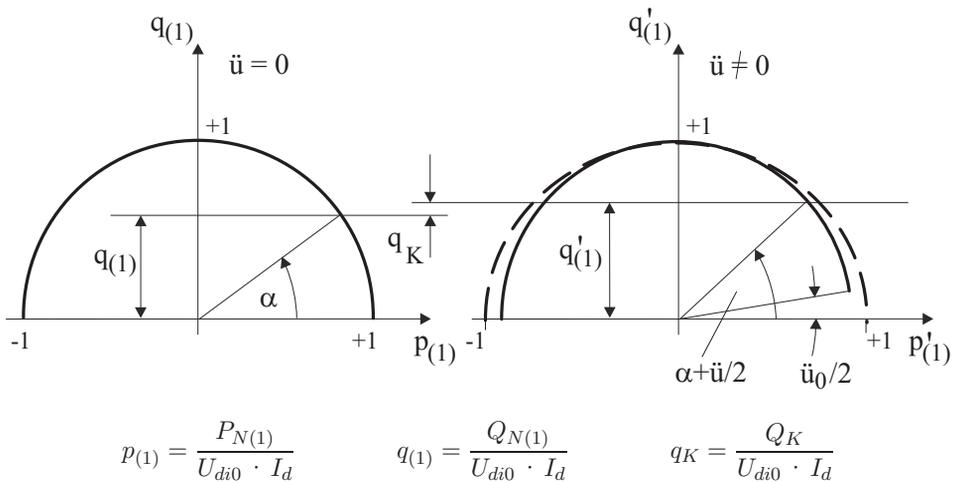


Abb. 2.41: Verschiebungs-Blindleistungs-Diagramme für $\ddot{u} = 0$ und $\ddot{u} \neq 0$

Bei höherpulsigen Schaltungen erfolgt die Berechnung von Blindleistung und Leistungsfaktor auf analoge Weise.

Im allgemeinen gilt bei höherpulsigen Schaltungen:

$$D_N \ll S_{N(1)} \quad \text{und damit} \quad \lambda \approx \cos \varphi_1. \quad (2.129)$$

Bei *Betrieb mehrerer Stromrichter* am gleichen Netz überlagern sich die Vektoren der Ströme, d.h. es besteht die Möglichkeit, daß sich Oberschwingungsströme auslöschen und somit die Verzerrungs–Blindleistung verringert wird. Zur Berechnung der Verzerrungs–Blindleistung benutzt man in diesen Fällen statistische Verfahren.

2.4 Transformator–Auslegung

Bei der Auslegung von Stromrichter–Transformatoren ist zu beachten, daß es sich hier nicht um den normalen Netzbetrieb mit symmetrischen Systemen und sinusförmigen Strom- und Spannungsverläufen handelt.

2.4.1 Gleichstrom–Vormagnetisierung

Bei Mittelpunktschaltungen fließt durch jeden Thyristor (und somit auch durch die zugehörigen Sekundärwicklungen) ein Mischstrom mit dem Gleichanteil I_0 und dem Wechselanteil $i_{s\sim}$. Im folgenden Abschnitt soll untersucht werden, ob der Gleichanteil zu einer Vormagnetisierung des Transformators führt und dadurch dessen Ausnutzungsgrad verschlechtert.

Der einfacheren Darstellung wegen wird wieder der Fall konstanten Laststroms $i_d = I_d = \text{konstant}$ im Arbeitspunkt und ein Trafo–Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}_T = U_N / U_s = 1$, d.h. Windungszahl $w_p = w_{s1} = w_{s2} = w$ angenommen.

2.4.1.1 M2–Schaltung

Die M2–Schaltung mit zugehörigem Transformator ist in [Abb. 2.42](#) dargestellt. Die Pfeile zeigen die auf der Sekundärseite zulässigen Strom- und Durchflußrichtungen sowie die resultierenden Signale auf der Primärseite.

In [Abb. 2.43](#) sind die beiden sekundären Strangströme i_{s1} und i_{s2} und ihre Zerlegung in die Gleichanteile I_{01} , I_{02} und die Wechselanteile $i_{s1\sim}$, $i_{s2\sim}$ dargestellt:

$$i_{s1} = I_{01} + i_{s1\sim} = \frac{I_d}{2} + i_{s1\sim} \quad (2.130)$$

$$i_{s2} = I_{02} + i_{s2\sim} = \frac{I_d}{2} + i_{s2\sim} \quad (2.131)$$

Somit gilt für die Gleichdurchflutung im Kern ($\ddot{u}_T = 1$):

$$\Theta_0 = w \cdot I_{01} - w \cdot I_{02} = \frac{w}{2} \cdot (I_d - I_d) = 0 \quad (2.132)$$

$\Theta_0 = 0$ bedeutet, der Kern ist *nicht* vormagnetisiert.

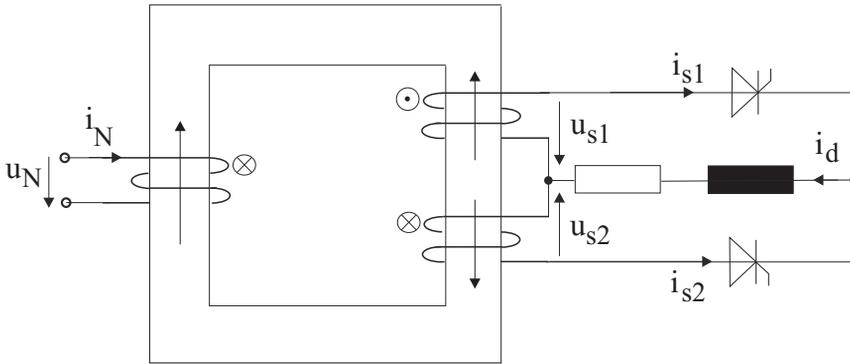


Abb. 2.42: Transformator für die M2-Schaltung

Für den vom Trafo übertragenen Wechselanteil gilt:

$$w \cdot i_N - w \cdot i_{s1\sim} + w \cdot i_{s2\sim} = 0 \tag{2.133}$$

Mit $i_{s1\sim} = -i_{s2\sim}$ ergibt sich:

$$i_N = 2 \cdot i_{s1\sim} \tag{2.134}$$

2.4.1.2 M3-Schaltung

Im Folgenden soll der Drehstrom-Transformator für die im anschließenden Kapitel 2.5 behandelte M3-Mittelpunktschaltung untersucht werden. Wir nehmen zunächst an, daß die Sekundärseite im Stern geschaltet und die Schaltung der Primärseite noch nicht festgelegt ist, wie in Abb. 2.44 dargestellt.

Die drei Sekundärströme i_s bestehen aus positiven Stromblöcken der Länge 120° ; ihre Zerlegung in Gleich- und Wechselanteile ist in Abb. 2.45 dargestellt. Wie man sieht, ist der Trafo auf der Sekundärseite wechselstrommäßig symmetrisch belastet ($\ddot{u}_T = 1$):

d.h. : $i_{s1\sim} + i_{s2\sim} + i_{s3\sim} = 0$

In diesem Fall ist: $i_{p1} + i_{p2} + i_{p3} = 0$

linkes Fenster: $w \cdot i_{p1} - w \cdot i_{s1\sim} - w \cdot i_{p2} + w \cdot i_{s2\sim} = 0$

rechtes Fenster: $w \cdot i_{p2} - w \cdot i_{s2\sim} - w \cdot i_{p3} + w \cdot i_{s3\sim} = 0$

Somit erhält man nach kurzer Rechnung:

$$i_{p1} = i_{s1\sim} ; \quad i_{p2} = i_{s2\sim} ; \quad i_{p3} = i_{s3\sim} \tag{2.135}$$

Der Gleichanteil I_0 erzeugt in jedem Schenkel einen Fluß

$$\Psi_0 \sim \frac{1}{3} \cdot I_d \tag{2.136}$$

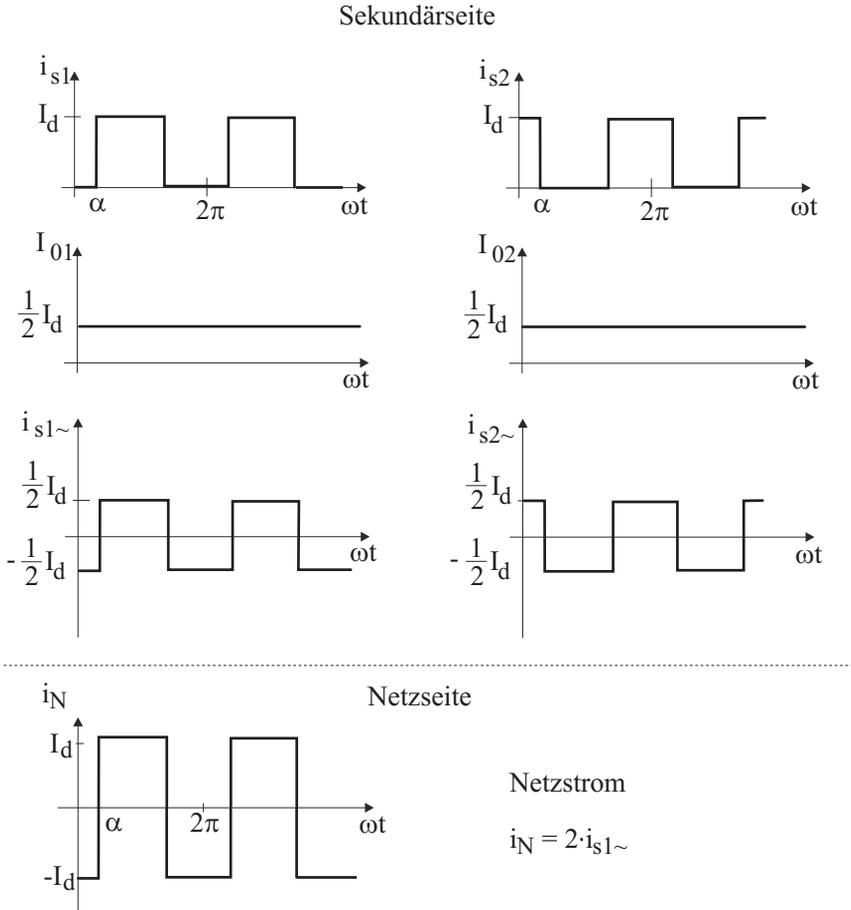


Abb. 2.43: Gleich- und Wechselanteile der sekundären Strangströme i_{s1} und i_{s2} sowie Netzstrom i_N bei der M2-Schaltung ($\dot{u}_T = 1$)

d.h. der Kern wird *vormagnetisiert*. Dies resultiert in allen Schenkeln in einphasiger Durchflutung und bedeutet einen erhöhten Magnetisierungsstrom des Trafos.

Die Primärseite des Trafos kann entweder im *Stern* oder im *Dreieck* geschaltet werden (Abb. 2.46).

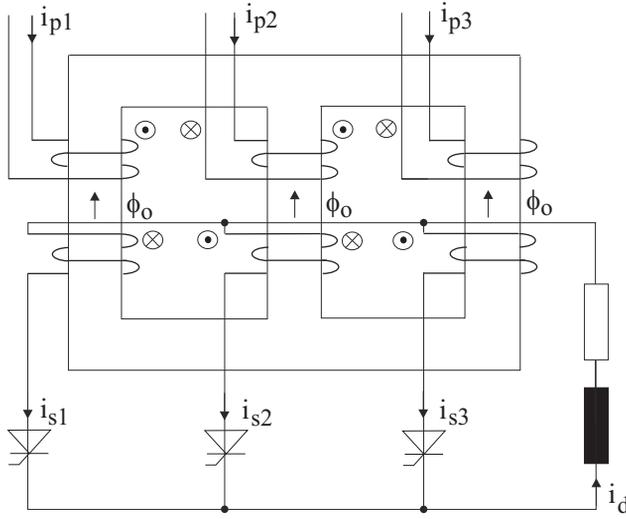


Abb. 2.44: Trafo für M3-Schaltung mit nicht verschalteter Primärwicklung

Für die Netzströme ergibt sich:

a) bei der Yy-Schaltung (Abb. 2.45a und Abb. 2.46a):

$$i_{N1} = i_{p1} = i_{s1\sim} \tag{2.137}$$

$$i_{N2} = i_{p2} = i_{s2\sim} \tag{2.138}$$

$$i_{N3} = i_{p3} = i_{s3\sim} \tag{2.139}$$

b) bei der Dy-Schaltung (Abb. 2.45b und Abb. 2.46b):

$$i_{N1} = i_{p1} - i_{p3} = i_{s1} - i_{s3} \tag{2.140}$$

$$i_{N2} = i_{p2} - i_{p1} = i_{s2} - i_{s1} \tag{2.141}$$

$$i_{N3} = i_{p3} - i_{p2} = i_{s3} - i_{s2} \tag{2.142}$$

Bei ideal glattem Laststrom I_d sind die Yy- und die Dy-Schaltung gleichwertig. Bei *unvollkommener Glättung* dagegen hat I_d eine Wechselkomponente $i_{d\sim}$, die einen Jochfluß dreifacher Netzfrequenz und somit entsprechende Zusatzverluste verursacht. Die Wicklungsspannung u_s weicht dann um den Spannungsverlust

$$u_j = -L_j \cdot \frac{di_{d\sim}}{dt} \tag{2.143}$$

von der Sinusform ab.

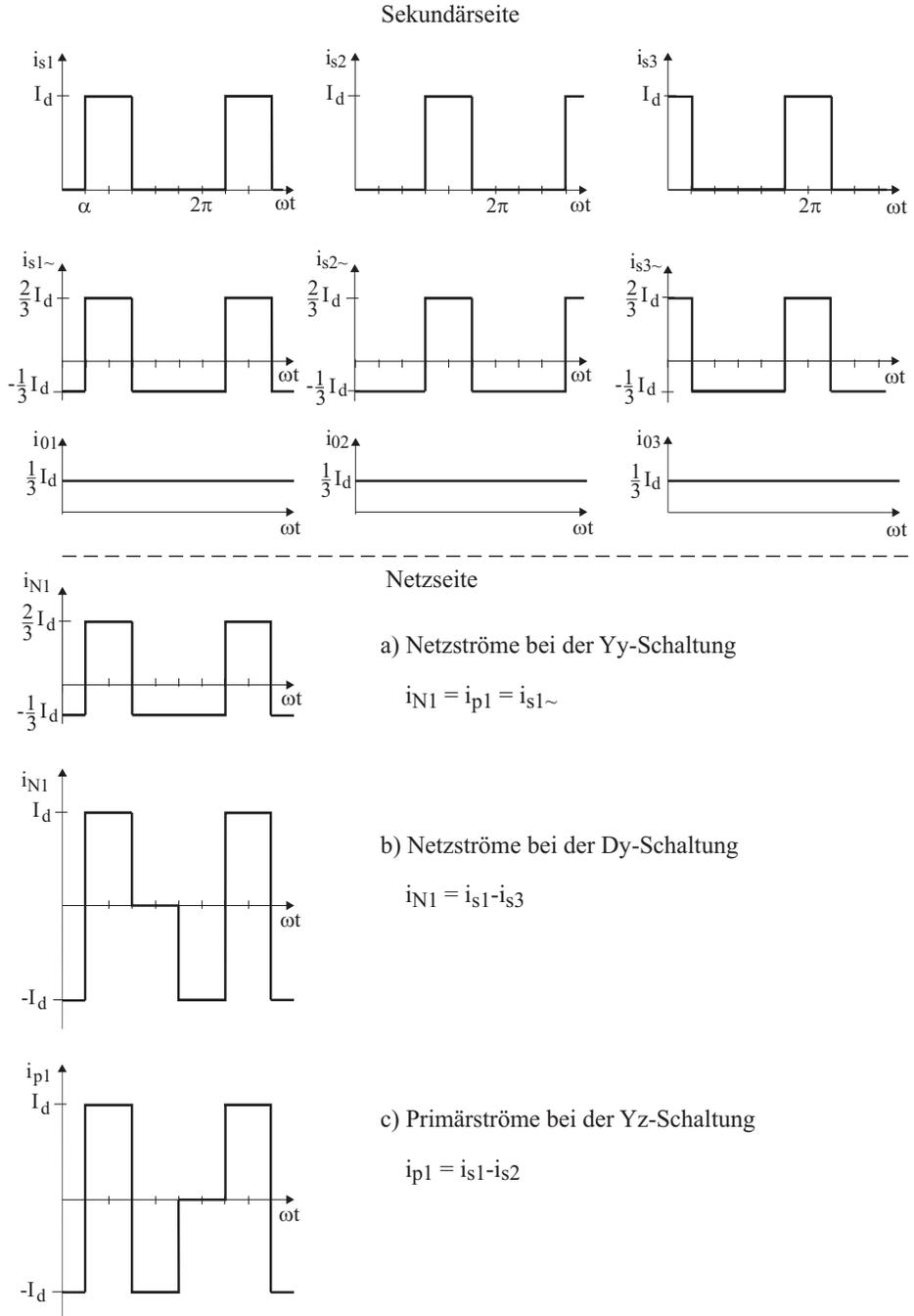


Abb. 2.45: Gleich- und Wechselanteile der Sekundärströme i_s bei der M3-Schaltung sowie Netzströme bei Yy-, Dy- und Yz-Schaltung des Trafos ($\dot{u}_T = 1$)

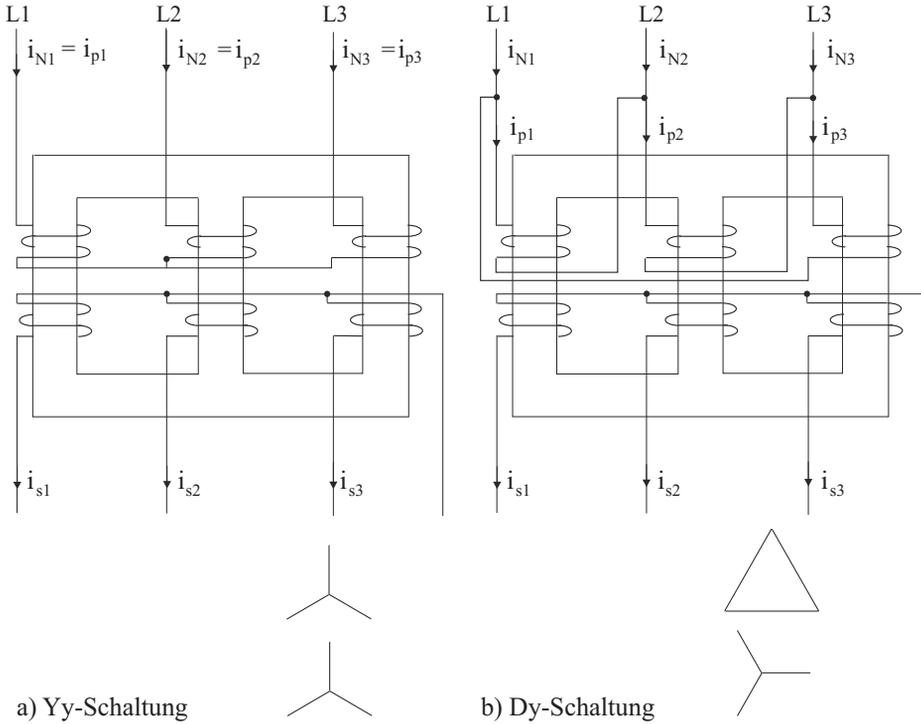


Abb. 2.46: Schaltungen der Primärseite des Transformators

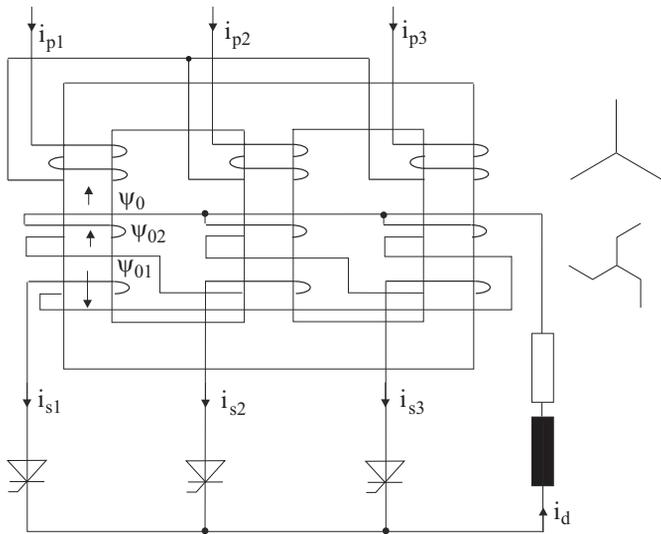


Abb. 2.47: Transformator mit sekundärer Zickzackschaltung

Bei primärer Dreieckschaltung (Dy) gilt jedoch die Maschengleichung des netzseitigen Dreiecks:

$$u_{L12} + u_{L23} + u_{L31} = 0 \quad (2.144)$$

$$\text{d.h. :} \quad \frac{d\psi_1}{dt} + \frac{d\psi_2}{dt} + \frac{d\psi_3}{dt} = \frac{d\psi_j}{dt} = 0 \quad (2.145)$$

Der Jochfluß ist somit bei der Dy–Schaltung immer zeitlich konstant; vom Jochfluß herrührende Zusatzverluste und induzierte Spannungen treten bei netzseitigem Dreieck *nicht* auf.

Somit kann für kleinere Leistungen bei der M3–Schaltung ein Dy–Transformator verwendet werden.

Die Gleichstrom–Vormagnetisierung kann durch eine *sekundäre Zickzack-schaltung* des Trafos vermieden werden (Abb. 2.47 und Abb. 2.45c). Hier überlagern sich in jedem Schenkel zwei Gleichflüsse; z.B. gilt für den linken Schenkel:

$$\Theta_0 = \Theta_{02} - \Theta_{01} \quad (2.146)$$

Mit $\Theta_{01} \sim I_{01} = \frac{1}{3} \cdot I_d$ und $\Theta_{02} \sim I_{02} = \frac{1}{3} \cdot I_d$ folgt: $\Theta_0 = 0$, d.h. kein Schenkel wird vormagnetisiert.

Die Primärströme ergeben sich dann zu (Abb. 2.45c, Voraussetzung: alle Wicklungen gleich):

$$i_{p1} = i_{s1} - i_{s2} \quad (2.147)$$

$$i_{p2} = i_{s2} - i_{s3} \quad (2.148)$$

$$i_{p3} = i_{s3} - i_{s1} \quad (2.149)$$

Zur *Übertragung großer Leistungen* kann bei der M3–Schaltung also nur die Yz– oder die Dz–Schaltung verwendet werden. Bei *Brückenschaltungen* (Kap. 2.6) gelten diese Überlegungen nicht, da bei diesen Schaltungen auf der Sekundärseite ein reiner Wechselstrom fließt.

2.4.2 Transformator–Bauleistung

Bei Transformatoren, bei denen alle Wicklungen mit Wechselgrößen beaufschlagt werden, ist die Transformator–Bauleistung gleich der aus dem Netz bezogenen Scheinleistung. Trafos mit gleichstrombehafteten Mischströmen in den Sekundärwicklungen müssen gegenüber der Belastung mit reinen Wechselgrößen mit größerer Bauleistung ausgelegt werden. Die Trafobauleistung ergibt sich in diesem

Fall aus dem arithmetischen Mittel der primären und der sekundären Scheinleistungen. Mehrwicklungstransformatoren können in einen äquivalenten Zweiwicklungstrafo umgerechnet werden. Allgemein gilt dann:

$$S_T = \frac{1}{2} \cdot \left[\sum_k (U_{pk} \cdot I_{pk}) + \sum_i (U_{si} \cdot I_{si}) \right] \quad (2.150)$$

Bezieht man S_T auf die ideelle Gleichstromleistung

$$P_{di0} = U_{di0} \cdot I_{dN} \quad (2.151)$$

die bei ohmsch-induktiver Last mit $L \rightarrow \infty$ und dem Zündwinkel $\alpha = 0^\circ$ übertragen wird, so erhält man die Typengröße des Transformators und somit eine Vergleichsgröße für verschiedene Stromrichterschaltungen und -Transformatoren.

Bei der *M2-Schaltung* gilt:

$$S_T = \frac{1}{2} \cdot (U_N \cdot I_N + U_{s1} \cdot I_{s1} + U_{s2} \cdot I_{s2}) \quad (2.152)$$

Die Effektivwerte der Ströme ergeben sich aus:

$$I_{s1} = I_{s2} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_s^2(t) \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi I_{dN}^2 \cdot d\omega_N t} = \frac{I_{dN}}{\sqrt{2}} \quad (2.153)$$

$$I_N = \frac{I_{dN}}{\ddot{u}_T} \quad (2.154)$$

Mit $U_N = \ddot{u}_T \cdot U_{s1} = \ddot{u}_T \cdot U_{s2} = \ddot{u}_T \cdot U_s$

folgt somit:

$$\begin{aligned} S_T &= \frac{1}{2} \cdot \left(\ddot{u}_T \cdot U_s \cdot \frac{I_{dN}}{\ddot{u}_T} + U_s \cdot \frac{I_{dN}}{\sqrt{2}} + U_s \cdot \frac{I_{dN}}{\sqrt{2}} \right) \\ &= \frac{1 + \sqrt{2}}{2} \cdot U_s \cdot I_{dN} \end{aligned} \quad (2.155)$$

Die auf die ideelle Wirkleistung P_{di0} bezogene Scheinleistung S_T des Transformators ist somit bei der *M2-Schaltung*:

$$\frac{S_T}{U_{di0} \cdot I_{dN}} = \frac{(1 + \sqrt{2}) \cdot U_s \cdot I_{dN} \cdot \pi}{2 \cdot 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_s \cdot I_{dN}} = \frac{(1 + \sqrt{2}) \cdot \pi}{4 \cdot \sqrt{2}} = 1,34 \quad (2.156)$$

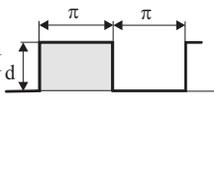
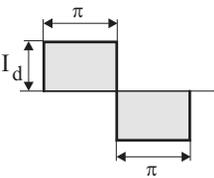
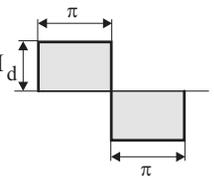
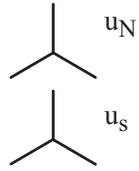
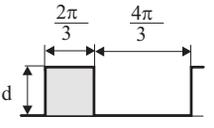
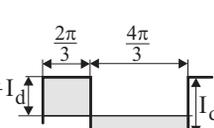
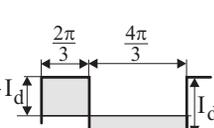
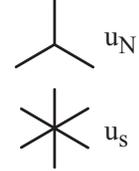
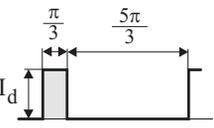
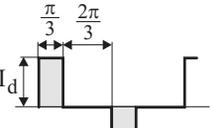
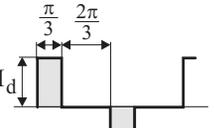
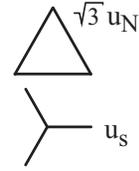
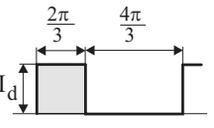
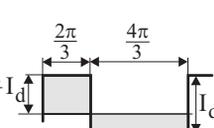
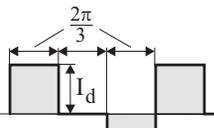
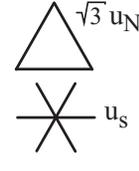
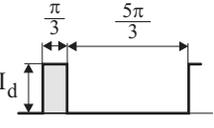
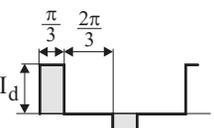
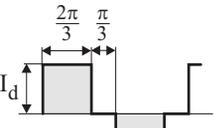
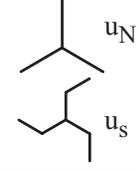
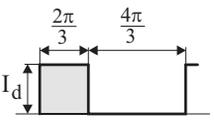
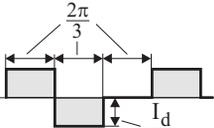
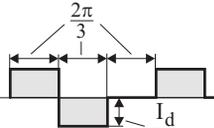
Für die *M3-Schaltung* wird die Trafo-Scheinleistung (abhängig von der Trafoschaltung) im nächsten Abschnitt berechnet. Hier gilt entsprechend:

$$S_T = \frac{1}{2} \cdot (3 \cdot U_N \cdot I_N + 3 \cdot U_s \cdot I_s) \quad (2.157)$$

Bei allen *Brückenschaltungen* (Kap. 2.6) sind die primäre und die sekundäre Scheinleistung gleich, da in den Sekundärwicklungen ein reiner Wechselstrom fließt. Die relative Trafobauleistung S_T/P_{di0} ist somit bei Brückenschaltungen immer kleiner als bei Mittelpunktschaltungen.

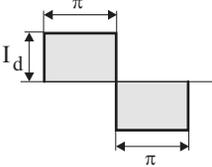
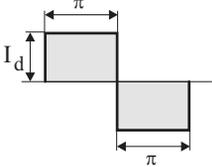
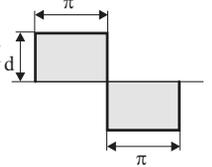
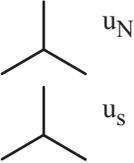
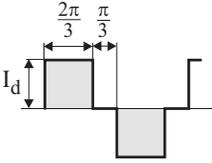
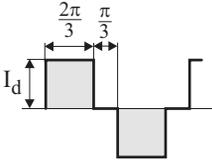
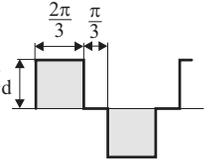
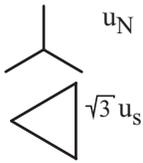
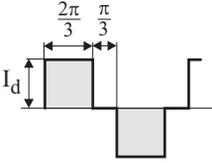
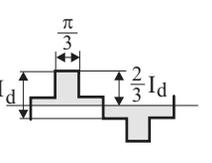
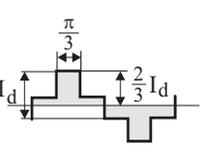
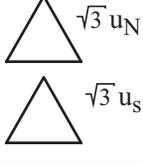
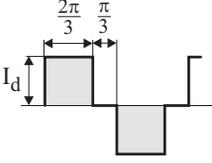
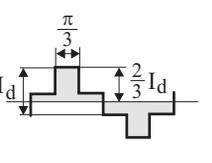
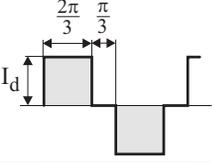
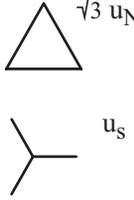
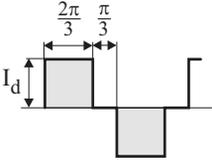
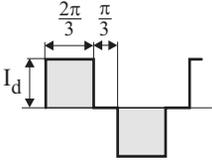
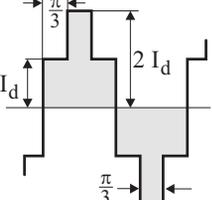
Abschließend sind in [Abb. 2.48](#) und [2.49](#) sowie in [Tabelle 2.1](#) die charakteristischen Stromverläufe und Daten von Mittelpunkt- und Brückenschaltungen bei verschiedenen Transformator–Schaltungen zusammengestellt.

Die Formeln für die M3–, B2– und B6–Schaltung werden in den folgenden Kapiteln 2.5 und 2.6 ausführlich abgeleitet.

Schaltung	ventilseitiger Leiterstrom =Ventilstrom	netzseitiger Wicklungsstrom	netzseitiger Leiterstrom
(a) M 2 			
(b) M 3 			
(c) M 6 			
(d) M 3 			
(e) M 6 			
(f) M 3 			

(Gleichungen siehe Tabelle 2.1)

Abb. 2.48: Charakteristische Stromverläufe bei Mittelpunktschaltungen ($I_d = \text{konst.}$)

Schaltung	ventilseitiger Leiterstrom	netzseitiger Wicklungsstrom	netzseitiger Leiterstrom
(g) 			
(h) 			
(i) 			
(j) 			
(k) 			

(Gleichungen siehe Tabelle 2.1)

Abb. 2.49: Charakteristische Stromverläufe bei Brückenschaltungen ($I_d = \text{konst.}$)

Tabelle 2.1: Daten von Mittelpunktschaltungen (links) und Brückenschaltungen (rechts)

Schaltung	Transformator- Bauleistung	Aufteilung der Wicklungsschein- leistungen	Gleich- spannung	Netzseitiger Leiterstrom	Netzseitiger Wicklungsstrom	Ventilseitiger Leiterstrom = Ventilstrom
	$\frac{S_T}{P_{d10}}$	$\frac{S_s}{S_N}$	$\frac{U_{d10}}{U_s}$	$\frac{I_N}{I_d}$	$\frac{I_p}{I_d}$	$\frac{I_s}{I_d} = \frac{I_T}{I_d}$
(a)	$\frac{\pi}{4 \cdot \sqrt{2}} \cdot (1 + \sqrt{2}) = 1,34$	$\sqrt{2} = 1,41$	$\frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} = 0,900$	1	1	$\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$
(b)	$\frac{\pi}{3 \cdot \sqrt{3}} \cdot (1 + \sqrt{\frac{3}{2}}) = 1,35$	$\sqrt{\frac{3}{2}} = 1,22$	$\frac{3}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} = 1,17$	$\sqrt{\frac{2}{3}} = 0,471$	$\frac{\sqrt{2}}{3} = 0,471$	$\frac{1}{\sqrt{3}} = 0,577$
(c)	$\frac{\pi}{6} \cdot (1 + \sqrt{3}) = 1,43$	$\sqrt{3} = 1,73$	$\frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} = 1,35$	$\frac{1}{\sqrt{3}} = 0,577$	$\frac{1}{\sqrt{3}} = 0,577$	$\frac{1}{\sqrt{6}} = 0,408$
(d)	$\frac{\pi}{3 \cdot \sqrt{3}} \cdot (1 + \sqrt{\frac{3}{2}}) = 1,35$	$\sqrt{\frac{3}{2}} = 1,22$	$\frac{3}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} = 1,17$	$\sqrt{\frac{2}{3}} = 0,816$	$\frac{\sqrt{2}}{3} = 0,471$	$\frac{1}{\sqrt{3}} = 0,577$
(e)	$\frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{6}} \cdot (1 + \sqrt{2}) = 1,55$	$\sqrt{2} = 1,41$	$\frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} = 1,35$	$\sqrt{\frac{2}{3}} = 0,816$	$\frac{1}{\sqrt{3}} = 0,577$	$\frac{1}{\sqrt{6}} = 0,408$
(f)	$\frac{\pi}{3 \cdot \sqrt{3}} \cdot (1 + \sqrt{2}) = 1,46$	$\sqrt{2} = 1,41$	$\frac{3}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} = 1,17$	$\frac{\sqrt{2}}{3} = 0,471$	$\frac{\sqrt{2}}{3} = 0,471$	$\frac{1}{\sqrt{3}} = 0,577$
Schaltung	Transformator- Bauleistung	Strang- spannung/ Sternspannung	Gleich- spannung	Netzseitiger Leiterstrom	Netzseitiger und ventilseitiger Wicklungsstrom	Ventilseitiger Leiterstrom
	$\frac{S_T}{P_{d10}}$	$\frac{U_w}{U_s}$	$\frac{U_{d10}}{U_s}$	$\frac{I_N}{I_d}$	$\frac{I_p}{I_d}$	$\frac{I_s}{I_d}$
(g)	$\frac{\pi}{4 \cdot \sqrt{2}} \cdot (1 + 1) = 1,11$	1	$\frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} = 0,900$	1	1	1
(h)	$\frac{\pi}{6} \cdot (1 + 1) = 1,05$	1	$\frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \sqrt{3} = 2,34$	$\sqrt{\frac{2}{3}} = 0,816$	$\sqrt{\frac{2}{3}} = 0,816$	$\sqrt{\frac{2}{3}} = 0,816$
(i)	$\frac{\pi}{6} \cdot (1 + 1) = 1,05$	$\sqrt{3} = 1,73$	$\frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \sqrt{3} = 2,34$	$\frac{\sqrt{2}}{3} = 0,471$	$\frac{\sqrt{2}}{3} = 0,471$	$\sqrt{\frac{2}{3}} = 0,816$
(j)	$\frac{\pi}{6} \cdot (1 + 1) = 1,05$	$\sqrt{3} = 1,73$	$\frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \sqrt{3} = 2,34$	$\sqrt{\frac{2}{3}} = 0,816$	$\frac{\sqrt{2}}{3} = 0,471$	$\sqrt{\frac{2}{3}} = 0,816$
(k)	$\frac{\pi}{6} \cdot (1 + 1) = 1,05$	1	$\frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \sqrt{3} = 2,34$	$\sqrt{2} = 1,41$	$\sqrt{\frac{2}{3}} = 0,816$	$\sqrt{\frac{2}{3}} = 0,816$

2.5 Dreipuls–Mittelpunktschaltung (M3)

Mittelpunktschaltungen sind dadurch gekennzeichnet, daß *ein* Gleichstromanschluß durch den Mittelpunkt des Drehstromsystems auf der Sekundärseite des Transformators gebildet wird; der andere Gleichstromanschluß entsteht durch die Verbindung der gleichpoligen Anschlüsse der Leistungshalbleiter in den Stromrichterzweigen. Bei Mittelpunktschaltungen wird also immer ein Netztransformator benötigt, der sekundärseitig einen Mittelpunktzugang besitzt. Bei Mittelpunktschaltungen ist die Pulszahl p gleich der Anzahl der Stromrichterhauptzweige.

