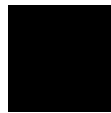


kassel  
university



press

**Topologische Untersuchungen zur Anwendung von  
tief/-hochsetzenden Stellern für Wechselrichter**

Johanna Myrzik

Dissertation zur Erlangung des Grades eines Doktor-Ingenieurs (Dr. ing.) im Fachgebiet Elektrotechnik der Universität Gesamthochschule Kassel

Erster Gutachter: Prof. Dr. Ing. Werner Kleinkauf

Zweiter Gutachter: Prof. Dr. Ing. habil. Peter Zacharias

Tag der mündlichen Prüfung: 26. Mai 2000

Die Deutsche Bibliothek - CIP-Einheitsaufnahme

**Myrzik, Johanna**

Topologische Untersuchungen zur Anwendung von tief-/hochsetzenden Stellern für Wechselrichter /

Johanna Myrzik. - Kassel :

kassel univ. press, 2001.

Zugl.: Kassel, Univ., Diss. 2000

ISBN 3-933146-62-3

© 2001, kassel university press GmbH, Kassel

Das Werk einschließlich aller seiner Teile ist urheberrechtlich geschützt. Jede Verwertung außerhalb der engen Grenzen des Urheberrechtsschutzgesetzes ist ohne Zustimmung des Verlags unzulässig und strafbar. Das gilt insbesondere für Vervielfältigungen, Übersetzungen, Mikroverfilmungen und die Einspeicherung und Verarbeitung in elektronischen Systemen.

Umschlaggestaltung: 5 Büro für Gestaltung, Kassel

Druck und Verarbeitung: Zentraldruckerei der Universität Gesamthochschule Kassel

Printed in Germany

## Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftliche Mitarbeiterin am Fachgebiet für elektrische Energieversorgungstechnik, Fachbereich Elektrotechnik der Universität Gesamthochschule Kassel.

Mein besonderer Dank gilt dem Leiter des Fachgebietes Herrn Prof. Dr.- Ing. W. Kleinkauf. Seine wertvollen Hinweise und Anregungen trugen wesentlich zum Gelingen dieser Arbeit bei.

Herrn Dr.- Ing. habil. P. Zacharias danke ich besonders für sein reges Interesse an dieser Arbeit, für seine wertvollen Anregungen und Diskussionen sowie für die Übernahme des zweiten Gutachtens.

Allen Mitarbeitern und Studenten des Fachgebietes sowie zahlreichen Mitarbeitern des Institut für solare Energieversorgungstechnik e.V., Kassel möchte ich für ihre vielfältige Unterstützung danken, mit der sie zum Gelingen der Arbeit beigetragen haben. Besonders dankend hervorheben möchte ich Herrn Dr.- Ing. B. Burger, Herrn Dipl. Ing. A. Engler, Herrn Dipl.- Ing. A. Waldschmidt, Frau Dipl.- Ing. M. Calais und Frau Dipl.- Ing. R. Hannemann.

Schließlich bedanke ich mich bei meiner Familie und bei meinem Freundeskreis und allen, die auf ihre Art und Weise zum Gelingen dieser Promotionsarbeit mit beigetragen haben.

Kassel, im April 2000

Johanna Myrzik

<b>1 Einleitung .....</b>	<b>5</b>
1.1 Modulare Systemtechnik in der photovoltaischen Energieversorgungstechnik.....	6
1.2 Wechselrichter für Solaranlagen - Stand der Technik.....	7
1.3 Aufgabenstellung und Vorgehensweise.....	10
<b>2 Topologische Entwicklung von Stromrichtersystemen.....</b>	<b>12</b>
2.1 Prinzipielle Funktionsweise eines Gleichstromstellers.....	12
2.2 Entwicklung von Gleichstromstellertopologien.....	14
2.2.1 Generierung und Klassifizierung von Gleichstromstellern aus einer Schaltzelle.....	14
2.2.2 Generierung und Klassifizierung von Gleichstromstellern mit netzwerktheoretischen Ansätzen.....	19
2.2.3 Diskussion vorhandener Ansätze und Definition einer auf den Entwickler bezogenen Klassifizierung der Grundtopologien.....	22
2.2.4 Einfügen eines Transformators.....	27
2.3 Entwicklung und prinzipielle Funktionsweise eines Wechselrichters.....	29
2.3.1 Zwei- und Vierquadrantenbetrieb.....	29
2.3.2 Überblick über die Theorie des Wechselrichters.....	31
2.3.3 Generierung von Wechselrichtertopologien mit Hilfe einer DC-Konverterzelle.....	34
2.4 Wechselrichtertopologien mit tief-/hochsetzender Spannungsübersetzung.....	35
2.4.1 Wechselrichtertopologien ohne Transformator.....	36
2.4.2 Wechselrichtertopologien mit Transformator.....	38
2.4.3 Generierung 3-phasiger Systeme.....	40
2.5 Bewertung und Auswahl der zu untersuchenden Wechselrichtertopologien.....	40
2.6 Zusammenfassung.....	42
<b>3 Verfahren zur Modellbildung von Stromrichtersystemen.....</b>	<b>43</b>
3.1 State-Space-Averaging .....	44
3.1.1 Modell für den kontinuierlichen Betrieb.....	44
3.1.2 Modell für den diskontinuierlichen Betrieb.....	46
3.2 Modellbildung durch Mittelung der Schaltergrößen.....	48
3.2.1 Modell für den kontinuierlichen Betrieb.....	48
3.2.2 Modell für den diskontinuierlichen Betrieb.....	51
3.3 Zusammenfassung.....	54

<b>4 Analyse tief-/hochsetzender DC/DC-Wandler mit stromeinprägendem</b>	
<b>Ausgang</b> .....	<b>55</b>
4.1 Kontinuierlicher Betrieb.....	55
4.1.1 Großsignalverhalten.....	55
4.1.2 Kleinsignalverhalten.....	61
4.2 Diskontinuierlicher Betrieb.....	66
4.2.1 Großsignalverhalten.....	66
4.2.2 Kleinsignalverhalten.....	76
4.3 Gegenüberstellung beider Betriebsarten.....	84
<b>5 Auslegung eines Wechselrichters aus Zeta-Wandlern</b> .....	<b>85</b>
5.1 Wahl der Betriebsart.....	85
5.2 Merkmale des PV-Generators und des Verbrauchernetzes.....	88
5.2.1 Der PV-Generator.....	88
5.2.1 Das Verbrauchernetz.....	91
5.3 Dimensionierungsgleichungen für die Auslegung.....	91
5.3.1 Eingangsfiler.....	91
5.3.2 Speicherdrosseln und Koppelkondensator bei Anwendungen ohne	
HF-Transformator.....	93
5.3.2.1 Speicherdrossel $L_1$ .....	93
5.3.2.2 Koppelkondensator $C_1$ .....	95
5.3.2.2 Speicherdrossel $L_2$ .....	96
5.3.3 Speicherdrosseln und Koppelkondensator bei Anwendungen mit	
HF-Transformator.....	97
5.3.4 Leistungshalbleiter.....	98
5.3.5 Ausgangskondensator $C_2$ .....	102
<b>6 Neuere Komponentenentwicklungen für Stromrichterschaltungen und ihre</b>	
<b>Verlustberechnung</b> .....	<b>103</b>
6.1 Magnetische Bauelemente.....	103
6.1.1 Magnetische Materialien.....	103
6.1.2 Verlustberechnung magnetischer Komponenten.....	106
6.1.3 Auslegung magnetischer Komponenten.....	108
6.2 Leistungshalbleiter.....	110
6.2.1 Leistungsschalter und Leistungsdioden.....	110
6.2.2 Verlustberechnungen.....	115

6.2.2.1 Durchlaßverluste.....	115
6.2.2.2 Schaltverluste.....	115
6.3 Zusammenfassung.....	118
<b>7 Kalkulation ausgewählter Wechselrichtertopologien.....</b>	<b>119</b>
7.1 Rahmenbedingungen und Berechnungsgrundlagen für die Kalkulation.....	119
7.2 Vergleich der verschiedenen Wechselrichtertopologien.....	122
7.3 Verifikation der Kalkulationsergebnisse am realen Wechselrichter.....	127
<b>8 Regelungstechnische Aspekte für einen Wechselrichters aus Zeta-Wandlern.</b>	<b>130</b>
8.1 Einfache Regelungsstruktur für den Inselbetrieb.....	130
8.2 Einfache Regelungsstruktur für den Netzkoppelbetrieb.....	135
<b>9 Zusammenfassung und Ausblick.....</b>	<b>139</b>
<b>10 Verzeichnis der Formelzeichen und Abkürzungen.....</b>	<b>143</b>
<b>11 Literatur.....</b>	<b>147</b>
<b>12 Anhang.....</b>	<b>153</b>
Anhang A.....	153
Anhang AA.....	159
Anhang B.....	160
Anhang C.....	162
Anhang D.....	163
Anhang E.....	165
Anhang F.....	168
Anhang G.....	169
Anhang H.....	170
Anhang I.....	172

## 1 Einleitung

Stromrichter bzw. Stromrichtersysteme, die durch Varianz des Tastverhältnisses die Ausgangsspannung in bezug auf die Eingangsspannung sowohl tief- als auch hochsetzen können, decken ein sehr vielseitiges Anwendungsfeld ab. Sie finden Einsatz z. B. in Computersystemen, in Bordstromversorgungen, als Schaltnetzteile, in bidirektionalen Batterieanwendungen und USV-Anlagen. In besonderem Maße halten Stromrichter mit tief-/hochsetzender Spannungsübersetzung auch Einzug in die Energieaufbereitung von Systemen zur Nutzung regenerativer Energien. Noch bis Anfang der 90er Jahre wurde z.B. bei photovoltaischen Generatoren erzeugte elektrische Energie großflächig gesammelt und über einen zentralen Stromrichter an den Verbraucher (einzelne Verbraucher, Inselnetz oder öffentliches Netz) angepaßt. Die Gesamtspannung eines solchen Generators liegt in den meisten Fällen oberhalb der erforderlichen Verbraucherspannung (z.B. Netzspannung), so daß gewöhnliche netz- oder selbstgeführte Wechselrichter mit tiefsetzenden Spannungsübersetzungsverhältnis zur Anpassung genügten. Seit Mitte der 90er verfolgt man zunehmend die Strategie modular aufgebauter Versorgungssysteme. Hier werden, wie in Kapitel 1.1 noch dargestellt wird, viele regenerative Energiequellen kleiner Leistung im Verbrauchernetz parallel geschaltet. Dies hat aber zur Folge, daß die Generatorspannung, z. B. des Photovoltaikgenerators (PV-Generator) oder der Pufferbatterie, kleiner ist als die erforderliche Verbraucherspannung. Zur Anpassung an den Verbraucher wird hier nun zusätzlich eine spannungshochsetzende Einheit erforderlich. Am Markt erhältliche Stromrichter verwenden deshalb neben dem selbstgeführten Wechselrichter entweder einen 50 Hz-Transformator oder einen weiteren Stromrichter zur Spannungsanpassung. Nachteilig wirken sich bei diesen Stromrichtersystemen sowohl das hohe Gewicht und Volumen magnetischer Bauelemente als auch Wirkungsgradeinbußen durch einen zweiten Stromrichter aus.

Für das Anwendungsbeispiel „modulare Photovoltaik-Systemtechnik“ sollen daher in dieser Arbeit verschiedene neuartige spannungstief-/hochsetzende Stromrichter-topologien hergeleitet und diskutiert werden, die eine Reduzierung der magnetischen Bauelemente versprechen und ohne zusätzlichen Stromrichter zur Spannungsanpassung auskommen.

## **1.1 Modulare Systemtechnik in der photovoltaischen Energieversorgungstechnik**

In /Kleinkauf, 1991/ /Kleinkauf et al., 1992/ und /Kleinkauf et al, 1996/ wurde die modulare Energieaufbereitungstechnik für PV-Anlagen ausführlich vorgestellt. Der zunehmende Trend hin zur modularen Energiesystemtechnik hat in den letzten Jahren maßgeblich die Entwicklung im Bereich der PV-Wechselrichter mitbestimmt. Die verschiedenen möglichen Systemkonfigurationen zur Anbindung eines PV-Generators an ein Wechselstrom-Versorgungsnetz stellt Abbildung 1.1 dar. In Teilbild A wird die photovoltaisch erzeugte Energie zentral gesammelt und über einen zentralen Stromrichter hoher Leistung ( $>1,5$  kW) in das Netz eingespeist. Die Generatorspannung liegt oberhalb 400V. In den Teilbildern B1, B2 und C sind modular aufgebaute Systeme abgebildet. Die Teilbilder B1 und B2 stellen sogenannte stringorientierte Systemkonfigurationen dar. Hier werden die Solarmodule zu kleineren Leistungseinheiten (300W - 1,5kW) in Reihe als String zusammengeschaltet. Die Generatorspannung liegt mit 90V - 300V....500V (diese Werte beziehen sich auf kristalline Solarmodule) zum Großteil unterhalb der Netzspannung. Durch das Parallelschalten mehrerer solcher Strings auf der Wechselstromseite können höhere Leistungen in das Netz eingespeist werden. Einen stärkeren Modularisationsgrad zeigen die Systeme mit modulintegrierten Wechselrichter im Teilbild C. Da der Wechselrichter hier direkt an das Modul angebracht ist, liegen die Leistungen der einzelnen Energieeinheiten zwischen 50W - 300W und die Generatorausgangsspannung mit 16V - 100V weit unterhalb der Netzspannung. Somit werden in der modular aufgebauten PV-Versorgungstechnik Wechselrichter mit sowohl tiefsetzendem wie auch hochsetzendem Spannungsübertragungsverhalten notwendig.

Die modular aufgebaute PV-Versorgungstechnik bietet folgende Vorteile gegenüber den zentralen Systemen:

- Die Vermeidung von Mismatchingverlusten und Abschattungsverlusten
- Reduzierung der DC-Verkabelung
- Erhöhung der Verfügbarkeit der Anlagen
- Verbesserung der Erweiterbarkeit und Anpassungsfähigkeit durch Modularisierung
- Reduzierung der Kosten
- Vereinfachung des Systemdesigns und der Anlageninstallation

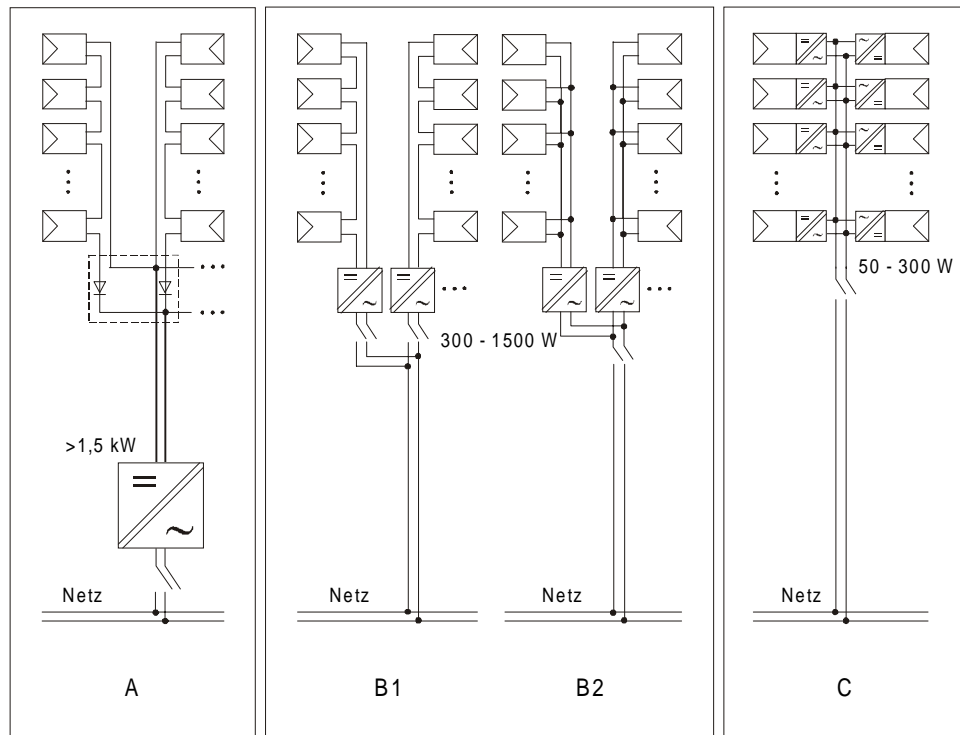


Abbildung 1.1: Strukturen photovoltaischer Energieversorgungssysteme

Das System mit zentralem Wechselrichter weist einen wesentlichen Vorteil gegenüber den modularen Systemen auf. Aufgrund der hohen Leistung kann hier der Wechselrichter sehr kostengünstig und mit hohem Wirkungsgrad realisiert werden. Dennoch, obwohl die Wirkungsgrade von Wechselrichtern kleiner Leistung gewöhnlich etwas niedriger sind als die großer Leistung, erhöht sich durch die Modularisierung der Systemwirkungsgrad um 1% - 3% /Cramer et al., 1997/.