Dreipuls–Mittelpunktschaltungen (M3) haben drei Stromrichterhauptzweige. Die verschiedenen Ausführungen der M3–Schaltung werden durch die Schaltgruppe des Netztransformators bestimmt. Mögliche Schaltungen sind die Dy–, die Yz– und die Dz–Schaltung. Dabei ist zu beachten, daß eine Besonderheit der M3–Mittelpunktschaltungen darin besteht, daß die Sekundärwicklungen des Netztransformators stets einsträngig und damit mit einer Gleichstromkomponente belastet werden, da die Stromrichterzweige abwechselnd stromführend sind. Die Probleme, die sich daraus für den Netztrafo ergeben, wurden bereits in Kap. 2.4 behandelt.

2.5.1 M3–Schaltung mit Netztrafo in Dy–Schaltung

Wir betrachten zunächst die M3–Schaltung mit einem Netztrafo in Dreieck–Stern–Schaltung (Dy) nach [Abb. 2.50](#).

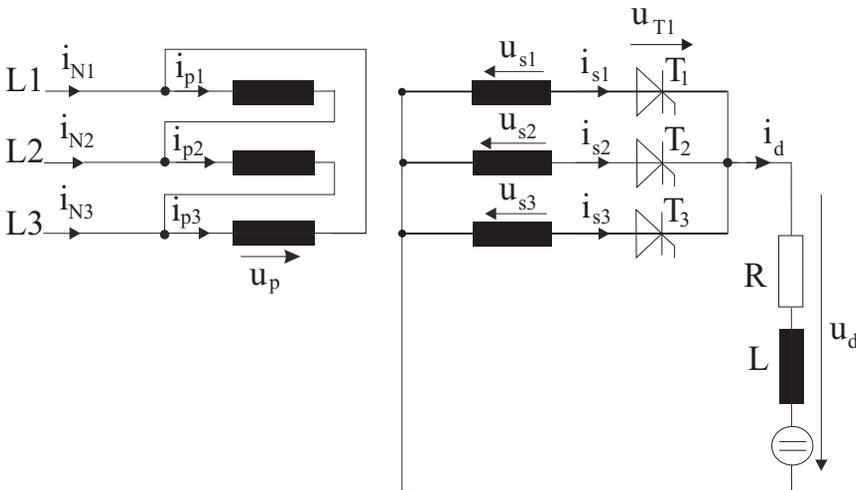


Abb. 2.50: Dreipuls–Mittelpunktschaltung (M3) mit Netztrafo in Dy–Schaltung

Aufbau und Funktionsweise der M3-Schaltung sind analog zur M2-Schaltung in Kap. 2.1. Bei Vollaussteuerung (entspricht dem Betrieb mit Dioden statt mit Thyristoren) ist jeweils der Stromrichterzweig stromführend, an dessen Anode das höchste Potential liegt. Der Stromübergang zwischen zwei Zweigen findet bei Gleichheit der beiden Strangspannungen statt. Ab diesem Zeitpunkt, dem natürlichen Zündzeitpunkt, wird der Zündwinkel α gezählt.

In Abb. 2.51 ist bei der Vollaussteuerung ($\alpha = 0^\circ$) eine ideale Glättung des Gleichstroms $I_d = i_d$ entsprechend $L \rightarrow \infty$ vorausgesetzt. In diesem Fall (und allgemein im nichtlückenden Betrieb) beträgt der Stromflußwinkel in jedem Thyristor $\delta = 120^\circ$.

In Abb. 2.52 sind die Spannungsverläufe bei drei verschiedenen Zündwinkeln α dargestellt (bei nichtlückendem Strom und Gegenspannung im Lastkreis).

Der ideelle Gleichspannungs-Mittelwert U_{di0} bei Vollaussteuerung kann für beliebige Pulszahl p und für nichtlückenden Strom durch Integration der Cosinuskurve in den Grenzen $\pm \pi/p$ ermittelt werden:

$$U_{di0} = \hat{U}_s \cdot \frac{p}{2\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{p}}^{+\frac{\pi}{p}} \cos(\omega_N t) \cdot d(\omega_N t) = \hat{U}_s \cdot \frac{p}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \quad (2.158)$$

Mit $\hat{U}_s = \sqrt{2} \cdot U_s$ und $p = 3$ ergibt sich:

$$U_{di0} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot U_s = 1,17 \cdot U_s \quad (2.159)$$

Die Steuerkennlinie lautet wiederum:

$$U_{di\alpha} = U_{di0} \cdot \cos \alpha \quad (2.160)$$

Bei Berücksichtigung der Kommutierung ergeben sich die Strom- und Spannungsverläufe in Abb. 2.53.

Die Gleichspannung $u_d(t)$ verläuft während der Kommutierung auf dem Spannungsmittelwert der übernehmenden und der ablösenden Spannung; es gilt daher während der Kommutierung von Thyristor T_1 zu T_2 :

$$u_d = \frac{u_{s1} + u_{s2}}{2} \quad (2.161)$$

d.h. beim Kommutieren ist $u_d \neq 0$ (im Gegensatz zur M2-Schaltung). Die treibende Kommutierungsspannung u_K ist in diesem Fall:

$$u_K = u_{s2} - u_{s1} = u_{v21} \quad (\text{verkettete Spannung}) \quad (2.162)$$

Die dreimalige Kommutierung pro Netzperiode T_N erzeugt den Spannungsverlust D_x , der sich analog zur M2-Schaltung berechnen läßt (vergl. Kap. 2.1.5). Dabei wird eine Kommutierungsinduktivität (= Kurzschlußinduktivität) L_K pro Strang angenommen.

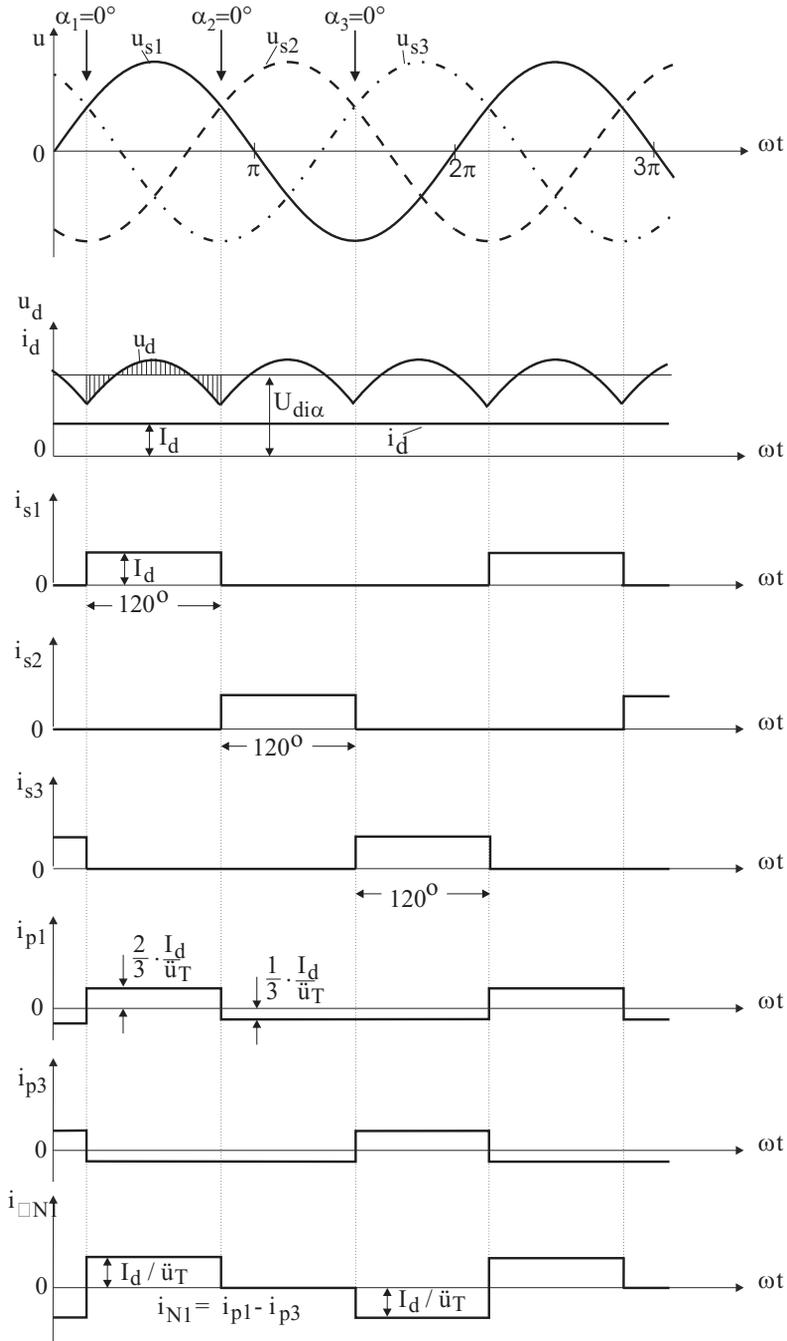


Abb. 2.51: Systemgrößen der M3-Schaltung mit Dy-Trafo bei $\alpha = 0$ und idealer Glättung des Stroms I_d

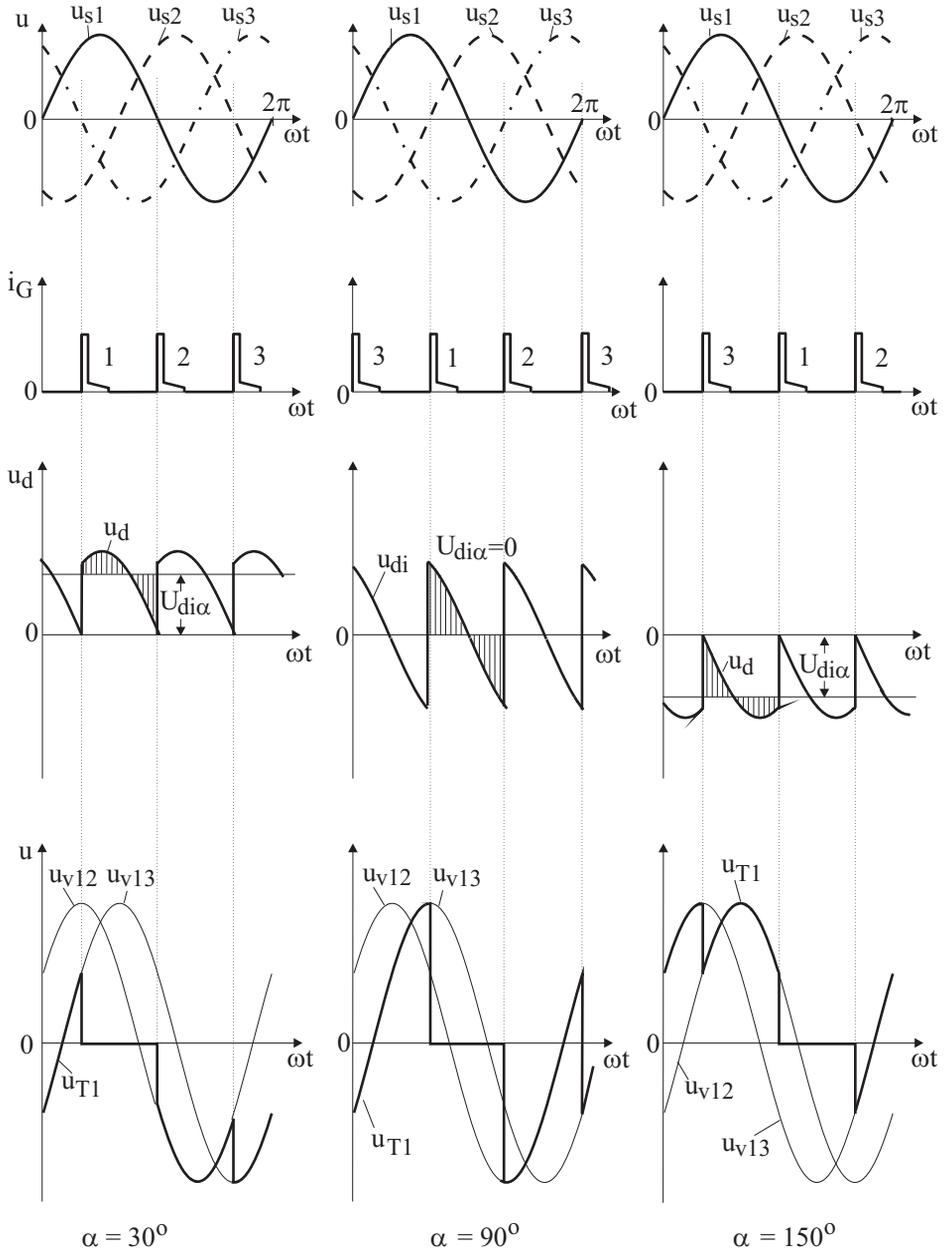


Abb. 2.52: Spannungsverläufe der M3-Schaltung bei drei verschiedenen Zündwinkeln

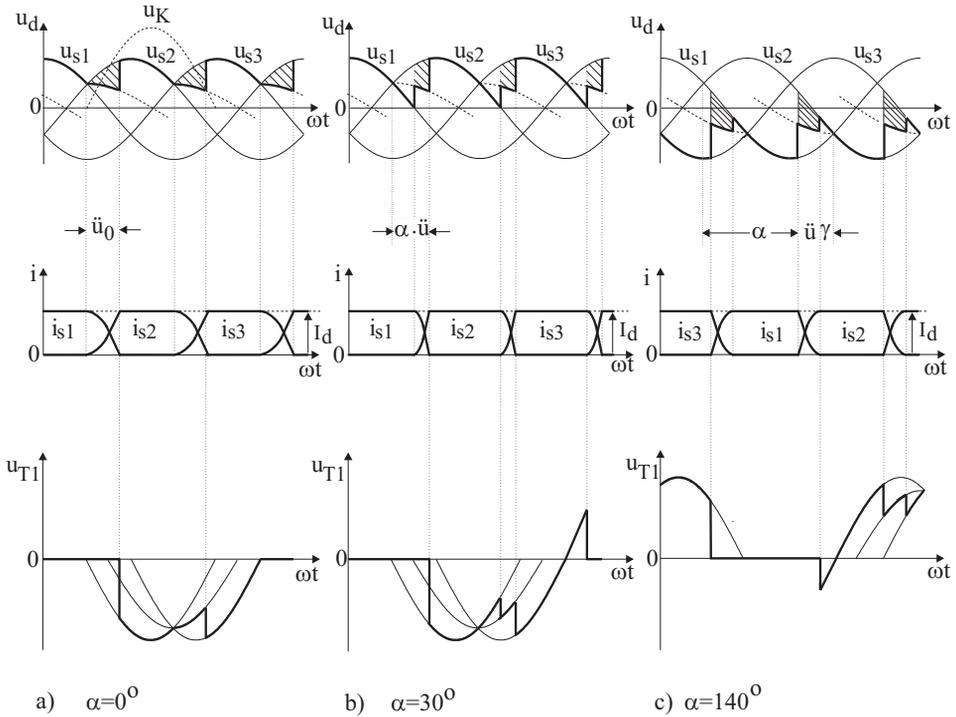


Abb. 2.53: Strom- und Spannungsverläufe bei der M3-Schaltung unter Berücksichtigung der Kommutierung

Der Überlappungswinkel $\ddot{u} = \omega_N \cdot t_K$ ergibt sich mit Gl. (2.162) aus:

$$\begin{aligned}
 I_d &= \frac{1}{2 \cdot \omega_N L_K} \cdot \int_{\alpha}^{\alpha+\ddot{u}} u_K \cdot d(\omega_N t) \\
 &= \frac{\sqrt{3} \cdot \hat{U}_s}{2 \cdot \omega_N L_K} \cdot \int_{\alpha}^{\alpha+\ddot{u}} \sin(\omega_N t) \cdot d(\omega_N t) \\
 &= \frac{\sqrt{3} \cdot \hat{U}_s}{2 \cdot \omega_N L_K} \cdot [\cos \alpha - \cos(\alpha + \ddot{u})] \tag{2.163}
 \end{aligned}$$

Der Spannungszeitflächenverlust $A_{\ddot{u}}$ pro Kommutierung ist (Beispiel: Kommutierung von T_1 zu T_2 , vergl. Abb. 2.53):

$$A_{\ddot{u}} = \frac{1}{\omega_N} \cdot \int_{\alpha}^{\alpha+\ddot{u}} (u_{s2} - u_d) \cdot d(\omega_N t) \quad (2.164)$$

Mit Gl. (2.161) ergibt sich:

$$\begin{aligned} A_{\ddot{u}} &= \frac{1}{\omega_N} \cdot \int_{\alpha}^{\alpha+\ddot{u}} \frac{u_{s2} - u_{s1}}{2} \cdot d(\omega_N t) \\ &= \frac{\hat{U}_s}{2 \cdot \omega_N} \cdot \int_{\alpha}^{\alpha+\ddot{u}} \left[\sin \left(\omega_N t + \frac{\pi}{6} \right) - \sin \left(\omega_N t + \frac{5\pi}{6} \right) \right] \cdot d(\omega_N t) \\ &= \frac{\sqrt{3} \cdot \hat{U}_s}{2 \cdot \omega_N} \cdot [\cos \alpha - \cos(\alpha + \ddot{u})] \\ &= L_K \cdot I_d \end{aligned} \quad (2.165)$$

(Das Ergebnis von Gl. (2.165) ist somit identisch mit Gl. (2.41) bei der M2-Schaltung.)

Der Spannungsverlust D_x für $p = 3$ Kommutierungen pro Netzperiode ist damit:

$$D_x = \frac{p}{T_N} \cdot A_{\ddot{u}} = \frac{3}{T_N} \cdot L_K \cdot I_d = \frac{3}{2\pi} \cdot \omega_N L_K \cdot I_d \quad (2.166)$$

Der Gleichspannungs-Mittelwert U_d als Funktion des Steuerwinkels α ergibt sich unter Berücksichtigung der Kommutierung wieder zu:

$$U_d = U_{di0} \cdot \cos \alpha - D_x = U_{di0} \cdot (\cos \alpha - d_x) \quad (2.167)$$

Mit Gl. (2.184) für die netzseitige Scheinleistung

$$S_N = 3 \cdot U_N \cdot I_N = \sqrt{2} \cdot U_s \cdot I_{dN} \quad (2.168)$$

ergibt sich die relative Kurzschlußspannung u_k zu:

$$u_k = S_N \cdot \frac{\omega_N L_K}{3 \cdot U_s^2} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{\omega_N L_K \cdot I_{dN}}{U_s} \quad (2.169)$$

Mit U_{di0} nach Gl. (2.159)

$$U_{di0} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot U_s \quad (2.170)$$

ergibt sich der bezogene Spannungsabfall d_x zu:

$$d_x = \frac{D_x}{U_{di0}} = u_k \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{I_d}{I_{dN}} \quad (2.171)$$

und damit:

$$U_d = U_{di0} \cdot \left(\cos \alpha - u_k \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{I_d}{I_{dN}} \right) \quad (2.172)$$

Die maximale Blockier- bzw. Sperrspannung \hat{U}_T an einem Ventil ist gleich dem Scheitelwert der verketteten Spannung (vergl. [Abb. 2.52](#) und [2.53](#)):

$$\hat{U}_T = \sqrt{3} \cdot \hat{U}_s = \sqrt{6} \cdot U_s = \frac{2\pi}{3} \cdot U_{di0} = 2,09 \cdot U_{di0} \quad (2.173)$$

Für den Ventilstrom ergibt sich ($I_d = \text{konst.}$):

Effektivwert:

$$I_T = I_s = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 0,5777 \cdot I_d \quad (2.174)$$

Mittelwert:

$$I_{TAV} = \frac{I_d}{3} = 0,333 \cdot I_d \quad (2.175)$$

Für die Berechnung der Primärströme und der Scheinleistung ist die Transformator–Schaltung zu berücksichtigen.

Für die Dy–Schaltung nach [Abb. 2.50](#) ergibt sich mit

$$I_d = \text{konst.} \quad \text{und} \quad \ddot{u}_T = \frac{U_p}{U_s} = \frac{\sqrt{3} \cdot U_N}{U_s}$$

für den primärseitigen Strangstrom (vergl. [Abb. 2.51](#)):

Effektivwert:

$$I_p = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{I_d}{\ddot{u}_T} = \frac{0,471}{\ddot{u}_T} \cdot I_d \quad (2.176)$$

und für den Netzstrom:

Effektivwert:

$$I_N = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{I_d}{\ddot{u}_T} = \frac{0,817}{\ddot{u}_T} \cdot I_d \quad (2.177)$$

Grundschwingung:

$$I_{N(1)} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} \cdot \frac{I_d}{\ddot{u}_T} = \frac{0,675}{\ddot{u}_T} \cdot I_d \quad (2.178)$$

Grundschwingungsgehalt:

$$g_i = \frac{I_{N(1)}}{I_N} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} = 0,827 \quad (2.179)$$

Grundschwingungs–Verschiebungswinkel:

$$\varphi_1 = \alpha \quad (\text{ohne Kommutierung}) \quad (2.180)$$

$$\varphi_1' = \alpha + \frac{\ddot{u}}{2} \quad (\text{mit Kommutierung}) \quad (2.181)$$

und somit:

$$S_{N(1)} = U_{di0} \cdot I_d \quad (\text{unabhängig von } \alpha) \quad (2.182)$$

$$\lambda = \frac{P_d}{S_N} = g_i \cdot \cos \varphi_1 = g_i \cdot \cos \alpha = 0,827 \cdot \cos \alpha \quad (2.183)$$

Mit der ideellen Gleichstromleistung $P_{di0} = U_{di0} \cdot I_{dN}$ ergibt sich:

die Netzscheinleistung:

$$S_N = 3 \cdot U_N \cdot I_N = \sqrt{2} \cdot U_s \cdot I_{dN} = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \cdot P_{di0} = 1,21 \cdot P_{di0} \quad (2.184)$$

die sekundäre Scheinleistung:

$$S_s = 3 \cdot U_s \cdot I_s = \sqrt{3} \cdot U_s \cdot I_{dN} = \frac{2\pi}{3\sqrt{2}} \cdot P_{di0} = 1,48 \cdot P_{di0} \quad (2.185)$$

die Transformator–Typenleistung:

$$S_T = \frac{1}{2} \cdot (S_N + S_s) = \frac{\pi}{3\sqrt{3}} \cdot \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}\right) \cdot P_{di0} = 1,35 \cdot P_{di0} \quad (2.186)$$

2.5.2 M3–Schaltung mit Netztrafo in Yz–Schaltung

Während bei den M3–Mittelpunktschaltungen mit Yy–Schaltung oder Dy–Schaltung des Transformators, bedingt durch die M3–Schaltung in der jeweiligen Sekundärwicklung des Transformators Gleichstromanteile nicht zu vermeiden sind, besitzt die Yz–Schaltung zwei Sekundärwicklungen, die entgegengesetzt von den Thyristorströmen durchflossen sind; somit wird der jeweilige Schenkel des Transformators nicht mehr mit Gleichstromanteilen beansprucht.

Für die Yz–Schaltung nach [Abb. 2.54](#) ergibt sich mit

$$I_d = \text{konst.} \quad \text{und} \quad \ddot{u}_T = \frac{U_p}{U_s} = \frac{U_N}{U_s}$$

für den Primärstrom (vergl. Kap. 2.4.1):

Effektivwert:

$$I_p = I_N = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{I_d}{\ddot{u}_T} = \frac{0,471}{\ddot{u}_T} \cdot I_d \quad (2.187)$$

Grundschiwingung:

$$I_{N(1)} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi} \cdot \frac{I_d}{\ddot{u}_T} = \frac{0,390}{\ddot{u}_T} \cdot I_d \quad (2.188)$$

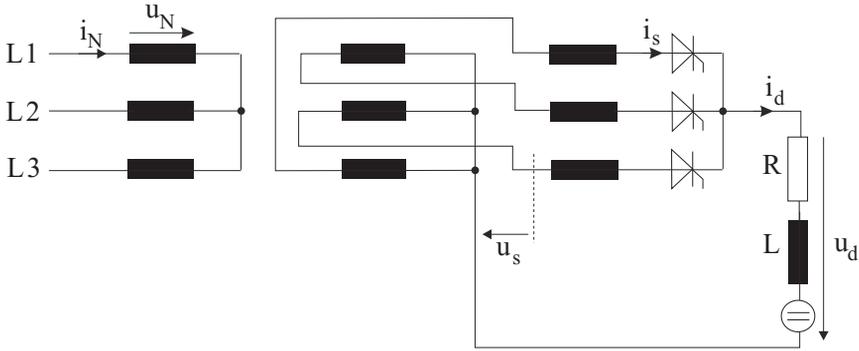


Abb. 2.54: M3-Schaltung mit Netztrafo in Yz-Schaltung

und somit wieder (wie bei Dy):

$$\varphi_1 = \alpha \quad (\text{ohne Kommutierung}) \quad (2.189)$$

$$g_i = \frac{I_{N(1)}}{I_N} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} = 0,827 \quad (2.190)$$

$$S_{N(1)} = U_{di0} \cdot I_d \quad (2.191)$$

$$\lambda = g_i \cdot \cos \varphi_1 = g_i \cdot \cos \alpha = 0,827 \cdot \cos \alpha \quad (2.192)$$

Damit ergibt sich:

die Netzscheinleistung (wie bei Dy):

$$S_N = 3 \cdot U_N \cdot I_N = \sqrt{2} \cdot U_s \cdot I_{dN} = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \cdot P_{di0} = 1,21 \cdot P_{di0} \quad (2.193)$$

die sekundäre Scheinleistung (6 sekundäre Teilwicklungen mit Spannung $U_s/\sqrt{3}$):

$$S_s = 6 \cdot \frac{U_s}{\sqrt{3}} \cdot I_s = 2 \cdot U_s \cdot I_{dN} = \frac{2\sqrt{2} \cdot \pi}{3\sqrt{3}} \cdot P_{di0} = 1,71 \cdot P_{di0} \quad (2.194)$$

die Transformator-Typenleistung:

$$S_T = \frac{1}{2} \cdot (S_N + S_s) = \frac{\pi}{3\sqrt{3}} \cdot (1 + \sqrt{2}) \cdot P_{di0} = 1,46 \cdot P_{di0} \quad (2.195)$$

2.6 Brückenschaltungen

Bei den Stromrichter-Brückenschaltungen arbeiten zwei in Reihe geschaltete p -pulsige Mittelpunktschaltungen, deren Leistungshalbleiter bei der ersten Mittelpunktschaltung kathodenseitig und bei der zweiten Mittelpunktschaltung anodenseitig das gemeinsame Potential haben, auf eine gemeinsame Last; die Teilspannungen beider Brückenhälften addieren sich deshalb zur gesamten Gleichspannung u_d . Dies soll anhand der zweipulsigen Brückenschaltung in [Abb. 2.55](#) gezeigt werden.

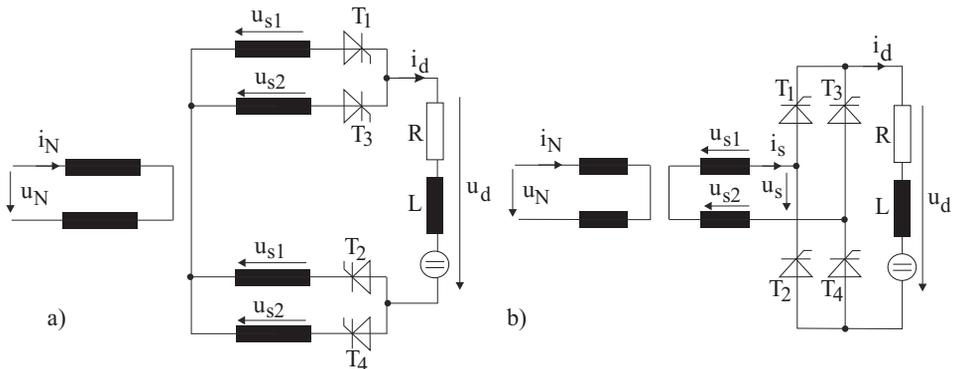


Abb. 2.55: Bildung einer Zweipuls-Brückenschaltung (B2) aus der Reihenschaltung von zwei Mittelpunktschaltungen

Im Fall der B2-Brückenschaltung erhält man wieder eine zweipulsige Gleichspannung; im Fall einer dreiphasigen Brückenschaltung ergibt sich eine sechspulsige Gleichspannung.

Da Brückenschaltungen keinen Transformator-Mittelpunkt erfordern, können sie, im Gegensatz zu den Mittelpunktschaltungen, auch ohne Stromrichter-Transformator an das Netz angeschlossen werden; die Höhe der ideellen Gleichspannung U_{di0} ist dann jedoch durch die Netzspannung U_N festgelegt.

Am Stromrichter-Transformator der Brückenschaltung sind sekundärseitig pro Strang jeweils zwei Ventile so angeschlossen, daß der positive Wicklungsstrom durch das eine Ventil, der negative Strom durch das andere Ventil fließt. Die sekundärseitigen Transformatorstränge führen somit einen Wechselstrom, während sie bei Mittelpunktschaltungen nur in einer Richtung Strom führen. Aus diesem Grund werden die Brückenschaltungen auch als *Zweiwegschaltungen* bezeichnet, die Mittelpunktschaltungen dagegen als *Einwegschaltungen*.

Da der Stromrichter-Transformator bei den Brückenschaltungen durch die sekundärseitige Wechselstrombelastung besser als bei den Mittelpunktschaltungen ausgenutzt wird, sind bei gleicher Leistung kleinere Baugrößen des Transformators möglich.

2.6.1 Zweipuls-Brückenschaltung (B2-Schaltung)

Die B2-Brückenschaltung mit R-L-Last, die im Folgenden genauer untersucht werden soll, ist in [Abb. 2.56](#) dargestellt. Den Zeitverlauf der zugehörigen Systemgrößen zeigt [Abb. 2.57](#).

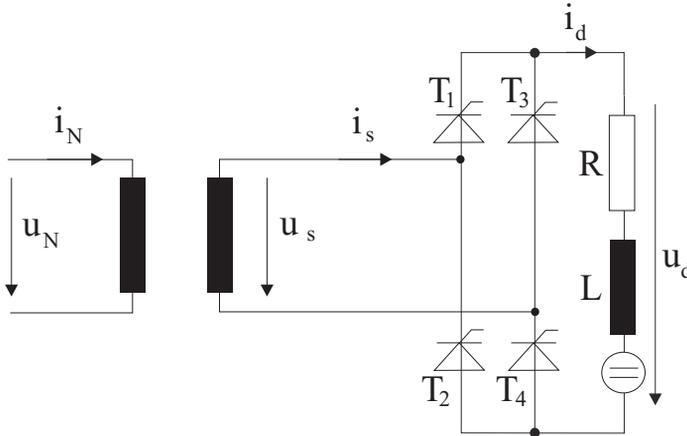


Abb. 2.56: Zweiphasen-Brückenschaltung (B2)

In allen Stromrichter-Brückenschaltungen ist in beiden Brückenhälften jeweils ein Ventil stromführend. Bei der ungesteuerten B2-Schaltung (Diodenbrücke) oder bei Vollaussteuerung der Thyristorbrücke ($\alpha = 0^\circ$) übernimmt von den Ventilen T_1 und T_3 stets das Ventil mit dem höchsten Anodenpotential den Strom; von den Ventilen T_2 und T_4 wird dasjenige Ventil leitend, welches das niedrigste Kathodenpotential hat.

Im Fall der gesteuerten Brücke übernimmt das Folgeventil dann, wenn die obigen Bedingungen für die Potentiale erfüllt sind und der Thyristor gezündet wird. Somit sind in der B2-Schaltung stets zwei in den Armen gegenüberliegende Ventile gleichzeitig stromführend (d.h. entweder das Paar T_1 - T_4 oder T_2 - T_3).

Zur vereinfachten Darstellung sind in [Abb. 2.56](#) und [Abb. 2.57](#) nur die resultierende Netzspannung u_N und die resultierende Sekundärspannung u_s gegenüber [Abb. 2.55](#) eingezeichnet.

Die Ventile T_1 - T_4 und T_2 - T_3 werden jeweils paarweise gezündet. Die sich ergebende zweipulsige Gleichspannung u_d entspricht der Gleichspannung bei der M2-Mittelpunktschaltung. Für das Verhalten der B2-Brückenschaltung gelten die für die M2-Schaltung abgeleiteten Gleichungen. Auch die Steuerkennlinie ist für beide Schaltungen identisch; es ist lediglich statt U_{s1} jetzt $U_s = 2 \cdot U_{s1}$ einzusetzen.

Die Kommutierung verläuft ebenfalls wie bei der M2-Schaltung; allerdings ist zu beachten, daß bei der B2-Schaltung als Folge der paarweisen Zündung jeweils zwei Kommutierungsvorgänge gleichzeitig ablaufen.

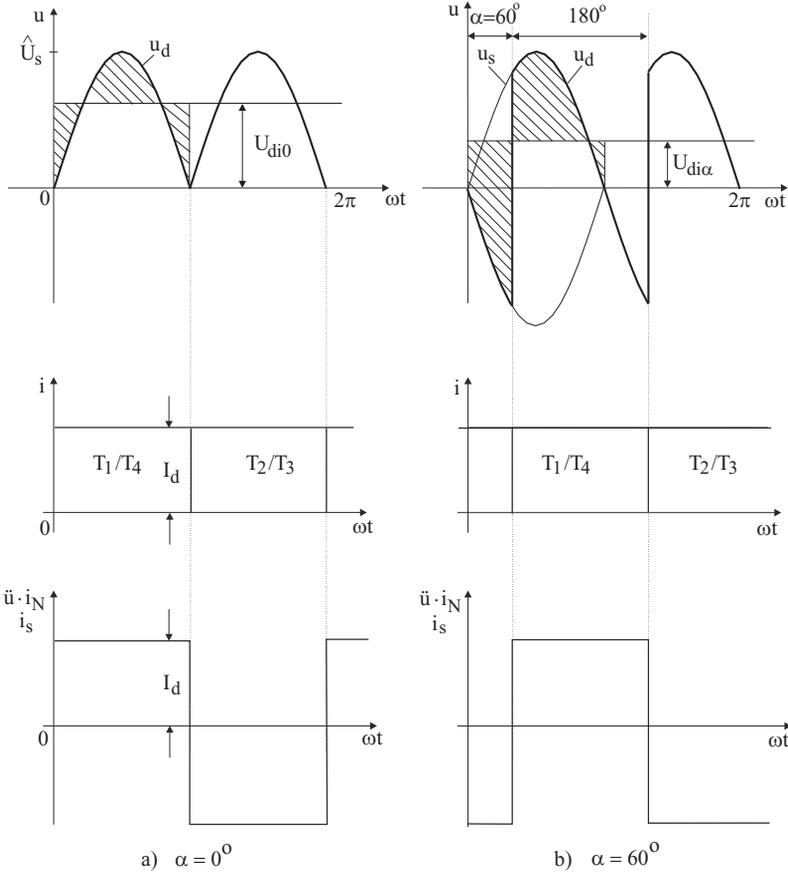


Abb. 2.57: Ströme und Spannungen der B2-Schaltung

Im Folgenden wird eine ohmsch-induktive Last (R-L-Last) mit einer Zeitkonstante $T_L = L/R \gg 10 \text{ ms}$ vorausgesetzt. Dann wird der Laststrom i_d nicht lücken; die Stromführungsdauer der Ventile beträgt somit $\delta = 180^\circ$.

Damit ergibt sich die ideale Gleichspannung bei $\alpha = 0^\circ$ zu:

$$U_{di0} = 2 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \hat{U}_{s1} = \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot U_s = 0,90 \cdot U_s \tag{2.196}$$

mit der Welligkeit (bei $\alpha = 0^\circ$): $w_{ud} = 0,482$ (wie M2)

Die Steuerkennlinie lautet wieder:

$$U_d = U_{di0} \cdot (\cos \alpha - d_x) \tag{2.197}$$

$$\text{bzw. } U_d = U_{di0} \cdot \left(\cos \alpha - \frac{u_k}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_d}{I_{dN}} \right) \tag{2.198}$$

Die maximale Sperrspannung an einem Ventil ist:

$$\hat{U}_T = \hat{U}_s = \sqrt{2} \cdot U_s = 1,57 \cdot U_{di0} \quad (2.199)$$

Für den Ventilstrom ergibt sich mit $I_d = \text{konst.}$:

Effektivwert:

$$I_T = \frac{I_d}{\sqrt{2}} = 0,707 \cdot I_d \quad (2.200)$$

Mittelwert:

$$I_{TAV} = 0,5 \cdot I_d \quad (2.201)$$

Für die primär- und sekundärseitigen Wechselströme erhält man mit

$$I_d = \text{konst.} \quad \text{und} \quad \ddot{u}_T = \frac{U_N}{U_s}$$

die Effektivwerte:

$$I_s = I_d \quad \text{bzw.} \quad I_N = \frac{I_d}{\ddot{u}_T} \quad (2.202)$$

und die Netzstrom-Grundschwingung:

$$I_{N(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I_d}{\ddot{u}_T} = \frac{0,90}{\ddot{u}_T} \cdot I_d \quad (2.203)$$

und somit

$$g_i = \frac{I_{N(1)}}{I_N} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,90 \quad (2.204)$$

$$\lambda = \frac{P_d}{S_N} = g_i \cdot \cos \varphi_1 = g_i \cdot \cos \alpha = 0,90 \cdot \cos \alpha \quad (2.205)$$

Die primäre und die sekundäre Scheinleistung, und somit auch die Trafo-Typenleistung, sind gleich.

Mit $P_{di0} = U_{di0} \cdot I_{dN}$ ergibt sich:

$$S_s = U_s \cdot I_s = U_s \cdot I_{dN} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot P_{di0} = 1,11 \cdot P_{di0} \quad (2.206)$$

$$S_N = U_N \cdot I_N = U_s \cdot I_{dN} = 1,11 \cdot P_{di0} \quad (2.207)$$

$$S_T = S_N = S_s = 1,11 \cdot P_{di0} \quad (2.208)$$

Transformator–Sekundärwicklungen für beide Teilstromrichter zusammengefaßt werden können.

Die Ausgangsspannung u_d ergibt sich, wie in [Abb. 2.59a](#) und [2.60a](#) dargestellt, aus den Zeitverläufen der Anodenpotentiale der oberen Thyristorgruppe (I) und der Kathodenpotentiale der unteren Thyristorgruppe (II). Aus dem Spannungsverlauf kann man die Lage der natürlichen Zündzeitpunkte entnehmen. Für die Ventile T_1, T_3, T_5 sind sie durch die Schnittpunkte der positiven Halbschwingungen von u_{s1}, u_{s2}, u_{s3} gegeben; entsprechend für die Ventile T_2, T_4, T_6 durch die Schnittpunkte der negativen Halbschwingungen.

Im ungesteuerten Betrieb der B6–Schaltung (Diodenbrücke) bzw. bei Vollaussteuerung der Thyristorbrücke ($\alpha = 0^\circ$) wird in der oberen Ventilgruppe (I) dasjenige Ventil den Strom übernehmen, welches das positivste Anodenpotential hat; entsprechend wird in der unteren Ventilgruppe (II) das Ventil leitend, welches das negativste Kathodenpotential hat. Das bedeutet bei der vorgegebenen Phasenfolge der Strangspannungen u_{s1}, u_{s2}, u_{s3} , daß die Stromübernahme der einzelnen Ventile gemäß ihrer Numerierung in [Abb. 2.58](#) erfolgt.

In jeder Ventilgruppe ist jeweils ein Ventil leitend, wobei die Zündzeitpunkte der kathodenseitigen Ventilgruppe (I) und der anodenseitigen Ventilgruppe (II) zeitlich gegeneinander um 60° versetzt sind.

Wenn die Thyristoren T_1 und T_6 den Strom führen, ist die Lastspannung:

$$u_d = u_{s1} - u_{s2} = u_{v12} \quad (2.209)$$

Anschließend führen die Ventile T_1 und T_2 den Strom; die Spannung ist dann:

$$u_d = u_{s1} - u_{s3} = u_{v13} \quad (2.210)$$

Es folgen die Ventile T_3 und T_2 , danach T_3 und T_4 , und so fort.

Die Gleichspannung $u_d(t)$ an der Last ist also sechspulsig; sie besteht im nichtlückenden Betrieb aus 60° –Ausschnitten der verketteten Spannungen $u_{v12}, u_{v13}, u_{v23}, u_{v21}, u_{v31}$ und u_{v32} .

Während die Lastspannung u_d sechspulsig mit der Pulsperiodendauer T_N/p ($\cong 60^\circ$) ist, ist jeder Thyristor $2T_N/p$ ($\cong 120^\circ$) lang durchgeschaltet. Dadurch ergibt sich für die sekundären Strangströme i_s ein reiner Wechselstrom mit positiven und negativen Stromblöcken von jeweils 120° Länge.

Zur Steuerung im stationären nichtlückenden Betrieb müssen die Thyristoren in der vorgegebenen Reihenfolge im Abstand von 60° gezündet werden. Beim Anfahren der Brücke muß ein geschlossener Stromkreis durchgeschaltet werden; hierzu muß außer dem zu zündenden Thyristor auch der in der Zündfolge vorherliegende Thyristor, der im Prinzip bereits gezündet ist, nachgezündet werden (siehe [Abb. 2.59b](#)).

Da im Lückbetrieb der Strom i_d im Lastkreis periodisch Null wird, ist dieser Betriebszustand mit einem ständig neuen Anfahren der Brücke vergleichbar. Zur sicheren Funktion wird die Brücke somit in allen Betriebszuständen mit Nachzündung betrieben; wenn also der Thyristor T_x der einen Ventilgruppe einen

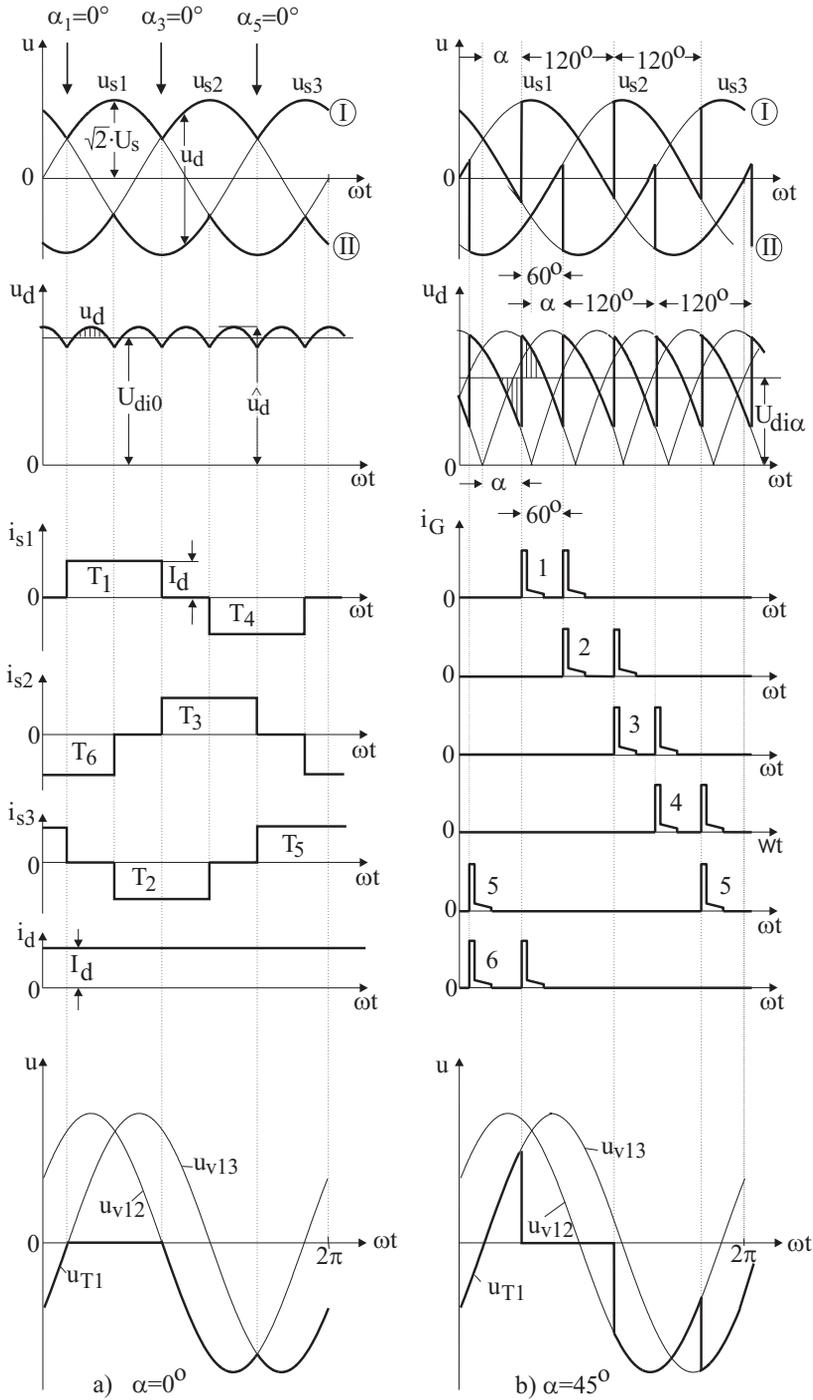


Abb. 2.59: Spannungen und Ströme bei der B6-Schaltung (ohne Kommutierung)

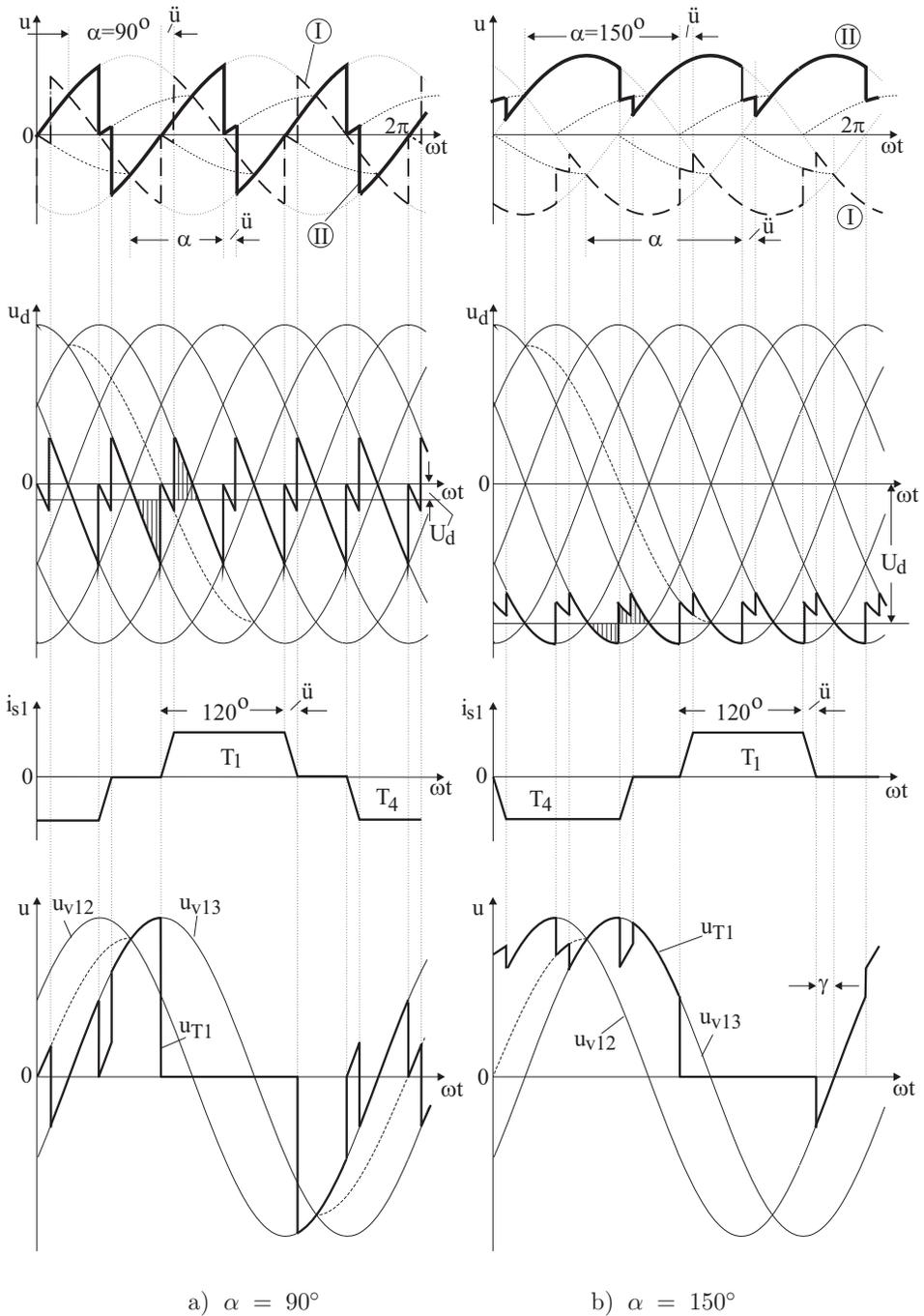


Abb. 2.60: Systemgrößen bei der B6-Schaltung (mit Kommutierung)

Zündimpuls erhält, dann wird der zuvor gezündete Thyristor T_{x-1} der anderen Ventilgruppe ebenso einen Zündimpuls erhalten (Abb. 2.59b).

Der Gleichspannungsmittelwert $U_{di\alpha}$ läßt sich auf die bereits bekannte Weise berechnen. Da die B6-Brücke aus der Reihenschaltung von zwei M3-Mittelpunktschaltungen entstanden ist, muß U_{di0} doppelt so groß sein wie bei der M3-Schaltung. Der ideale Gleichspannungsmittelwert U_{di0} ergibt sich somit zu (bei sekundärer Sternschaltung des Trafos wie in Abb. 2.58):

$$U_{di0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s = 2,34 \cdot U_s = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_v = 1,35 \cdot U_v \quad (2.211)$$

mit $U_v = \sqrt{3} \cdot U_s$ (verkettete Spannung)

und $w_{ud} = 0,042$ (Welligkeit bei $\alpha = 0^\circ$)

Die Spannungs- und Stromverläufe unter *Berücksichtigung der Kommutierung* sind in Abb. 2.60 dargestellt. Der Spannungsverlust D_x durch die Kommutierung läßt sich analog zur M3-Schaltung berechnen (s. Kap. 2.5.1). Zu beachten ist, daß hier sechs Kommutierungen pro Netzperiode erfolgen, und zwar abwechselnd in jeder Ventilgruppe (im Gegensatz zur B2-Schaltung, wo die Kommutierung jeweils in beiden Brückenhälften gleichzeitig erfolgt).

Bei Berücksichtigung der Kommutierung erhält man den Mittelwert der Gleichspannung zu (mit der relativen Kurzschlußspannung u_k):

$$U_d = U_{di0} \cdot \left(\cos \alpha - \frac{u_k}{2} \cdot \frac{I_d}{I_{dN}} \right) \quad (2.212)$$

Die maximale Sperrspannung an einem Ventil beträgt:

$$\hat{U}_T = \hat{U}_v = \sqrt{2} \cdot U_v = \frac{\pi}{2} \cdot U_{di0} = 1,05 \cdot U_{di0} \quad (2.213)$$

Für den Ventilstrom ergibt sich mit $I_d = \text{konst.}$:

Effektivwert:

$$I_T = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 0,577 \cdot I_d \quad (2.214)$$

Mittelwert:

$$I_{TAV} = \frac{I_d}{3} = 0,333 \cdot I_d \quad (2.215)$$

Für die primär- und sekundärseitigen Wechselströme erhält man mit Laststrom $I_d = \text{konst.}$ und Yy-Trafo mit $\hat{u}_T = U_N / U_s$:

die Effektivwerte:

$$I_s = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_d = 0,816 \cdot I_d \quad (2.216)$$

bzw.

$$I_N = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{I_d}{\ddot{u}_T} = \frac{0,816}{\ddot{u}_T} \cdot I_d \quad (2.217)$$

und die Netzstrom-Grundschiwingung:

$$I_{N(1)} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{I_d}{\ddot{u}_T} = \frac{0,780}{\ddot{u}_T} \cdot I_d \quad (2.218)$$

und somit:

$$g_i = \frac{I_{N(1)}}{I_N} = \frac{3}{\pi} = 0,95 \quad (2.219)$$

$$\varphi_1 = \alpha \quad (\text{ohne Kommutierung}) \quad (2.220)$$

$$\lambda = g_i \cdot \cos \varphi_1 = g_i \cdot \cos \alpha = 0,95 \cdot \cos \alpha \quad (2.221)$$

Die primäre und die sekundäre Scheinleistung, und somit auch die Trafo-Typenleistung, sind gleich.

Mit $P_{di0} = U_{di0} \cdot I_{dN}$ ergibt sich:

$$S_s = 3 \cdot U_s \cdot I_s = \sqrt{6} \cdot U_s \cdot I_{dN} = \frac{\pi}{3} \cdot P_{di0} = 1,05 \cdot P_{di0} \quad (2.222)$$

$$S_N = 3 \cdot U_N \cdot I_N = \sqrt{6} \cdot U_s \cdot I_{dN} = 1,05 \cdot P_{di0} \quad (2.223)$$

$$S_T = S_N = S_s = 1,05 \cdot P_{di0} \quad (2.224)$$

Für die weiteren möglichen Trafoschaltungen (Dy, Yd und Dd) ergeben sich die Ströme entsprechend; die Scheinleistungen bleiben unverändert (vergl. auch die Zusammenstellung in [Abb. 2.49](#) und in [Tabelle 2.1](#), S. 73/74).

2.6.3 Gegenüberstellung von Mittelpunkt- und Brückenschaltungen

Vergleicht man die wesentlichen Eigenschaften von Mittelpunkt- und Brückenschaltungen, so erhält man:

- Stromrichter-Mittelpunktschaltungen sind nur bei Transformator-Schaltungen zulässig, die gegen den Sternpunkt belastbar sind.
- Stromrichter-Brückenschaltungen ergeben bei gleichem Transformator höhere Gleichspannungs-Mittelwerte als die Mittelpunktschaltungen.
- Die maximale Sperrspannung \hat{U}_T an einem Ventil ist bezogen auf die Gleichspannung U_{di0} bei einer Brückenschaltung nur halb so groß wie bei einer Mittelpunktschaltung gleicher Phasenzahl.

- Mit zunehmender Pulszahl p wird die der Gleichspannung überlagerte Wechselfspannung kleiner, so daß der Glättungsaufwand sinkt. Mit der Dreiphasen-Brückenschaltung (sechspulsige Gleichspannung) erreicht man eine höhere Pulszahl als mit der Dreiphasen-Mittelpunktschaltung (dreipulsige Gleichspannung).
- Die günstigste Transformatorausnutzung wird mit der Dreiphasen-Brückenschaltung (B6) erreicht.

Aufgrund der vielen Vorteile wird deshalb bei Stromrichterantrieben fast ausschließlich die Drehstrom-Brückenschaltung eingesetzt.

2.7 Höherpulsige Schaltungen

2.7.1 Sechspuls-Mittelpunktschaltung (M6-Schaltung)

Die sechspulsige Mittelpunktschaltung (M6) ergibt sich durch die Parallelschaltung von zwei um 180° phasenverschobenen M3-Schaltungen. Der Stromrichter-Transformator hat bei dieser Schaltung auf der Sekundärseite sechs um jeweils 60° versetzte Wicklungen, die im Stern geschaltet sind, wie in [Abb. 2.61](#) dargestellt.

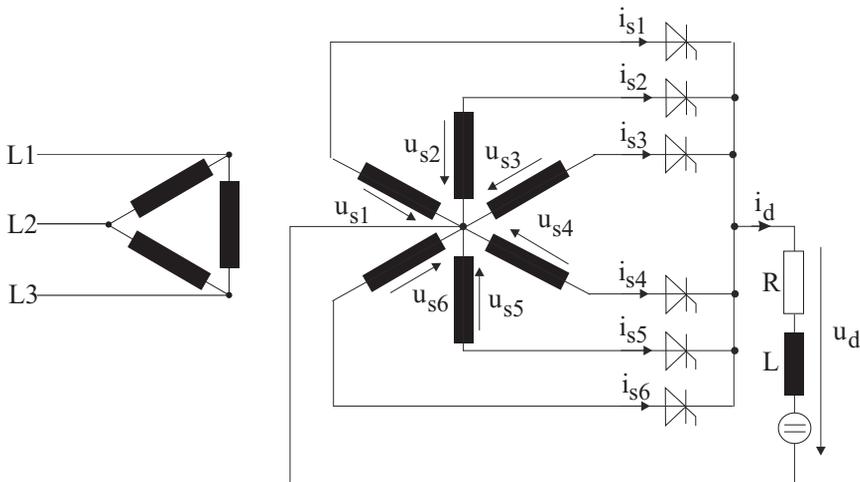


Abb. 2.61: Sechspulsige Mittelpunktschaltung (M6)

Die Gleichspannung ist bei der M6-Schaltung sechspulsig wie bei der B6-Brückenschaltung. Im Gegensatz zur B6-Schaltung ist hier jedoch immer nur ein Ventil stromführend; die Stromführungsdauer der einzelnen Ventile beträgt hier nur $\delta = 60^\circ$ (im nichtlückenden Betrieb). Die Gleichspannung u_d folgt somit

entsprechend dem Zündwinkel α nacheinander den um 60° versetzten Phasenspannungen u_{s1} bis u_{s6} .

Die ideale Gleichspannung bei Vollaussteuerung beträgt:

$$U_{di0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_s = 1,35 \cdot U_s \quad (2.225)$$

Die weiteren charakteristischen Daten können aus der Zusammenstellung in [Abb. 2.48](#) entnommen werden.

Die M6-Schaltung hat früher für sechsanodige Quecksilberdampfgefäße häufig Anwendung gefunden. Mit der Einführung der Thyristoren hat sie wegen der ungünstigen Stromflußdauer der Thyristoren von nur 60° und des relativ aufwendigen Transformators keine Bedeutung mehr.

2.7.2 Zwölfpuls-Brückenschaltung

Bei der Dreiphasen-Brückenschaltung (B6) kann der Transformator außer in der Yy-Schaltung, die in Kap. 2.6.2 behandelt wurde, auch mit primärer oder sekundärer Dreieckschaltung ausgeführt werden. Dies kann dazu benutzt werden,

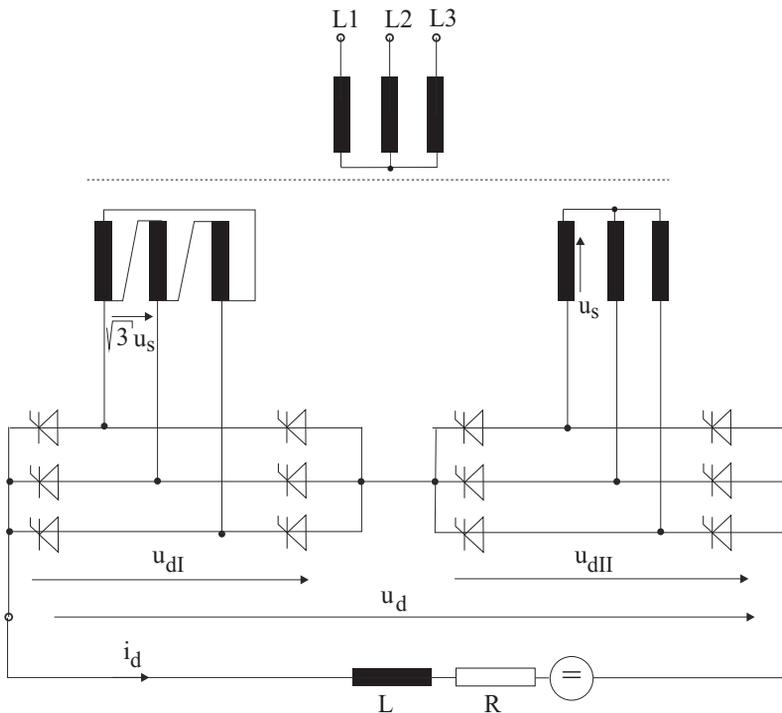


Abb. 2.62: Zwölfpulsige Brückenschaltung B6.2S als Reihenschaltung von zwei B6-Brücken ($\alpha_I = \alpha_{II}$)

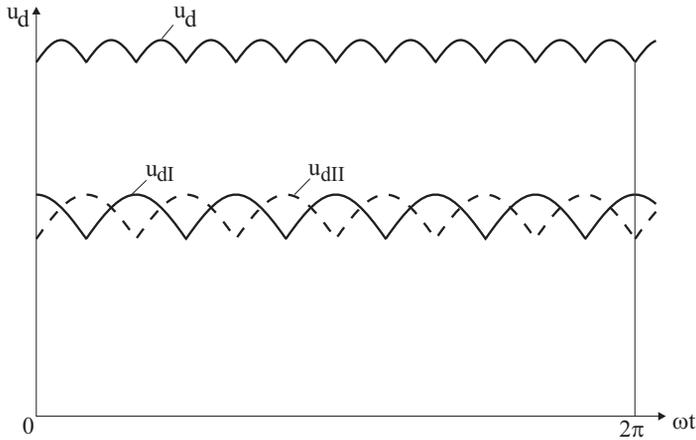


Abb. 2.63: Spannung der zwölfpulsigen Brückenschaltung B6.2S bei Vollaussteuerung ($\alpha_I = \alpha_{II} = 0^\circ$)

zwei Brückenschaltungen mit Spannungssystemen unterschiedlicher Phasenlage so zu verschalten, daß eine Gleichspannung mit erhöhter Pulszahl erreicht wird. So ergibt sich bei Speisung von zwei B6-Schaltungen durch einen Transformator mit zwei Sekundärwicklungen geeigneter Schaltgruppen (z.B. Yy6 und Yd5, d.h. 30° Phasenverschiebung der beiden sekundärseitigen Spannungssysteme) die Pulszahl $p = 12$. Dabei ist zwischen der Reihen- und der Parallelschaltung der beiden Brücken zu unterscheiden.

Bei der *Reihenschaltung* beider Brücken (Abb. 2.62) addieren sich die um 30° gegeneinander verschobenen Teilspannungen u_{dI} und u_{dII} zur *zwölfpulsigen* Gesamtspannung u_d (Zündwinkel $\alpha_I = \alpha_{II}$).

Die Gleichspannung ergibt sich hier zu:

$$u_d = u_{dI} + u_{dII} \quad (2.226)$$

Der ideelle Mittelwert bei Vollaussteuerung ist somit:

$$U_{di0} = 2 \cdot \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s = 4,68 \cdot U_s \quad (2.227)$$

Wegen $p = 12$ ist die Welligkeit bei $\alpha_I = \alpha_{II} = 0^\circ$ sehr gering:

$$w_{ud} = 0,0103 \quad (2.228)$$

Durch die Reihenschaltung wird somit die Ausgangsspannung verdoppelt; als Einsatzgebiet ergeben sich Anwendungen, die hohe Gleichspannungen erfordern.

Die Nachteile dieser Schaltung liegen in dem relativ hohen Transformatoraufwand und im kritischen Verhalten bei Überlast.

Normalerweise werden die Thyristoren und die Sicherungen der beiden Teilstromrichter auf die Nennspannung eines Teilstromrichters ausgelegt. Im Sicherheitsfall können an den Thyristoren und den Sicherungen aufgrund der Reihenschaltung wesentlich höhere Spannungen auftreten als im Normalbetrieb, die entweder von den Sicherungen nicht mehr abgeschaltet werden oder zur Zerstörung der Thyristoren führen können. Eine sichere Dimensionierung erfordert somit die Auslegung der Thyristoren und Sicherungen auf etwa die doppelten Spannungswerte eines Teilstromrichters. Diese Auslegung ist häufig unwirtschaftlich.

2.7.3 Zwölfpuls-Saugdrosselschaltung

Wenn nicht hohe Spannungen gefordert werden, sondern hohe *Ströme*, ist die *Parallelschaltung* von zwei Stromrichtern günstig. Hierfür sind zwei prinzipiell verschiedene Varianten denkbar.

Zum einen können Teilstromrichter mit gleichphasigen versorgenden Spannungssystemen parallel geschaltet werden. Diese Schaltung wird in der Praxis nicht angewendet, da die Stromerhöhung auch durch direktes Parallelschalten der Ventile zu erreichen ist.

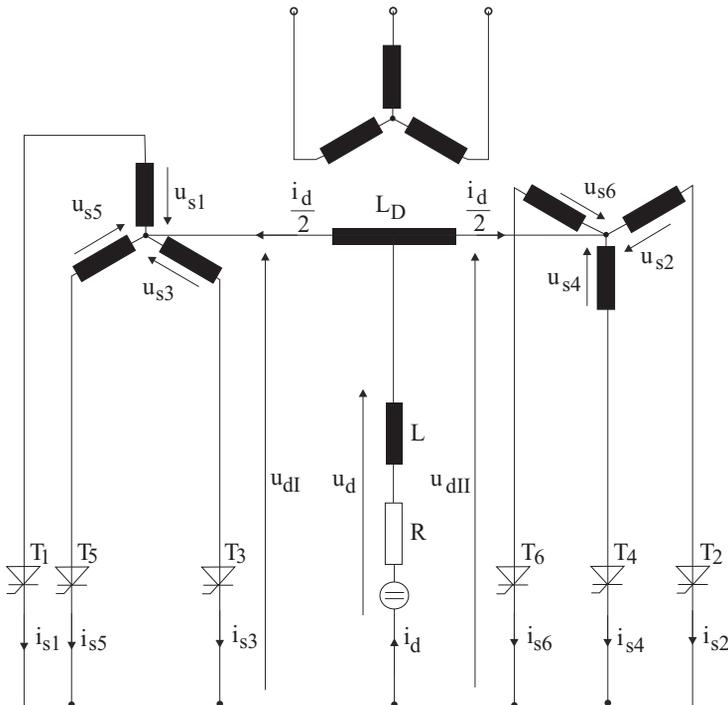


Abb. 2.64: Sechspulsige Saugdrosselschaltung

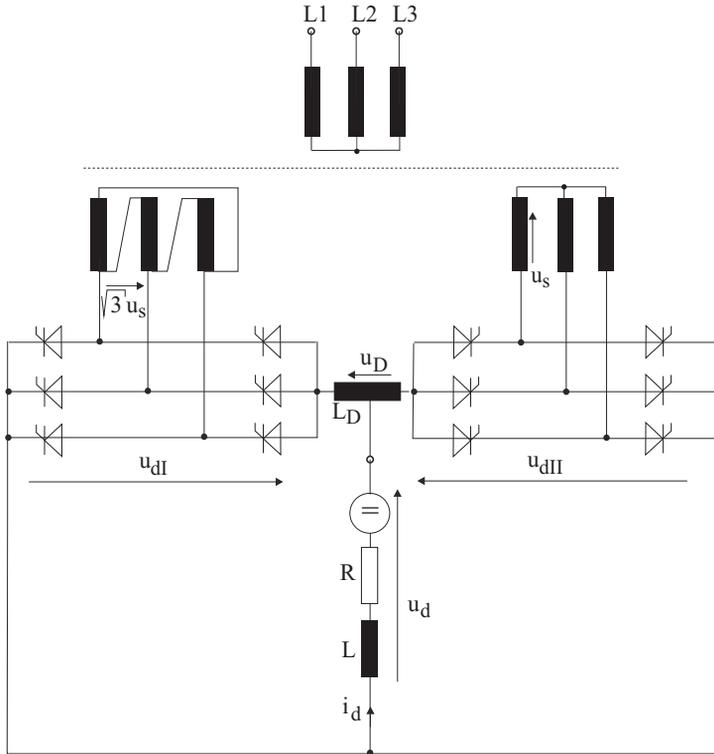


Abb. 2.65: Zwölfpulsige Saugdrosselschaltung ($\alpha_I = \alpha_{II}$)

Zum anderen können die Teilstromrichter (wie schon bei der Reihenschaltung) von *in der Phase verschobenen* Spannungssystemen gespeist werden. Damit wird die Pulszahl verdoppelt und die Welligkeit verringert.