## 1.2 Wechselrichter für Solaranlagen - Stand der Technik

Mit dem vom Bund geförderten 1000 Dächerprogramm 1990 - 1995 wurde eine Reihe von neuen Entwicklungen auf dem Gebiet der Stromrichter- und Anlagentechnik ausgelöst. Gestützt durch den „modulare Systemtechnik“-Gedanken wurden vor allem zahlreiche Wechselrichter für die modulintegrierte und stringorientierte Technik im Leistungsbereich von 130W - 1000W entwickelt. Da die spezifischen Kosten der modulintegrierten Wechselrichter immer noch sehr hoch sind, liegt, um einen sinnvollen Kompromiß zwischen Modularisierung und Kosten zu finden, der Entwicklungsschwerpunkt zunehmend im Bereich der Stringwechselrichter. In Abbildung 1.2 sind die Entwicklungstendenzen der letzten 10 Jahre aufgezeigt. Weitere Daten darüber können auch /Hotopp, 1996/ und /Keller et. al., 1997 / entnommen werden.

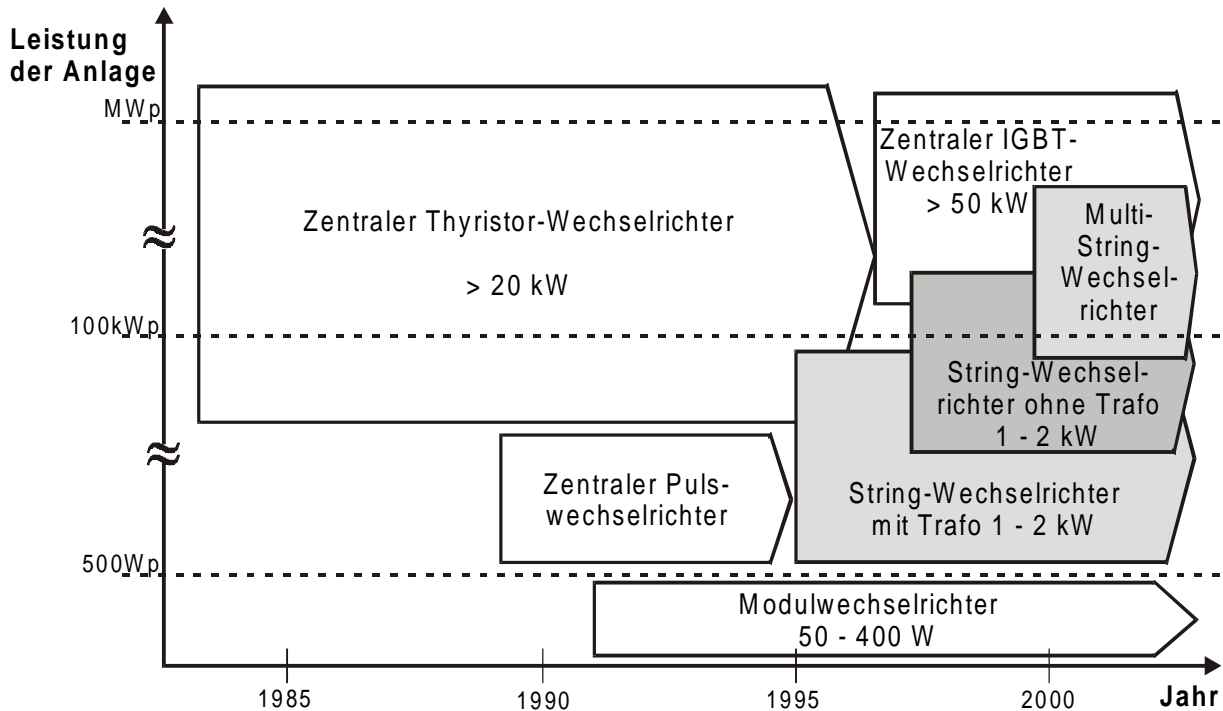
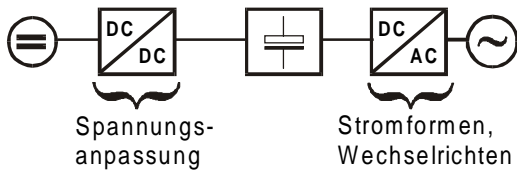


Abbildung 1.2: Entwicklungstendenzen der Photovoltaik-Wechselrichter  
/Greitzer, 1999/

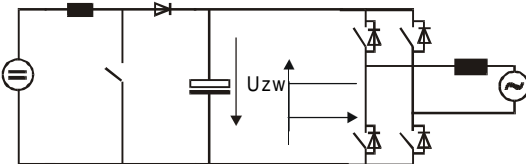
Abbildung 1.3 zeigt die bisher in der modularen Systemtechnik verwendeten Stromrichtertopologien mit ihren einzelnen Funktionseinheiten. Zur Anpassung muß daher eine spannungshochsetzende Funktionseinheit vorhanden sein. Alle Wechselrichtertopologien, die in der modularen Systemtechnik eingesetzt werden, beinhalten folgende Funktionseinheiten: Spannungsanpassung (Tief- und Hochsetzen der Eingangsspannung), Formen des sinusförmigen Stromes und Wechselrichtung oder Polwendung.

Zur weiteren Erhöhung des Wirkungsgrades und zur Kostenreduzierung wurden und werden auch weiterhin transformatorlose Stromrichterkonzepte /Greitzer, 1999/, /Gruß et. al., 1997/ und Stromrichter für den Anschluß neuerer Dünnschichtzellen /Myrzik, Schekulin, 1996/ verfolgt. Ein neues Konzept, der Multi-String-Wechselrichter wurde in /Greitzer, 1999/ vorgestellt. In diesem neuen Konzept werden die einzelnen Strings nicht auf der AC-Seite parallelgeschaltet, sondern über einen DC/DC-Wandler an einen gemeinsamen Zwischenkreis gekoppelt, der über einen zentralen Wechselrichter an das Netz anschließt. Dieses Konzept soll die Vorteile des zentralen Wechselrichters (niedrige Kosten, hoher Wechselrichterwirkungsgrad) mit dem des Stringkonzepts (hoher Systemwirkungsgrad) verbinden.

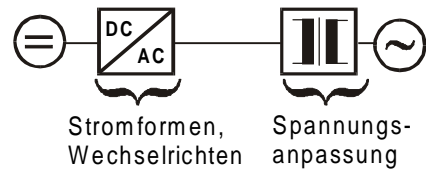
**A: Transformatorloser Wechselrichter mit konstantem DC-Zwischenkreis**



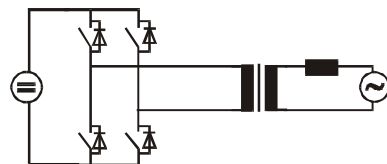
Hochsetzsteller mit Pulswechselrichter



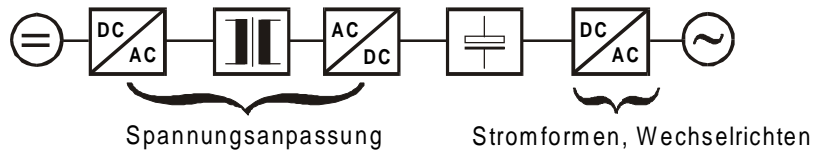
**B: Wechselrichter mit 50 Hz-Transformator**



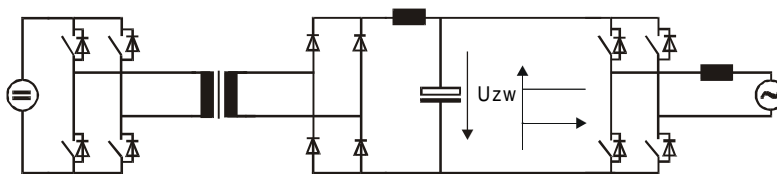
Pulswechselrichter mit 50 Hz-Transformator



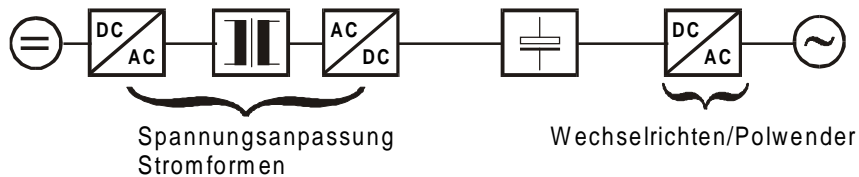
**C: Wechselrichter mit HF-Transformator und konstantem DC-Zwischenkreis**



Z.B. Vollbrückendurchflußwandler mit Pulswechselrichter



**D: Wechselrichter mit HF-Transformator und pulsierendem DC-Zwischenkreis**



Z.B. Sinusmodulierter Vollbrückendurchflußwandler mit Polwender

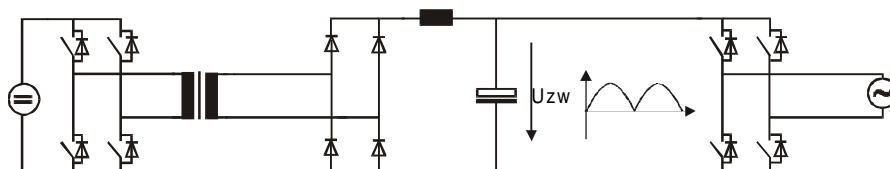
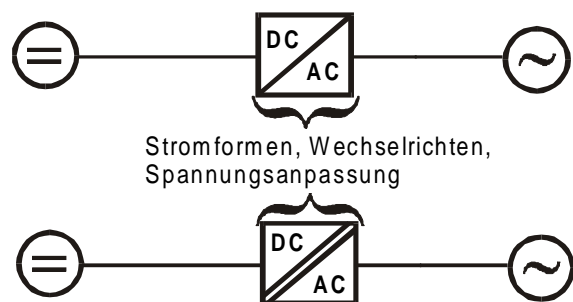


Abbildung 1.3: Gebräuchliche Stromrichtertopologien für die modulare PV-Systemtechnik

### 1.3 Aufgabenstellung und Vorgehensweise

Die Funktionseinheiten der in Abbildung 1.3 dargestellten Stromrichtertopologien, sind durch eine Kettenschaltung miteinander verbunden. Kettenschaltungen wirken sich negativ auf den Wirkungsgrad aus, denn jede einzelne Funktionseinheit hat ihren eigenen Wirkungsgrad, so daß sich der Gesamtwirkungsgrad aus der Multiplikation der Einzelwirkungsgrade ergibt. Häufig beinhalten die Funktionseinheiten zusätzliche Bauelemente, die Volumen und Kosten steigern, z.B. der 50 Hz-Transformator aus Teilbild B der Abbildung 1.3. Daher sollen in dieser Arbeit die Möglichkeiten und Grenzen untersucht werden, die Funktionen Spannungsanpassung, Stromformung und Wechselrichten (Polwendung) nicht durch Kettenschaltungen zu realisieren, sondern durch die Verwendung eines einzelnen geeigneten tief-/hochsetzenden sinusmodulierten DC/DC-Wandlers pro Sinushalbschwingung zu erreichen. Die Abbildung 1.4 stellt das Funktionsprinzip eines solchen Wechselrichters dar.

Die bekanntesten tief-/hochsetzenden DC/DC-Wandler sind der Invers- und der Cuk-



Stromformen, Wechselrichten, Spannungsanpassung

Z.B. Parallel-Reihen-Schaltung aus zwei tief-/hochsetzenden, für eine Halbschwingung sinusmodulierte DC/DC-Wandler

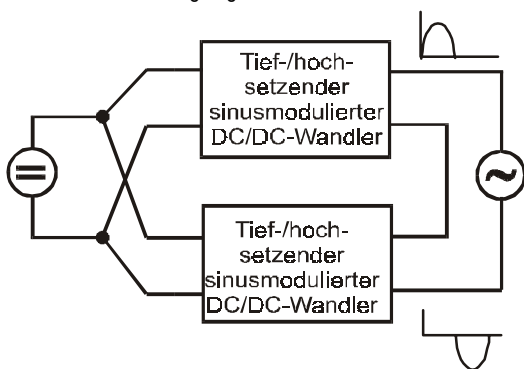


Abbildung 1.4: Ansatz für neue Wechselrichtertopologien mit spannungstief-/hochsetzenden Eigenschaften

Wandler, bzw. Sperr- und Durchflußwandler als potential getrennte Versionen. Es gibt jedoch noch zahlreiche andere DC/DC-Wandler, die ein tief-/hochsetzendes Spannungsübertragungsverhalten besitzen. Um die Menge der tief-/hochsetzenden Wandlertopologien abstecken zu können, werden in dieser Arbeit (Kapitel 2) zuerst die theoretischen Herleitungsmethoden zur Entwicklung neuer Stromrichtertopologien erörtert. Das Festlegen bestimmter Randbedingungen hilft, die gefundenen Topologien auf die Menge der sinnvollen Topologien einzuschränken. Es wird gezeigt, daß der Cuk-, der Zeta- und der D2-Wandler für die in Abbildung 1.4 dargestellte Konfiguration am geeignetesten erscheinen. Da diese

Topologien in der internationalen Literatur bisher nur selten oder gar nicht behandelt

wurden, werden sie im Kapitel 4 ausführlich analysiert und die Dimensionierungsgleichungen für die Verwendung als Wechselrichter werden in Kapitel 5 hergeleitet. Eine anschließende Schaltungskalkulation (Kapitel 7) vergleicht die neuen Wechselrichter mit zwei auf dem Markt erfolgreichen PV-Wechselrichtern bezüglich ihrer Wirkungsgrade, Einsparpotentiale der Bauteilvolumen und ihrer sinnvollen Leistungsbereiche, Möglichkeiten und Grenzen. Eine effiziente Realisierung neuer Topologien ist entscheidend vom Entwicklungsstand der aktiven und passiven Bauelemente abhängig. In einem eigenen Kapitel (Kapitel 6) wird den neueren Entwicklungen magnetischer Materialien und Halbleiter Raum gegeben. Die regelungstechnischen Aspekte dieser neuen Topologien werden in dem Kapitel 8 diskutiert. Die in der Arbeit insgesamt gewählte Vorgehensweise ist in Abbildung 1.5 nochmals als Strukturbild dargestellt.