Nachteilig ist dabei, daß die Augenblickswerte der Gleichspannungen u_{dI} und u_{dII} der Teilstromrichter verschieden sind. Sollen sich die Teilstromrichter gegenseitig nur wenig beeinflussen, müssen sie durch eine Induktivität L_D entkoppelt werden. Dies soll zunächst am Beispiel einer *sechspulsigen Saugdrosselschaltung* in [Abb. 2.64](#) gezeigt werden.

Aus [Abb. 2.64](#) ist sofort zu erkennen, daß die Parallelarbeit der beiden Teilstromrichter keineswegs dadurch herbeigeführt werden kann, daß man die beiden Sternpunkte kurzschließt und mit der Last verbindet. Durch diese Maßnahme erhält man wieder die bereits bekannte sechspulsige Mittelpunktschaltung (M6) nach [Abb. 2.61](#), bei der die Ventile zeitlich aufeinanderfolgend 60° el. lang den vollen Laststrom führen und nicht jeweils 120° el. lang den halben Laststrom, wie es bei der Parallelarbeit von zwei M3-Schaltungen erforderlich wäre. Für die Parallelarbeit der beiden Teilstromrichter ist daher die Drossel L_D mit der In-

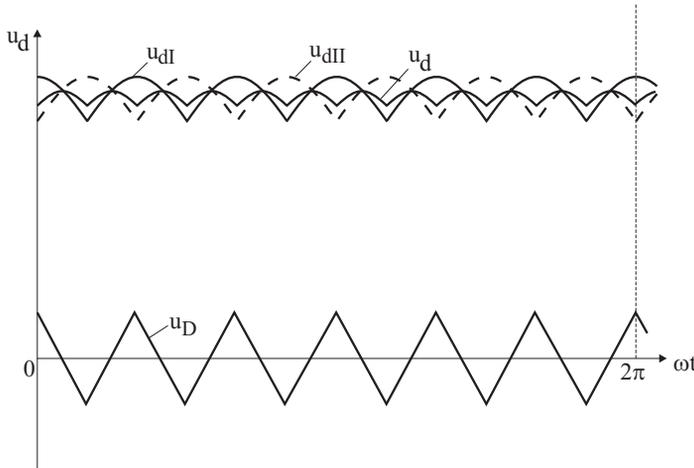


Abb. 2.66: Spannungen der zwölfpulsigen Saugdrosselschaltung bei Vollaussteuerung ($\alpha_I = \alpha_{II} = 0^\circ$)

duktivität L_D notwendig, an deren Mittelanzapfung die Last angeschlossen ist. Wesentlich für die Funktion ist weiterhin nichtlückender Strom.

Die zwölfpulsige Saugdrosselschaltung nach Abb. 2.65 ergibt sich entsprechend aus der Parallelschaltung von zwei B6-Brücken, die von zwei um 30° phasenverschobenen Spannungssystemen gespeist werden (Zündwinkel $\alpha_I = \alpha_{II}$).

Aus Abb. 2.65 folgt die Spannungsgleichung:

$$u_{dI} - u_D - u_{dII} = 0 \quad (2.229)$$

Somit ist die Spannung an der Drossel L_D :

$$u_D = u_{dI} - u_{dII} \quad (2.230)$$

Die Drossel L_D mit der Induktivität L_D übernimmt demnach die Differenz der Augenblickswerte der beiden Teilspannungen und hält sie vom Lastkreis fern. Sie wird daher als *Saugdrossel* bezeichnet. Die Drossel sorgt gleichzeitig dafür, daß der Laststrom I_d je zur Hälfte von beiden B6-Brücken übernommen wird.

Die Gleichspannung u_d an der Last ist dann:

$$u_d = u_{dI} - \frac{u_D}{2} = \frac{1}{2} \cdot (u_{dI} + u_{dII}) \quad (2.231)$$

und somit gleich dem zwölfpulsigen Mittelwert der beiden Teilspannungen u_{dI} und u_{dII} , wie in Abb. 2.66 dargestellt.

Damit ist das Grundprinzip der Saugdrosselschaltungen erläutert. Die speziellen Probleme von Saugdrosselschaltungen (z.B. bei kleinen bzw. lückenden Strömen) sollen hier nicht weiter behandelt werden, da diese Schaltungen nur noch in Sonderfällen verwendet werden.

P	2		3		6		12		18		24	
	$w_{ud}(\nu)$ %	$g_i(\nu)$ %										
2	41,14	-	-	50,00	-	-	-	-	-	-	-	-
3	-	33,33	17,68	-	-	-	-	-	-	-	-	-
4	9,43	-	-	25,00	-	-	-	-	-	-	-	-
5	-	20,00	-	20,00	-	20,00	-	-	-	-	-	-
6	4,04	-	4,04	-	4,04	-	-	-	-	-	-	-
7	-	14,29	-	14,29	-	14,29	-	-	-	-	-	-
8	2,24	-	-	12,50	-	-	-	-	-	-	-	-
9	-	11,11	1,77	-	-	-	-	-	-	-	-	-
10	1,43	-	-	10,00	-	-	-	-	-	-	-	-
11	-	9,09	-	9,09	-	9,09	-	9,09	-	-	-	-
12	0,99	-	0,99	-	0,99	-	0,99	-	-	-	-	-
13	-	7,69	-	7,69	-	7,69	-	7,69	-	-	-	-
14	0,73	-	-	7,14	-	-	-	-	-	-	-	-
15	-	6,67	0,63	-	-	-	-	-	-	-	-	-
16	0,55	-	-	6,25	-	-	-	-	-	-	-	-
17	-	5,88	-	5,88	-	5,88	-	-	-	5,88	-	-
18	0,44	-	0,44	-	0,44	-	-	-	0,44	-	-	-
19	-	5,26	-	5,26	-	5,26	-	-	-	5,26	-	-
20	0,35	-	-	5,00	-	-	-	-	-	-	-	-
21	-	4,76	0,32	-	-	-	-	-	-	-	-	-
22	0,29	-	-	4,55	-	-	-	-	-	-	-	-
23	-	4,35	-	4,35	-	4,35	-	4,35	-	-	-	4,35
24	0,25	-	0,25	-	0,25	-	0,25	-	-	-	0,25	-
25	-	4,00	-	4,00	-	4,00	-	4,00	-	-	-	4,00
w_{ud}	48,34	-	18,27	-	4,20	-	1,03	-	0,46	-	0,25	-
$1/g_i$	-	111,07	-	120,92	-	104,72	-	101,15	-	100,51	-	100,29
g_i	-	0,900	-	0,827	-	0,955	-	0,989	-	0,995	-	0,997

Tabelle 2.2: Überlagerte Wechselspannungen auf der Gleichstromseite (bei Vollaussteuerung) und Oberschwingungen im Netzwechselstrom (ideelle Werte)

2.7.4 Höchstleistungs-Stellglieder, Beurteilungs-Kriterien

Da netzgeführte Stromrichter - im vorliegenden Fall Dioden-Gleichrichter für Hochleistungs-Anwendungen nach wie vor Bedeutung haben, sind die Kenndaten auf der DC-Seite die Welligkeit w_{ud} und auf der AC-Seite der Grundschnwingungsgehalt g_i von Interesse. In Kapitel 2.2 wurden die Kenndaten definiert:

Grundschnwingungsgehalt $g_i = I_N(1)/I_N$

Welligkeit: $w_{ud} = U_{d\sim}/|U_{di\alpha}| = \sqrt{\sum_{\nu=1}^{\infty} U_d(\nu)^2} / |U_{di\alpha}|$

Leistungsfaktor: $\lambda = P_N(1)/P_N = g_i \cos(\phi_i)$

Die folgenden Ergebnisse sind [21] entnommen. Die Zahlenwerte in diesem Kapitel setzen einen völlig geglätteten Gleichstrom voraus. Dieser Idealfall ist bei industriellen Stromrichteranlagen i.A nicht gegeben, so dass die Zahlenwerte etwas ungünstiger sind.

In der **Tabelle 2.2** sind für die Pulszahlen p von p = 2 bis p = 24 die Anteile $g_i(\nu)$ und $w_{ud}(\nu)$ aufgeführt. Zu beachten ist, daß auf der DC-Seite $\nu = n.p$ mit $n = 1, 2, 3, \dots$ und auf der AC-Seite $\nu = n.p \pm 1$ mit $n = 1, 2, 3, \dots$ ist, d.h. beispielsweise bei p = 6, DC-Seite $\nu = 6, 12, 18, \dots$ und auf der AC-Seite $\nu = 5, 7, 11, 13, 17, \dots$

Die Größen $w_{ud}(\nu)$ sind die Anteile von w_{ud} bei der jeweiligen Frequenz ν und analog $g_i(\nu)$ dem Anteil von g_i bei der Frequenz ν . Aus der **Tabelle 2.2** ergibt sich:

$w_{ud}(p = 6) = 0,042, w_{ud}(p = 12) = 0,0103, w_{ud}(p = 18) = 0,0046,$
 $w_{ud}(p = 24) = 0,0025$ und $g_i(p = 6) = 0,955, g_i(p = 12) = 0,989, g_i(p = 18) = 0,995, g_i(p = 24) = 0,997.$

Diese Zahlenwerte haben als Voraussetzungen, daß auf der DC-Seite der Gleichstrom I_d völlig geglättet ist ($L = \infty$) und die Kommutierung vernachlässigt wird. Wenn eine Thyristorbrücke statt der Diodenbrücke eingesetzt wird, dann wird α ungleich Null sein, in diesem Fall erhöhen sich die Oberschwingungen.

Die hochpulsigen Stellgliedbrücken - hier Diodenbrücken - werden nach dem Interleaved-Verfahren realisiert. Bei der Brückenschaltung $p = 6$ wird alle 60° eine neue Schalterkonfiguration wirksam. Bei Stellgliedern mit $p = 12$ gilt analog alle 30°. Die Schaltung mit $p = 12$ besteht aus zwei Brücken mit $p = 6$ die von zwei 3-Phasen Systemen gespeist werden, die um 30° geschwenkt sind. Diese Schwenkung erfolgt durch eine Sternschaltung der ersten Sekundärwicklung des Transformators und der Dreieck-Schaltung der zweiten Sekundärwicklung, siehe [Abb. 2.62](#). Bei $p = 18$ ist die Schwenkung jeweils 20° und bei $p = 24$ jeweils 15°. Diese Schwenkungen können durch Schwenktransformatoren realisiert werden.

Reaktanzen auf der Netzseite zur Begrenzung des Einschalt- di/dt s für die Thyristoren bewirken die Kommutierung mit der Überlappung \ddot{u} , dadurch vermindern sich die Oberschwingungen. Die [Abbildung 2.67](#) zeigt die Oberschwingungen in Abhängigkeit vom bezogenen induktiven Spannungsabfall d_x für eine sechspulsige Thyristorbrücke bei völlig geglättetem Gleichstrom I_d und unter der Annahme einer starren Versorgungsspannung des Netzes. In der Realität hat das Netz aber einen induktiven Innenwiderstand L_{kL} , im allgemeinen ist ein Transformator mit der Streuinduktivität L_{kt} und der Kommutierungs-Induktivität L_{kb} vor dem Stellglied vorhanden. In Abhängigkeit von dem Verhältnis der Kurzschlußleistung des versorgenden Netzes S_m und der Leistung $U_{di} \cdot I_d$ des Stellglieds werden die Spannungseinbrüche an der Anschlußstelle im Netz bei der Kommutierung umso geringer je größer $(L_{kt} + L_{kb})$ ist. Diese Abhängigkeit ist in der [Abbildung 2.68](#) berücksichtigt, dabei wurde $p = 6$, ungesteuerter Betrieb, d.h. $\alpha = 0^\circ$ und die Überlappung \ddot{u}_0 bei dem Steuerwinkel $\alpha = 0^\circ$ angesetzt.

Aus [Abbildung 2.68](#) ist der Oberschwingungsgehalt in der Netzspannung aufgetragen, beispielsweise ist bei der Anfangsüberlappung $\ddot{u}_0 = 20^\circ$ und dem Leistungs-Verhältnis $U_{di} \cdot I_d / S_m = 0.02$ sowie dem Reaktanzverhältnis $X_{kL} / (X_{kL} + X_{kt} + X_{kb})$ ein Oberschwingungsgehalt k_u im Netz von $k_u = 0.08$, d.h. 8%, zu erwarten.

$$k_u = \sqrt{\sum_{\nu=1}^{\infty} U_L(\nu)^2 / U_L} \quad (2.232)$$

In der Vorschrift VDE 0160, Teil 2 sind die zulässigen Werte für die Oberschwingungen angegeben, [Abbildung 2.69](#). Beispielsweise sind die zulässigen Grenzwerte bis zur 13ten Oberschwingungen 5% der Netzspannung. Der Grundschwingungsgehalt der Netzspannung muß mindestens 99,5% betragen, dies entspricht einem Oberschwingungsgehalt von $k_u = 10$

Wie bereits oben diskutiert haben der Steuerwinkel α und die Überlappung \ddot{u} eine Auswirkung auf den Oberschwingungsgehalt auf der DC-Seite. Die [Tabelle 2.3](#) informiert über den prozentualen Oberschwingungsgehalt auf der DC-Seite in Abhängigkeit von der Aussteuerung für ein sechspulsiges Stellglied

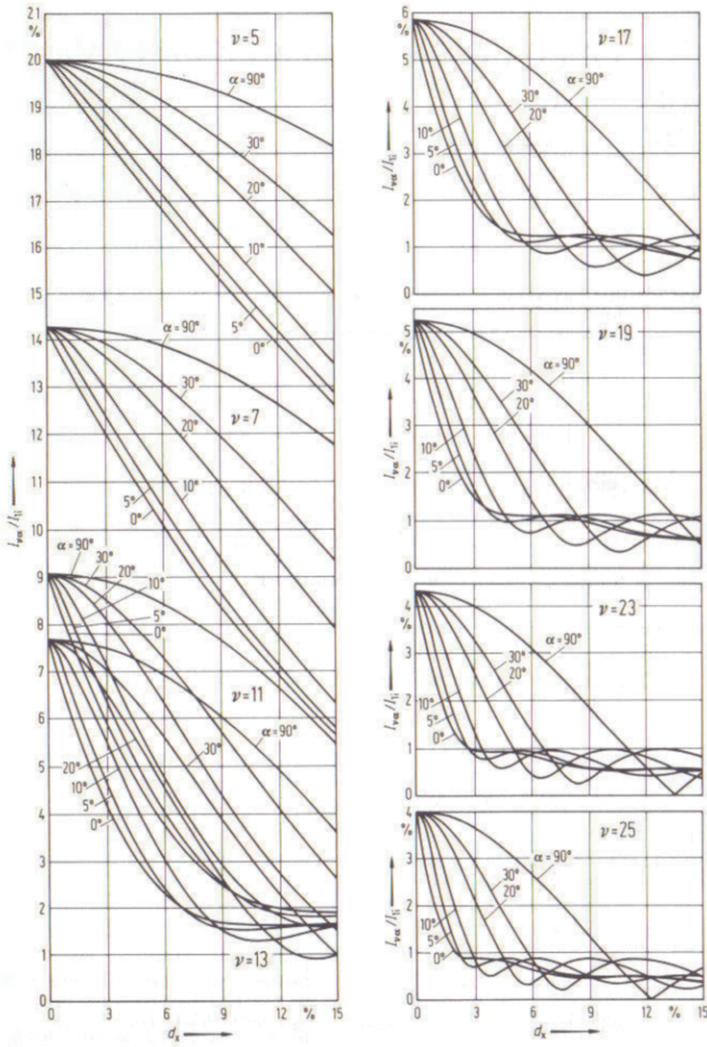


Abb. 2.67: Oberschwingungen der Netzseitigen Leiterströme abhängig von der relativen induktiven Gleichspannungsänderung d_x (Parameter: Steuerwinkel α) (nach DIN 41750 Blatt 4 Beiblatt)

unter Vernachlässigung der Überlappung \ddot{u} . Tabelle 2.7.4 zeigt die Abhängigkeit des prozentualen Oberschwingungsgehalts von der Überlappung \ddot{u} beim Steuerwinkel $\alpha = 0^\circ$. Aus [Abbildung 2.70](#) können die überlagerten Wechselspannungen der verschiedenen Ordnungszahlen ν abhängig vom Steuerwinkel α und dem bezogenen induktiven Gleichspannungsabfall d_x bestimmt werden. Die abzulesenden Werte gelten für völlig geglättetem Gleichstrom. Die Oberschwingungen

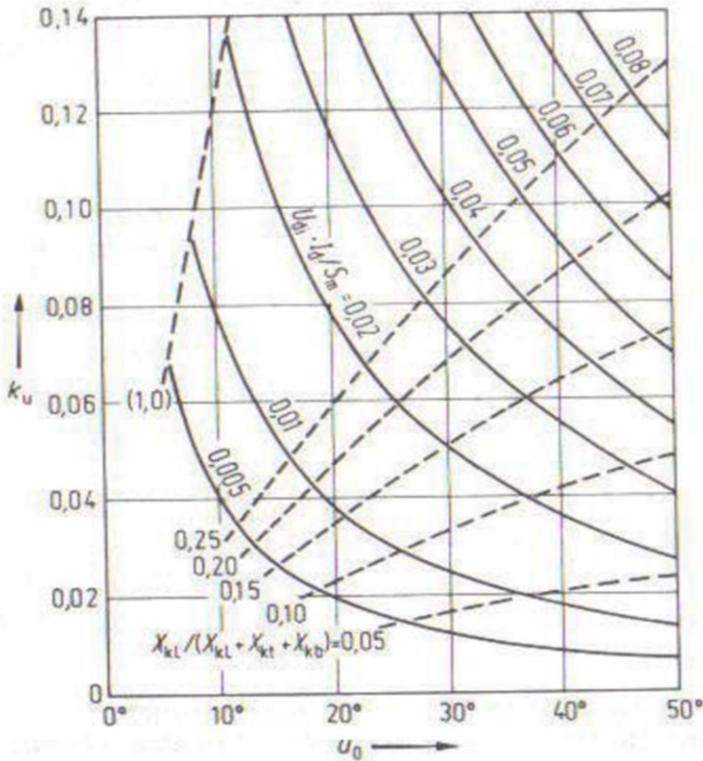


Abb. 2.68: Oberschwingungsgehalt k_u der Netzspannung bei Anschluß eines ungesteuerten sechspulsigen Stromrichters abhängig von der Anfangsüberlappung u_0 , (Parameter: Leistungsverhältnis $U_{d1} \cdot I_d / S_m$ und Reaktanzverhältnis $X_{kL} / (X_{kL} + X_{kt} + X_{kb})$)

in der Spannung auf der DC-Seite führen zu Oberschwingungsströmen, dies resultiert bei kleinen Gleichströmen zum Zustand lückender Strom. Dieser Betriebszustand war in der Vergangenheit regelungstechnisch unerwünscht, da in diesem Zustand die Regelungsdynamik sich sehr verschlechterte. Als Abhilfe wurde auf der Lastseite eine Glättungs-Induktivität eingebaut, die allerdings teuer war und außerdem zu einer Erhöhung der Stellglied-Spannung bei dynamischen Anforderungen führte. Inzwischen ist dieser Betriebszustand durch Umschaltung der Regelungsstruktur von der PI-Stromregelung bei nichtlückendem Strom zur I-Regelung bei lückendem Strom und einer deutlichen Erhöhung der Reglerverstärkung ohne Dynamikverlust beherrschbar. Weitergehende Informationen sind in [60], Kapitel 10.3 bis 10.4.3 für die Modellbildung und die adaptive Stromregelung zu finden.

ν	$w_{ud}(\nu)$ in %					
	100%	80%	60%	40%	20%	0%
2	47,1	67,8	80,6	88,5	92,8	94,2
3	17,7	34,9	43,9	49,2	52,2	53,1
4	9,43	23,8	30,7	24,8	37,0	37,7
6	4,04	14,9	19,5	22,3	23,8	24,2
8	2,24	11,0	14,5	16,5	17,7	18,0
9	1,77	9,5	12,8	14,6	15,6	15,9
10	1,43	8,67	11,5	13,1	14,0	14,3
12	0,99	7,17	9,54	10,9	11,7	11,9
14	0,73	6,16	8,17	9,42	10,0	10,2
15	0,63	5,71	7,58	8,70	9,27	9,46
16	0,55	5,31	7,04	8,09	8,64	8,80
18	0,44	4,75	6,34	7,26	7,78	7,92
20	0,35	4,22	5,60	6,44	6,86	7,00
21	0,32	4,03	5,38	6,18	6,59	6,72
22	0,29	3,83	5,10	5,86	6,26	6,38
24	0,25	3,60	4,80	5,50	5,90	6,00

Tabelle 2.3: Überlagerte Wechselspannung auf der Gleichstromseite bei verschiedener Ansteuerung (Überlappung $\ddot{u} = 0$)

ν	w_{ud} in % bei u_0				
	0°	10°	20°	30°	40°
3	18	19	21	24	26
6	4,0	4,9	6,0	6,1	6,0
12	1,0	1,5	1,6	3,2	4,2
18	0,4	0,7	1,4	2,0	2,5

Tabelle 2.4: Änderung der überlagerten Wechselspannungen auf der Gleichstromseite mit der Anfangsüberlappung u_0 (bei Vollaussteuerung)

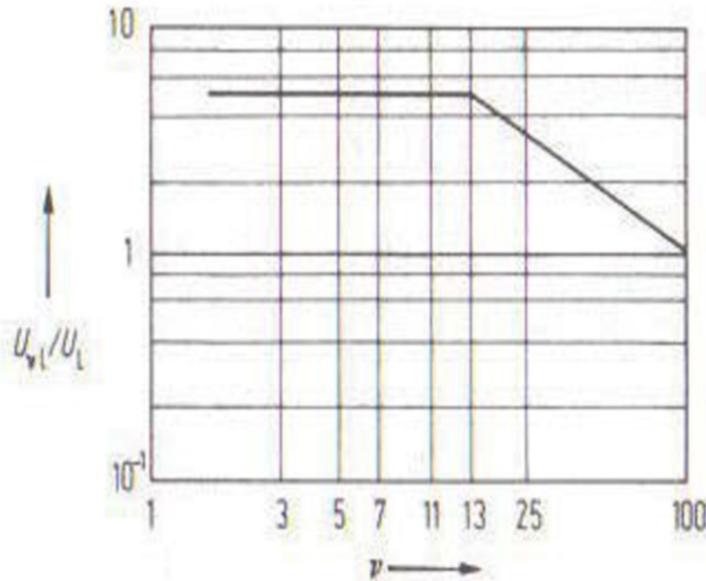


Abb. 2.69: Maximal zulässige Werte für die Oberschwingungen der Netzspannung (nach VDE0160 Teil 2)(nach DIN41750 Blatt 4 Beiblatt)

2.8 Umkehrstromrichter

Bei den bisher behandelten Stromrichterschaltungen kann die Gleichspannung U_d über den Steuerwinkel α gesteuert werden. Durch die Umkehr des Vorzeichens der Gleichspannung ist Gleichrichter- und Wechselrichterbetrieb möglich (Quadrant I und IV in Abb. 2.71). Aufgrund der Ventilwirkung ist jedoch die Stromrichtung auf der Gleichstromseite vorgegeben.

Vor allem für *Antriebe mit Gleichstrommaschinen* wird häufig ein Vier-Quadrant-Betrieb gefordert, d.h. Strom und Spannung (und damit Drehmoment und Drehzahl der Gleichstrommaschine) müssen unabhängig voneinander eingestellt und umgekehrt werden können.

Eine Möglichkeit, diese Forderung zu erfüllen, ist der Einsatz eines Wendeschützes im Ankerkreis der Maschine. Da die Umschaltung stromlos erfolgen muß, dauert der Umkehrvorgang je nach Schalter und Maschine zwischen 50 und 200 ms.

Eine andere Möglichkeit ist die Umkehrung des Erregerfeldes. Aufgrund der großen Induktivitäten im Erregerkreis kann die Umschaltung bis zu 1...2 s dauern, oder es müssen erhebliche Erhöhungen der maximalen Gleichspannung dimensioniert werden (siehe Band 1 dieser Buchreihe [55–57]).

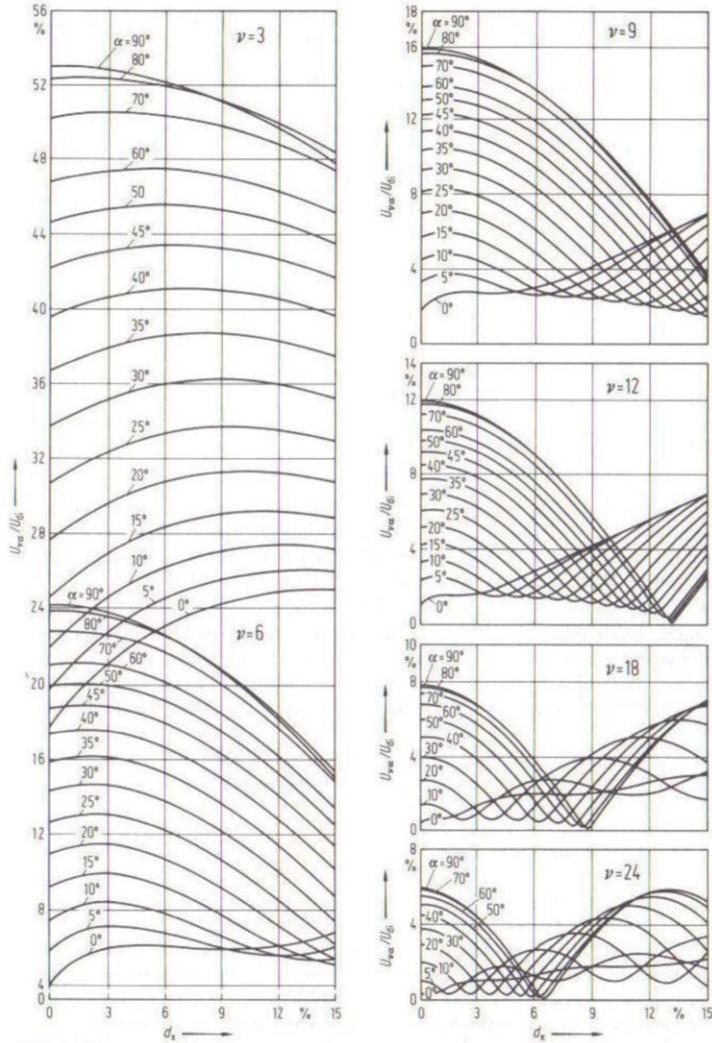


Abb. 2.70: Überlagerte Wechselspannungen auf der Gleichstromseite abhängig von der relativen induktiven Gleichspannungsänderung d_x (Parameter: Steuerwinkel α)

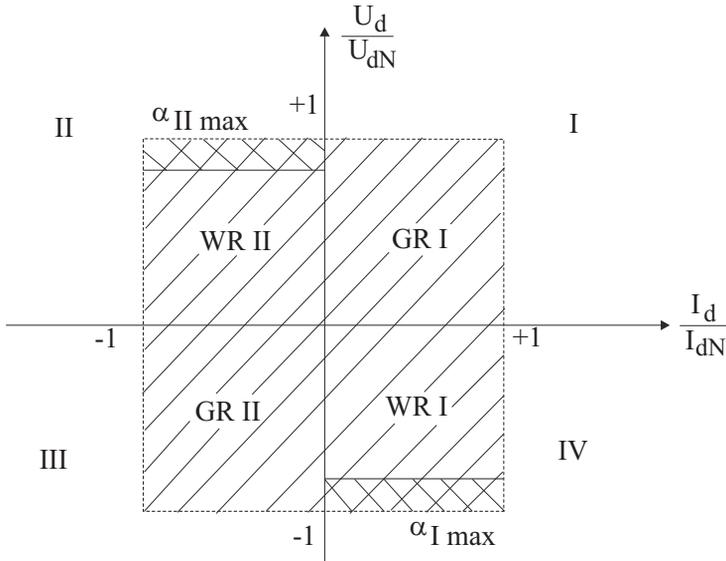


Abb. 2.71: Stromrichter-Quadranten

Die strom- und drehmomentfreien Pausen und damit die gesamte Dauer der Drehmomentumkehr können wesentlich verkürzt werden, wenn Stromrichter die Schaltfunktion übernehmen. Da ein einzelner netzgeführter Stromrichter nur eine Stromrichtung zulässt, sind dazu zwei Stromrichter erforderlich, die gegenparallel geschaltet werden. Diese Schaltung wird als *Umkehrstromrichter* bezeichnet. Man unterscheidet zwei Typen von Umkehrstromrichtern:

1. Gegenparallelschaltung (kreisstromfrei),
2. Kreuzschaltung (mit Kreisstrom).

2.8.1 Kreisstromfreie Gegenparallelschaltung

Die Gegenparallelschaltung wird vorzugsweise mit Dreiphasen-Brückenschaltungen ausgeführt. Die beiden Teilstromrichter I und II können direkt zusammengeschaltet werden. Diese Schaltung wird *kreisstromfreier Umkehrstromrichter* genannt (Abb. 2.71).

Bei dieser Schaltung erhält für positive Lastströme $i_d > 0$ nur der Stromrichter I Zündimpulse, während der Stromrichter II gesperrt ist, d.h. die Thyristoren des Stromrichters STRII erhalten keine Zündimpulse. Bei negativer Stromrichtung $i_d < 0$ wird nur der Stromrichter II freigegeben.

Bei Stromumkehr wird zunächst der Strom i_d durch Steuerung des stromführenden Stromrichters an die Wechselrichtertrittgrenze $\alpha_{WR} = 150^\circ$ auf den Wert Null zurückgeführt. Wenn $i_d = 0$ ist, werden die Zündimpulse des bis da-

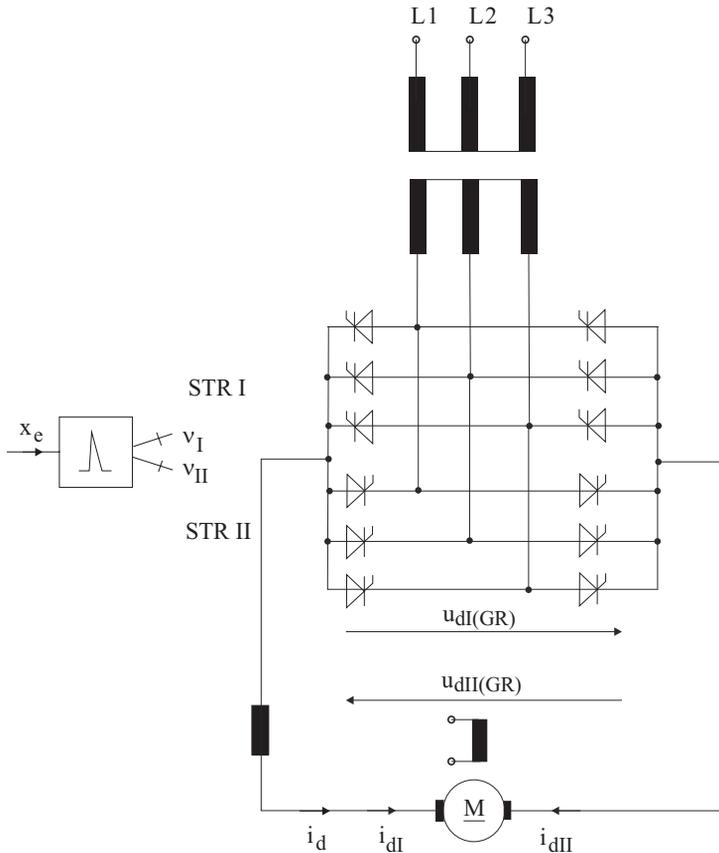


Abb. 2.72: Umkehrstromrichter in kreisstromfreier Gegenparallelschaltung zur Speisung einer Gleichstrommaschine

hin stromführenden Stromrichters gesperrt. Nach Ablauf der Freierdezeit des zuletzt leitenden Thyristorpaares und eines zusätzlichen Sicherheitsabstands von $1 \dots 2 \text{ ms}$ können die Thyristoren des antiparallelen Stromrichters gezündet werden (Abb. 2.73); dabei wird aus Sicherheitsgründen ebenso von Steuerwinkeln $\alpha_{WR} = 150^\circ$ beim antiparallelen Stromrichter ausgegangen.

Durch diese Stromnullpause wird verhindert, daß es bei der Stromumkehr Zeiten gibt, in denen beide Stromrichterbrücken leitend sind und ein kurzschlußartiger Kreisstrom direkt zwischen den Ventilgruppen fließen kann.

Diese Umschaltung ist wesentlich schneller als die Umschaltung durch Wendeschütz oder Feldumkehr. Allerdings gibt es auch hier eine kurze stromlose Pause (häufig auf $3 \dots 5 \text{ ms}$ eingestellt), in der die Last nicht vom Stromrichter geführt wird. Die Stromnullpause kann nahezu auf die Freierdezeit der Thyristoren

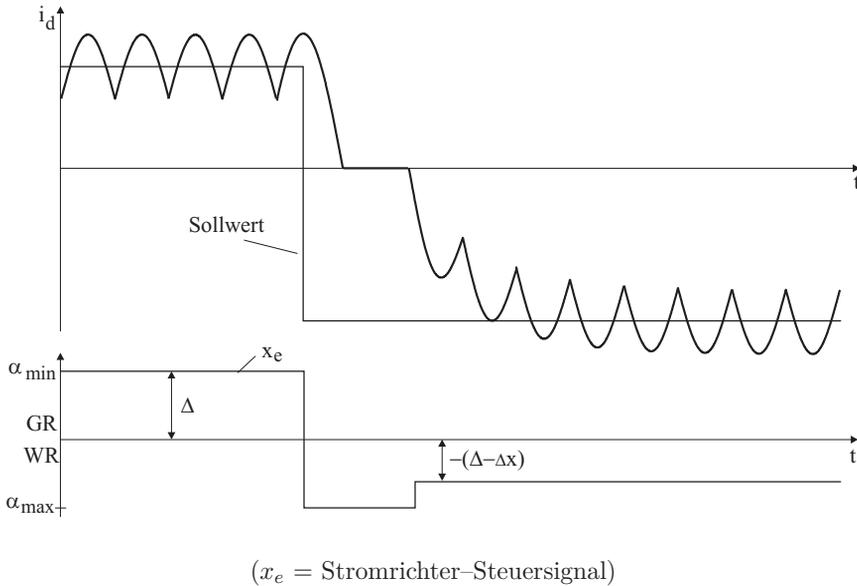


Abb. 2.73: Stromumkehr bei einem kreisstromfreien Umkehrstromrichter

verringert werden, wenn schnelle und genaue Stromnull-Erfassungen verwendet werden.