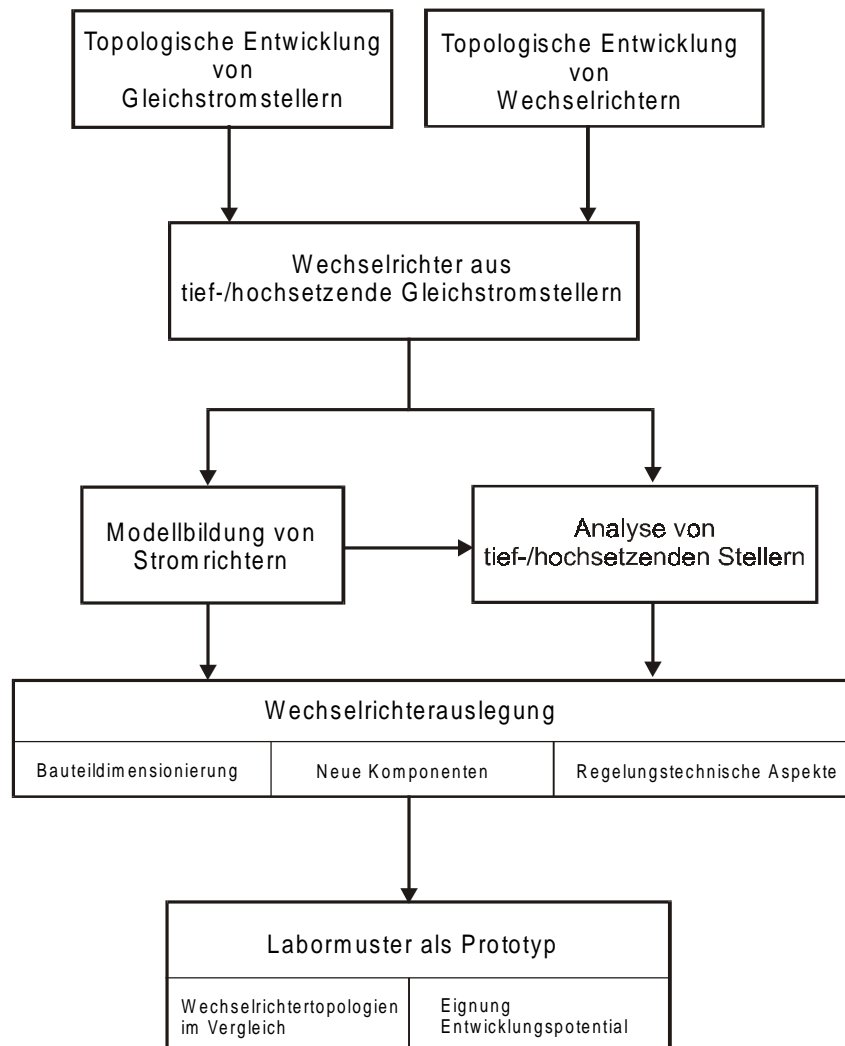


Abbildung 1.5: Vorgehensweise bei der Untersuchung von DC/DC-Topologien zur Bildung von Wechselrichtern

## 2 Topologische Entwicklung von Stromrichtersystemen

In diesem Kapitel wird eine Entwurfsweise beschrieben, die mit Hilfe von DC/DC-Wandler-Einheiten altbekannte und neue Wechselrichtertopologien generieren kann. Da der DC/DC-Wandler die Grundlage für diese Vorgehensweise ist, werden im ersten Teil dieses Kapitels die Entwicklungs- und Generierungsmöglichkeiten von DC/DC-Wandlern, wie sie in der Literatur zu finden sind, aufgezeigt. Es ergeben sich so eine sehr große Menge verschiedenster Topologien. Es werden daher in einem weiteren Schritt Auswahlkriterien festgelegt, die zu einer sinnvollen Menge an Grundtopologien führt, die in eine mehr für den Entwickler geeignete neue Klassifizierung eingeordnet werden. Aus dieser heraus erfolgt dann die Abgrenzung auf eine kleine Menge von Grundtopologien, die zur weiteren Entwicklung der Wechselrichtertopologien für PV-Anwendungen herangezogen werden können.

### 2.1 Prinzipielle Funktionsweise eines Gleichstromstellers

Zur Wandlung von Gleichspannungen bzw. Gleichströmen wird ein mit einer hohen Taktfrequenz (mehrere kHz - mehrere 100 kHz) angesteuerter Leistungshalbleiter S1 in einem Stromkreis geschaltet, wie in Abbildung 2.1a dargestellt ist. Über das Tastverhältnis

$$D = \frac{\text{Einschaltzeit des Schalters}}{\text{Schaltperiode des Schalters}} = \frac{t_{\text{ein}}}{T_s} \quad (2.1)$$

des Schalters S1 kann dann ein Mittelwert der gewünschten Spannung „gestellt“ werden. Die zeitlichen Strom- und Spannungsverläufe an der Last R im Fall Abbildung 2.1a stellen nicht kontinuierlich und zerhackte Verläufe dar. Zur Glättung der „zerhackten“ Spannung bzw. des Stromes können Drosseln und Kondensatoren mit hohem Speichervermögen eingesetzt werden, wie in Abbildung 2.1b (Tiefsetzstellertopologie) gezeigt wird. Es können sich jetzt kontinuierliche Strom- und Spannungsverläufe an der Last einstellen, da die Last während der „Aus“-Phase von S1 über die in den Speicherelementen gespeicherte Energie versorgt wird. Wichtige Voraussetzung dafür ist, daß die sich aus der Schaltfrequenz  $f_s$  ergebende Schaltperiode  $T_s$  wesentlich kleiner ist als die sich aus den verwendeten Speicherelementen ergebende Systemzeitkonstante  $T_{\text{system}}$  des Wandlers. Damit der während der „Ein“-Phase des Leistungsschalters in der Speicherdrossel (in Form von Energie) gespeicherte Strom „freilaufen“ kann, muß ein sogenannter Freilauf über eine

Diode (vgl. Abbildung 2.1b) oder über einem gegentaktig angesteuerten zweiten Leistungsschalter S2 ermöglicht werden. Wie später gezeigt, können ebenso zusätzlich HF-Transformatoren zur weiteren Spannungs- bzw. Stromanpassung verwendet werden.

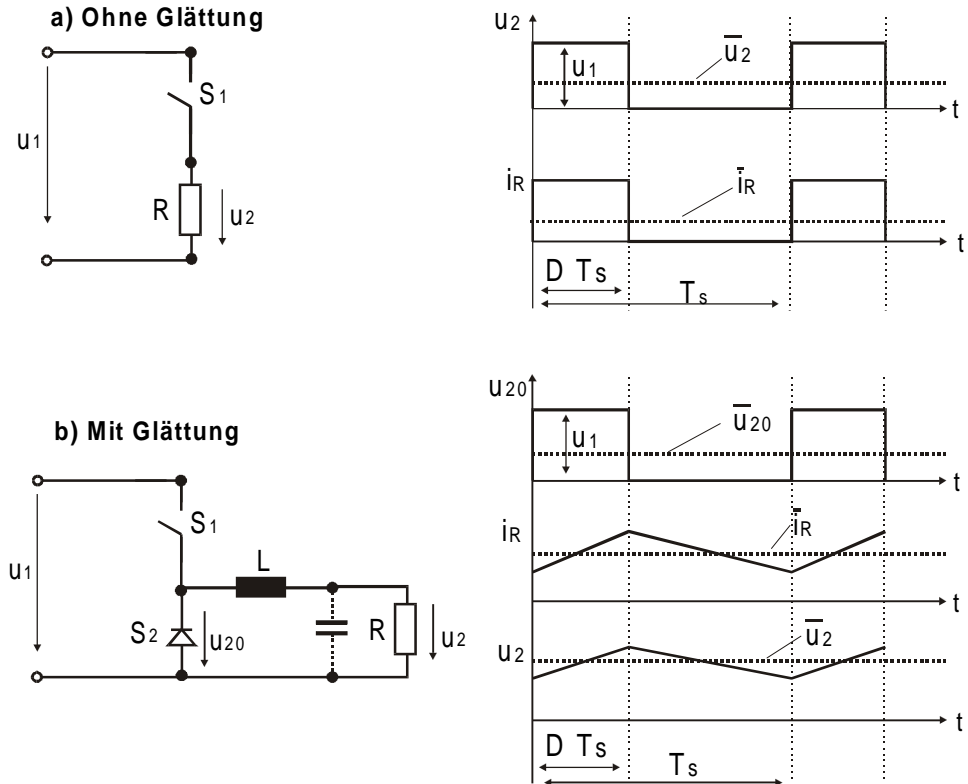


Abbildung 2.1 : Grundprinzip eines Gleichstromstellers

Die prinzipiellen Grundbausteine eines sogenannten DC/DC-Wandlers sind in Abbildung 2.2 dargestellt.

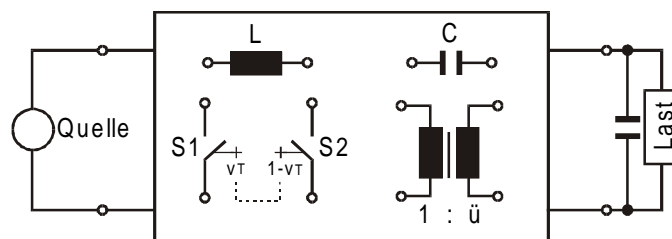


Abbildung 2.2: Komponenten eines DC/DC-Wandlers

Zur Beschreibung der Art und Weise, wie die in Abbildung 2.2 dargestellten Komponenten eines DC/DC-Wandlers zu verschiedenen Topologien angeordnet werden können, werden in der Literatur überwiegend zwei Vorgehensweisen vorgeschlagen:

1. Generierung der Topologien mittels einer sogenannten Schaltzelle
2. Generierung der Topologien mit Hilfe der Netzwerktheorie

Beide Vorgehensweisen versuchen, eine systematische und vollständige Vorschrift zur Generierung und Klassifizierung der DC/DC-Wandler zu entwickeln. Für die Entwicklung der Generierungsvorschriften werden in allen später erwähnten Schriften folgende Ausgangsbedingungen getroffen:

- vernachlässigbare Verluste in allen aktiven und passiven Bauelementen:  
 $P_1 = U_1 I_1 = U_2 I_2 = P_2$
- ideale Quellen
- $T_s \ll T_{\text{system}}$
- Betrachtung von zunächst transformatorlosen Topologien (s. Kapitel 2.2.4 zum Hinzufügen eines Transformators)
- kontinuierlicher Betrieb, d.h. die Speicherelemente sind so groß ausgelegt, daß der dynamische Verlauf des Stromes bzw. der Spannung nicht den Wert Null erreicht.
- Betrachtung nur von „single-ended“ Konvertern (es ist nur ein Freilaufzweig vorhanden)
- als Last wird ein RC-Glied eingeführt (das C wird zur Spannungsglättung verwendet, gehört aber nicht zur eigentlichen Topologie, daher wird es zunächst zur Last zugeordnet)

Auf beide oben genannten Ansätze und ihre Beschreibungsmöglichkeiten der Wandler wird im folgenden näher eingegangen.

## 2.2 Entwicklung von Gleichstromstellertopologien

In den Kapiteln 2.2.1 und 2.2.2 werden zuerst die unterschiedlichen Methoden zur Entwicklung verschiedenster Gleichstromstellertopologien erläutert, die im anschließenden Kapitel 2.2.3 diskutiert und beurteilt werden. Die Ergebnisse fließen in eine für den Entwickler zugeschnittene Definition und Klassifizierung der Grundtopologien ein.

### 2.2.1 Generierung und Klassifizierung von Gleichstromstellertopologien aus einer Schaltzelle

Eine kanonische Schaltzelle (canonical switching cell) wurde erstmals in /Landsman, 1979/ vorgeschlagen. Sie beinhaltet die beiden Speicherelemente L und C und ein Schalterelement, mit dem die beiden Schaltzustände „Speicherphase“ ( $D T_s$ ) und „Freilaufphase“ ( $(1-D)T_s$ ) realisiert werden können.

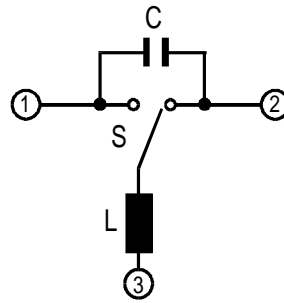
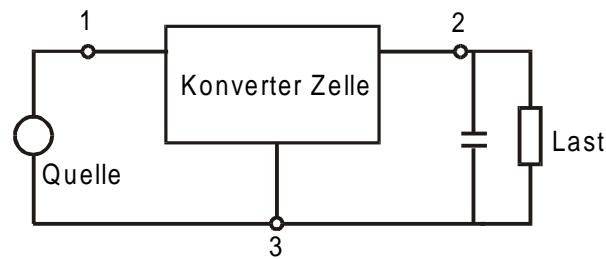


Abbildung 2.3: Dreipolige Schaltzelle nach Landsman

Zur Generierung der Wandlertopologien wird zyklisch immer ein Pol des dreipoligen Netzwerkes auf Masse gelegt, während die beiden anderen Pole den Eingang bzw. Ausgang des Wandlers darstellen. Die Schaltzelle dient als Grundbaustein zur Generierung des Tief-, Hochsetzstellers und des Invers-Wandlers (Topologien s. Abbildung 2.6). Ihre Verwendung ist allerdings auf diese drei Wandlertypen beschränkt. Der in dieser Zeit bereits in /Cuk, Middlebrook, 1977a/ vorgestellte Cuk-Wandler kann mit dieser Zelle nicht entwickelt werden.

Der Begriff der Schaltzelle wird in /Tymerski, 1986/ wieder aufgegriffen und erweitert. Tymerski benutzt auch, wie in Abbildung 2.4 A dargestellt, eine dreipolige Schaltzelle (die er hier „Konverter-Zelle“ nennt), allerdings ohne vorher die Anordnung der einzelnen Elemente innerhalb der Zelle festzulegen. Ebenso wie Landsman legt er durch zyklisches Vertauschen die drei Pole als Eingang, Ausgang oder als Masse fest. Erweiternd dazu nimmt er zu den drei ergebenden Konstellationen auch ihre dualen Konstellationen hinzu, vgl. Abbildung 2.4B, in dem er jeweils Eingang und Ausgang miteinander vertauscht.