Für die Regelung des kreisstromfreien Umkehrstromrichters werden nur *ein Stromregler und ein Steuersatz* benötigt; die sechs Zündimpulsausgänge werden auf die gerade stromführende Thyristorbrücke umgeschaltet. Für die Stromumkehr ist eine zusätzliche Steuerlogik und eine Stromnull-Erfassung erforderlich.

Zur Verbesserung der Dynamik sollte außer der Ausgangsspannung des Stromreglers zusätzlich die Gegenspannung der Maschine als Vorsteuerung der Steuerung des Stromrichter-Stellglieds genutzt werden. Ohne Vorsteuerung muß bei Stromumkehr der Stromregler nach der Stromnullpause an der Wechselrichtertrittgrenze freigegeben werden; dies verzögert vor allem bei einem Wechsel vom Wechselrichter- in den Gleichrichterbetrieb den Aufbau des Stroms.

Nachteilig (im Vergleich zur kreisstrombehafteten Schaltung) ist, daß bei kleineren Strömen Lückbetrieb auftritt (vergl. Kap. 2.1.4). Da sich im Lückbetrieb die Struktur und die Parameter des Stromregelkreises ändern, sind für den Lückbereich eine Lückstrom-Erkennung und ein adaptiver Stromregler vorzusehen (zur Lückgrenze siehe Kap. 2.1.3 und 2.1.4 und Band 2 dieser Buchreihe [58–60]).

Wegen seines einfachen und preiswerten Aufbaus ist der kreisstromfreie Umkehrstromrichter die heute übliche Standardlösung.

2.8.2 Kreisstrombehaftete Kreuzschaltung

Eine Stromumkehr ohne Stoppause erhält man mit der *kreisstrombehafteten Kreuzschaltung* (Abb. 2.74). Bei dieser Schaltung werden die beiden gegenparallel

arbeitenden Teilstromrichter I und II an getrennte Sekundärwicklungen eines zwingend notwendigen Stromrichter-Transformators angeschlossen; die beiden Stromrichter werden über zwei Kreisstromdrosseln L_{Kr} entkoppelt.

Bei dieser Schaltung müssen *immer beide* Teilstromrichter I und II so angesteuert werden, daß ihre mittleren Gleichspannungen U_d gleich groß sind. Dies bedeutet, daß jeweils der eine Stromrichter im Gleichrichter- und der andere im Wechselrichterbetrieb arbeitet.

Je nach Betriebszustand der Maschine wird der Laststrom I_L nur von einem Stromrichter geliefert, während der andere Stromrichter in Bereitschaft mitgeführt wird. Bei Laststromumkehr kann dieser dann den Laststrom sofort übernehmen.

$$|U_{dI}| = |U_{dII}| \tag{2.233}$$

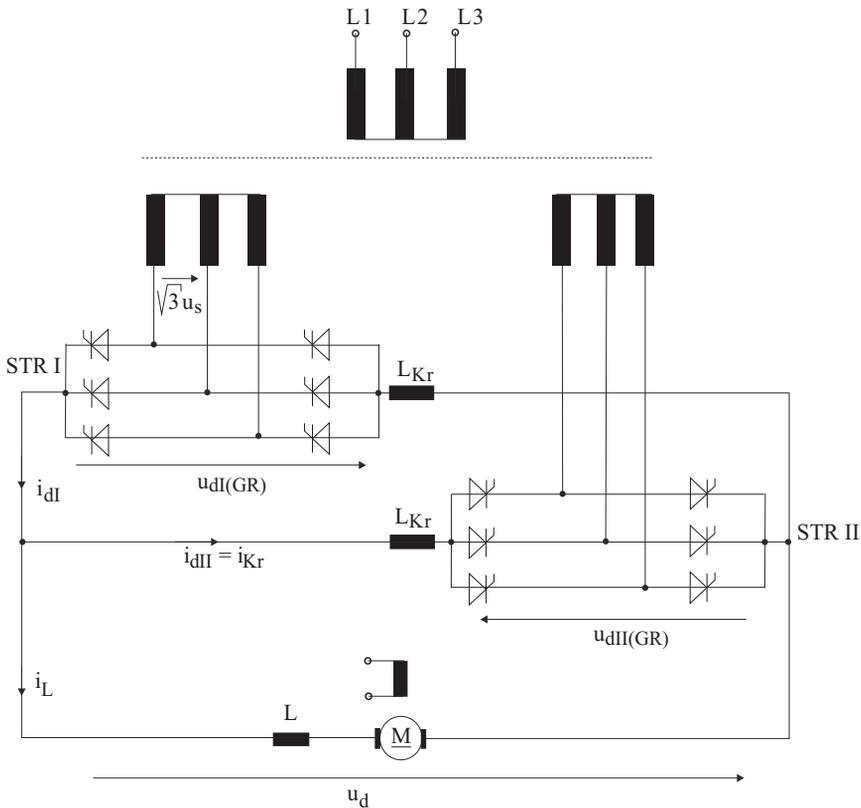


Abb. 2.74: Umkehrstromrichter in kreisstrombehafteter Kreuzschaltung (Beispiel: $i_L > 0$, d.h. $i_{dI} = i_L + i_{Kr}$; $i_{dII} = i_{Kr}$)

Aus der Gleichheit der beiden Gleichspannungsmittelwerte ergibt sich die folgende Bedingung für die Ansteuerwinkel:

$$\cos \alpha_I = - \cos \alpha_{II} \tag{2.234}$$

bzw. $\alpha_I + \alpha_{II} = 180^\circ$ (2.235)

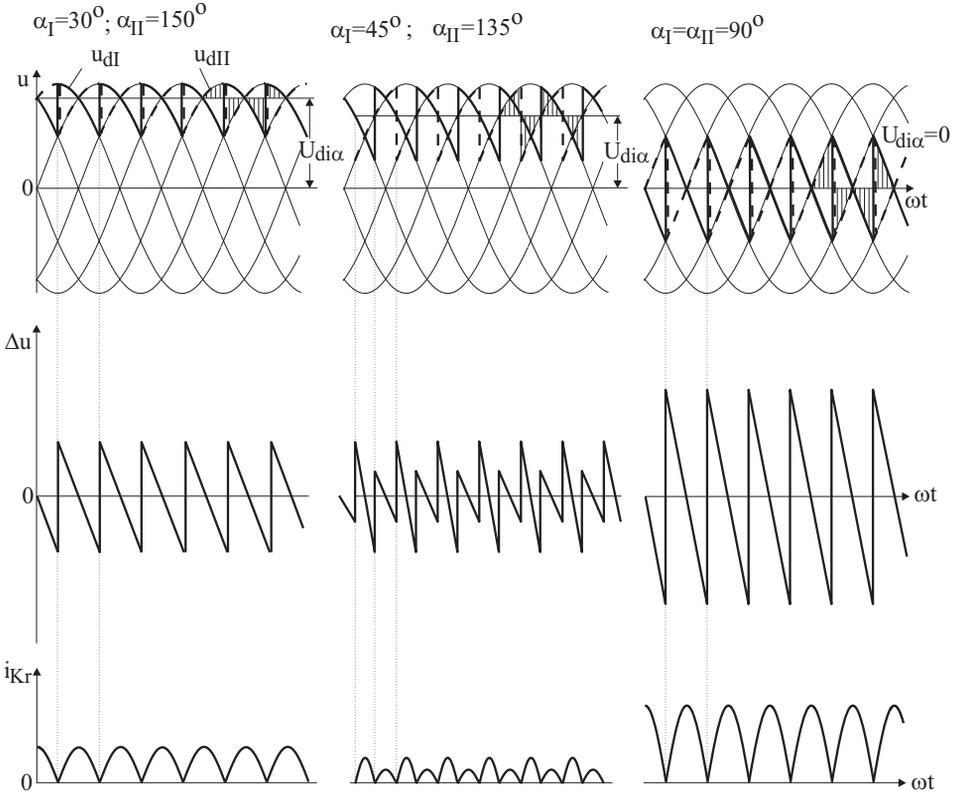


Abb. 2.75: Spannungen und unregelter Kreisstrom i_{Kr} beim Umkehrstromrichter in Kreuzschaltung

Durch die Wechselrichtertrittgrenze von $\alpha_{max} = \alpha_{WR} \approx 150^\circ$ ergibt sich dabei für den Gleichrichterbetrieb eine entsprechende Begrenzung des Steuerwinkels auf $\alpha_{min} \approx 30^\circ$.

Die Steuerbedingung $\alpha_I + \alpha_{II} = 180^\circ$ bedeutet zwar gleiche Mittelwerte der beiden Gleichspannungen U_{dI} und U_{dII} ; ihre Augenblickswerte $u_{dI}(t)$ und $u_{dII}(t)$ sind jedoch verschieden, da die Spannungsverläufe im Gleichrichter- und im Wechselrichterbetrieb verschieden sind. Die auftretende Differenzspannung

$$\Delta u = u_{dI} - u_{dII} \tag{2.236}$$

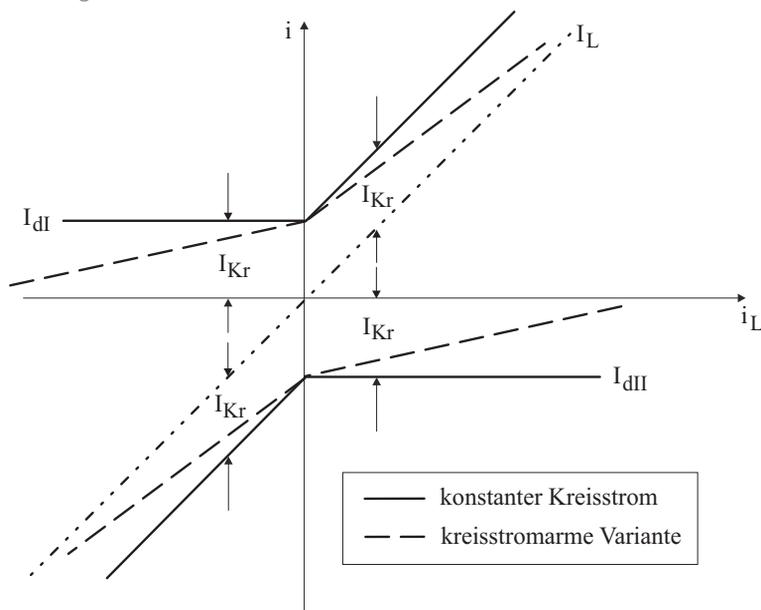


Abb. 2.76: Führung der Ströme beim Umkehrstromrichter mit Kreisstrom

bewirkt einen Kreisstrom i_{Kr} in den beiden Teilstromrichtern, der durch die beiden Kreisstromdrosseln L_{Kr} begrenzt werden muß:

$$i_{Kr} = \frac{1}{2 \cdot L_{Kr}} \cdot \int \Delta u \cdot dt \tag{2.237}$$

Abbildung 2.75 zeigt die Spannungsverläufe bei drei verschiedenen Steuerwinkeln und den Kreisstrom i_{Kr} , der sich dabei ergibt. Im gesteuerten Betrieb sind die Differenzspannung Δu und der Kreisstrom i_{Kr} bei $\alpha = 90^\circ$ am größten.

Bei der Betriebsart $\alpha_{II} = 180^\circ - \alpha_I$ ist die Kreisspannung Δu eine reine Wechselspannung.

Wenn $\alpha_{II} < 180^\circ - \alpha_I$ ist, enthält die Kreisspannung Δu eine Gleichspannungskomponente, die im Kreisstrom eine Gleichstromkomponente bewirkt, die nur durch die ohmschen Spannungsabfälle im Kreisstromweg begrenzt wird.

Bei Betrieb mit $\alpha_{II} > 180^\circ - \alpha_I$ ist die mittlere Wechselrichterspannung größer als die Gleichrichterspannung. Wegen der Ventilwirkung kann sich ein Gleichstromanteil dieser Polarität im Kreisstrom nicht ausbilden.

Der Umkehrstromrichter wird also so betrieben, daß jeweils in einem Stromrichter der Kreisstrom zusätzlich zum Laststrom fließt, während der andere Stromrichter nur den Kreisstrom führt. Um die Probleme des lückenden Betriebs zu umgehen, wird der Kreisstrom so gesteuert, daß ein zusätzlicher Gleichanteil entsteht; der Kreisstrom wird so groß gewählt, daß auch bei Laststrom Null die Lückgrenze nicht unterschritten wird.

Jedem Stromrichter wird ein Stromregler zugeordnet, wobei der eine als Sollwert nur den Kreisstrom, der andere als Sollwert die Summe aus Laststrom

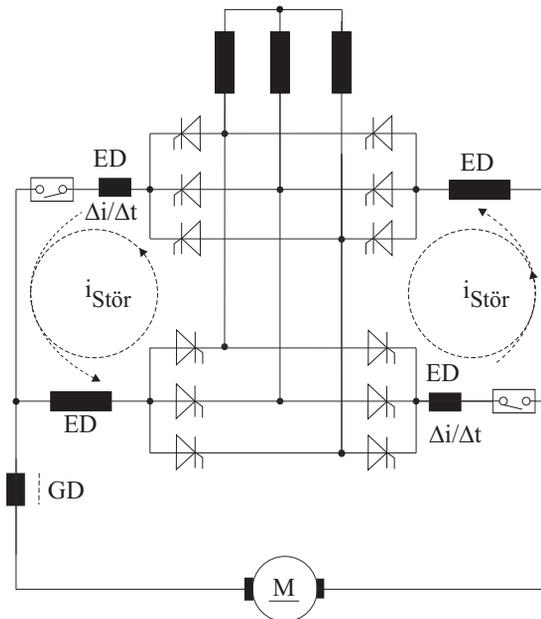
und Kreisstrom erhält (Abb. 2.76). Bei großen Werten des Laststroms kann der Kreisstrom vermindert oder ganz unterdrückt werden, da es zur Vermeidung des lückenden Betriebs genügt, wenn der Kreisstrom bei kleinen Lastströmen fließt. Daher wird häufig der Kreisstromsollwert entsprechend lastabhängig geführt (*kreisstromarme Umkehrstromrichter*).

Eine stromlose Pause tritt bei dieser Schaltung nicht mehr auf. Die Dynamik der Stromregelung bleibt auch bei Stromumkehr voll erhalten.

Nachteilig bei dieser Lösung ist der beträchtliche Mehraufwand gegenüber der kreisstromfreien Schaltung. Außer den zusätzlich erforderlichen Kreisstromdrosseln und den getrennten Trafo-Sekundärwicklungen müssen insbesondere die höheren Energieverluste der Drosseln genannt werden.

Nachteilig beim Betrieb ist ferner der durch den Kreisstrom hervorgerufene zusätzliche Blindleistungsbedarf.

Von Nachteil ist außerdem, daß immer einer der Stromrichter sich im Wechselrichterbetrieb befindet und damit — insbesondere bei Netzspannungseinbrüchen — Wechselrichterkippen auftreten kann.

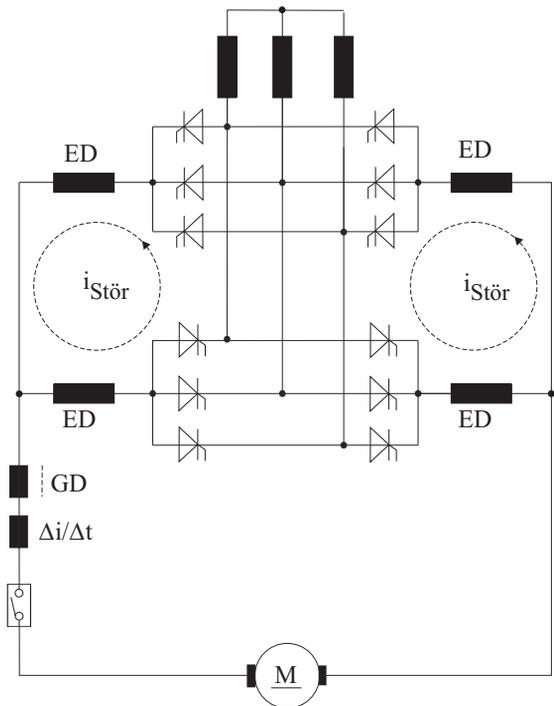


- GD = Drossel
- ED = Entkopplungsdrossel
- $\Delta i/\Delta t$ = Stromanstiegs-Begrenzungsdrossel

Abb. 2.77: Kreisstromfreier Umkehrstromrichter mit zwei Gleichstromschaltern

2.8.3 H-Schaltung

Bei den bisherigen Darstellungen war der Schwerpunkt die prinzipielle Funktion der jeweiligen Schaltung. Um die Grundidee der H-Schaltung zu verstehen, sollen nun die Vorteile und die Schwächen der Umkehrstromrichter bezüglich der Betriebssicherheit gegenübergestellt werden.



GD = Drossel
 ED = Entkopplungsdrossel
 $\Delta i/\Delta t$ = Stromanstiegs-Begrenzungsdrossel

Abb. 2.78: Kreisstromfreier Umkehrstromrichter mit einem Gleichstromschalter

a) Kreisstromfreier Umkehrstromrichter:

(Gegenparallelschaltung nach Kap. 2.8.1; [Abb. 2.77](#) und [2.78](#))

Vorteile:

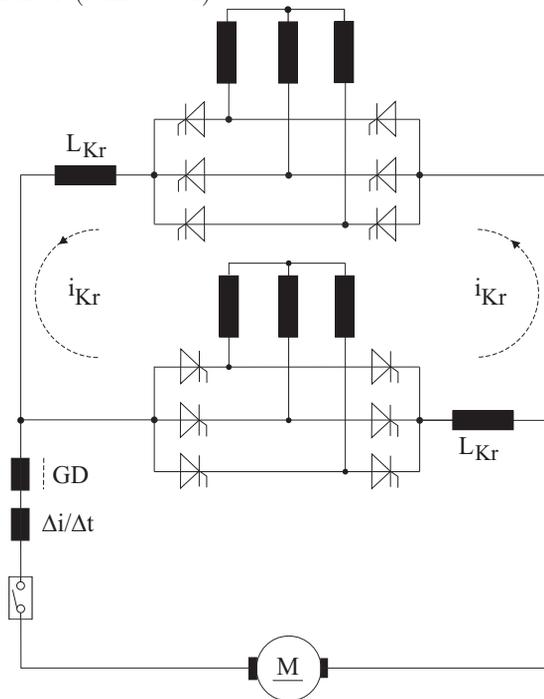
Direkter Netzanschluß über Kommutierungsdrosseln oder über einen Transformator möglich, beste Trafoausnutzung, Typenleistung $S_T = 1,05 \cdot P_{d10}$.

Nachteile:

Es sind zwei Gleichstromschalter (sehr teuer) und je eine Drossel pro Gleichstromschalter notwendig, um die Selektivität zwischen den Schaltern und den Sicherungen der Thyristoren zu erzielen (Abb. 2.77). Diese Aussage ist insbesondere immer dann zu beachten, wenn die beiden Stromrichter hinsichtlich der Strombelastung asymmetrisch ausgelegt sind. Nachteilig ist auch, daß die Ventile der nicht stromführenden Brücke mit dem positiven du/dt der stromführenden Brücke jeweils nach der Kommutierung beansprucht werden und damit die Gefahr der Durchzündung besteht.

Bei Fehlsteuerung der gegenparallelen Brücken können sich die eingezeichneten unerwünschten Fehlerströme $i_{Stör}$ ausbilden, die durch zusätzliche Entkopplungsdrosseln ED begrenzt werden müssen.

Abbildung 2.78 zeigt eine kreisstromfreie Schaltungsvariante mit nur einem Gleichstromschalter (sehr teuer).



- L_{Kr} = Kreisstromdrossel
- GD = Drossel
- $\Delta i/\Delta t$ = Stromanstiegs-Begrenzungsdrossel

Abb. 2.79: Kreisstrombehafteter Umkehrstromrichter (Kreuzschaltung)

b) Kreisstrombehafteter Umkehrstromrichter:

(Kreuzschaltung nach Kap. 2.8.2; Abb. 2.79)

Vorteile:

Diese Variante (Abb. 2.79) kann kreisstrombehaftet (kleiner Laststrom), kreisstromarm und kreisstromfrei (großer Laststrom) betrieben werden. Es gibt keine Stromnullpause. Der Kreisstrom kann mit einem Proportionalregler geregelt werden; in diesem Fall müssen die beiden Transformator-Sekundärwicklungen nicht entkoppelt werden. Die Kreisspannung ist stationär sechspulsig.

Nachteile:

Hoher Transformatoraufwand, da zwei getrennte Transformator-Sekundärwicklungen notwendig sind; Typenleistung $S_T = (1,26 \dots 1,5) \cdot P_{di0}$ (Faktor 1,26 bei getrennten Primär- und Sekundärwicklungen, Faktor 1,5 bei nur zwei getrennten Sekundärwicklungen); zwei Kreisstromdrosseln L_{Kr} notwendig; zwei getrennte Steuersätze und Impulserzeuger sowie Kreisstrom-Steuerung oder -Regelung notwendig; zusätzliche Blindleistungsanteile im Netz, bedingt durch den Kreisstrom; eventuell zusätzliche Ventilbelastung durch den Kreisstrom; Gefahr des Wechselrichterkippens bei Netzspannungseinbrüchen; im Störfall kein selektives Abschalten der kreisstromführenden Stromrichter.

Statt der Variante mit nur einem Gleichstrom-Schnellschalter (Abb. 2.79) kann auch eine Variante mit zwei di/dt -Begrenzungsdrosseln und zwei Gleichstrom-Schnellschaltern verwendet werden. Der erhebliche Aufwand ist insbesondere dann in Betracht zu ziehen, wenn eine unsymmetrische Stromrichterauslegung erfolgte und Selektivität gefordert wird.

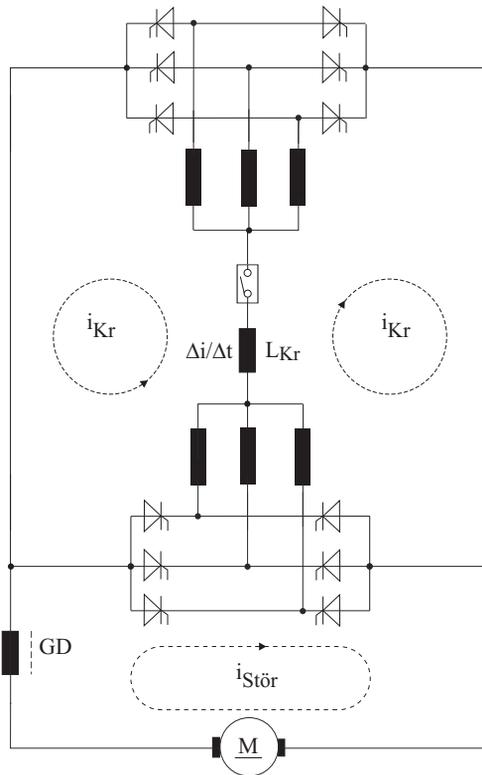
c) H-Schaltung:

Die grundlegende Idee der H-Schaltung ist, daß beispielsweise die obere linke Seite des ersten Stromrichters nur mit der unteren rechten Seite des zweiten Stromrichters — und umgekehrt für die andere Laststromrichtung — zusammen betrieben werden (Abb. 2.80). Durch den topologischen Aufbau bedingt, fließt der Gleichstrom im Schnellschalter immer nur in einer Richtung. Es ist außerdem nur eine di/dt -Begrenzungsdrossel (Luftdrossel) notwendig, um die Selektivität zwischen Schalter und Sicherung zu erreichen.

Bei fehlerhaften Zündungen der Stromrichterventile können sich Kreisströme ausbilden, die aber durch die di/dt -Begrenzungsdrossel und den Gleichstrom-Schnellschalter begrenzt werden. Durch die di/dt -Begrenzungsdrossel wird auch das positive du/dt der nicht stromführenden Ventilgruppen begrenzt.

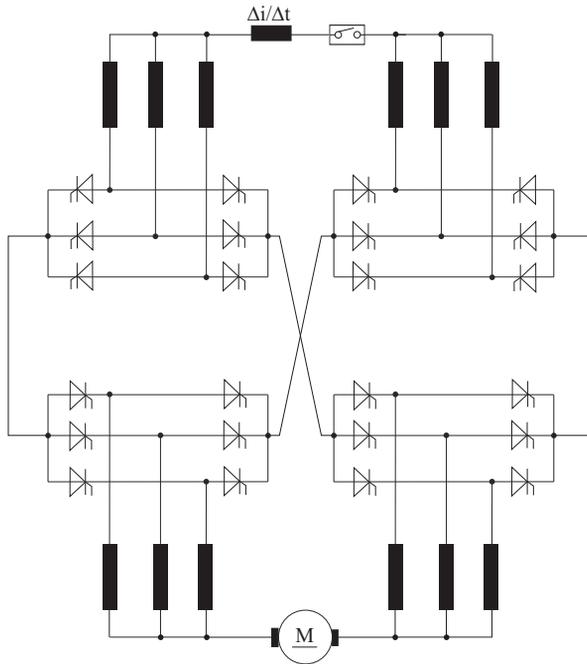
Insgesamt ist somit festzustellen, daß bei der H-Schaltung eine sehr hohe Betriebssicherheit erreichbar ist. Nachteilig ist die ungünstige Trafotypenleistung von $S_T = 1,26 \cdot P_{di0}$.

Eine Erweiterung der sechspulsigen Schaltung zu einer zwölfpulsigen Schaltung zeigt Abb. 2.81. Mit dieser Schaltung ist auch die blindleistungssparende Zu- und Gegenschaltung realisierbar (vergl. Kap. 2.9.3).



- L_{Kr} = Kreisstromdrossel
- GD = Drossel
- $\Delta i/\Delta t$ = Stromanstiegs-Begrenzungsdrossel

Abb. 2.80: Sechspulsige H-Schaltung



$\Delta i/\Delta t$ = Stromanstiegs-Begrenzungsdrossel

Abb. 2.81: Zwölfpulsige H-Schaltung

2.9 Blindleistungssparende Schaltungen

Bei den bisher besprochenen vollgesteuerten Mittelpunkt- und Brückenschaltungen ist der Verschiebungsfaktor $\cos \varphi$ und der Leistungsfaktor λ proportional dem Aussteuerungsgrad $U_{di\alpha}/U_{di0}$. Hieraus folgt ein im Teillastbereich stark herabgesetzter Verschiebungsfaktor $\cos \varphi$ und Leistungsfaktor λ . Da der Hauptanteil der den Leistungsfaktor bestimmenden Blindleistung durch die *Verschiebungs-Blindleistung* gegeben ist, ist deren Verringerung anzustreben.

Hierfür gibt es mehrere Möglichkeiten, die im Folgenden besprochen werden sollen:

1. Schaltungen mit Freilaufdiode,
2. halbgesteuerte Brückenschaltungen,
3. Zu- und Gegenschaltung von Teilstromrichtern,
4. Folgesteuerung von Teilstromrichtern,
5. löschrare unsymmetrische Brückenschaltungen.

Der Vorteil verringerter Blindleistung wird bei Punkt 1. und 2. dadurch erkaufte, daß diese Schaltungen keine negativen Ausgangsspannungen u_d und somit *keinen Wechselrichterbetrieb* zulassen, d.h. es ist nur *Ein-Quadrant-Betrieb* möglich.

Um den Leistungsfaktor λ der verschiedenen Schaltungen vergleichen zu können, werden den Berechnungen die folgenden Annahmen zugrunde gelegt:

- ideale Glättung des Gleichstroms $i_d = I_d = \text{konst.}$,
- verlustfreier Transformator und Stromrichter,
- Transformator-Übersetzung $\ddot{u}_T = U_N/U_s$,
- Vernachlässigung der Kommutierung,
- Vernachlässigung der Wechselrichtertrittgrenze,
- sinusförmige Wechselspannungen.

Unter diesen Voraussetzungen lassen sich die Wirkleistung $P_d = P_{N(1)}$ und die Scheinleistung S_N berechnen:

$$P_d = U_{di\alpha} \cdot I_d = P_{N(1)} = m \cdot U_N \cdot I_{N(1)} \cdot \cos \varphi_1 \quad (2.238)$$

$$S_N = m \cdot U_N \cdot I_N \quad (2.239)$$

mit: $I_{N(1)}$ = Effektivwert der Netzstrom-Grundschiwingung
 I_N = Effektivwert des Netzstroms
 m = Phasenzahl des Netzes ($m = 1$ oder $m = 3$)

Somit gilt für den Leistungsfaktor λ :

$$\lambda = \frac{P_{N(1)}}{S_N} = \frac{U_N \cdot I_{N(1)} \cdot \cos \varphi_1}{U_N \cdot I_N} = \frac{I_{N(1)}}{I_N} \cdot \cos \varphi_1 = g_i \cdot \cos \varphi_1 \quad (2.240)$$

Bei den bisher betrachteten *vollgesteuerten* Schaltungen galt:

$$\cos \varphi_1 = \cos \alpha = \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} \quad (2.241)$$

und für den Grundschwingungsgehalt g_i des Netzstroms i_N :

$$g_i = \frac{I_{N(1)}}{I_N} = \text{konst.} \quad (\text{unabhängig von } \alpha) \quad (2.242)$$

Beispiel: B2-Schaltung: $g_i = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,90$

B6-Schaltung: $g_i = \frac{3}{\pi} = 0,95$

Somit gilt für den Leistungsfaktor

$$\lambda = g_i \cdot \cos \alpha \quad (2.243)$$

und für die netzseitige Scheinleistung

$$\frac{S_N}{U_{di0} \cdot I_d} = \frac{1}{g_i} = \text{konst.} \quad (2.244)$$

Diese Gleichung zeigt nochmals die bereits bekannte Tatsache, daß aufgrund der Verzerrungs-Blindleistung D_N ein Leistungsfaktor $\lambda = 1$ auch bei Vollaussteuerung ($\cos \alpha = 1$) nicht zu erreichen ist.

Allgemein läßt sich λ ermitteln aus:

$$\lambda(\alpha) = \frac{P_d}{S_N} = \frac{U_{di\alpha}}{m \cdot U_N} \cdot \frac{I_d}{I_N} \quad (2.245)$$

Zur Ermittlung des Leistungsfaktors λ ist somit zu berechnen:

- a) $U_{di\alpha} = f(\alpha, U_N)$ (Steuerkennlinie)
- b) $I_N = f(\alpha, I_d)$ (Strom-Effektivwert)

Die Effektivwerte des Netzstroms I_N bzw. des Strangstroms I_s lassen sich einfach berechnen, da diese bei ideal geglättetem Gleichstrom I_d aus rechteckförmigen Stromblöcken bestehen.

$$I_s = \ddot{u}_T \cdot I_N = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi i_s^2(t) \cdot d\omega_N t} = I_d \cdot \sqrt{\frac{\delta_{is}}{\pi}} \quad (2.246)$$

(mit δ_{is} = Länge des positiven bzw. negativen Stromblocks des Strangstroms i_s)

2.9.1 Schaltungen mit Freilaufdiode

Bei Verbrauchern mit großer Lastinduktivität, d.h. gut geglättetem Gleichstrom, sind Mittelpunkt- bzw. Brückenschaltungen mit *Freilaufdiode* D_F einsetzbar. Die Wirkung der Freilaufdiode besteht darin, bei jedem Nulldurchgang der Ausgangsspannung u_d des Stromrichters den durch die Lastinduktivität aufrechterhaltenen Gleichstrom I_d zu übernehmen. Dabei wird der Stromrichter gleichstromseitig kurzgeschlossen und das speisende Netz ab der Stromübernahme durch die Freilaufdiode D_F vom Strom entlastet, dies verringert die Blindleistung Q_N und verbessert somit den Leistungsfaktor λ .

Am Beispiel der *Drehstrom-Brückenschaltung mit Freilaufdiode* (Kennzeichen B6F) soll die Funktion gezeigt werden (Abb. 2.82).

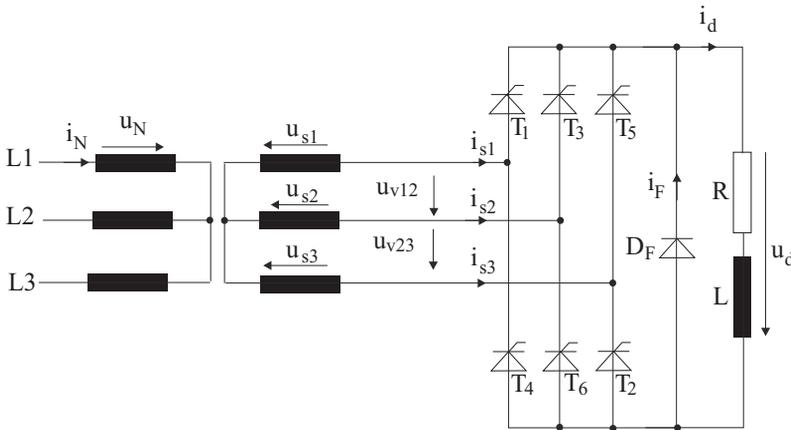


Abb. 2.82: Drehstrom-Brückenschaltung mit Freilaufdiode (B6F)

Die zugehörigen Strom- und Spannungsverläufe sind in Abb. 2.83 dargestellt. Wie bekannt, können für Steuerwinkel $\alpha \leq 60^\circ$ keine negativen Augenblickswerte der Gleichspannung u_d auftreten; somit ist die Freilaufdiode in diesem Bereich unwirksam.

Im Bereich $\alpha \geq 60^\circ$ übernimmt die Freilaufdiode D_F den Laststrom I_d vom Nulldurchgang der Spannung u_d an bis zur nächsten Zündung (Abb. 2.83). Aus dem Zeitverlauf der Gleichspannung $u_d(t)$ ist außerdem zu erkennen, daß der Steuerbereich bei $\alpha = 120^\circ$ endet, da hier der Zündzeitpunkt bei $u_d(t) = 0$ liegt; somit ist $U_{di\alpha} = 0$ für $\alpha \geq 120^\circ$.