**A Konverter-Zelle nach Tymerski**

**B**

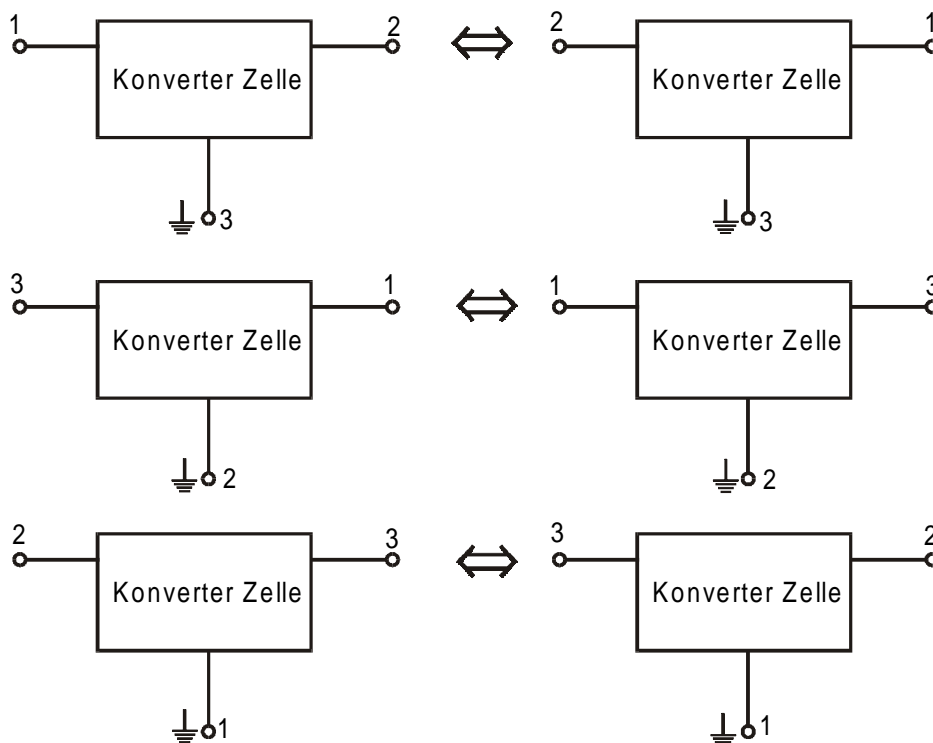
 Zyklisches Vertauschen der Pole  $\Leftrightarrow$  Duale Konverterzelle


Abbildung 2.4: Konverter-Zelle nach Tymerski mit ihren verschiedenen Konstellationen

Die bisher als Blackbox behandelte Konverter-Zelle wird nun mit aktiven und passiven Bauelementen gefüllt. Dazu legt Tymerski die Anzahl der einzelnen Elemente L, C, und der Schalterelement(e) einer Konverter-Zelle fest und ordnet diese in folgende Klassifizierung ein:

Klasse 1: Konverter-Zelle 1. Ordnung (ein Speicherelement) mit zwei alternierend schaltenden Schaltern (siehe Abbildung 2.5A)

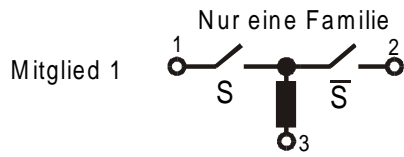
Klasse 2: Konverter-Zelle 1. Ordnung mit zwei alternierend schaltenden Schalterpaaren (siehe Abbildung 2.5B)

Klasse 3: Konverter-Zelle 3. Ordnung (drei Speicherelemente) mit zwei alternierend schaltenden Schaltern (siehe Abbildung 2.5C)

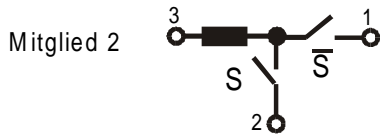
**Klasse 4: Konverter-Zelle 3. Ordnung mit zwei alternierend schaltenden Schalterpaaren (siehe Abbildung 2.5D)**

Die Konverter-Zellen 3. Ordnung (Klassen 3 und 4) bieten zudem noch die Möglichkeit, die topologische Anordnung der Elemente L, C und Schalter zyklisch umzustellen. So können innerhalb der Klassen verschiedene Familien geschaffen werden, vgl. Abbildung 2.5C. Wendet man nun noch die in Abbildung 2.4B dargestellten Konstellationen der drei Pole an, so gehören zu jeder Familie 6 Mitglieder. Mit diesem Konstruktionsschema, welches in Abbildung 2.5 abgebildet ist, gelingt es Tymerski, 14 Wandlerfamilien mit 66 verschiedenen Topologien zu generieren.

**A Klasse 1: ein Energiespeicher, ein Schalterpaar**



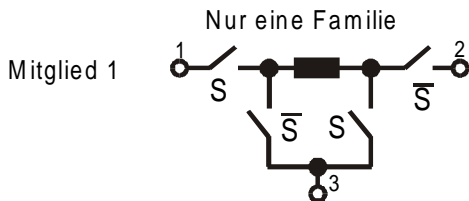
S, zuerst geschalteter Schalter  
 $\bar{S}$ , alternierend geschalteter Schalter



Mitglied 3

- 
- Mitglieder einer Familie durch zyklisches Vertauschen der Anschlußpole
- 

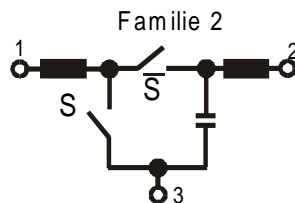
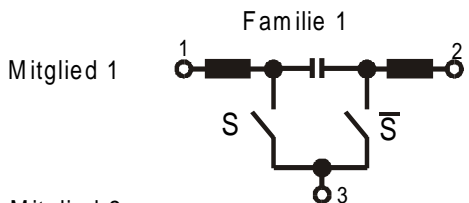
**B Klasse 2: ein Energiespeicher, zwei Schalterpaare**



Mitglied 2

- 
- Mitglieder einer Familie durch zyklisches Vertauschen der Anschlußpole
- 

**C Klasse 3: drei Energiespeicher, ein Schalterpaar**



Familie 3

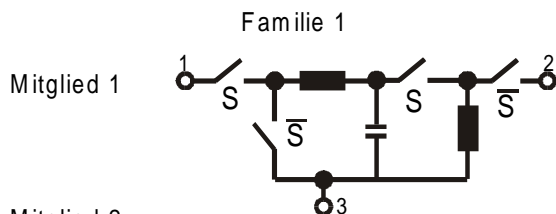
• • •

Mitglied 2

- 
- Mitglieder einer Familie durch zyklisches Vertauschen der Anschlußpole
- 

Familien durch zyklisches Vertauschen der Elemente L, C und Schalter

**D Klasse 4: drei Energiespeicher, zwei Schalterpaare**



Familie 2

• • •

Familie 3

• • •

Familien durch zyklisches Vertauschen der Elemente L, C und Schalter

Mitglied 2

- 
- Mitglieder einer Familie durch zyklisches Vertauschen der Anschlußpole
- 

Abbildung 2.5: Einteilung der Konverter-Zellen in Klassen, Familien und ihre Mitglieder

## 2.2.2 Generierung und Klassifizierung von Gleichstromstellern mit netzwerktheoretischen Ansätzen

Zur Herleitung der verschiedenen DC/DC-Wandlertopologien werden hier die Methoden und Lehrsätze zur Beschreibung von elektrischen Netzwerken herangezogen /Desoer et al, 1966/:

- Dualitätsprinzip
- Graphentheorie
- Vierpoltheorie
- Lehrsätze zur Anordnung von Quellen, passiven und aktiven Bauelementen

### Dualitätsprinzip

Wie bereits im vorangegangenen Kapitel aufgezeigt wurde, können die aus der Netzwerktheorie bekannten Sätze für duale Schaltungen auch auf die Stromrichterschaltungen angewendet werden. So können bereits bestehende Topologien in ihre dualen Schaltungen umgewandelt werden, die in einigen Fällen ebenfalls sinnvolle Lösungen ergeben. Folgende Umformungsschritte können zusammengefaßt werden:

1. Jeder Masche  $M_i$  eines bestehenden Netzes  $N$  wird ein Knoten  $k_i$  im dualen Netz  $n$  zugeordnet.
2. Für jeden Zweig  $Z_{i,l}$  in  $N$ , der den Maschen  $M_i$  und  $M_l$  gemeinsam ist, wird im dualen Netz  $n$  der Zweig  $z_{i,l}$  eingeführt, der die Knoten  $k_i$  und  $k_l$  miteinander verbindet. Die Richtung dieses Zweiges  $z_{i,l}$  erhält man, in dem man  $Z_{i,l}$  um  $90^\circ$  in mathematisch positiver Richtung dreht.
3. Die Elemente des Zweiges  $z_{i,l}$  erhält man aus der Substitution der Elemente aus  $Z_{i,l}$ . Folgende Substitutionen können durchgeführt werden:  $L \rightarrow C$ ,  $C \rightarrow L$ ,  $R \rightarrow G$ ,  $G \rightarrow R$ ,  $U \rightarrow I$ ,  $I \rightarrow U$ , Schalter  $\rightarrow$  Diode, Diode  $\rightarrow$  Schalter.

Die dualen Zusammenhänge der bekannten DC/DC-Wandler, vgl. Abbildung 2.6, werden in /Cuk,1979/ tiefgehend beschrieben. Nicht nur die Dualität bezüglich des elektrischen Netzwerkes sondern auch bezüglich ihrer Transformations- und Zustandsgleichungen wird hergeleitet. Der später in /Kwang-Hwa, 1988/ benannte Zeta-Wandler wird bereits von Cuk als duale Topologie des in /Massey, Snyder, 1977/ vorgestellten Sepic-Wandler hergeleitet. Die Grundprinzipien der Dualität lassen sich auch auf die Art der Energieübertragung eines Wandlers übertragen. Dabei ist entscheidend, welcher Energiespeicher (L oder C) maßgeblich am Transport der Energie zwischen Eingang und Ausgang während der Schaltvorgänge beteiligt ist. Die

Topologien der Abbildung 2.6 können somit in zwei Klassen eingeordnet werden /Cuk, 1979/:

1. Konverterklasse mit induktiver Energieübertragung: Tief-, Hochsetzsteller, Invers-Wandler
2. Konverterklasse mit kapazitiver Energieübertragung: Cuk-, Sepic- und Zeta-Wandler

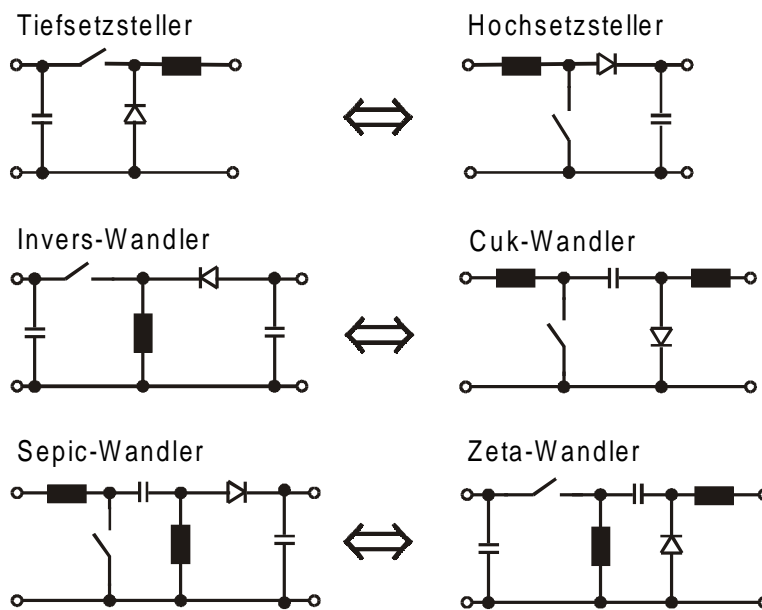


Abbildung 2.6: Duale Zusammenhänge ausgewählter DC/DC-Wandler

### Graphentheorie

In /Pietkiewicz, 1984/ wird ein Ansatz zur Generierung von Wandlertopologien über einen „topologischen Graphen“ verfolgt. Pietkiewicz entwickelt einen Hauptbaum, der aus der Eingangsquelle, der Last (RC-Glied) und drei Knoten besteht (vgl. Abbildung 2.7). Zu dem Hauptbaum gibt es zwei Unterbäume mit je einem oder zwei Scheitelknoten, so daß durch die beiden Unterbäume zwei Konverterklassen entstehen. In den Zweigen, die von dem Hauptbaum zum Unterbaum führen, können aufgrund von Lehrsätzen aus der Netzwerktheorie /Desoer et al, 1966/ nur zwei alternierend arbeitende Schalter und ein oder zwei Drosseln liegen und zwischen den beiden Scheitelknoten des zweiten Unterbaumes darf sich nur ein Kondensator befinden (vgl. kapazitive Energieübertragung bei Cuk-Wandler). Je nach Anordnung der Bauelemente in den Verbindungszweigen werden in der I. Klasse mit nur einem Scheitelknoten im Unterbaum drei Topologien und in der II. Klasse mit zwei Scheitelknoten im Unterbaum weitere neun Topologien gebildet. Je zwei Beispiele zu jeder Klasse sind ebenfalls in Abbildung 2.7 dargestellt. Pietkiewicz entwickelt mit seiner Methode drei Topologien in Klasse I und neun Topologien in der Klasse II:

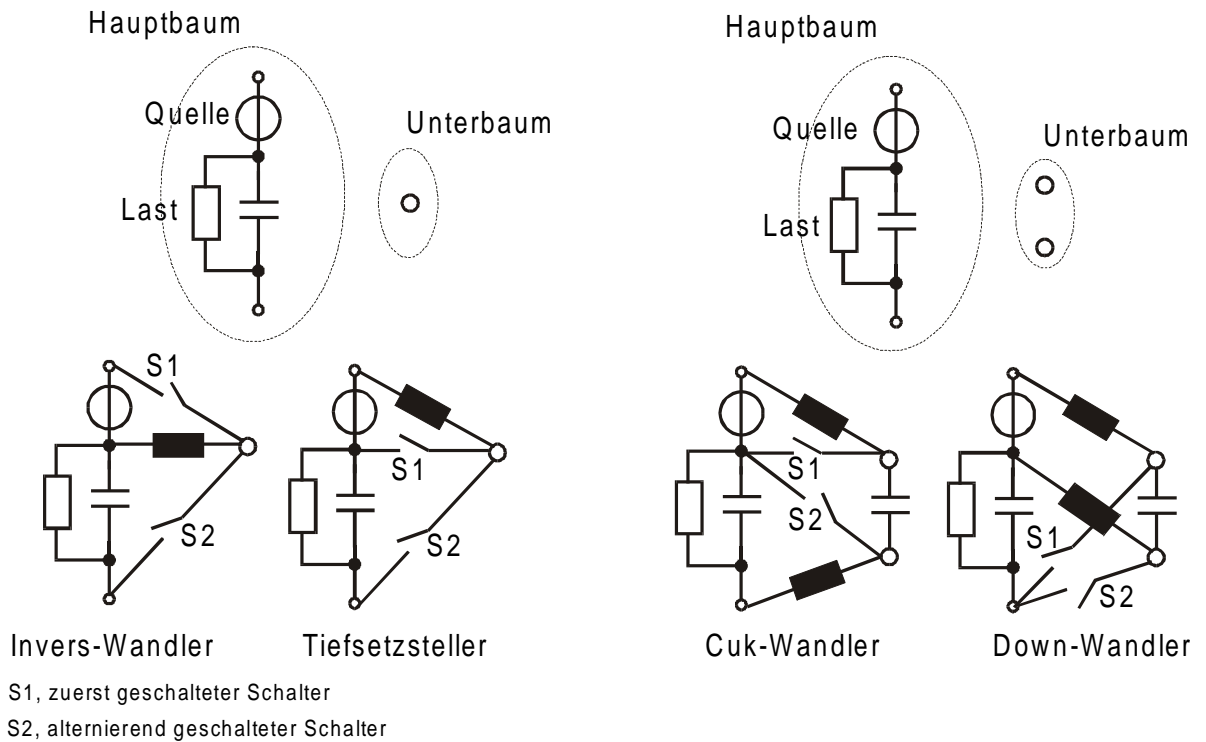


Abbildung 2.7: Graphentheoretischer Ansatz nach Pietkiewicz

In /Maksimovic, 1989/ wird die Arbeit von /Tymerski, 1986/ mit Hilfe einer erweiterten Graphentheorie mathematisch untermauert. Die Anzahl der möglichen Topologien mit vier Energiespeichern erweitert er mit zusätzlichen Schalterpaaren. Die Arbeit von Maksimovic macht deutlich, daß der Anzahl möglicher DC/DC-Wandertopologien quasi keine Grenzen gesetzt sind. Allerdings wird nach der Sinnhaftigkeit dieser Topologien mit mehr als vier Schaltern nicht gefragt.