Der maximale ideale Gleichspannungsmittelwert U_{di0} ergibt sich wie bei der B6-Schaltung zu:

$$U_{di0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s \tag{2.247}$$

Der Gleichspannungsmittelwert $U_{di\alpha}$ für den Bereich $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$ läßt sich

nach der bekannten Formel berechnen ($p = 6$):

$$\begin{aligned}
 U_{di\alpha} &= \hat{U}_v \cdot \frac{p}{2\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{p}+\alpha}^{+\frac{\pi}{p}+\alpha} \cos(\omega_N t) \cdot d\omega_N t = \sqrt{6} \cdot U_s \cdot \frac{3}{\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{+\frac{\pi}{6}+\alpha} \cos(\omega_N t) \cdot d\omega_N t \\
 &= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s \cdot \cos \alpha = U_{di0} \cdot \cos \alpha \quad (2.248)
 \end{aligned}$$

Den Gleichspannungsmittelwert $U_{di\alpha}$ für den Bereich $60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$ erhält man entsprechend, wenn als Obergrenze des Integrals nun $\pi/2$ anstelle von $(\pi/6 + \alpha)$ eingesetzt wird (vergl. [Abb. 2.83](#)):

$$\begin{aligned}
 U_{di\alpha} &= \sqrt{6} \cdot U_s \cdot \frac{3}{\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}} \cos(\omega_N t) \cdot d\omega_N t \\
 &= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s \cdot \left[1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) \right] = U_{di0} \cdot \left[1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) \right] \quad (2.249)
 \end{aligned}$$

Somit ergibt sich eine Steuerkennlinie mit drei Bereichen:

Bereich I	$(0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ):$	$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} = \cos \alpha$
Bereich II	$(60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ):$	$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} = 1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right)$
Bereich III	$(120^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ):$	$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} = 0$

In [Abb. 2.84](#) sind zum Vergleich die Steuerkennlinien der B6- und der B6F-Schaltung dargestellt.

Aus [Abb. 2.83](#) und den angegebenen Formeln erhält man die in [Tabelle 2.5](#) zusammengestellten Beziehungen für die B6F-Schaltung.

In [Abb. 2.85](#) sind die Leistungsfaktoren λ der B6- und der B6F-Schaltung abhängig von der Aussteuerung $U_{di\alpha}/U_{di0}$ gegenübergestellt (für $U_{di\alpha} \geq 0$). Es zeigt sich, daß die Verbesserung des Leistungsfaktors relativ gering und auf den Teilsteuerbereich $\alpha > 60^\circ$ bzw. $U_{di\alpha}/U_{di0} < 0,5$ beschränkt ist. Dies zeigt sich auch im Diagramm für die Verschiebungs-Blindleistung $Q_{N(1)}$ ([Abb. 2.86](#)).

Für die B6F-Schaltung mit Freilaufdiode spricht die im Vergleich zur B6-Schaltung verringerte Spannungswelligkeit im Bereich kleiner Aussteuerung. Die Freilaufdiode wirkt zusätzlich als Schutz gegen Schaltüberspannungen im Gleichstromkreis.

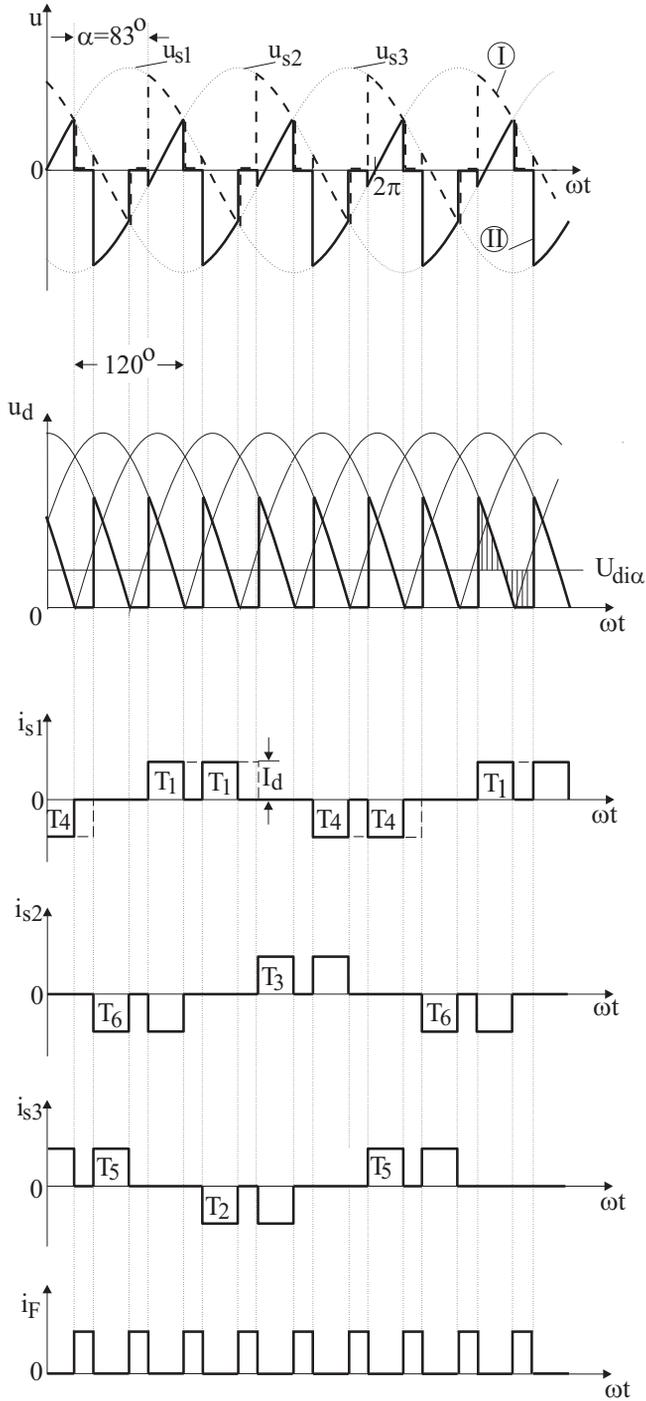


Abb. 2.83: Spannungen und Ströme bei der B6F-Schaltung (Freilaufwirkung im Bereich $\alpha > 60^\circ$)

Tabelle 2.5: Beziehungen für die B6F-Schaltung

	Bereich I (wie B6) $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$	Bereich II $60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$
$U_{di0} =$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s$
$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} =$	$\cos \alpha$ (= 1 ... 0, 5)	$1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right)$ (= 0, 5 ... 0)
$\delta_{is} =$	$\frac{2\pi}{3}$	$2 \cdot \left(\frac{2\pi}{3} - \alpha\right)$
$\frac{I_s}{I_d} = \ddot{u}_T \cdot \frac{I_N}{I_d} =$	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{2\pi - 3\alpha}{\pi}$
$\ddot{u}_T \cdot \frac{I_{N(1)}}{I_d} =$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi}$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot 2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{6}\right)$
$g_i =$	$\frac{3}{\pi}$	$\frac{3}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2\pi - 3\alpha}} \cdot 2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{6}\right)$
$\lambda =$	$\frac{3}{\pi} \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}}$	$\frac{3}{\pi} \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2\pi - 3\alpha}}$
$\varphi_1 =$	α	$\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{6}$
$\frac{P_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\cos \alpha$	$1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right)$
$\frac{Q_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\sin \alpha$	$\sin\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right)$
$\frac{S_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	1	$2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{6}\right)$
$\frac{S_N}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \cdot \sqrt{\frac{2\pi - 3\alpha}{\pi}}$

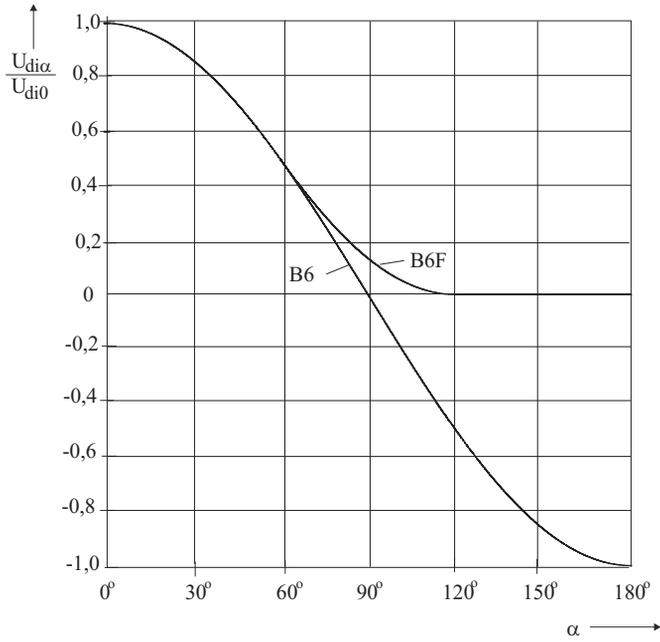


Abb. 2.84: Steuerkennlinien der B6- und der B6F-Schaltung

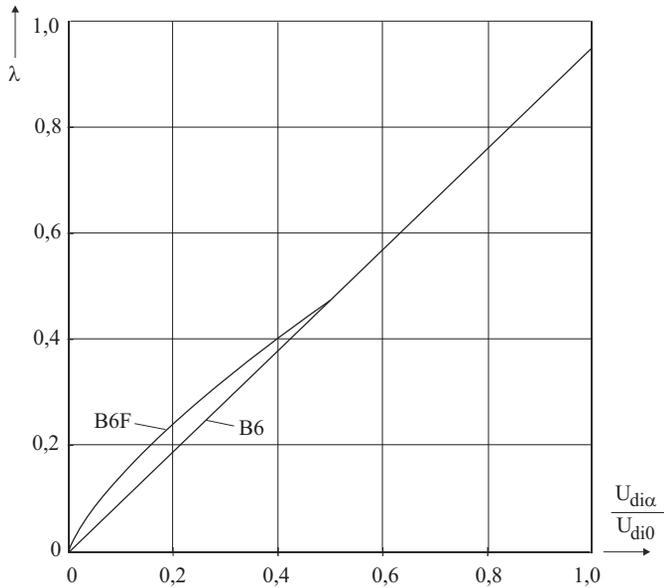


Abb. 2.85: Leistungsfaktor λ der B6- und der B6F-Schaltung

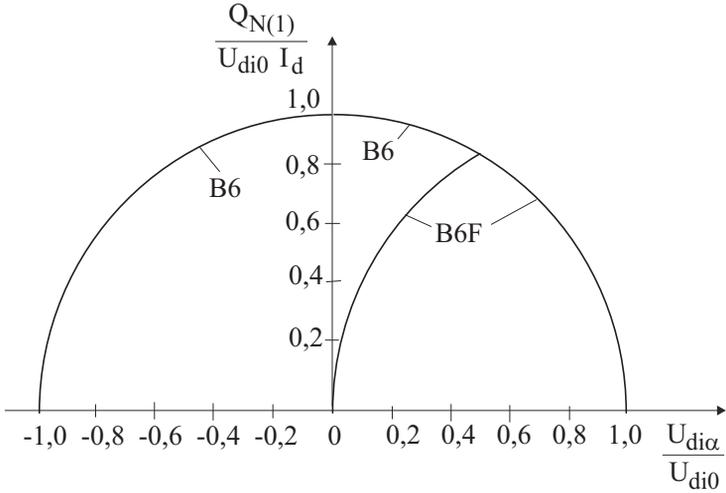


Abb. 2.86: Verschiebungs-Blindleistungs-Diagramm (B6, B6F)

2.9.2 Halbgesteuerte Sechspuls-Brückenschaltung (B6H-Schaltung)

Bei Stromrichter-Brückenschaltungen sind stets zwei stromführende Ventile in Reihe geschaltet; daher reicht es zur Steuerung der positiven Gleichspannung aus, wenn *eine* dieser zwei Ventilgruppen steuerbar ist. Bei solchen Brückenschaltungen werden, wie in Abb. 2.87 dargestellt, die Ventile einer Brückenhälfte-

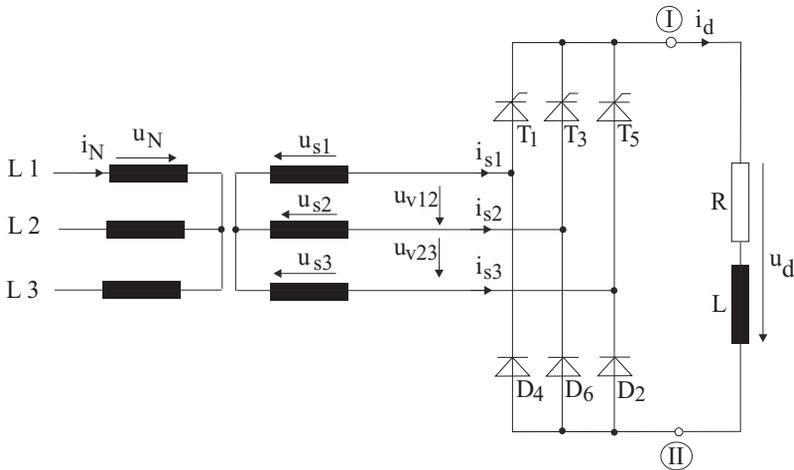


Abb. 2.87: Halbgesteuerte sechspulsige Brückenschaltung (B6H)

te (Mittelpunktschaltung) als Thyristoren und die der anderen Brückenhälfte als Dioden ausgeführt. Im Gegensatz zu den bisher behandelten *vollgesteuerten* Brückenschaltungen bezeichnet man derartige Schaltungen als *halbgesteuert* (Kennzeichen B2H bzw. B6H).

Zunächst soll die in [Abb. 2.87](#) dargestellte *halbgesteuerte sechspulsige Brückenschaltung* B6H betrachtet werden. Die zugehörigen Zeitverläufe der Spannungen und Ströme sind in [Abb. 2.89](#) dargestellt. Der Steuerwinkel $\alpha = 45^\circ$ wurde als Beispiel für den Steuerbereich $\alpha < 60^\circ$ gewählt, der Steuerwinkel $\alpha = 90^\circ$ als Beispiel für den Steuerbereich $\alpha > 60^\circ$.

Die Ausgangsspannung $u_d(t)$ ergibt sich zu jedem Zeitpunkt als Differenz des Potentials u_{dI} der gesteuerten M3-Schaltung und des Potentials u_{dII} der ungesteuerten (also voll angesteuerten) M3-Schaltung; die Anschnittsteuerung wirkt sich nur auf das Potential u_{dI} der gesteuerten Brückenhälfte aus.

Die Steuerkennlinie ergibt sich im gesamten Steuerbereich aus:

$$U_{di\alpha} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot U_s \cdot \cos \alpha + \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot U_s = U_{di0} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (2.250)$$

mit
$$U_{di0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s \quad (\text{wie bisher})$$

Der Gleichspannungsmittelwert ist immer $U_{di\alpha} \geq 0$ und bei gleichem Steuerwinkel α größer als bei der vollgesteuerten B6-Schaltung. Der Steuerbereich ist hier $0 \leq \alpha \leq 180^\circ$ (ohne Berücksichtigung der Wechselrichtertrittgrenze).

Die Steuerkennlinien der bisher behandelten Varianten der B6-Schaltung sind in [Abb. 2.88](#) gegenübergestellt.

Aus [Abb. 2.89](#) ist zu erkennen, daß die Augenblickswerte der Gleichspannung $u_d(t)$ im Steuerbereich $\alpha < 60^\circ$ stets positiv sind; daher kann eine Freilaufwirkung hier nicht auftreten.

Im Bereich $\alpha > 60^\circ$ wird, wenn die Gleichspannung den Augenblickswert $u_d(t) = 0$ erreicht, diejenige Diode leitend, die mit dem gerade stromführenden Thyristor am gleichen Transformatorstrang liegt. Dadurch entsteht ein Freilaufzweig, der bis zur Zündung des folgenden Thyristors den Laststrom I_d führt.

Aus [Abb. 2.89](#) ist außerdem zu erkennen, daß durch die ungleiche Steuerung der beiden Brückenhälften die bei $\alpha = 0^\circ$ sechspulsige Spannungsform mit größerem α immer mehr in eine dreipulsige Spannungsform übergeht; für $\alpha \geq 60^\circ$ ist die Schaltung dreipulsig.

Bei Teilaussteuerung ($\alpha > 0^\circ$) verschieben sich die Stromblöcke der Thyristoren mit dem Steuerwinkel α , während die Stromblöcke der Dioden unverändert bleiben, da die Dioden jeweils im natürlichen Zündzeitpunkt stromführend werden. Die Länge der Stromblöcke von $\delta = 120^\circ$ in allen Ventilen bleibt jedoch im gesamten Steuerbereich erhalten; somit werden alle sechs Ventile unabhängig von α gleich belastet.

Die Stromblöcke des Strangstroms i_s werden im Bereich der Freilaufwirkung ($\alpha > 60^\circ$) von vorher $\delta_{is} = 120^\circ$ auf $\delta_{is} = 180^\circ - \alpha$ verkürzt.

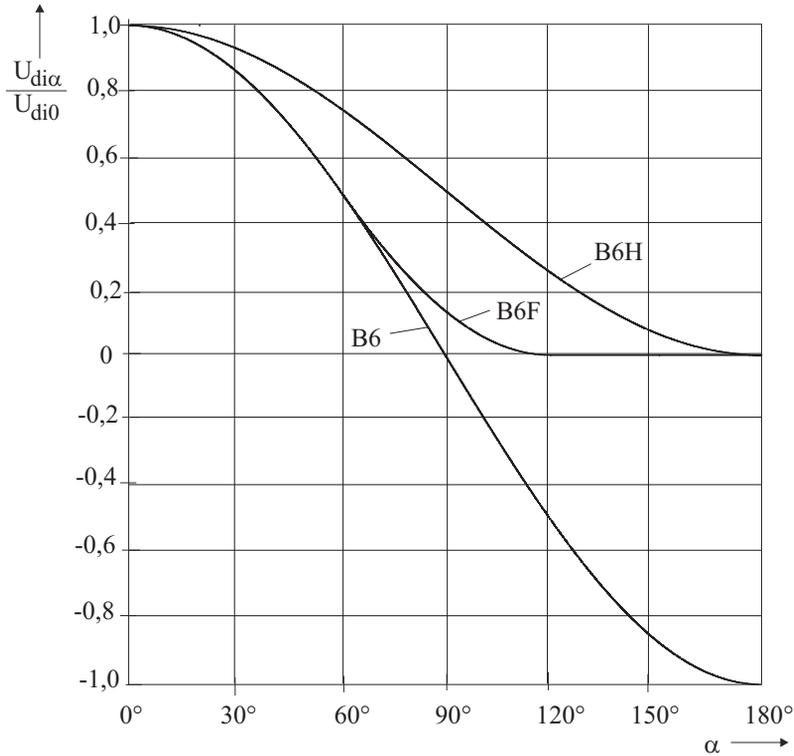


Abb. 2.88: Steuerkennlinien der B6-, B6F- und B6H-Schaltung

Damit lassen sich die in [Tabelle 2.6](#) dargestellten Beziehungen für die B6H-Schaltung aufstellen.

Aus der Gegenüberstellung der Leistungsfaktoren in [Abb. 2.90](#) zeigt sich, daß die B6H-Schaltung die günstigsten Eigenschaften hat. Im Teillastbereich ergibt sich eine beträchtliche Verringerung der Blind- und der Scheinleistung (siehe auch [Abb. 2.91](#) und [2.96](#)). Nachteilig bei der B6H-Schaltung ist die erhöhte Spannungswelligkeit w_{ud} , die einen erhöhten Glättungsaufwand erfordert. Daher wird diese Schaltung für große Leistungen nicht angewendet.

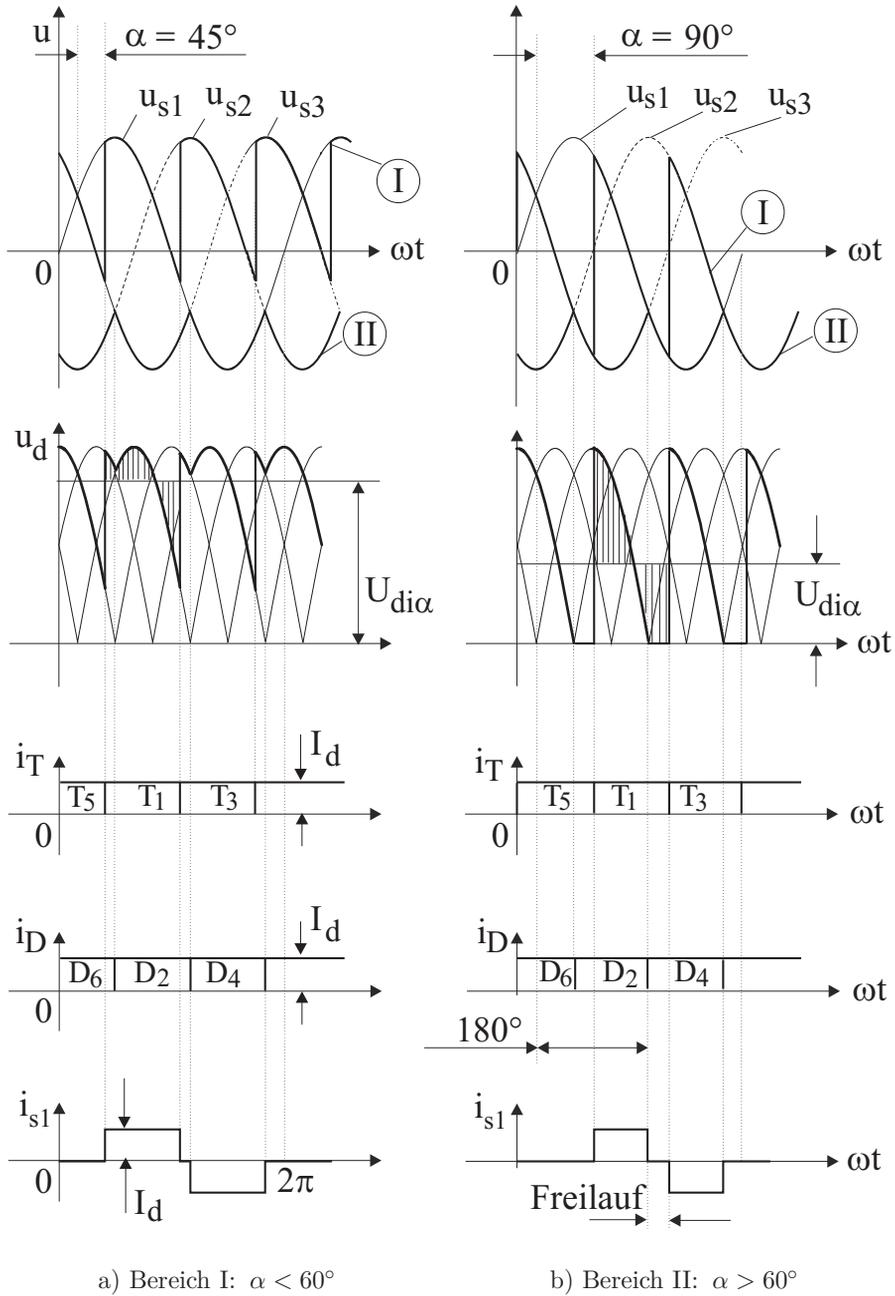


Abb. 2.89: Spannungen und Ströme bei der B6H-Schaltung (Steuerbereiche I und II)

Tabelle 2.6: Beziehungen für die B6H-Schaltung

	Bereich I $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$	Bereich II $60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$
$U_{di0} =$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s$ (wie B6)	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s$
$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} =$	$\frac{1 + \cos \alpha}{2}$ (= 1 ... 0,75)	$\frac{1 + \cos \alpha}{2}$ (= 0,75 ... 0)
$\delta_{is} =$	$\frac{2\pi}{3}$	$\pi - \alpha$
$\frac{I_s}{I_d} = \ddot{u}_T \cdot \frac{I_N}{I_d} =$	$\sqrt{\frac{2}{3}}$ (wie B6)	$\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}$
$\ddot{u}_T \cdot \frac{I_{N(1)}}{I_d} =$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$
$g_i =$	$\frac{3}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$	$\frac{3}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \sqrt{\frac{2\pi}{3(\pi - \alpha)}}$
$\lambda =$	$\frac{3}{\pi} \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}}$ (wie B6)	$\frac{3}{\pi} \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} \cdot \sqrt{\frac{2\pi}{3(\pi - \alpha)}}$
$\varphi_1 =$	$\frac{\alpha}{2}$	$\frac{\alpha}{2}$
$\frac{P_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{1 + \cos \alpha}{2}$	$\frac{1 + \cos \alpha}{2}$
$\frac{Q_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{\sin \alpha}{2}$	$\frac{\sin \alpha}{2}$
$\frac{S_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$	$\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$
$\frac{S_N}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{\pi}{3}$ (wie B6)	$\frac{\pi}{3} \cdot \sqrt{\frac{3(\pi - \alpha)}{2\pi}}$

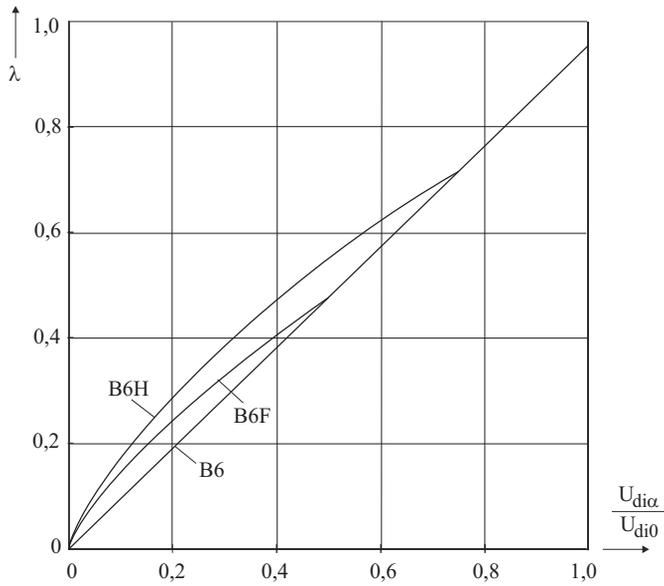


Abb. 2.90: Leistungsfaktor λ von sechspulsigen Brückenschaltungen (Vergleich von B6-, B6F- und B6H-Schaltung)

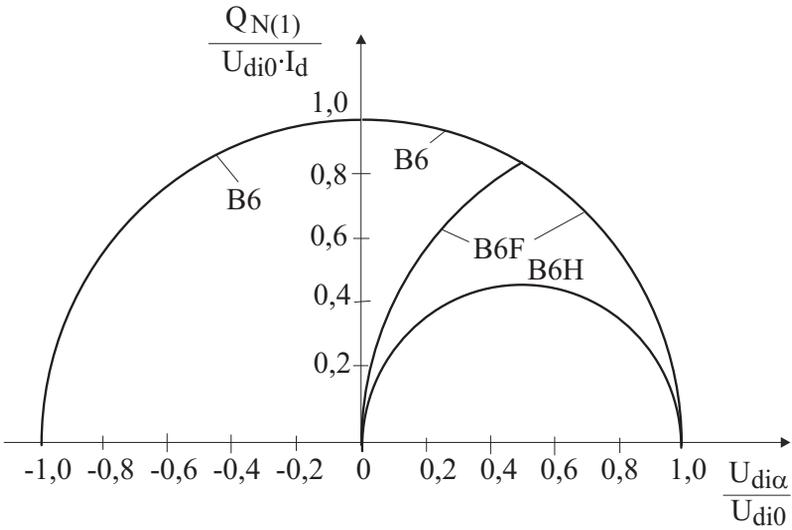


Abb. 2.91: Verschiebungs-Blindleistungs-Diagramm (Vergleich von B6-, B6F- und B6H-Schaltung)

2.9.3 Zu- und Gegenschaltung von Teilstromrichtern

Eine Zwischenstellung zwischen den halbgesteuerten Schaltungen und den anschließend behandelten Schaltungen mit Folgesteuerung nimmt die Reihenschaltung einer ungesteuerten und einer vollgesteuerten Stromrichterbrücke ein, die sogenannte *Zu- und Gegenschaltung*. Dies ist in [Abb. 2.92](#) am Beispiel von zwei B6-Brücken dargestellt (B6ZG).

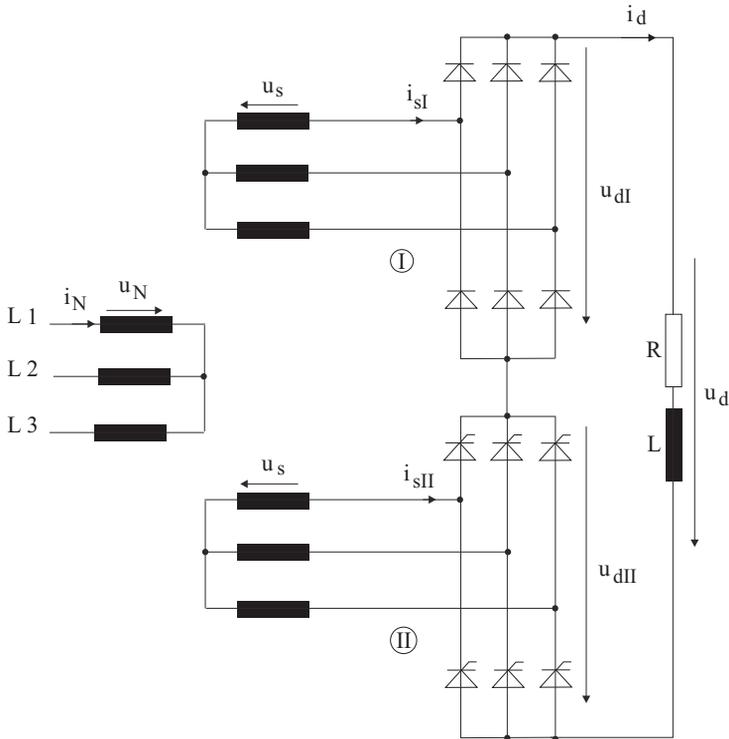


Abb. 2.92: Zu- und Gegenschaltung von zwei B6-Brücken (Brücke I ungesteuert, Brücke II steuerbar)

Die Ausgangsgleichspannung $U_{di\alpha}$ ergibt sich bei dieser Anordnung als Summe des konstanten Anteils U_{dI} , den der ungesteuerte Stromrichter I liefert und des verstellbaren Anteils U_{dII} , den der steuerbare Stromrichter II liefert.

$$U_{di\alpha} = U_{dI} + U_{dII} = U_{di0I} + U_{di0II} \cdot \cos \alpha_{II} \quad (2.251)$$

Da der steuerbare Stromrichter im Gleichrichter- und im Wechselrichterbetrieb arbeiten kann, ist die Gesamtspannung im Bereich

$$0 \leq U_{di\alpha} \leq U_{di0} \quad (2.252)$$

verstellbar, wenn beide Teilstromrichter denselben Spannungshöchstwert $U_{di0}/2$ haben.

Mit

$$U_{di0I} = U_{di0II} = \frac{U_{di0}}{2} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s \quad (2.253)$$

ergibt sich:

$$U_{di\alpha} = U_{di0} \cdot \frac{1 + \cos \alpha_{II}}{2} \quad (2.254)$$

Dies entspricht der Steuerkennlinie der B6H-Schaltung (Abb. 2.93).

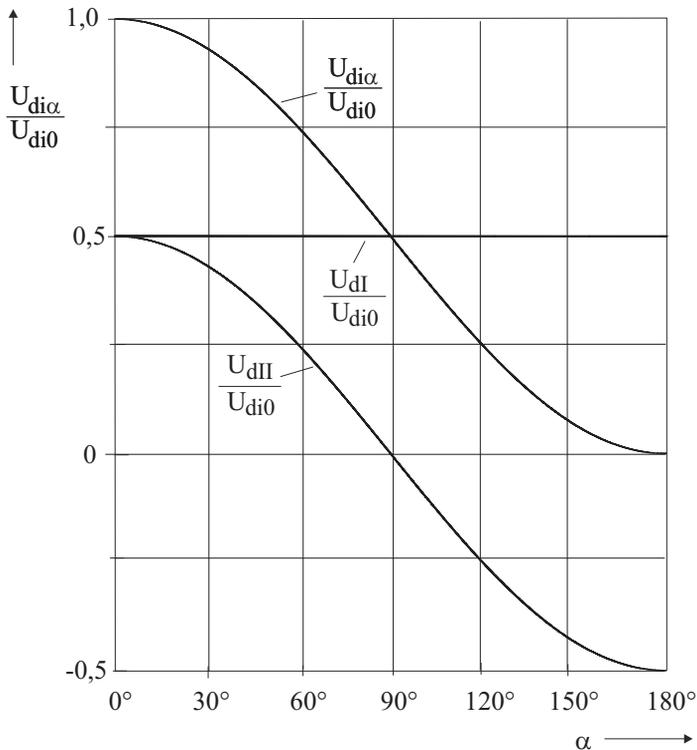


Abb. 2.93: Steuerkennlinie der Zu- und Gegenschaltung B6ZG ($U_{di\alpha} = U_{dI} + U_{dII}$)

Der gegenüber der vollgesteuerten B6-Schaltung verbesserte Leistungsfaktor λ ergibt sich daraus, daß der ungesteuerte Teilstromrichter I stets bei Vollaussteuerung, also ohne Verschiebungs-Blindleistung $Q_{N(1)}$ arbeitet (Abb. 2.95).

Gegenüber der halbgesteuerten B6H-Schaltung hat die Zu- und Gegenschaltung Vorteile:

- Die Spannungswelligkeit w_{ud} ist geringer, da die Ausgangsspannung immer sechspulsig ist.
- Das Oberschwingungsspektrum des Netzstroms ist günstiger, da Oberschwingungen mit gerader Ordnungszahl hier nicht auftreten (vergleiche Kurvenform von i_N in Abb. 2.94).

Aufgrund dieser Eigenschaften würde die Zu- und Gegenschaltung trotz des erhöhten Aufwands für Transformator und Stromrichter der halbgesteuerten Schaltung für größere Leistungen häufig vorgezogen.

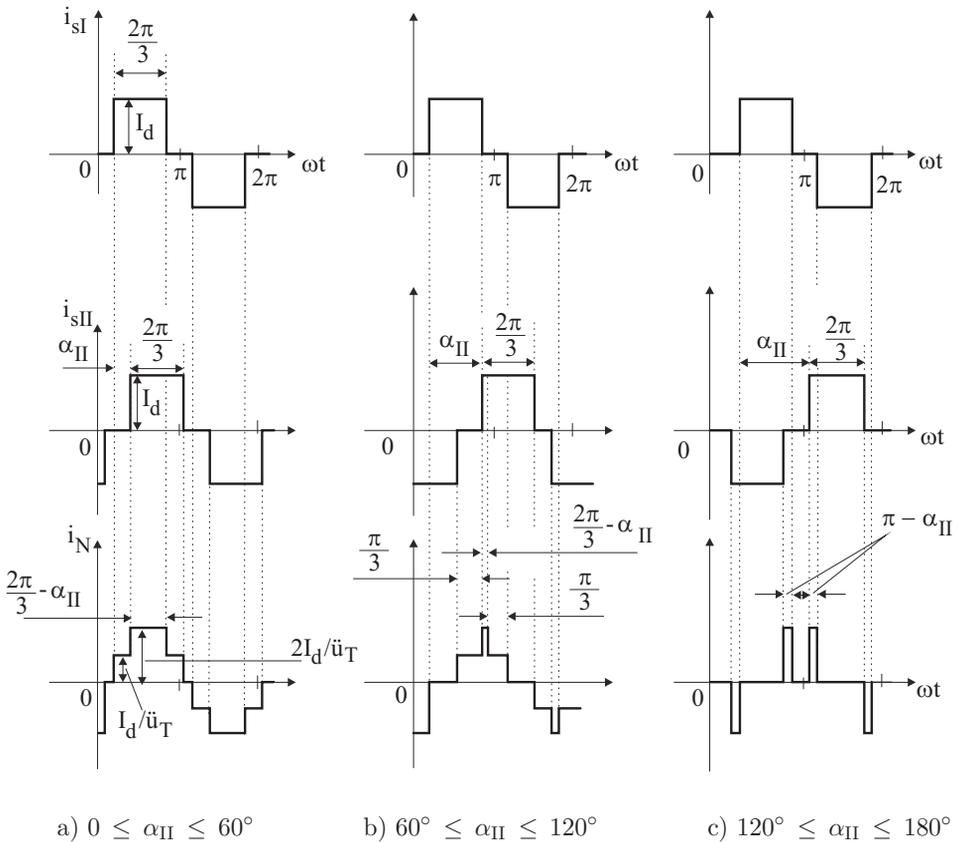


Abb. 2.94: Stromverläufe bei der Zu- und Gegenschaltung B6ZG

Für die Berechnung des Leistungsfaktors λ sind die Zeitverläufe und die Effektivwerte der Ströme erforderlich. Die Zeitverläufe sind in [Abb. 2.94](#) dargestellt. Der Netzstrom i_N ergibt sich dabei aus:

$$\ddot{u}_T \cdot i_N = i_{sI} + i_{sII} \quad (2.255)$$

Da sich die Stromblöcke des gesteuerten Stromrichters II mit dem Steuerwinkel α_{II} verschieben, ergeben sich für den Netzstrom i_N drei Bereiche unterschiedlicher Überlagerung und Kurvenform.