### Vierpoltheorie

In /Severns, Bloom, 1985/ sind die dualen Zusammenhänge aus Abbildung 2.6 sowie ihre potentialgetrennten Topologien sehr ausführlich dargelegt. Ebenso wird auch aufgezeigt, wie mit Hilfe der Methoden der Vierpoltheorie DC/DC-Wandler entwickelt werden können. Hierbei wird jeder einzelne DC/DC-Wandler als Vierpol aufgefaßt. Durch die Kettenschaltung verschiedener DC/DC-Wandler können weitere Wandler erzeugt werden, z.B. kann der Invers-Wandler aus der Kettenschaltung eines Tief- und eines Hochsetzstellers entwickelt werden (s. auch /Mutschler, 1994,1995/). So kann auch die in /Erickson, 1983/ getroffene Aussage, der Sepic-Wandler sei ein nicht aus anderen Wandlern entwickelbarer DC/DC-Wandler, widerlegt werden, siehe auch Abbildung 2.6. Über die Vierpoltheorie lassen sich auch die verschiedenen Kaskadenschaltungen von DC/DC-Wandlern geschlossen darstellen. Diese Kaskadenschaltungen dienen der Aufteilung von Eingangsspannungen, Ausgangsspannungen oder der Leistungsverteilung auf mehrere Wandler. Die

verschiedenen Möglichkeiten, Vierpole miteinander zu verbinden, werden in Abbildung 2.18 dargestellt. Mit Hilfe der Dualität und der Vierpoltheorie lassen sich die Verwandtschaftsbeziehungen zwischen den einzelnen Wandlern bzgl. ihrer Netzwerke und ihrer mathematischen Beschreibung verdeutlichen (siehe auch /Kwang-Hwa, 1986/). In Anhang AA sind die verwandtschaftlichen Beziehungen für die in diese Arbeit wichtigsten Topologien dargestellt. Eine übersichtliche Zusammenstellung der möglichen Schaltungsmanipulationen für DC/DC-Wandler ist auch in /Erickson, 1997/ zu finden.

### Planare Kettenstruktur

Aufbauend auf den Lehrensätzen zur Anordnung von Quellen, passiven und aktiven Bauelementen in elektrischen Netzwerken führt /Kwang-Hwa, 1988/ eine planare

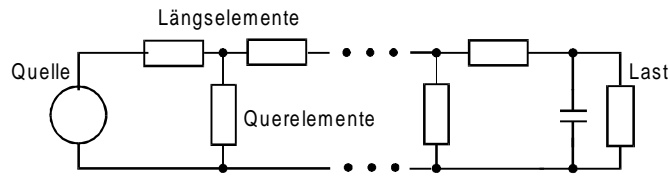


Abbildung 2.8: Planare Kettenstruktur eines Basiswandlers nach Kwang-Hwa

Kettenstruktur ein, vgl. Abbildung 2.8. Auf diese Weise lassen sich allerdings nur die in Abbildung 2.6 dargestellten Topologien herleiten. Allein die auf dieser Struktur basierenden Topologien werden von Kwang-Hwa als Basistopologien bezeichnet.

### 2.2.3 Diskussion vorhandener Ansätze und Definition einer auf den Entwickler bezogenen Klassifizierung der Grundtopologien

In den vorangegangenen Beschreibungen der verschiedenen Ansätze zur Entwicklung neuer Topologien wird deutlich, daß es eine Fülle von verschiedenen Wegen mit zum Teil sich überschneidenden Ergebnissen gibt, vgl. Abbildung 2.9. In Tabelle 2.1 sind die einzelnen Ansätze vergleichend gegenüber gestellt und beurteilt. Die weitest führenden Ansätze zur Generierung und Klassifizierung von DC/DC-Wandlern sind in den Arbeiten von /Tymerski, 1986/ und /Maksimovic, 1989/ entwickelt worden. Das Rotieren der Elemente innerhalb eines Netzwerkes (Familie), wie auch das Einführen eines zweiten alternierenden Schalterpaares, brachte eine Fülle neuer Topologien gegenüber den anderen Vorgehensweisen. Einschränkend muß hier bemerkt werden, daß die Einführung eines zweiten Schalterpaares nichts anderes als eine Kaskadenbildung zweier Wandler ist. Dies wird auch in Abbildung 2.5D deutlich, denn diese dort abgebildete Konverter-Zelle kann auch aus einer Kettenschaltung eines Tiefsetzstellers und Invers-Wandlers gebildet werden. Der Menge der aus Kaskadenschaltungen gewonnenen Topologien sind natürlich nach oben keine Grenzen gesetzt, und sie fallen daher nicht unter die Gruppe der eigentlichen Grundtopologien .

Bemerkenswert ist, daß in /Tymerski, 1986/ und in /Pietkiewicz, 1984/ Wandler mit bipolaren Ausgangsspannungen vorgestellt werden. Wird in diesen Netzwerken der alternierend schaltende zweite Schalter nicht durch eine Diode ersetzt, so können diese Wandler bei dem Tastverhältnis  $D=0,5$  die Polarität der Ausgangsspannung wechseln. Diese Wandler sind mit Schaltbild und Übertragungsfunktion im Anhang A abgebildet.

Autor	Methode	Anzahl der Topologien	Klassifizierung	Beurteilung
<b>Landsman</b>	3-polige Schalterzelle bestehend aus L, C, ein Schalterpaar	3 Topologien	keine	Enge Beschränkung auf nur zwei Speicherelemente, z.B. kein Cuk-Wandler realisierbar
<b>Tymerski</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 3-polige Schalterzelle bestehend aus L, C, ein Schalterpaar</li> <li>• Erweiterung der Schalterzelle durch ein weiteres L, C, und Schalterpaar</li> <li>• Dualität der Eingangs- und Ausgangspole</li> </ul>	66 Topologien inkl. Abbildung 2.6	Einteilung in 4 Klassen: unterschieden nach Anzahl der Schalterpaare und Anzahl der Speicherelemente	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Durch Erweiterung der Schalterzelle mit L, C sind Cuk-Wandler und andere Wandler mit 4 Speicherelementen realisierbar</li> <li>• Hohe Varianz durch Vertauschen der Elemente in den Zweigen</li> <li>• Duale Schaltungen</li> <li>• Zweites Schalterpaar verursacht viele Kaskadenschaltungen, doppelte Schaltungen, die ungeeignete Grundtopologien darstellen</li> <li>• Wandler mit bidirektionalen Spannungsausgang möglich</li> </ul>
<b>Pietkiewicz</b>	Graphenmethode, bestehend aus einem Hauptbaum und einem 1- oder 2-poligen Unterbaum	12 Topologien inkl. Abbildung 2.6	Zwei Klassen: unterschieden nach der Anzahl der Pole in den Unterbäumen. Entspricht einer Klassifizierung nach der Art der Energieübertragung	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Durch die starre Position des Haupt- und Unterbaumes sind die Elemente in den Zweigen festgelegt. Es sind zwar Wandler mit 4 Energiespeichern möglich, aber keine große Varianz vgl. Tymerski.</li> <li>• Wandler mit bidirektionalen Spannungsausgang sind möglich</li> </ul>
<b>Severns/ Bloom und Cuk</b>	Anwendung des Dualitätsprinzips und der Vierpoltheorie	6 Topologien aus Abbildung 2.6 vgl. auch Anhang AA	Bildung von zwei Klassen unterschieden nach der Art des Energietransportes: induk. oder kapaz. Energietransport	Keine echte Generierung von Topologien, sondern Anwendung der Methode auf bestehende Tiefsetzsteller. Daher die Begrenzung auf 6 Topologien
<b>Maksimovic</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Graphentheorie</li> <li>• beliebige Erweiterung mit Schalterpaar und passiven Bauelementen</li> </ul>	$\infty$ Topologien inkl. Abbildung 2.6	Einteilung in 4 Klassen: unterschieden nach Anzahl der Schalterpaare und Anzahl der Speicherelemente	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Ansatz Tymerski vollständig enthalten</li> <li>• unzählige Topologien, deren praktische Anwendbarkeit in Frage gestellt ist</li> </ul>
<b>Kwang-Hwa</b>	Planare Netzwerkstruktur	6 Topologien aus Abbildung 2.6	Nur die 6 planarstrukt. Topologien stellen Basistopologien dar	Sehr starke Einschränkung durch festlegen der planaren Struktur.

Tabelle 2.1: Gegenüberstellung der verschiedenen theoretischen Ansätze zur Generierung von Stromrichtertopologien

In keiner der erwähnten Schriften ist eine für den Entwickler geeignete Klassifizierung der Wandler angegeben. Viel mehr steht der Leser vor einem „Wust“ an verschiedenen Topologien, wodurch der Blick auf die eigentlichen Grundtopologien erschwert wird. Eine sinnvolle Einordnung von Grundtopologien ist für den Entwickler insofern wichtig, weil er somit immer wieder auf eine Basis zurückgreifen kann, von der aus er z. B. durch Kaskadenbildung die für seine Zwecke beste Topologie entwickeln kann, wenn die Grundtopologie allein die Anforderungen nicht erfüllt. Das Bestreben Grundtopologien zu finden, impliziert eine minimale Anzahl von Schaltern und passiven Bauelementen. Zur einheitlichen Klassifizierung von DC/DC-Wandler-Grundtopologien, die als Basis für die Entwicklung neuer Wandler bzw. in dieser Arbeit zur Entwicklung neuer Wechselrichter dienen, werden hier folgende Beschränkungen zu Grunde gelegt:

- alle Topologien enthalten nur ein alternierend schaltendes Schalterpaar
- nur die zur Grundfunktion benötigten passiven Bauelemente werden berücksichtigt (d.h. keine zusätzlichen Filter im Eingang und Ausgang oder weitere Aufteilung der passiven Elemente, kein Transformator)
- Berücksichtigung nur jener Kettenschaltungen, die ein Zusammenfassen der beiden Schalterpaare in ein einziges alternierend schaltendes Paar ermöglichen.

Werden diese Beschränkungen auf die in der Literatur erwähnten Topologien angewandt, so entstehen 27 DC/DC-Wandler-Grundtopologien. Abbildung 2.9 stellt die Menge der Grundtopologien der DC/DC-Wandler dar, wie sie die verschiedenen Ansätze unter der Gewichtung der obengenannten einschränkenden Bedingungen liefern. Es wird deutlich, wie sich die verschiedenen Ansätze überschneiden oder ausgrenzen. Die gefärbte Menge stellt die nach Kwang-Hwa definierten Basisschaltungen dar. Sämtliche Schaltbilder und Übertragungsfunktionen dieser Topologien können dem Anhang A entnommen werden.

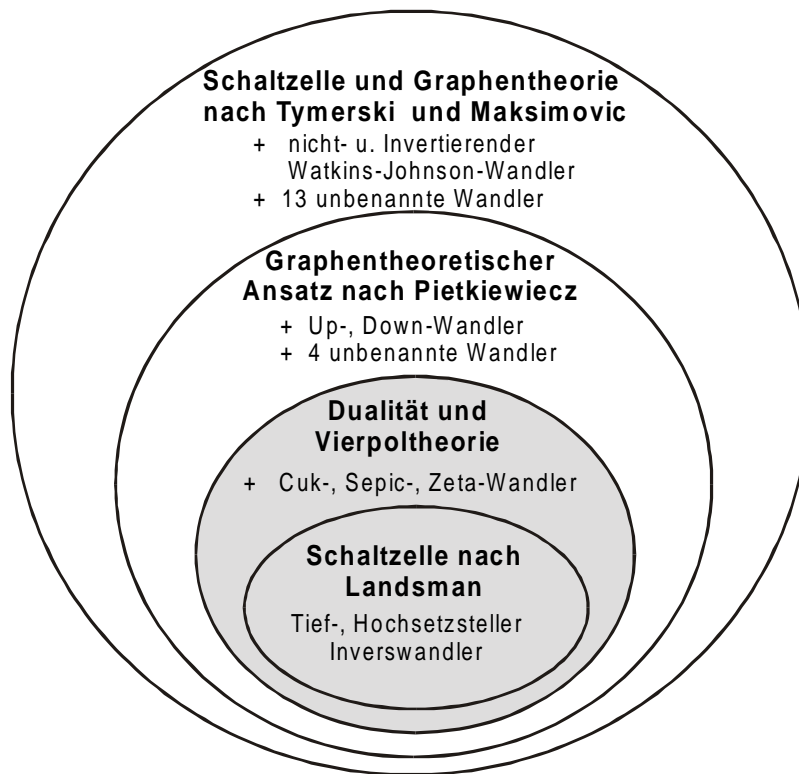


Abbildung 2.9: Menge der Grundschaltungen unter Berücksichtigung der verwendeten Literatur

Die definierten 27 Grundtopologien werden nach folgenden drei Merkmalen klassifiziert:

- A) **Ordnungszahl der Schaltung:** Die Anzahl der passiven Speicherelemente bestimmen die höchste Ordnung der Differentialgleichung, die den Wandler beschreibt. Diese ist bestimmend für die Ordnungszahl der Schaltung. Eingeordnet werden diese nach Schaltung 2. und 4. Ordnung, da es sinnvoll ist, aus regelungstechnischen Gründen den Ausgangskondensator an der Last mit zur Topologie hinzuzurechnen.
- B) **Art des Spannungsausganges:** Unipolarer oder bipolarer Spannungsausgang:
- C) **Spannungsübersetzungsverhältnis**

In Abbildung 2.10 ist diese neue Klassifizierung für die im Anhang A aufgelisteten 27 Grundtopologien dargestellt. In enger Verwendung mit Anhang A wird dem Entwickler auf einen Blick Auskunft gegeben über die Art des Spannungsausgangs und des Übersetzungsverhältnisses wie auch über den Schaltungsaufwand. Topologien mit z. B. quadratischen Übersetzungsverhältnissen (z.B.  $D^2$  oder  $1/D^2$ ) lassen sich einfach aus Kaskadenschaltungen der hier festgelegten Grundtopologien bilden. Aus dieser

Klassifizierung lassen sich nun leicht jene Basistopologien mit tief-/hochsetzender und unipolarer Spannungsübersetzungsfunktion ablesen, die zum Lösen der in Kapitel 1 dargestellten Problemstellung beitragen: Invers-, Cuk-, Zeta-, Sepic-, D1- und D2-Wandler. Diese Wandler sind in Abbildung 2.19 des Kapitels 2.4.1 dargestellt und werden dort auch weiter diskutiert. Die Bezeichnungen D1- und D2-Schaltung stammen aus der Einteilung (Tabelle) von /Tymerski, 1986/, da diese Wandler keinen eigenen Namen haben.

		Unipolarer Spannungsausgang					Bipolarer Spannungsausgang					Unipolarer Spannungsausgang		
		Wandler-Netzwerke 2. Ordnung					Wandler-Netzwerke 4. Ordnung							
$\frac{U_2}{U_1}$		D	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{-D}{1-D}$	$\frac{2D-1}{D}$	$\frac{D}{2D-1}$	$\frac{1-2D}{1-D}$	$\frac{1-D}{1-2D}$	$\frac{D}{2D-1}$	$\frac{2D-1}{D}$	$\frac{D}{1-D}$	$\frac{-D}{1-D}$	$\frac{1}{1-D}$	D
Topologie		Tiefsetzsteller	Hochsetzsteller	Inverswandler	Watkins-Johnson-Wandler		Je 2 Wandlertopologien				Sepic	Cuk	Up + 3 weitere Wandler	Down + 4 weitere Wandler
										Zeta	D1 D2			

Abbildung 2.10: Klassifizierung der 27 DC/DC-Wandler Grundtopologien

### 2.2.4 Einfügen eines Transformators

Aus den oben genannten Grundtopologien können durch Einfügen eines HF-Transformators potentialgetrennte Topologien entworfen werden. In den Schriften /Landsman, 1979/, /Cuk, 1979/, /Severns, Bloom, 1985/ und /Kwang-Hwa, 1988/ sind Beispiele gegeben, wie durch Einsetzen eines HF-Transformators potentialgetrennte Topologien entstehen. Aus ihnen heraus lassen sich Entwicklungsregeln ableiten, die sich wie folgt kurzgefaßt beschreiben lassen:

1. Einfügen des HF-Transformators im Spannungseingang oder -ausgang eines Wandlers angeordnet hinter einem getakteten Leistungsschalter
2. Ersetzen einer Speicherdrossel im Querzweig eines Wandlers durch einen HF-Transformators
3. Aufteilen eines Kondensators im Längszweig eines Wandlers und Anordnung des HF-Transformators zwischen die beiden Kondensatoren

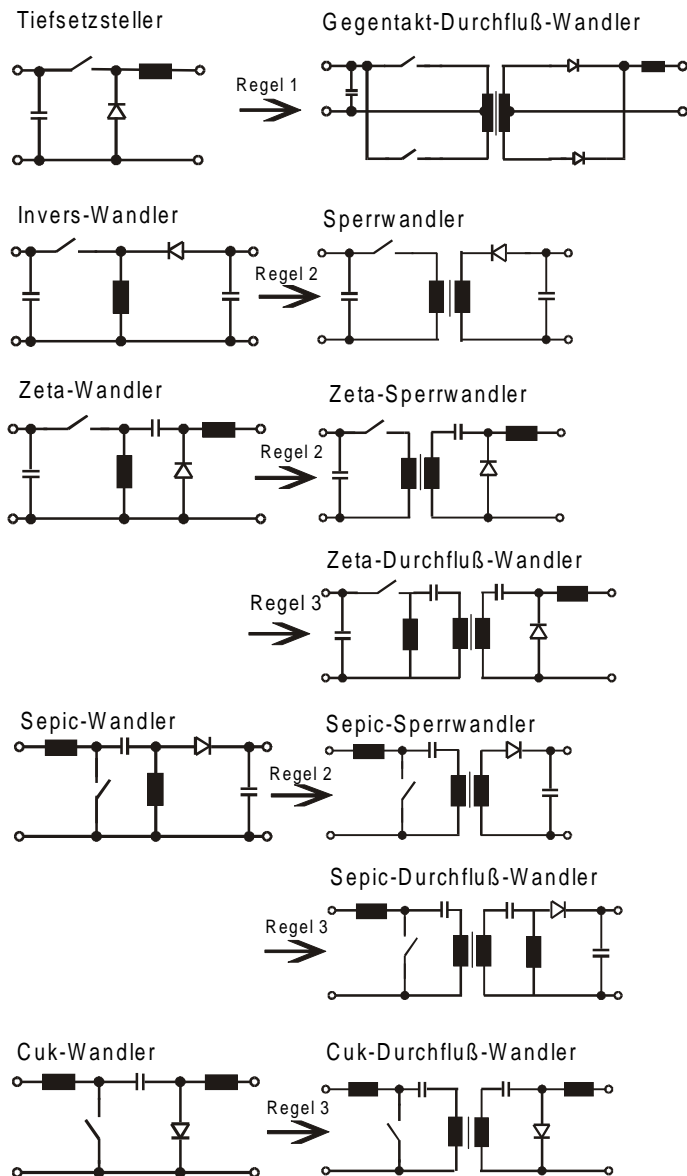


Abbildung 2.11: Ausgewählte Beispiele zur Entwicklung potentialgetrennter Topologien aus ihren transformatorlosen Grundtopologien

Ersatz der Drossel im Querarm durch einen HF-Transformator (vgl. Abbildung 2.11). Anders als bei den Durchflußwandlertypen wird hier bei geschlossenem Schalter die Energie nicht an den Ausgang übertragen sondern in dem Transformator zwischengespeichert. Erst wenn der Schalter geöffnet ist, wird die Energie über die Diode an den Ausgang übertragen. Deswegen heißt dieser Wandler auch Sperrwandler. Die Stromformen in den Wicklungen sind unipolar. Reine Sperrwandlertypen sind auch der D1- und D2-Wandler vgl. Abbildung 2.19. Wie aus Abbildung 2.11 ersichtlich, können z.B. auch beim Zeta- und Sepic-Wandler die Querarmdrosseln

**Zu Regel 1:** Bei dieser Art von Wandlern handelt es sich um Durchflußwandler. Als Ausgangstopologien dienen der Tief- und der Hochsetzsteller. Der HF-Transformator wird hier als Querarm zum Leistungsschalter eingebaut. Zur besseren Entmagnetisierung und Ausnutzung des Transformators kann der Leistungsschalter z. B. auch durch zwei im Gegentakt schaltende Schalter (Gegentakt-Durchflußwandler) oder durch eine Brücke (Vollbrückenwandler) ersetzt werden (vgl. Abbildung 2.11 und Abbildung 2.22). Durchflußwandler zeichnen sich dadurch aus, daß sowohl bei geschlossenem wie bei auch geöffnetem Schalter Energie permanent (durchfließend) durch den Transformator übertragen wird. Die einzelnen Wicklungen werden mit Wechselströmen belastet.

**Zu Regel 2:** Der Tief-Hochsetzsteller (oder auch Invers-Wandler genannt) dient als hervorragende Topologie zum

durch Transformatoren ersetzt werden. Hier erhält man bezüglich der Auslastung des Transformators eine Sonderform. Z. B. beim Zeta-Wandler sorgt das zyklische Laden und Entladen des Kondensators auf der Sekundärseite im eingeschwungenem Zustand für einen Wechselstrom in der Sekundärwicklung. Dies würde auf einen Durchflußwandlertyp schließen. Primärseitig fließt aber nur ein unipolarer Strom. Er hat somit Sperrwandlerverhalten. Da dieses Verhalten bestimmend für die Dimensionierung ist, werden diese Wandler zu den Sperrwandlertypen gezählt.

**Zu Regel 3:** Beim Cuk-Wandler läßt sich ein HF-Transformator durch Auftrennen des Koppelkondensators einfügen, wie in Abbildung 2.11 abgebildet. Hier befinden sich sowohl auf der Primär- wie auch auf der Sekundärseite Kondensatoren, die zyklisch entladen und geladen werden und einen Wechselstrom in den Windungen erzeugen. Der Cuk-Wandler ist somit ein Durchflußwandlertyp. Dies ist auch beim Zeta- und Sepic-Wandler erreichbar, da auch hier der Transformator zwischen den aufgetrennten Koppelkondensator eingesetzt werden kann. Allerdings kann bei diesem Verfahren die primärseitige Speicherdrossel nicht eingespart werden, wie in Abbildung 2.11 am Beispiel des Zeta-Wandlers deutlich wird.

Die Spannungsübersetzungsverhältnisse der potentialtrennenden DC/DC-Wandler berechnen sich aus der Multiplikation des Übersetzungsverhältnisses der transformatorlosen Topologie mit dem Übersetzungsverhältnis des HF-Transformators (vgl. Kettenschaltung zweier Vierpole). In Anhang B sind die wichtigsten Vertreter potentialgetrennter DC/DC-Wandler mit Übertragungsfunktion dargestellt.

## **2.3 Entwicklung und prinzipielle Funktionsweise eines Wechselrichters**

### **2.3.1 Zwei- und Vierquadrantenbetrieb**

Die bisher behandelten DC/DC-Wandlertopologien arbeiten nur in einem Quadranten, d.h. Polarität von Aus und Eingangsspannung und Stromrichtung sind festgelegt. Grundvoraussetzung für einen Gleich-/Wechselrichterbetrieb ist, daß die Stromrichtertopologie einen Zwei- bzw. Vierquadrantenbetrieb zuläßt. Der erforderliche Mehrquadrantenbetrieb kann wie im folgenden gezeigt wird, aus der Kombination eines Tief- und eines Hochsetzstellers gebildet werden /Mutschler, 1994/1995/.

### 2.3.1.1 Zweiquadrantenbetrieb mit Stromumkehr

Die Abbildung 2.12A stellt einen Tiefsetzsteller dar, der Energie von Quelle  $U_1$  nach  $U_2$  überträgt, z.B. beim Laden einer Batterie. Zum Entladen einer Batterie wird dann ein Energiefluß von  $U_2$  nach  $U_1$  erforderlich, welcher mit dem in Abbildung 2.12B dargestellten Hochsetzsteller ermöglicht wird. An der Stelle des Schalters beim Tiefsetzsteller wird jetzt eine Diode und an Stelle der Diode wird ein Schalter benötigt. Wenn man den Tiefsetzsteller mit einer weiteren Diode und einem weiteren Schalter beschaltet, dann erhält man den in Abbildung 2.12C beschriebenen strombidirektionalen Tiefsetzsteller bzw. Hochsetzsteller. Je nach dem welcher Schalter angesteuert wird, arbeitet der Stromrichter im 1. oder 2. Quadranten (/Mutschler, 1994/1995/, /Palma, 1989/).

### Zweiquadrantensteller mit Spannungsumkehr

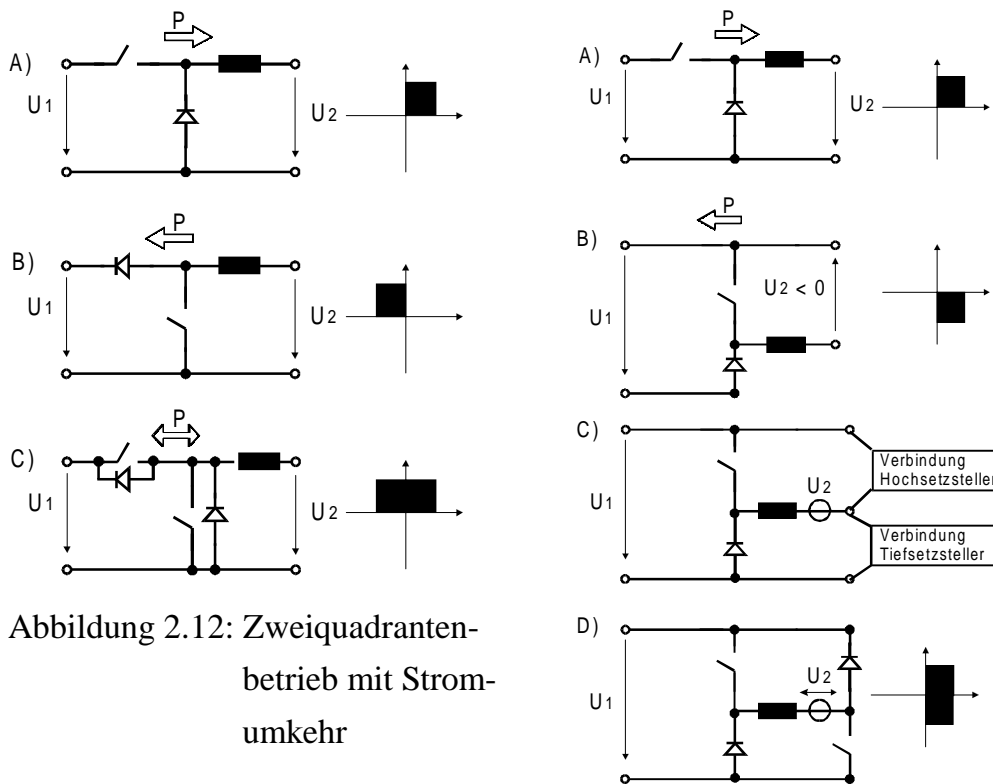


Abbildung 2.12: Zweiquadrantenbetrieb mit Stromumkehr

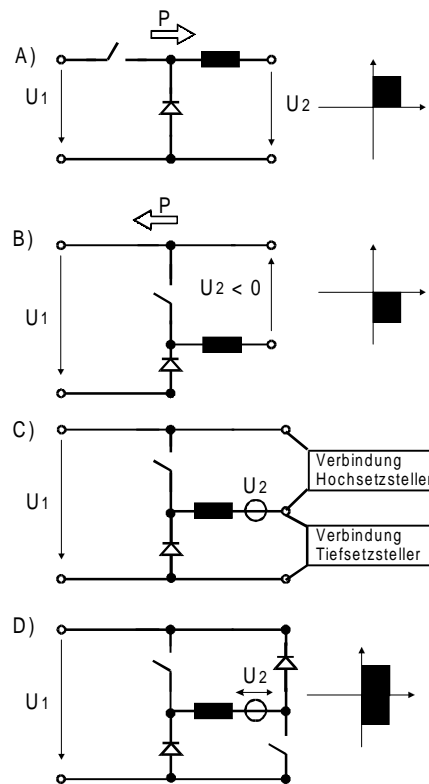


Abbildung 2.13: Zweiquadrantenbetrieb mit Spannungsumkehr

In /Mutschler 1994/1995/ wird vorgeschlagen, die Schaltungen in Abbildung 2.13A und B, die jede für sich im 1. bzw. im 4. Quadranten arbeitet, derart zu verbinden (s. Abbildung 2.13C), daß der negative Pol von  $U_2$  mit dem negativen Pol von  $U_1$  verbunden wird (Verbindung Tiefsetzsteller) und der positive Pol des Hochsetzstellers mit dem negativen Pol von  $U_2$ . Es ergibt sich eine Ventilanordnung nach Abbildung 2.13D.

### Vierquadrantensteller

Um einen Stromrichter in allen vier Quadranten betreiben zu können, müssen die Funktionen der obengenannten Zweiquadrantensteller mit-einander verknüpft werden. Dazu wird der in Abbildung 2.13D dargestellte spannungs-

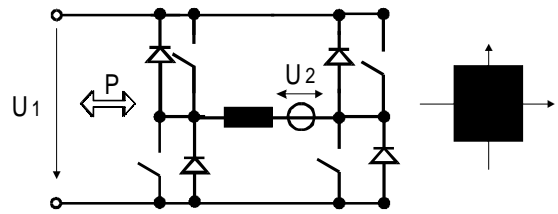


Abbildung 2.14: Vierquadrantensteller

bidirektionale Zweiquadrantensteller mit je einem weiteren Schalterelement und einer Diode beschaltet. Somit kann diese Schaltung auch in beiden Richtungen Strom führen. **Überblick über die Theorie des Wechselrichters**

Der Mehrquadrantenbetrieb ist eine Voraussetzung für die Entwicklung von vielseitig einsetzbaren Wechselrichter. Eine weitere ist das Formen sinusförmiger Ausgangsgrößen. Werden die Schalter des in Abbildung 2.14 abgebildeten Vierquadrantenstellers mit einem sinusförmig modulierten Pulsweitenmodulation-(PWM)-Signal angesteuert (z.B. nach dem Unterschwingungsverfahren), so ermöglicht diese Stromrichterschaltung sowohl die sinusförmige Stromeinspeisung ins öffentliche Netz wie auch die Stromentnahme aus dem Netz, z.B. zum Laden einer Batterie. Das Unterschwingungsverfahren gestattet zwei verschiedene Arten, die Schalter anzusteuern: unipolares und bipolares Schalten.