Damit ergeben sich für die Zu- und Gegenschaltung B6ZG die in [Tabelle 2.7](#) zusammengestellten Beziehungen.

Abschließend ist zum Vergleich in [Abb. 2.96](#) die Scheinleistung S_N bei den verschiedenen B6-Schaltungen dargestellt. Die Zu- und Gegenschaltung hat dabei deutlich die günstigsten Werte.

2.9.4 B6-Schaltung mit Hilfsthystoren

Eine Abwandlung bzw. Erweiterung der in Kap. 2.9.1 behandelten B6-Schaltung mit Freilaufdiode (B6F) ist die in [Abb. 2.97](#) dargestellte B6-Schaltung mit Hilfsthystoren [112]. Die Freilaufdiode D_F wird dabei durch zwei in Reihe geschaltete Hilfsthystoren T_7 und T_8 ersetzt, deren gemeinsamer Anschluß mit dem Transformator-Sternpunkt verbunden ist. Durch die Steuerbarkeit von T_7 und T_8 ergeben sich zusätzliche Eingriffsmöglichkeiten. Im Gegensatz zu den bisher betrachteten Schaltungen B6F, B6H und B6ZG ist mit dieser Schaltung auch ein Wechselrichterbetrieb möglich.

Im Gleichrichterbetrieb werden die Hilfsthystoren T_7 , T_8 üblicherweise bei $\alpha_7 = \alpha_8 = 0^\circ$ gezündet (Zündwinkel bezogen auf den Nulldurchgang der jeweiligen Thyristorspannung u_{T7} bzw. u_{T8}). Wenn kein Wechselrichterbetrieb erforderlich ist, können die Hilfsthystoren somit durch Dioden ersetzt werden.

Im Gleichrichterbetrieb gibt es drei Steuerbereiche:

Bereich I ($0^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ$): Betrieb wie bei der B6-Schaltung; die Spannungen an T_7 und T_8 sind immer negativ, d.h. die Hilfsthystoren können nicht gezündet werden.

Bereich II ($30^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$): Die Hilfsthystoren leiten zeitweise, aber nicht gleichzeitig (kein Freilauf); die Ausgangsspannung u_d besteht aus Segmenten einer verketteten Spannung u_v (T_7 und T_8 leiten nicht) und einer Strangspannung u_s (T_7 oder T_8 leitend), wie in [Abb. 2.98a](#) dargestellt.

Bereich III ($90^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$): Es führt immer mindestens einer der Hilfsthystoren den Strom, zeitweise auch beide gleichzeitig; die Ausgangsspannung u_d besteht aus Segmenten der Strangspannungen u_s (T_7 oder T_8 leitend) und ist anschließend Null (Freilauf, T_7 und T_8 leitend), wie in [Abb. 2.98b](#) dargestellt.

Für den Bereich I gilt wieder (wie bei der B6-Schaltung):

$$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} = \cos \alpha \quad \text{mit} \quad U_{di0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s \quad (2.256)$$

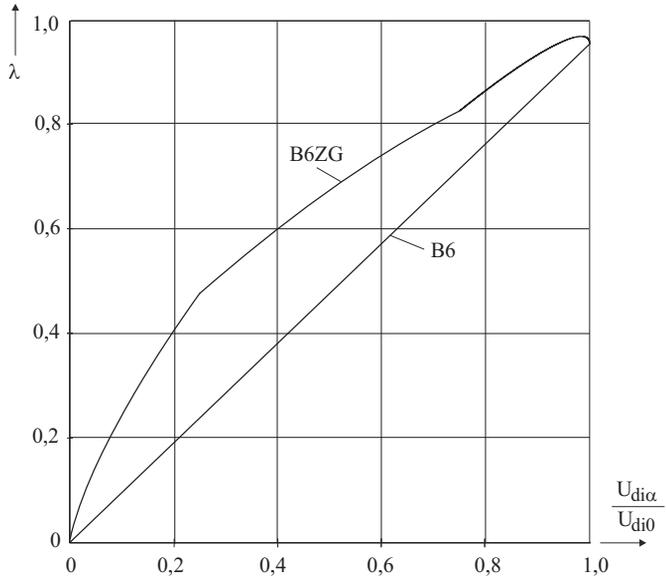


Abb. 2.95: Leistungsfaktor λ der Zu- und Gegenschaltung B6ZG

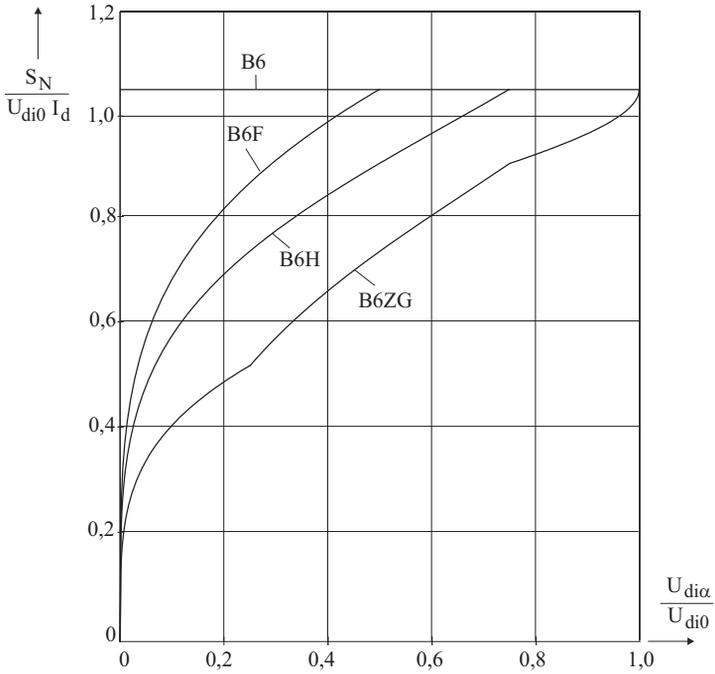


Abb. 2.96: Scheinleistung S_N der verschiedenen B6-Schaltungen

Tabelle 2.7: Beziehungen für die Zu- und Gegenschaltung B6ZG

	Bereich I $0^\circ \leq \alpha_{II} \leq 60^\circ$	Bereich II $60^\circ \leq \alpha_{II} \leq 120^\circ$	Bereich III $120^\circ \leq \alpha_{II} \leq 180^\circ$
$U_{di0} =$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s$
$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} =$	$\frac{1 + \cos \alpha_{II}}{2}$ (= 1 ... 0, 75)	$\frac{1 + \cos \alpha_{II}}{2}$ (= 0, 75 ... 0, 25)	$\frac{1 + \cos \alpha_{II}}{2}$ (= 0, 25 ... 0)
$\delta_{isI} = \delta_{isII} =$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$
$\ddot{u}_T \cdot \frac{I_N}{I_d} =$	$\sqrt{\frac{8}{3} - \frac{2\alpha_{II}}{\pi}}$	$\sqrt{\frac{10}{3} - \frac{4\alpha_{II}}{\pi}}$	$\sqrt{2 - \frac{2\alpha_{II}}{\pi}}$
$\ddot{u}_T \cdot \frac{I_{N(1)}}{I_d} =$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha_{II}}{2}\right)$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha_{II}}{2}\right)$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha_{II}}{2}\right)$
$\lambda =$	$\frac{3 \cdot (1 + \cos \alpha_{II})}{\sqrt{\pi \cdot (4\pi - 3\alpha_{II})}}$	$\frac{3 \cdot (1 + \cos \alpha_{II})}{\sqrt{\pi \cdot (5\pi - 6\alpha_{II})}}$	$\frac{3 \cdot (1 + \cos \alpha_{II})}{\sqrt{3\pi \cdot (\pi - \alpha_{II})}}$
$\varphi_1 =$	$\frac{\alpha_{II}}{2}$	$\frac{\alpha_{II}}{2}$	$\frac{\alpha_{II}}{2}$
$\frac{P_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{1 + \cos \alpha_{II}}{2}$	$\frac{1 + \cos \alpha_{II}}{2}$	$\frac{1 + \cos \alpha_{II}}{2}$
$\frac{Q_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{\sin \alpha_{II}}{2}$	$\frac{\sin \alpha_{II}}{2}$	$\frac{\sin \alpha_{II}}{2}$
$\frac{S_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\cos\left(\frac{\alpha_{II}}{2}\right)$	$\cos\left(\frac{\alpha_{II}}{2}\right)$	$\cos\left(\frac{\alpha_{II}}{2}\right)$
$\frac{S_N}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{\pi}{3} \cdot \sqrt{1 - \frac{3\alpha_{II}}{4\pi}}$	$\frac{\pi}{3} \cdot \sqrt{\frac{5}{4} - \frac{3\alpha_{II}}{2\pi}}$	$\frac{\pi}{3} \cdot \sqrt{\frac{3}{4} - \frac{3\alpha_{II}}{4\pi}}$

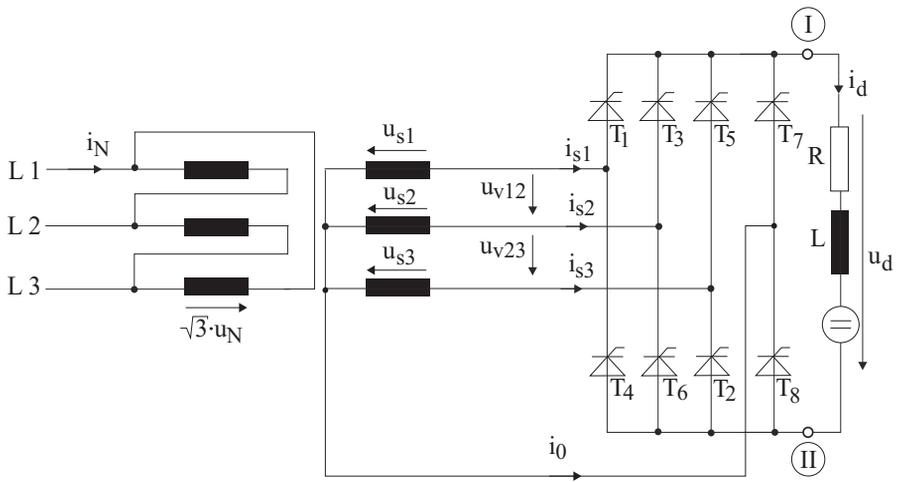


Abb. 2.97: Drehstrom-Brückenschaltung mit Hilfsthystoren

Für den Bereich II ergibt sich (vergleiche [Abb. 2.98a](#)):

$$\begin{aligned}
 U_{di\alpha} &= \frac{3}{\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}} \sqrt{3} \cdot \hat{U}_s \cdot \cos(\omega_N t) \cdot d(\omega_N t) \\
 &+ \frac{3}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{6}+\alpha} \hat{U}_s \cdot \cos\left(\omega_N t - \frac{\pi}{6}\right) \cdot d(\omega_N t) \\
 &= \frac{3}{\pi} \cdot \hat{U}_s \cdot \left[1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)\right] \quad (2.257)
 \end{aligned}$$

Für den Bereich III ergibt sich entsprechend (vergl. [Abb. 2.98b](#)):

$$\begin{aligned}
 U_{di\alpha} &= \frac{3}{\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}} \hat{U}_s \cdot \cos(\omega_N t) \cdot d(\omega_N t) \\
 &= \frac{3}{\pi} \cdot \hat{U}_s \cdot \left[1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)\right] \quad (2.258)
 \end{aligned}$$

In den Bereichen II und III gilt somit dieselbe Steuerkennlinie:

$$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \left[1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)\right] \quad (2.259)$$

Werden die Zündwinkel $\alpha_7 = \alpha_8 > 0$ eingestellt, dann gilt allgemein:

$$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \left[\cos \alpha_{7,8} + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)\right] \quad (2.260)$$

Die weiteren Beziehungen für den Gleichrichterbetrieb dieser Schaltung sind in [Tabelle 2.8](#) zusammengestellt.

Im Wechselrichterbetrieb gibt es ebenfalls drei Steuerbereiche mit Strom- und Spannungsverläufen (Spannung negativ) analog zu den Bereichen I – III:

Bereich IV ($\alpha = 150^\circ = \text{konst.}; 0^\circ \leq \alpha_{7,8} \leq 60^\circ$): entspricht Bereich III,
 Bereich V ($\alpha = 150^\circ = \text{konst.}; 60^\circ \leq \alpha_{7,8} \leq 120^\circ$): entspricht Bereich II,
 Bereich VI ($150^\circ < \alpha < 180^\circ$; T_7 und T_8 gesperrt): entspricht Bereich I
 (Wechselrichtertrittgrenze beachten!).

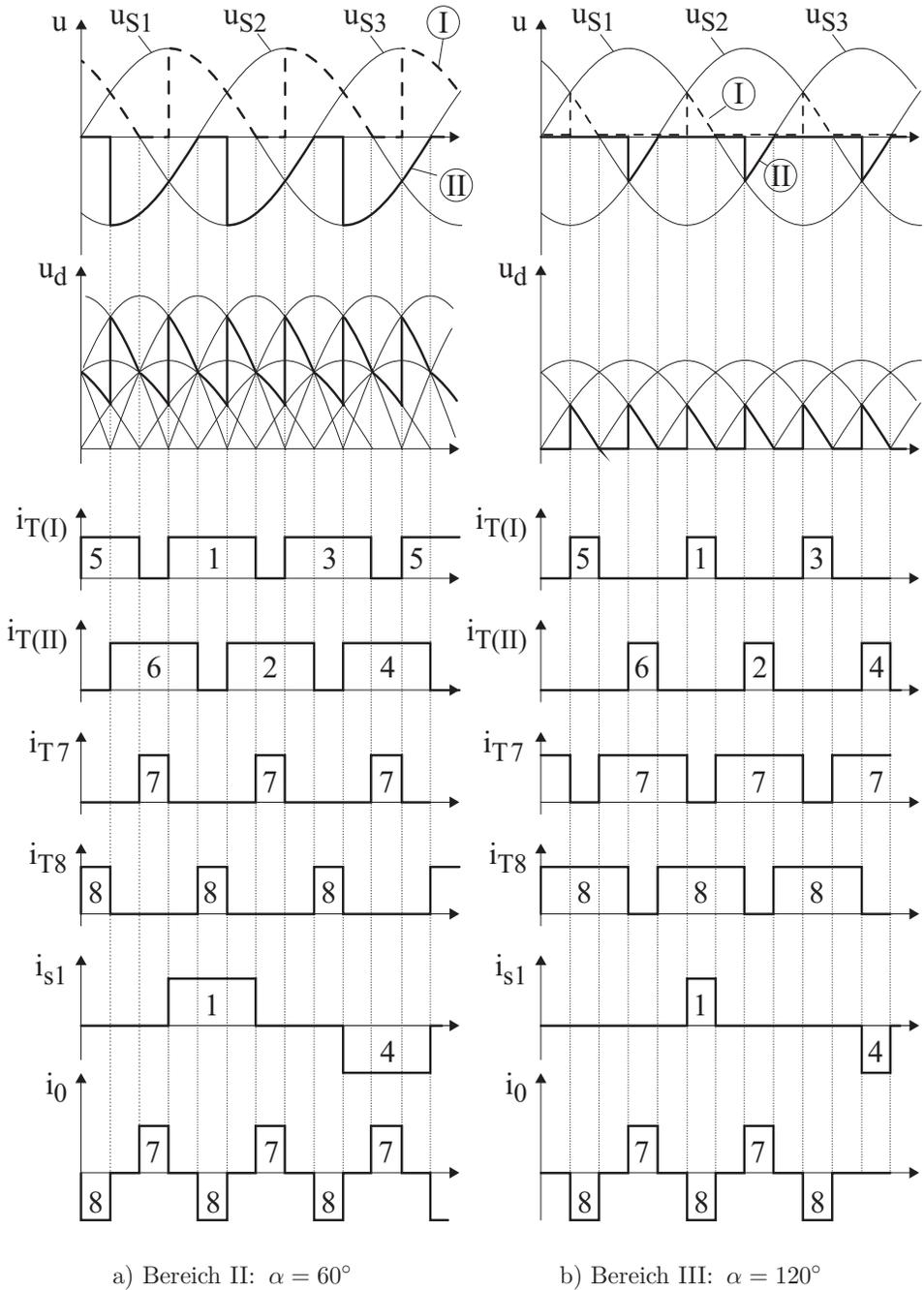


Abb. 2.98: Spannungen und Ströme bei der B6-Schaltung mit Hilfsthystyristoren (Steuerbereiche II und III)

Tabelle 2.8: Beziehungen für die B6-Schaltung mit Hilfsthristoren (Gleichrichterbetrieb mit $\alpha_7 = \alpha_8 = 0^\circ$; Transformator Dy)

	Bereich I (wie B6) $0^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ$	Bereich II $30^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$	Bereich III $90^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$
$U_{di0} =$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_s$
$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} =$	$\cos \alpha$ (= 1 ... 0,866)	$\frac{1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)}{\sqrt{3}}$ (= 0,866 ... 0,289)	$\frac{1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)}{\sqrt{3}}$ (= 0,289 ... 0)
$\delta_{is} =$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{6} - \alpha$	$\frac{5\pi}{6} - \alpha$
$\ddot{u}_T \cdot \frac{I_N}{I_d} =$	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(\frac{4}{3} - \frac{2\alpha}{\pi}\right)$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(\frac{5}{6} - \frac{\alpha}{\pi}\right)$
$\ddot{u}_T \cdot \frac{I_{N(1)}}{I_d} =$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi}$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{12}\right)$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{12}\right)$
$\lambda =$	$\frac{3}{\pi} \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}}$	$\frac{3}{\pi} \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} \cdot \sqrt{\frac{3\pi}{4\pi - 6\alpha}}$	$\frac{3}{\pi} \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} \cdot \sqrt{\frac{6\pi}{5\pi - 6\alpha}}$
$\varphi_1 =$	α	$\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{12}$	$\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{12}$
$\frac{P_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\cos \alpha$	$\frac{1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)}{\sqrt{3}}$	$\frac{1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)}{\sqrt{3}}$
$\frac{Q_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\sin \alpha$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)$
$\frac{S_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	1	$\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{12}\right)$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{12}\right)$
$\frac{S_N}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \cdot \sqrt{\frac{4}{3} - \frac{2\alpha}{\pi}}$	$\frac{\pi}{3} \cdot \sqrt{\frac{5}{6} - \frac{\alpha}{\pi}}$

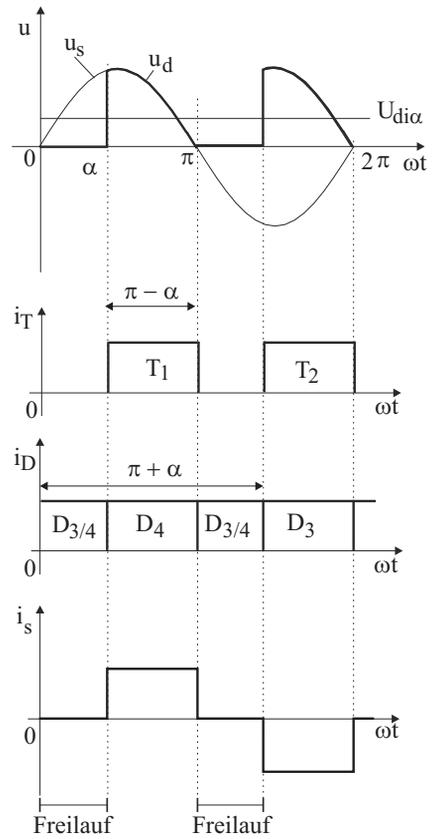
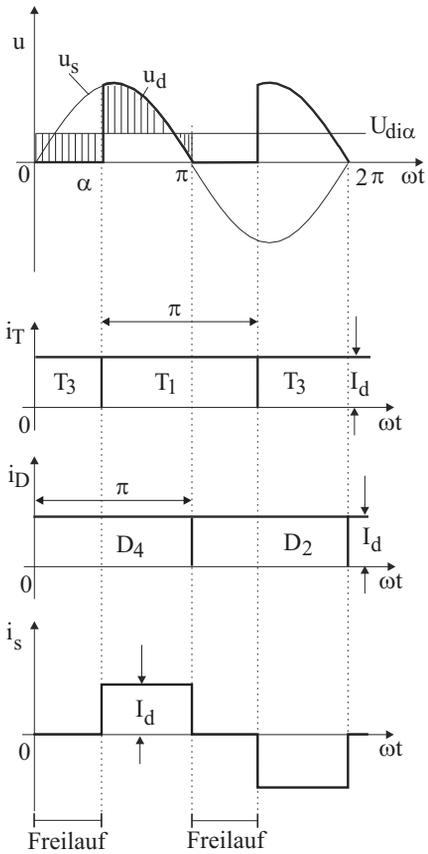
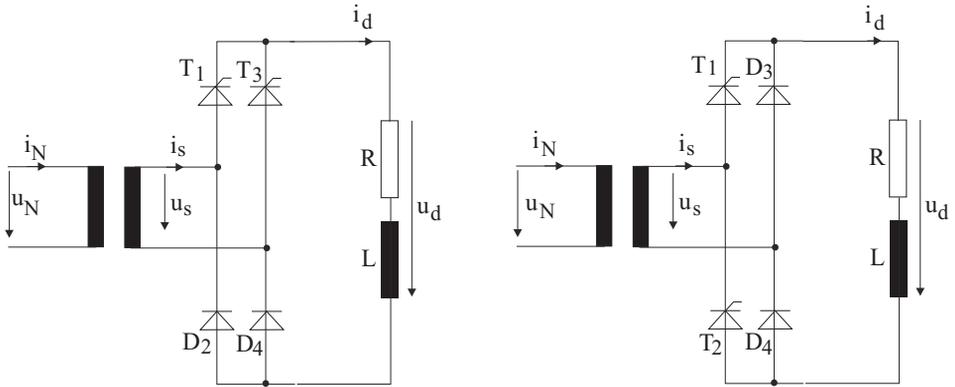
2.9.5 Halbgesteuerte Zweipuls-Brückenschaltungen (B2H-Schaltung)

Bei zweipulsigen Brückenschaltungen gibt es zwei Möglichkeiten der Halbsteuerung, die in [Abb. 2.99](#) dargestellt sind:

Die Schaltung (a) wird *einpolig halbgesteuert* genannt und entspricht im Aufbau der B6H-Schaltung. Das Schaltungskennzeichen ist B2HK, da die Kathoden der steuerbaren Ventile einen Gleichstromanschluß bilden. Die Schaltung (b) wird als *zweigpaargesteuert* bezeichnet, da hier die beiden Ventile eines Zweigpaares gesteuert und die des anderen ungesteuert sind. Ihr Kennzeichen ist B2HZ. Betrachtet man die Zeitverläufe der Ströme nach [Abb. 2.99](#), so ist zu erkennen: Bei der einpolig halbgesteuerten Schaltung (a) wird der Freilaufzweig durch den beim Spannungs-Nulldurchgang gerade leitenden Thyristor und die dazu in Reihe geschaltete Diode gebildet. Die Stromflußwinkel aller vier Ventile betragen unabhängig von α immer $\delta = 180^\circ$ (symmetrisch halbgesteuerte Schaltung). Bei der zweigpaargesteuerten Schaltung (b) bildet sich der Freilauf stets über den Diodenzweig D_3 - D_4 aus, da durch den Nulldurchgang der Wechselspannung die vorher sperrende Diode in Vorwärtsrichtung beansprucht und somit leitend wird. Bei dieser Schaltung ergibt sich für die Thyristoren der Stromflußwinkel $\delta_T = 180^\circ - \alpha$, also eine Entlastung mit zunehmendem α , während die beiden Dioden mit $\delta_D = 180^\circ + \alpha$ entsprechend mehr belastet werden (unsymmetrisch halbgesteuerte Schaltung). Hinsichtlich der Steuerkennlinie, des Netzstroms und somit auch des Leistungsfaktors λ sind die beiden halbgesteuerten B2-Schaltungen gleichwertig. Für die Steuerkennlinie ergibt sich wiederum (vergleiche B6H-Schaltung):

$$U_{di\alpha} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_s \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} = U_{di0} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (2.261)$$

Aus den Zeitverläufen nach [Abb. 2.99](#) und den bekannten Formeln lassen sich wieder die Beziehungen für Ströme, Leistungen und Leistungsfaktor berechnen, die in [Tabelle 2.9](#) zusammengestellt sind. In [Abb. 2.100](#) sind die Leistungsfaktoren λ der halbgesteuerten B2H- und der vollgesteuerten B2-Schaltung gegenübergestellt. Im gesamten Steuerbereich wird eine beträchtliche Verbesserung des Leistungsfaktors erreicht. Die netzseitige Blind- und Scheinleistung wird vor allem im unteren Spannungsbereich deutlich reduziert, wie aus [Abb. 2.105](#) und [2.106](#) hervorgeht. Anwendungsbereiche für halbgesteuerte Zweipuls-Schaltungen großer Leistung sind elektrische Triebfahrzeuge, bei denen der Einphasen-Wechselstrom der Fahrleitung zur Speisung der Fahrmotoren gleichgerichtet wird (Kap. 11.1). Dabei wird meist auf Nutzbremmung (Wechselrichterbetrieb) verzichtet; man strebt jedoch einen hohen Leistungsfaktor an. Vorteilhaft bei der B2HZ-Schaltung ist, daß bei Unterbrechungen des Einspeisekreises („Stromabnehmerspringen“) der Gleichstromkreis immer einen Freilaufzweig aufweist. Neben der B2HZ-Schaltung sind dafür weitere Schaltungs-Varianten ausgeführt worden, die anschließend behandelt werden.



a) kathodenseitig einpolig halbgesteuert (B2HK)

b) zweipaar gesteuert (B2HZ)

Abb. 2.99: Halbgesteuerte zweipulsige Brückenschaltungen (Schaltung, Zeitverläufe)

Tabelle 2.9: Beziehungen für die B2H-Schaltung

	B2H $0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$	B2 (zum Vergleich) $0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$
$U_{di0} =$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_s$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_s$
$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} =$	$\frac{1 + \cos \alpha}{2}$ (= 1, 0 ... 0)	$\cos \alpha$ (= 1, 0 ... -1, 0)
$\delta_{is} =$	$\pi - \alpha$	π
$\frac{I_s}{I_d} = \ddot{u}_T \cdot \frac{I_N}{I_d} =$	$\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}$	1
$\ddot{u}_T \cdot \frac{I_{N(1)}}{I_d} =$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi}$
$g_i =$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \sqrt{\frac{\pi}{\pi - \alpha}}$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi}$
$\lambda =$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{\pi - \alpha}}$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}}$
$\varphi_1 =$	$\frac{\alpha}{2}$	α
$\frac{P_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{1 + \cos \alpha}{2}$	$\cos \alpha$
$\frac{Q_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{\sin \alpha}{2}$	$\sin \alpha$
$\frac{S_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$	1
$\frac{S_N}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}}$

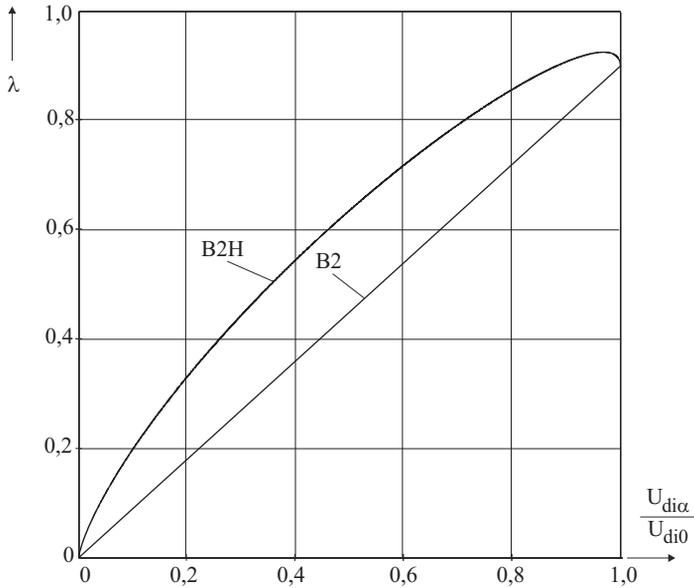


Abb. 2.100: Leistungsfaktor λ der B2- und der B2H-Schaltung

2.9.6 Folgesteuerung von Teilstromrichtern

Eine Erweiterung der Zu- und Gegenschaltung besteht darin, die Ausgangsspannung durch eine Reihenschaltung von Teilstromrichtern zu erzeugen, die *alle steuerbar* sind und *nacheinander angesteuert* werden. Diese als *Folgesteuerung* bezeichnete Betriebsart erfordert Stromrichter mit Freilaufeigenschaften. In Abb. 2.101 ist eine Schaltung mit zwei zweigpaargesteuerten Zweipuls-Brückenschaltungen (2B2HZS) dargestellt, die für die elektrische Traktion eingesetzt wird (Kap. 11.1).

Die Ausgangsspannung u_d ergibt sich aus der Summe der Teilspannungen der beiden Brücken:

$$u_d(t) = u_{dI}(t) + u_{dII}(t) \tag{2.262}$$

Mit $U_{di0} = 2 \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_s$ ergibt sich allgemein:

$$U_{di\alpha} = \frac{U_{di0}}{2} \cdot \left(\frac{1 + \cos \alpha_I}{2} + \frac{1 + \cos \alpha_{II}}{2} \right) \tag{2.263}$$

$$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} = \frac{1}{2} + \frac{1}{4} \cdot (\cos \alpha_I + \cos \alpha_{II}) \tag{2.264}$$

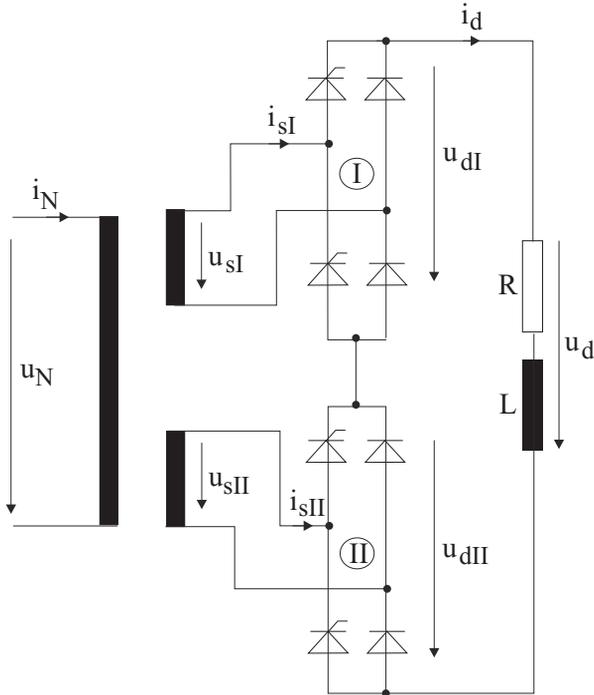


Abb. 2.101: Schaltung für die Folgesteuerung von zwei zweigpaargesteuerten Zweipuls-Brückenschaltungen (2B2HZS)

Für die Steuerung sind *zwei Bereiche* zu unterscheiden (Abb. 2.102):

Bereich I: Im Bereich kleiner Gleichspannung $U_{di\alpha}$ wird zunächst nur die Brücke I angesteuert, während die Brücke II keine Zündimpulse erhält; dies entspricht $\alpha_{II} = 180^\circ$ (Wechselrichtertrittgrenze vernachlässigt). Der Laststrom I_d fließt über den Diodenzweig der Brücke II. Bei $\alpha_I = 0^\circ$ wird die Spannung $U_{di\alpha} = U_{di0}/2$ erreicht.

Bereich II: Für $U_{di\alpha} > U_{di0}/2$ bleibt $\alpha_I = 0^\circ$; es wird nun mit α_{II} gesteuert, bis bei $\alpha_{II} = 0^\circ$ die volle Spannung $U_{di\alpha} = U_{di0}$ erreicht ist. Damit ergibt sich die Steuerkennlinie nach Abb. 2.103.

Anhand von Abb. 2.102 lassen sich die in Tabelle 2.10 aufgeführten Beziehungen für die Folgesteuerung ableiten.

In Abb. 2.104 sind die Leistungsfaktoren λ der drei behandelten B2-Schaltungen gegenübergestellt. Der Vorteil der blindleistungsarmen Schaltungen, besonders der Folgesteuerung, wird deutlich.

Daß die Bezeichnung „blindleistungsarm“ bzw. „blindleistungssparend“ berechtigt ist, geht aus der Gegenüberstellung der relativen Netzblindleistung in Abb. 2.105 hervor.