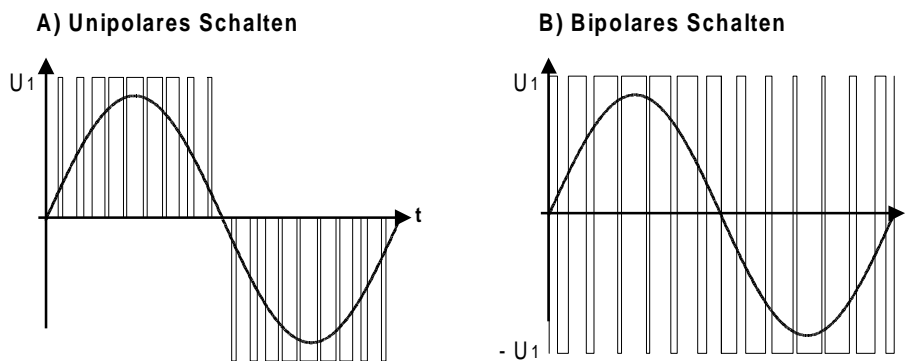


Abbildung 2.15: Spannungsmuster an der Last bei unipolarem und bipolarem Ansteuern der Leistungsschalter

**Unipolares Schalten:****a) Einphasenchopping:**

Bei diesem Verfahren (s. Abbildung 2.15A) wird zum Beispiel nur ein Schalter pro Stromrichterzweig sinusmoduliert angesteuert, während die anderen beiden mit 50 Hz getaktet (Polwendung) werden. Über die Dioden wird ein Stromfreilauf gewährleistet. Mit diesem Ansteuerverfahren können die Schaltverluste gegenüber denen des bipolaren Schaltens erheblich reduziert werden, ebenso auch die an der Last entstehenden Potentialsprünge, die zwischen  $U_1$  und Null bzw. Null und  $-U_1$  liegen. In /Schekulin, 1998/ werden vor allem die höhere Stromqualität und die geringeren Verluste im Durchlaßzustand der Halbleiter als weitere Vorteile hervorgehoben. Der wesentliche Nachteil liegt darin, daß dieses Verfahren keine geregelte Blindstromführung zuläßt, wie sie z. B. bei einer Anwendung im Inselnetz erforderlich ist.

**b) Unsymmetrische Steuerung:**

Bei diesem Steuerverfahren werden die beiden Stromrichterzweige getrennt angesteuert. Die Ansteuerimpulse des linken Zweiges werden über einen Sinus-Dreieck-Vergleich mit einer sinusförmigen Kontrollspannung erzeugt. Ist der Vergleich positiv, wird der obere Schalter des Zweiges angesteuert, bei negativen Vergleichsergebnis der untere. Zur Erzeugung der Ansteuerimpulse des rechten Stromrichterzweiges wird gleichzeitig die gleiche Dreiecksspannung mit der invertierten Kontrollspannung verglichen. An der Last wird von den in den beiden Stromrichterzweigen erzeugten rechteckförmigen Spannungen die Differenz gebildet, so daß dasselbe Spannungsmuster wie beim Einphasenchopping an der Last entsteht. Die Frequenz dieses Spannungsmusters ist doppelt so hoch wie die Schaltfrequenz der einzelnen Schalter. Obwohl hier alle vier Schalter hochfrequent angesteuert werden, können durch den Verdopplungseffekt der Frequenz an der Last die Schaltverluste reduziert werden. Außerdem kann der Stromrichter mit diesem Schaltverfahren Blindlasten führen.

**Bipolares Schalten (symmetrische Steuerung):**

Beim Verfahren mit bipolarem Schalten werden abwechselnd die Brückendiagonalen sinusmoduliert angesteuert. Bei positivem Ergebnis des Sinus-Dreieck-Vergleiches wird die positive Stromrichterdiagonale und bei negativem Ergebnis die negative angesteuert. Dabei werden alle Schalter hochfrequent ( $> 10$  kHz) sinusmoduliert, und eine geregelte Stromführung in allen vier Quadranten ist möglich. Die Potentialsprünge

liegen zwischen  $U_1$  und  $-U_1$  und sind somit doppelt so hoch wie beim unipolaren Schalten.

Zur Theorie des Wechselrichters sind Überlegungen in zahlreichen Literaturstellen zu finden. Im folgenden werden zwei allgemeine Sichtweisen vorgestellt:

### Erste Sichtweise:

In allgemeiner und abstrakter Form werden in /Tymerski, 1989/ die zwei wesentlichen Funktionsweisen eines Wechselrichters beschrieben:

- aktives Formen der Spannungs- bzw. Stromform (dargestellt als Quelle)
- Schalten der Polaritäten (dargestellt als Schalter)

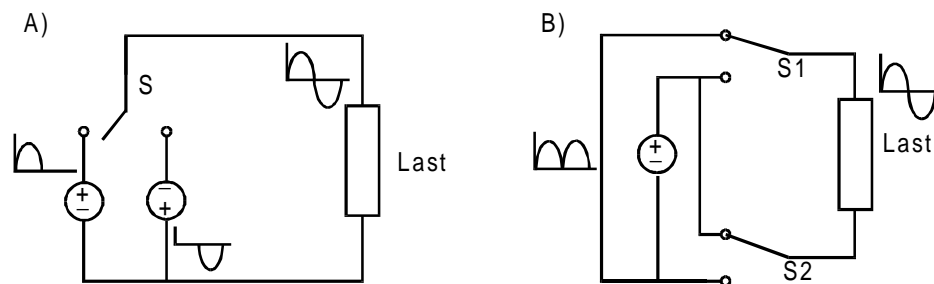


Abbildung 2.16: Basisfunktionen des Wechselrichters

Diese beiden Funktionen können auf zwei Arten realisiert werden, wie in Abbildung 2.16 aufgezeigt ist. Darstellung A gibt schematisch die Funktion eines Pulswechselrichters (PWR) wieder. Legt man unipolares Schalten (wie oben beschrieben) zu Grunde, so stellen die beiden spannungsformenden Quellen die Brückenarme dar, in dem sich der schnellgetaktete Schalter und die Freilaufdiode befinden. Die Position des Schalter S zeigt jeweils auf den mit 50 Hz getakteten Schalter. Darstellung B) ist die schematische Darstellung für die Kettenschaltung eines sinusmodulierten DC/DC-Wandlers mit einer 50 Hz Umklappbrücke. Abgesehen von der Funktion der Spannungsanpassung, können mit Abbildung 2.16 die Wechselrichtertopologien aus Abbildung 1.3 und 1.4 schematisch wiedergegeben werden.

### Zweite Sichtweise

Orientiert an der Topologie des Tiefsetzstellers, aber dennoch in allgemeingültiger Form abgehandelt, sind höhere Erläuterungen in /Palma, 1989/ enthalten. Hier werden mit Hilfe der Vierpoltheorie und verschiedener Schalterarrays die Topologien der AC/DC-Konverter und der AC/AC-Direktumrichter aufbauend auf den Tiefsetzsteller

hergeleitet. Die Vorgehensweise, die ebenso auf der Dualität und der Bidirektionalität aufbaut, ist auf den DC/AC-Inverter übertragbar und wird nachfolgend beschrieben.

### 2.3.3 Generierung von Wechselrichtertopologien mit Hilfe einer DC-Konverter-Zelle

Aufbauend auf den Ansatz von /Palma, 1989/ soll in diesem Kapitel die Beschreibung von Wechselrichtertopologien mit Hilfe einer DC-Konverter-Zelle dargestellt werden. Nach Palma kann der in Abbildung 2.14 dargestellte Vierquadrantensteller auch als Parallel-Reihen-Schaltung zweier strombidirektionaler Tiefsetzsteller aufgefaßt werden. Zur Verdeutlichung wird die Speicherdrossel in Abbildung 2.17 symmetrisch zur Ausgangsspannung halbiert. Legt man das unipolare Schalten nach Abbildung 2.15A zugrunde, dann wird ebenfalls deutlich, daß je ein Tiefsetzsteller für die Erzeugung einer Sinus-Halbschwingung verantwortlich ist (vgl. auch die Sinusquellen bei Tymerski in Abbildung 2.16). Die einzelnen Tiefsetzsteller können als vierpolige DC-Konverter-Zelle mit tiefsetzenden Eigenschaften aufgefaßt werden. Die Vierpoltheorie liefert die verschiedenen Möglichkeiten zur Verknüpfung der einzelnen Konverterzellen (siehe Abbildung 2.18). Zur Lösung der in Kapitel 1 diskutierten Problemstellung liegt es jetzt nahe, die DC-Konverter-Zelle mit tiefsetzenden Eigenschaften durch eine mit einer tief-/hochsetzenden Spannungsübersetzung zu ersetzen. Zudem sollen die Verknüpfungsarten aus der Kettenschaltung und den beiden Serienschaltungen vermieden werden, da hier die bereits geringe Eingangsspannung noch einmal verkleinert würde und weil ein zu großes Übersetzungsverhältnis zu Einbußen beim Wirkungsgrad führt. Die sinnvollen Verknüpfungen sind in Abbildung 2.18 grau hinterlegt.

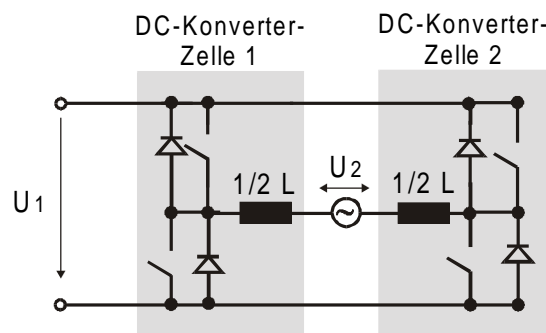


Abbildung 2.17: Pulswechselrichter gebildet aus der Parallel-Reihen-Schaltung zweier tiefsetzender strombidirektionaler DC-Konverter-Zellen

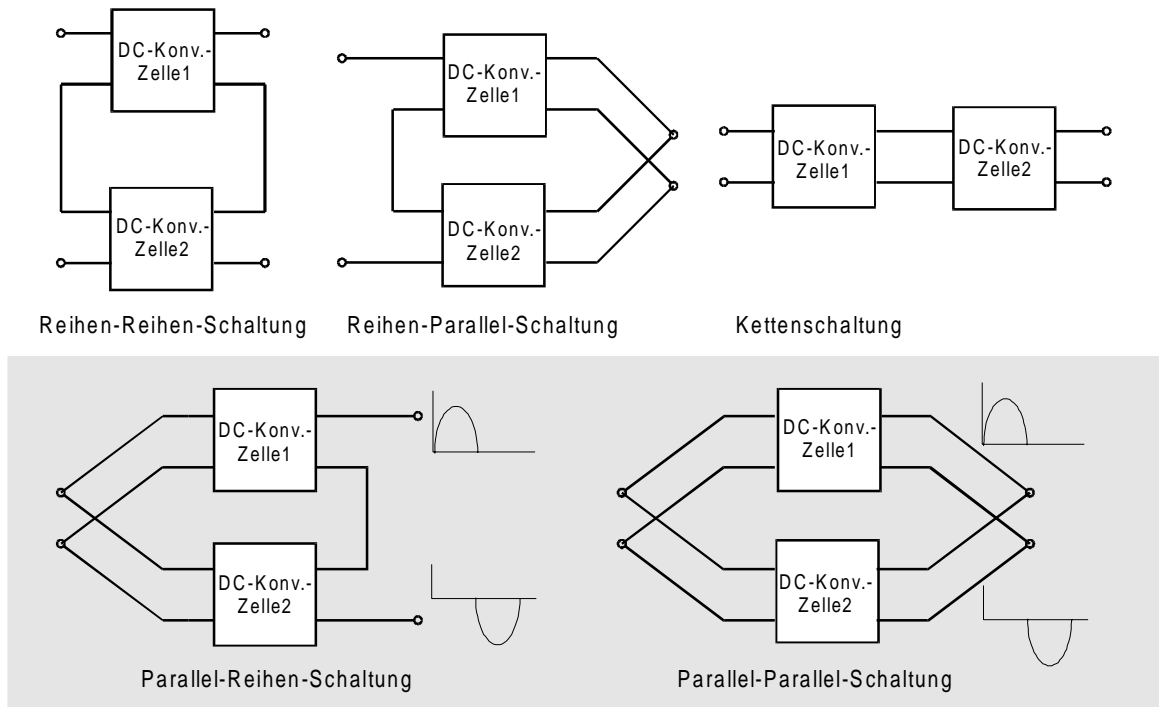


Abbildung 2.18: Verknüpfungsmöglichkeiten der DC-Konverter-Zellen nach der Vierpoltheorie

### 2.4 Wechselrichtertopologien mit tief/hochsetzender Spannungsübertragung

Im folgenden Kapitel wird die Menge aller Wechselrichtertopologien vorgestellt und bewertet, die sich aus der Parallel-Serien- bzw. Parallel-Parallel-Schaltung tief-/hochsetzender DC-Konverter-Zellen bilden lassen. Die Menge der tief-/hochsetzenden Grundtopologien basiert auf der Abbildung 2.10 und ihrer in Anhang B dargestellten potentialgetrennten Varianten. Alle diese Wandler sollen zu dem eine im Intervall  $D = [0,1)$  stetige Spannungsübertragungsfunktion aufweisen. Die Wandler mit bipolarem Spannungsausgang kommen nicht in Betracht, da ihre Stellbereich für die negative Ausgangsspannung ungleich zur positiven Ausgangsspannung ist, bzw. einige einen Pol bei  $D = 0,5$  aufweisen. Als Grundtopologien mit tief-/hochsetzender Spannungscharakteristik können aus Abbildung 2.10 der Invers-, Cuk-, Zeta-, Sepic-, D1- und D2-Wandler herausgewählt werden. Ihre Spannungsübertragungsfunktionen lauten:

Zeta- und Sepic-Wandler: 
$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{D}{1-D} \tag{2.2}$$

Invers-, Cuk-, D1- und D2-Wandler 
$$\frac{U_2}{U_1} = -\frac{D}{1-D} \tag{2.3}$$

Die in Abbildung 2.11 und Anhang B dargestellten potentialgetrennten Topologien mit stetigen tief-/hochsetzenden Übertragungsfunktionen können wie folgt zusammengefaßt werden:

$$\text{Durchflußwandler} \quad \frac{U_2}{U_1} = D \ddot{u} \quad (2.4)$$

$$\text{Gegentakt-Durchflußwandler} \quad \frac{U_2}{U_1} = 2D \ddot{u} \quad (2.5)$$

$$\text{Sperrwandler, Cuk-} \\ \text{Durchflußwandler D1- und D2-} \quad \frac{U_2}{U_1} = -\frac{D}{1-D} \ddot{u} \quad (2.6)$$

$$\text{Sepic- und Zeta-Sperrwandler} \\ \text{bzw. -Durchflußwandler} \quad \frac{U_2}{U_1} = \frac{D}{1-D} \ddot{u} \quad (2.7)$$

#### 2.4.1 Wechselrichtertopologien ohne Transformator

Zum Betreiben eines Wandlers im Vierquadrantenbetrieb muß er Strom in beiden Richtungen führen können. In Abbildung 2.19 sind die tief-/hochsetzenden strombidirektionalen Ausführungen der ausgewählten Topologien abgebildet. Unterschieden werden diese Topologien aufgrund der Art ihres Ausganges:

- Spannungseinprägender Ausgang: Diese Topologien weisen einen Speicherkondensator im Ausgang der Schaltung auf.
- Stromeinprägender Ausgang: Diese Topologien weisen eine Speicherdrossel im Ausgang der Schaltung auf.