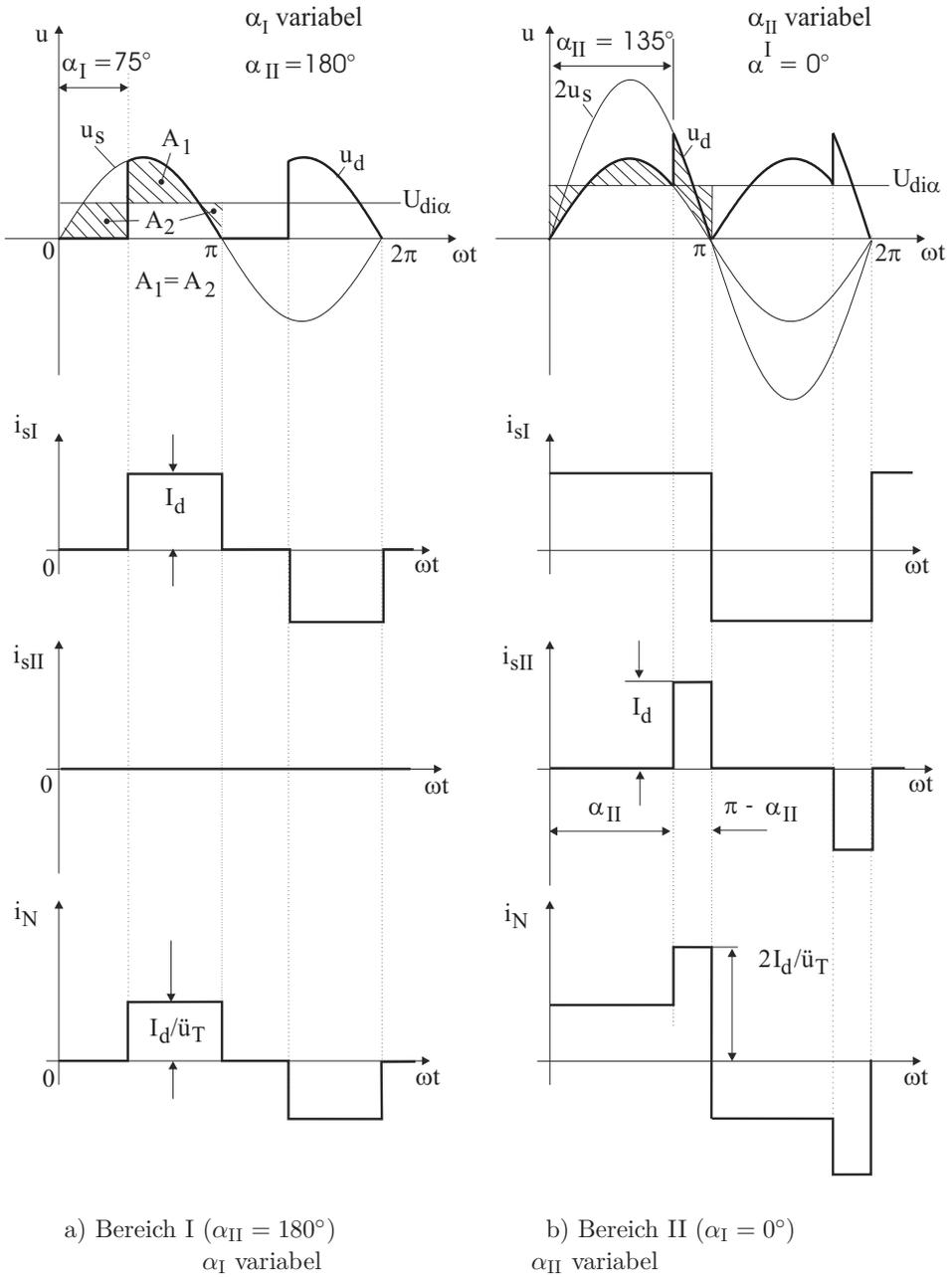


Abb. 2.102: Spannungen und Ströme bei der Folgesteuerung (2B2HVS)

Tabelle 2.10: Beziehungen für die Folgesteuerung (2B2HZS)

	Bereich I (\cong B2H) $0^\circ \leq \alpha_I \leq 180^\circ$ $\alpha_{II} = 180^\circ$	Bereich II $\alpha_I = 0$ $0^\circ \leq \alpha_{II} \leq 180^\circ$
$U_{di0} =$	$\frac{4\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_s$	$\frac{4\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_s$
$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} =$	$\frac{1 + \cos \alpha_I}{4}$ (= 0...0,5)	$\frac{3 + \cos \alpha_{II}}{4}$ (= 0,5...1,0)
$\ddot{u}_T \cdot \frac{I_N}{I_d} =$	$\sqrt{1 - \frac{\alpha_I}{\pi}}$	$\sqrt{4 - \frac{3\alpha_{II}}{\pi}}$
$\lambda =$	$\frac{4}{\pi} \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} \cdot \sqrt{\frac{2\pi}{\pi - \alpha_I}}$	$\frac{4}{\pi} \cdot \frac{U_{di\alpha}}{U_{di0}} \cdot \sqrt{\frac{2\pi}{4\pi - 3\alpha_{II}}}$
$\frac{P_{N(1)}}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{1 + \cos \alpha_I}{4}$	$\frac{3 + \cos \alpha_{II}}{4}$
$\frac{S_N}{U_{di0} \cdot I_d} =$	$\frac{\pi}{4} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\alpha_I}{2\pi}}$	$\frac{\pi}{4} \cdot \sqrt{2 - \frac{3\alpha_{II}}{2\pi}}$

Abschließend ist für die drei behandelten B2-Schaltungen in [Abb. 2.106](#) die relative Scheinleistung dargestellt, mit der das speisende Netz belastet wird.

In allen Diagrammen hat die Folgesteuerung die günstigsten Ergebnisse. Nachteilig bei der Folgesteuerung ist der erhöhte Schaltungsaufwand.

Abwandlungen dieser Grundvariante werden in Kap. 11.1 dargestellt.

Hinweis: Alle Rechnungen und Diagramme gelten unter den zu Anfang des Kapitels getroffenen Voraussetzungen (ideale Glättung; Kommutierung, Wechselrichtertrittgrenze sowie Trafo- und Stromrichter-Verluste vernachlässigt). Bei Berücksichtigung dieser Einflüsse werden sich die Ergebnisse unter Umständen merklich ändern; Transformator und Stromrichter müssen entsprechend dimensioniert werden.

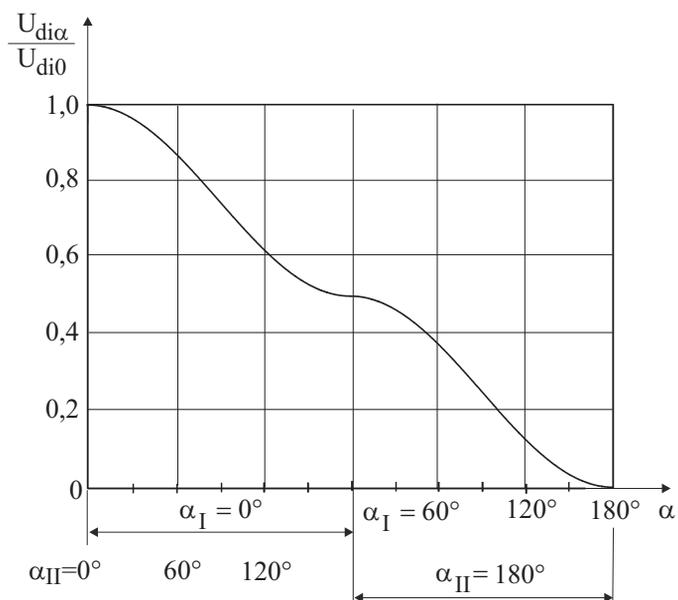


Abb. 2.103: Steuerkennlinie der Folgesteuerung (2B2HZS)

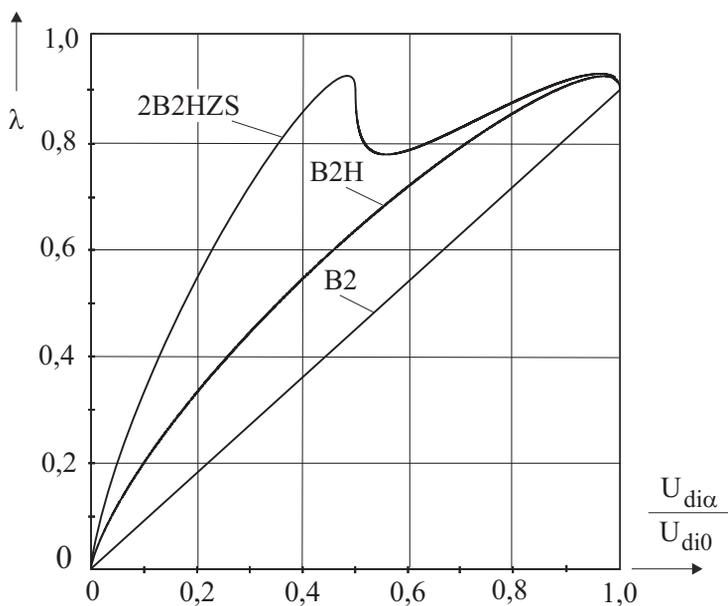


Abb. 2.104: Leistungsfaktor λ der verschiedenen B2-Schaltungen

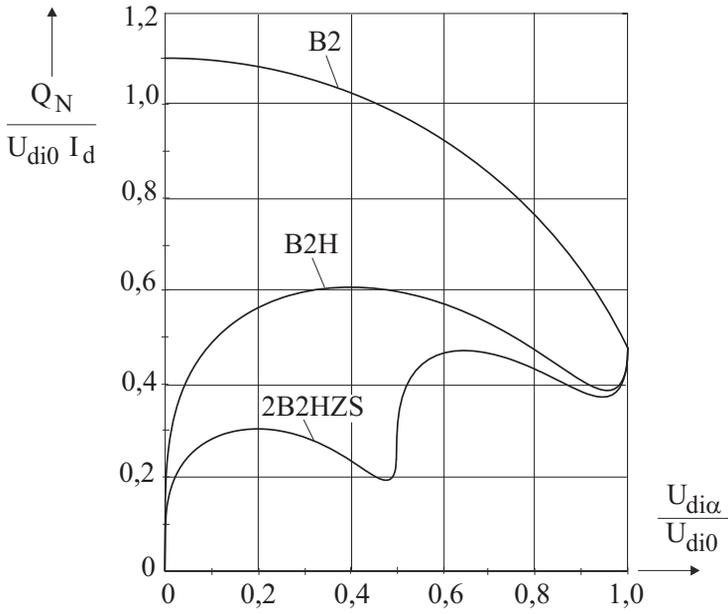


Abb. 2.105: Blindleistung Q_N der verschiedenen B2-Schaltungen

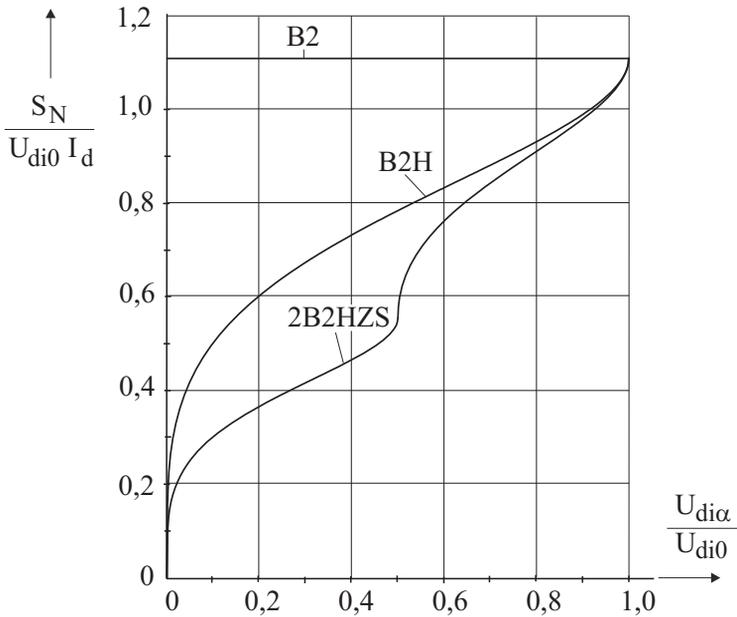
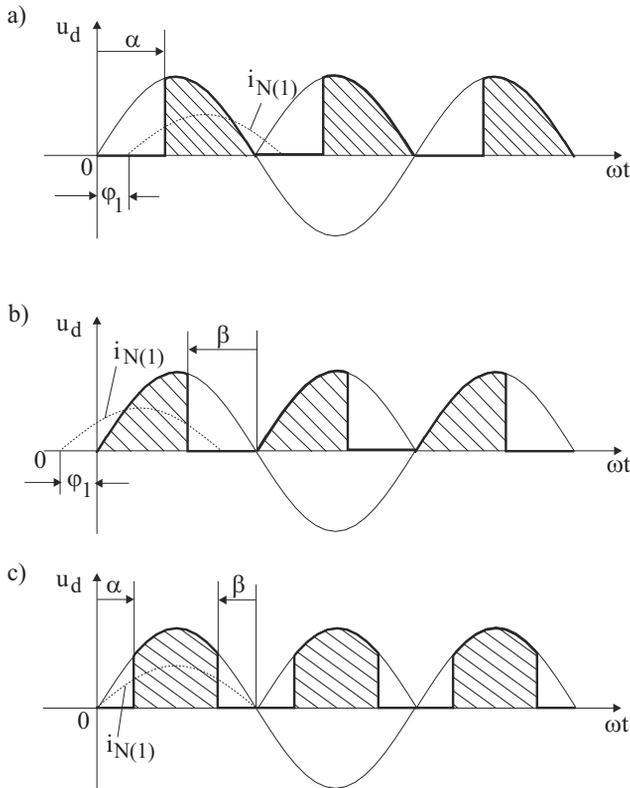


Abb. 2.106: Scheinleistung S_N der verschiedenen B2-Schaltungen

2.9.7 Sektorsteuerung

Neben den bisher behandelten blindleistungssparenden Schaltungen mit Anchnittsteuerung ist noch ein weiteres Verfahren anwendbar, um die Verschiebungs-Blindleistung zu reduzieren. Dies ist die Sektorsteuerung, deren Prinzip in Abb. 2.107 dargestellt ist. Weitergehende Verbesserungen des Leistungsfaktors erfordern den Übergang zu selbstgeführten Stromrichter (Zwangskommütierung statt netzgeführter Kommütierung). In der Vergangenheit wurden hier einige Schaltungsvarianten mit Löschkondensatoren entwickelt, welche eine einmalige, vorzeitige Kommütierung pro Netzhalbperiode ermöglichen; sogenannte Abschnittsteuerung (Steuerwinkel β). Die löschbare, unsymmetrische Brückenschaltung (LUB) ist die bekannteste Schaltung dieser Art [1292, 1293, 1310, 1311].



($i_{N(1)}$ = Netzstrom-Grundschwingung)

- a) Anchnittsteuerung (Steuerwinkel α)
- b) Abschnittsteuerung (Steuerwinkel β)
- c) An- und Abschnittsteuerung

Abb. 2.107: Prinzip der Sektorsteuerung (ohmsche Last)

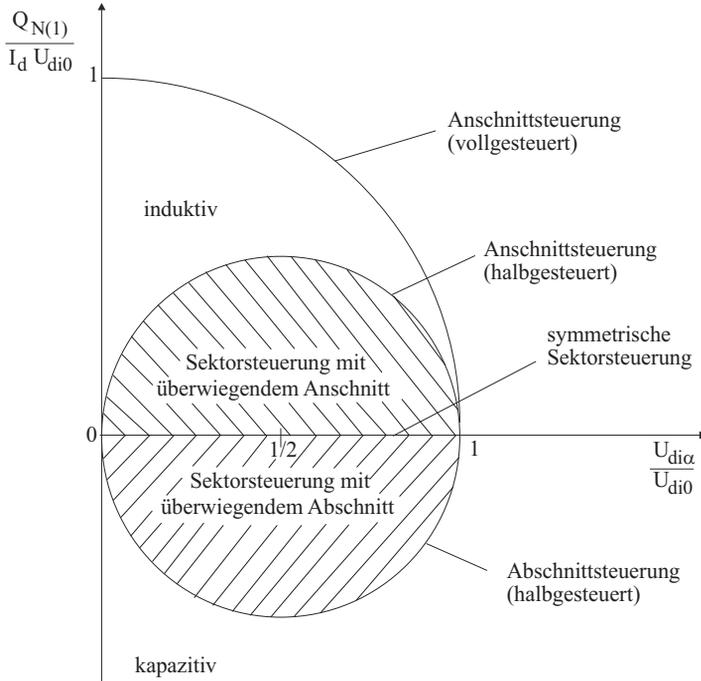


Abb. 2.108: Verschiebungs-Blindleistung $Q_{N(1)}$ des Netzes bei den verschiedenen Steuerungsverfahren (ideale Glättung)

In [Abb. 2.107](#) ist die Gleichspannung u_d einer zweipulsigen Brückenschaltung und die Netzstrom-Grundschiwingung $i_{N(1)}$ dargestellt (vereinfachend wurde ohmsche Last angenommen).

Bei normaler *Abschnittsteuerung* mit dem Steuerwinkel α wird die Stromgrundschiwingung $i_{N(1)}$ um den Phasenwinkel φ_1 nachteilig verschoben (vergl. [Abb. 2.107a](#)). Der Stromrichter belastet das Netz mit induktiver Blindleistung $Q_{N(1)}$.

Bei *Abschnittsteuerung* mit dem Steuerwinkel β (beginnend vom Ende der Spannungshalbschwingung) ergibt sich für $i_{N(1)}$ eine voreilende Phasenverschiebung ([Abb. 2.107b](#)); dadurch wird das Netz kapazitiv belastet. Dieses Verfahren ist jedoch mit natürlicher Kommutierung bei netzgeführten Stromrichtern nicht durchzuführen, da hier eine *Zwangskommutierung* vorgenommen werden muß. (Schaltungen mit Zwangskommutierung werden ausführlich in Kap. 6 – 8 behandelt; hier soll nur das Prinzip gezeigt werden).

Beide Verfahren lassen sich kombinieren; man erhält dann die *An- und Abschnittsteuerung* (*Sektorsteuerung*) nach [Abb. 2.107c](#). Wenn α und β gleich groß sind, bleibt die Grundschiwingung $i_{N(1)}$ in Phase mit der Netzspannung ($\varphi_1 = 0^\circ$).

[Abbildung 2.108](#) zeigt den mit den verschiedenen Steuerungsverfahren erreichbaren Bereich der Verschiebungs-Blindleistung $Q_{N(1)}$. Bei Abschnittsteuerung mit halbgesteuerten Schaltungen wird ein Halbkreis im Bereich induktiver Blindlei-

tung durchlaufen; bei Abschnittsteuerung entsprechend ein Halbkreis im Bereich kapazitiver Blindleistung. Mit Sektorsteuerung können beliebige Betriebspunkte im gesamten schraffierten Bereich eingestellt werden. Der Verschiebungsfaktor $\cos \varphi_1$ der Grundschwingung kann somit induktiv, 1 oder kapazitiv eingestellt werden. Es ist jedoch zu beachten, daß wegen des nichtsinusförmigen Netzstromes immer Verzerrungs-Blindleistung auftritt. Somit liegt der Leistungsfaktor λ immer noch bei Werten deutlich kleiner als 0,9. In den letzten Jahrzehnten haben sich auch für einphasige Bahnnetze eindeutig (selbstgeführte) Vierquadrantensteller (4QS) durchgesetzt.

3 Direktumrichter

Aus Kapitel 2.8 ist bekannt, daß netzgeführte *Umkehrstromrichter* beide Spannungsrichtungen bei beiden Stromrichtungen auf der Ausgangsseite erzeugen können; d.h. Umkehrstromrichter sind Vier-Quadrant-Stellglieder (Abb. 3.1).

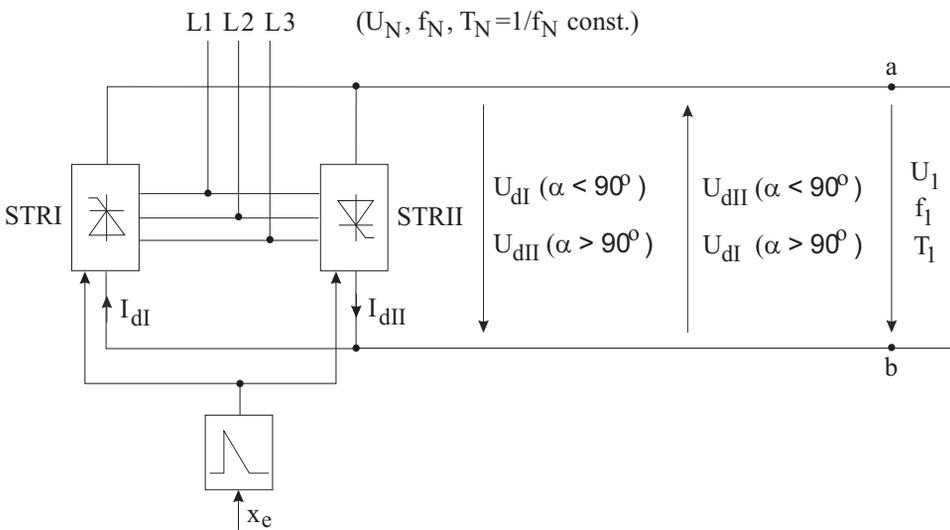


Abb. 3.1: *Umkehrstromrichter (Vier-Quadrant-Stellglied)*

Wenn durch eine entsprechende Steuerung beispielsweise der Stromrichter STR I die positive Stromhalbschwingung und damit der Stromrichter STR II die negative Stromhalbschwingung übernimmt, dann ist an den Ausgangsklemmen a–b ein Wechselstrom verfügbar. Durch periodische Steuerung des Umkehrstromrichters können somit beide Spannungsrichtungen bei beliebiger Stromrichtung bzw. beide Stromrichtungen bei beliebiger Spannungsrichtung realisiert werden, d.h. der Umkehrstromrichter kann durch eine geeignete Steuerung als einphasiger Umrichter mit einer eingepprägten Wechselspannung oder einem eingepprägten Wechselstrom betrieben werden. Da es sich hier um einen Umrichter ohne Zwischenkreis (d.h. ohne Energiespeicher) handelt, spricht man von einem *Direktumrichter*.

Man kann grundsätzlich zwei Typen des Direktumrichters unterscheiden, welche sich im Steuerverfahren unterscheiden:

1. den *Trapezumrichter*,
2. den *Steuerumrichter*.

3.1 Trapezumrichter

3.1.1 Einphasiger Trapezumrichter

Grundsätzlich kann beispielsweise der Stromrichter STR I bzw. der Stromrichter STR II während der jeweiligen Stromführungsdauer — bis auf die Umsteuerperioden — voll angesteuert werden. Die Periodendauer T_1 der Ausgangs-Wechselspannung wird dann von der Anzahl der Brenndauern T_N/p pro Ventil bestimmt. Die Ausgangsspannung ist somit durch die Vollaussteuerung der Ventile vorgegeben und angenähert trapezförmig. Man spricht deshalb von einem *Trapezumrichter* bzw. *Hüllkurvenumrichter* (Abb. 3.2).

Bei einem Trapezumrichter ist daher die Ausgangsfrequenz f_1 nur in festen Stufen verstellbar; die möglichen Ausgangsfrequenzen f_1 ergeben sich aus:

$$\frac{1}{f_1} = T_1 = T_N + 2 \cdot (n - 1) \cdot \frac{T_N}{p} \quad (3.1)$$

mit p = Pulszahl des Stromrichters

T_N = Periodendauer der Netzspannung U_N

T_1 = Periodendauer der Ausgangsspannung U_1

$n = 1, 2, 3, \dots$ = Zahl der Spannungskuppen pro Halbperiode $T_1/2$

Der Faktor 2 ist notwendig, um eine Ausgangs-Wechselspannung U_1 ohne Gleichanteil zu erhalten.

Durch Umformen von Gl. (3.1) ergibt sich:

$$\frac{T_1}{T_N} = 1 + \frac{2 \cdot (n - 1)}{p} = 1, \left(1 + \frac{2}{p}\right), \left(1 + \frac{4}{p}\right), \left(1 + \frac{6}{p}\right), \dots \quad (3.2)$$

$$\frac{f_1}{f_N} = \frac{p}{p + 2 \cdot (n - 1)} \quad (\text{mit } n = 1, 2, 3, \dots) \quad (3.3)$$

Beispiel für $p = 6$:

$$\frac{f_1}{f_N} = \frac{3}{2 + n} = \frac{3}{3}, \frac{3}{4}, \frac{3}{5}, \frac{3}{6}, \frac{3}{7}, \dots$$

Mit einem Trapezumrichter können also nur *diskrete Frequenzen* $f_1 \leq f_N$ realisiert werden. Außerdem ist die Amplitude der Ausgangs-Wechselspannung fest vorgegeben.

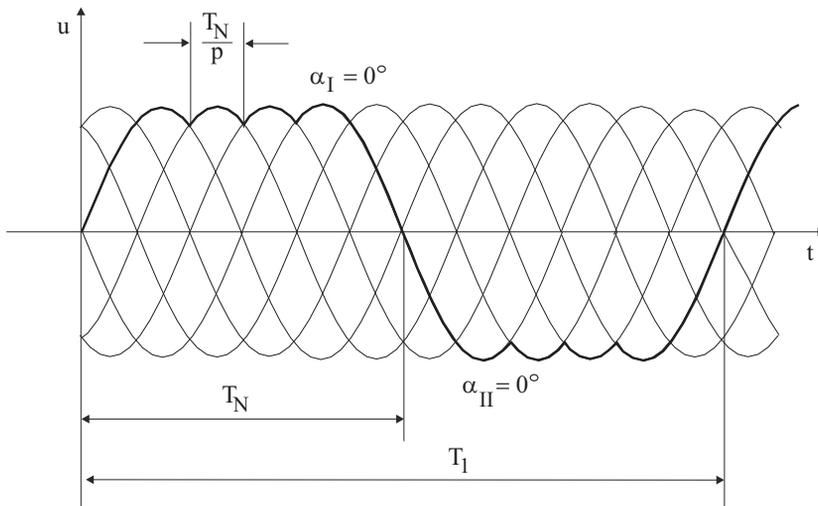


Abb. 3.2: Spannungsverlauf beim Trapezumrichter (Beispiel: $p = 6$, $T_1 = 2 \cdot T_N$, $n = 4$)

3.1.2 Mehrphasiger Trapezumrichter

Es soll beispielsweise ein Dreiphasensystem variabler Frequenz f_1 erzeugt werden. Dies ist mit drei Trapezumrichtern möglich (Abb. 3.3).

Bei einem mehrphasigen Trapezumrichter müssen *drei Bedingungen* eingehalten werden:

1. Die Wechselspannungen in den einzelnen Phasen dürfen keine Gleichanteile enthalten. Dies ist bereits in Gl. (3.1) – (3.3) berücksichtigt.
2. Die einzelnen Umkehrstromrichter müssen zeitversetzt angesteuert werden (z.B. um jeweils $T_1/3$ bei einem dreiphasigen Umrichter).
3. Das Mehrphasensystem soll symmetrisch sein, d.h. die Periodendauer T_1 am Ausgang muß durch die Zahl der Ausgangsphasen teilbar sein. Anschaulich bedeutet dies, daß in jeder Phase die gleiche Anzahl sowohl positiver als auch negativer Spannungskuppen vorhanden sein muß.

Daraus folgt für Trapezumrichter mit mehreren Phasen am Ausgang, daß die Zahl z

$$z = p + 2 \cdot (n - 1) = p \cdot \frac{T_1}{T_N} = p \cdot \frac{f_N}{f_1} \tag{3.4}$$

ein ganzzahliges Vielfaches der Phasenzahl m des Ausgangssystems sein muß. Die Zahl der realisierbaren diskreten Frequenzen reduziert sich somit noch einmal.

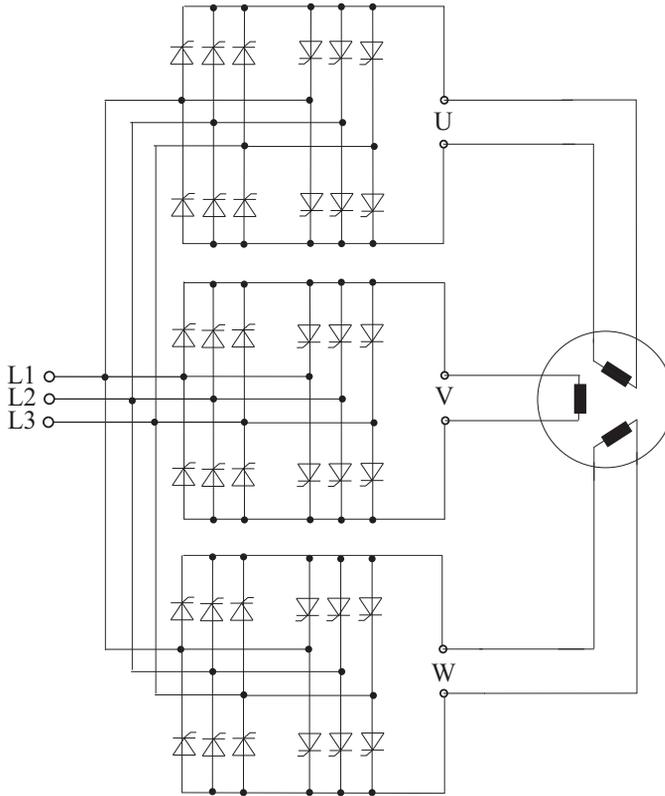


Abb. 3.3: Leistungsteil eines dreiphasigen Direktumrichters mit Drehstrommaschine (Prinzip-Schaltung)

Beispiel für $m = 3$ und $p = 6$:

$$z = 6, 12, 18, 24, \dots \quad (\text{d.h. } n = 1, 4, 7, 10, \dots)$$

$$\frac{f_1}{f_N} = 1, \frac{1}{2}, \frac{1}{3}, \frac{1}{4}, \frac{1}{5}, \dots$$

Diese Art der Ansteuerung ist somit nur für Verbraucher mit diskret einstellbaren Ausgangsfrequenzen und Ausgangsspannungen einsetzbar.

3.1.3 Frequenzelastischer Trapezumrichter

Mehr Spielraum für die einstellbare Ausgangsfrequenz f_1 ergibt sich beim sogenannten *frequenzelastischen Trapezumrichter*. Hier wird die Spannungsumkehr nicht auf den Verlauf einer Phasenspannung beschränkt, sondern durch eine vorübergehende Änderung der Steuerwinkel α_I bzw. α_{II} während der Umkehr der Ausgangsspannung eine oder mehrere Zwischenkommutierungen vorgenommen (Abb. 3.4).

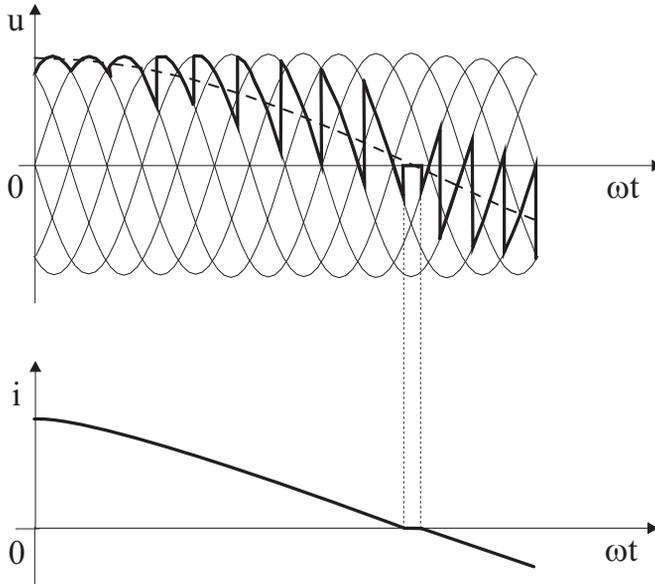


Abb. 3.4: Zwischenkommutierung beim frequenzelastischen Trapezumrichter

Der frequenzelastische Trapezumrichter kann vorteilhaft insbesondere im Feldschwächbereich von Antrieben genutzt werden, da im Feldschwächbetrieb die Ausgangsspannung praktisch konstant und maximal ist.

Dies bedeutet, daß der Direktumrichter im Ankerstellbereich als Steuerumrichter, im Feldschwächbereich dagegen als frequenzelastischer Trapezumrichter betrieben werden kann.

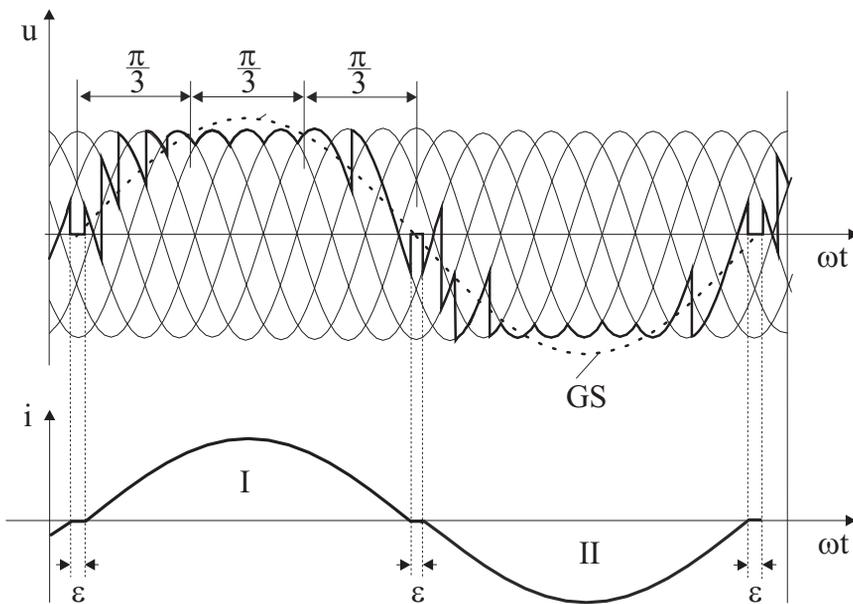
Der Trapezumrichter besitzt eine Grenze bezüglich der *Steuerbarkeit*. Um die Steuerbarkeit zu erhalten, darf jeweils nur eine der drei Trapezumrichter-Spannungen in der Begrenzung sein. Diese Bedingung wird eingehalten, wenn die Stromrichter nicht länger als $T_1/3$ pro Halbperiode an der Begrenzung angesteuert werden.

Während beim Trapezumrichter mit Vollaussteuerung nur Frequenzen deutlich unterhalb der Frequenz des versorgenden Netzes realisiert werden können, sind beim frequenzelastischen Umrichter auch variable Ansteuerwinkel zugelas-

sen. Damit ergibt sich die Möglichkeit, auch diskrete Frequenzen in der Nähe und oberhalb der Frequenz des versorgenden Netzes zu realisieren. Die in Band 2 dieser Buchreihe [58–60] dargestellten Beschreibungsfunktionen für Umkehrstromrichter waren ein erster Hinweis auf diese Option. Allerdings ist diese Möglichkeit der Erweiterung des Frequenzbereichs von Trapezumrichtern inzwischen nur mehr eine historische Variante.

3.2 Steuerumrichter

Der *Steuerumrichter* ist ein Direktumrichter, bei dem die Steuerwinkel im gesamten Steuerwinkelbereich frei einstellbar sind, d.h. die Beschränkung auf die feste Vorgabe der Zündwinkel (Vollaussteuerung) wird aufgegeben. Es sind beliebige Steuerwinkelfolgen und damit auch beliebige Folgen von Brenndauern $\delta < T_N/p$ möglich. Auf diese Weise entfällt die Beschränkung auf diskrete Frequenzen f_1 ;



$$f_1 \approx 0,3 f_N$$

ε : Strompause beim Stromnulldurchgang

GS: Grundschwingung der Ausgangsspannung

Abb. 3.5: Spannungs- und Stromverlauf beim Steuerumrichter bei Last mit $\cos \varphi_1 = 1$ (z.B. Synchronmaschine) und Verwendung von kreisstromfreien Umkehrstromrichtern