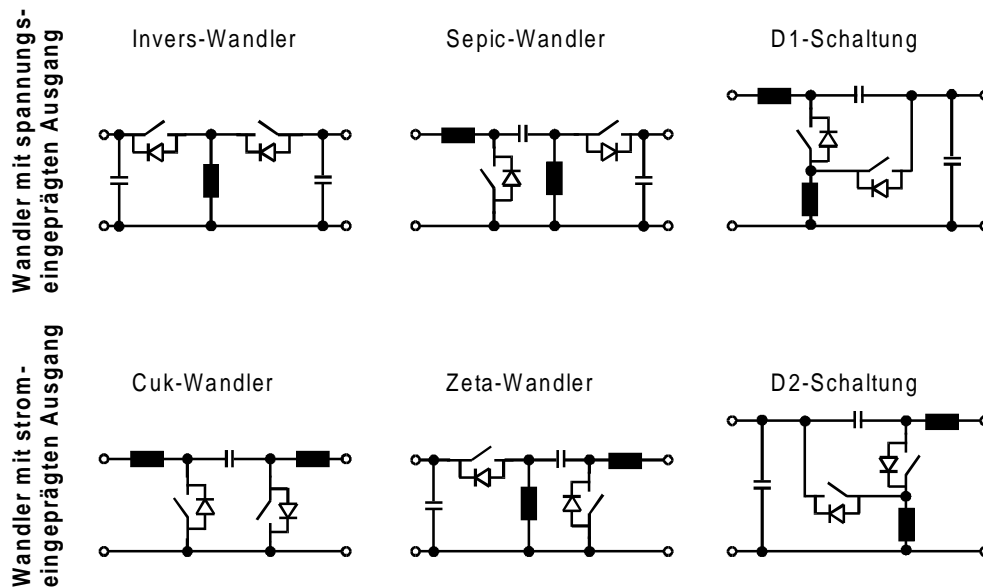


Abbildung 2.19: Nicht potentialgetrennte DC-Konverter-Zellen

Da z.B. ein PV- Wechselrichter in der Regel an eine Spannungsquelle (öffentliches Netz, wie auch Inselnetz) angeschlossen wird, ist es wünschenswert, daß er ausgangsseitig als Stromquelle ausgeführt ist. Über die im Ausgang befindliche Drossel kann zusätzlich der Stromrippel des Laststromes eingestellt werden und somit auch Einfluß auf den Klirrfaktor genommen werden. Bei den Topologien mit spannungseinprägendem Ausgang sind für die Glättung und Reduzierung des Klirrfaktors zusätzliche Filtermaßnahmen notwendig. Daher fallen diese Topologien aus den weiteren Untersuchungen dieser Arbeit heraus. Der Vollständigkeit wegen sind die aus der Verknüpfung zweier DC/DC-Wandler mit spannungseinprägendem Ausgang entstehenden Wechselrichtertopologien im Anhang C aufgeführt.

In Abbildung 2.20 und Abbildung 2.21 werden die beiden Verknüpfungsmöglichkeiten der Wandlerzellen mit stromeinprägendem Ausgang dargestellt. Aus den Abbildungen wird deutlich, daß eine Parallel-Reihen-Schaltung für diese Art von Topologien sinnvoller ist als eine Parallel-Parallel-Schaltung. Bei einer Parallel-Parallel-Schaltung müssen zwei weitere Schalter SH als Hilfsschalter eingeführt werden, die mit 50 Hz getaktet sind. Diese entkoppeln die beiden Wandler von einander, da sich sonst z.B. zwischen dem positiven Pol am Ausgang zum negativen Pol am Eingang ein Kurzschluß über den gerade nicht getakteten Wandler ergibt.

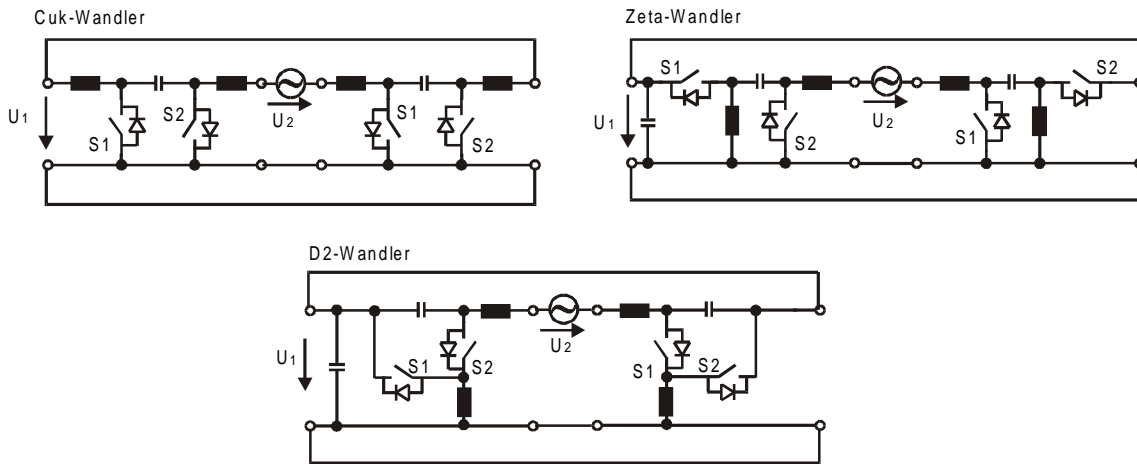


Abbildung 2.20: Parallel-Reihen-Schaltung von zwei DC-Konverter-Zellen zu einem stromeinprägenden Wechselrichter

Die Topologie des Wechselrichters aus Cuk-Wandlern ist bereits als Verstärkerschaltung für die Nachrichtentechnik in /Cuk, 1978/ erwähnt worden.

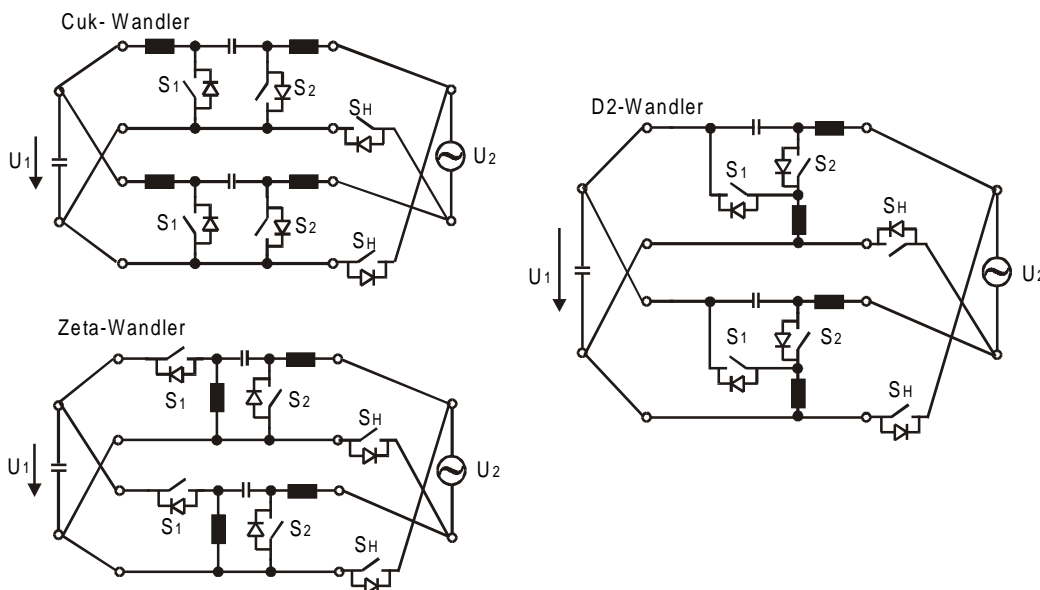


Abbildung 2.21: Parallel-Parallel-Schaltung von zwei DC-Konverter-Zellen zu einem stromeinprägenden Wechselrichter

### 2.4.2 Wechselrichtertopologien mit Transformator

Nicht alle potentialgetrennten Topologien eignen sich für einen bidirektionalen Stromfluß: der herkömmliche Durchflußwandler wie auch die asymmetrischen Brücken-Durchflußwandler lassen sich nicht sinnvoll erweitern. In der folgenden Abbildung werden daher nur die strombidirektionalen Ausführungen (wie auch aus den Kapiteln 2.3.1 und 2.3.3 gefordert) potentialgetrennter Topologien demonstriert.

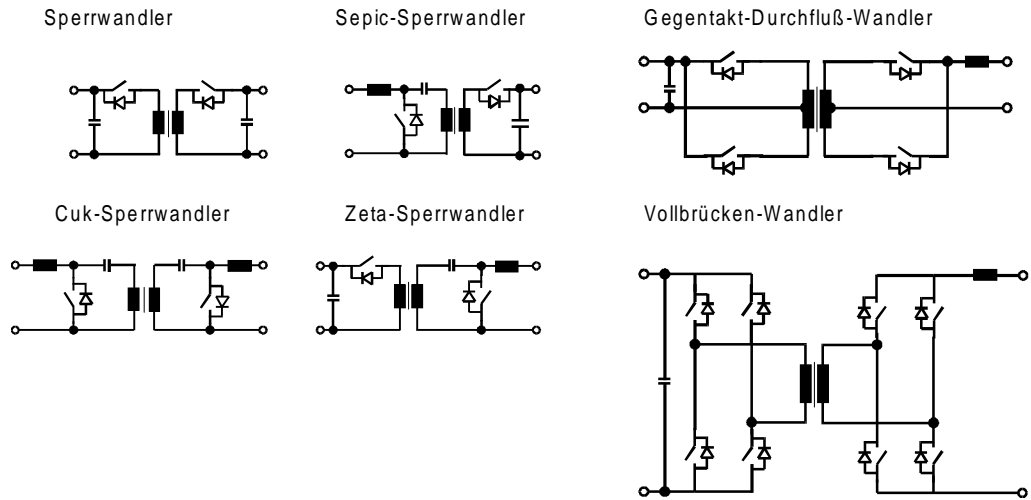


Abbildung 2.22: Strombidirektionale potentialgetrennte DC-Konverter-Zellen

Um einen gemeinsamen Transformator Kern nutzen zu können, ist besonders die

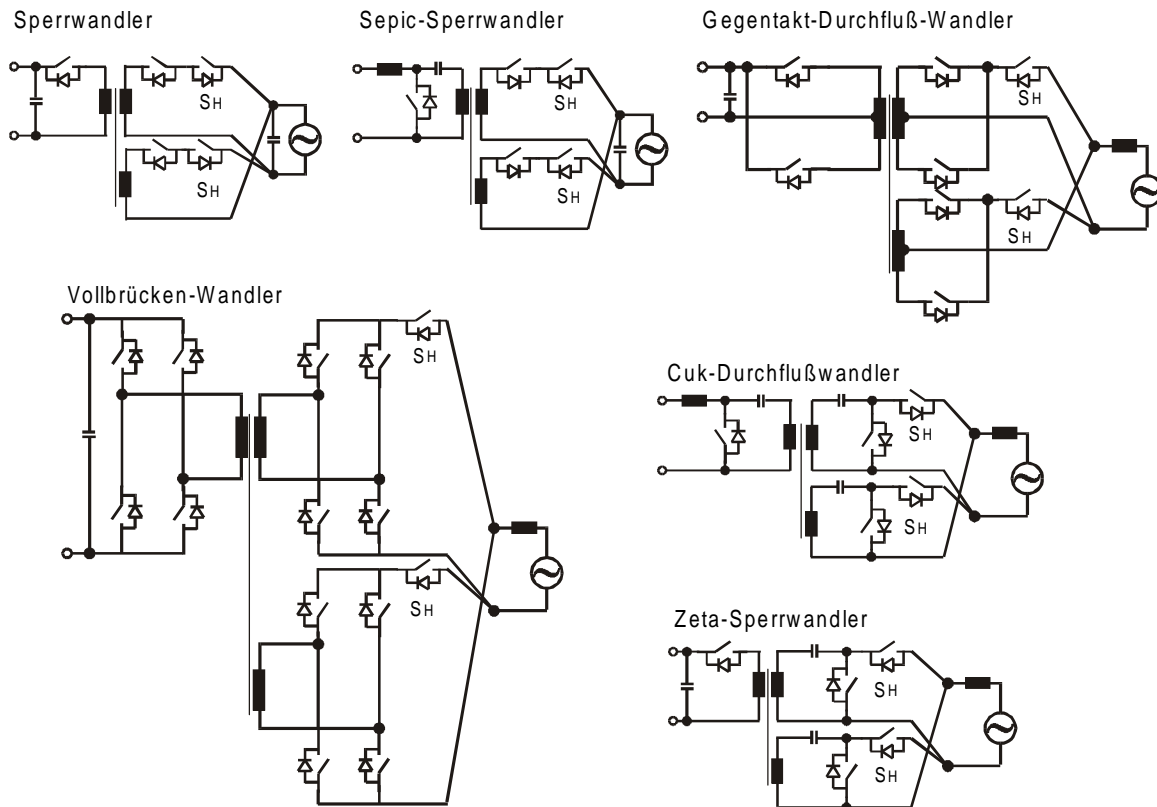


Abbildung 2.23: Wechselrichtertopologien aus potentialgetrennten DC-Konverter-Zellen

Parallel-Parallel-Schaltung geeignet, wie in Abbildung 2.23 dargestellt. Diese benötigt aber wiederum aus bekannten Gründen Hilfsschalter zum Entkoppeln der beiden Schaltungen. Die gemeinsame Nutzung eines Transformator Kernes stellt an die Auslegung des Transformators hohe Anforderungen, so daß, wenn Potentialtrennung

gefordert ist, unter Umständen eine Kettenschaltung aus DC-Konverter-Zelle und nachfolgenden PWR bzw. 50 Hz Umklapper sinnvoller sind.

### 2.4.3 Generierung 3-phasiger Systeme

Tief/hochsetzende DC-Konverter-Zellen lassen sich ebenfalls zu 3-phasigen Wechselrichtersystemen verbinden. Da Drehstromsysteme nicht Bestandteil dieser Arbeit sind, wird darauf nur kurz eingegangen. Mögliche Verknüpfungsarten von Vierpolen zu 3-phasigen Systemen sind in /Palma, 1989/, /Kassakian, Schlecht, Vergese, 1991 / und /Erickson, 1997/ diskutiert. Aufbauend auf diese Darstellungen ist in der Abbildung 2.24 als Beispiel für alle anderen Topologien eine mögliche 3-phasige Wechselrichtertopologien bestehend aus drei Zeta-Wandlern dargestellt. Diese sind mit den für 3-phasigen Wechselrichter bekannten Steuerverfahren ansteuerbar.

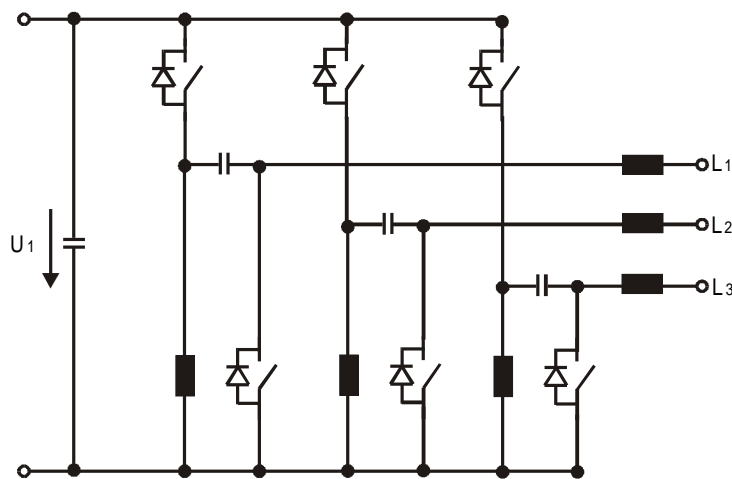


Abbildung 2.24: 3-phasiges Wechselrichtersystem aus Zeta-Wandlern

## 2.5 Bewertung und Auswahl der zu untersuchenden Wechselrichtertopologien

Wie in Kapitel 2.4.1 bereits erörtert, sind aufgrund der Netzeigenschaften (Spannungsquelle) die Verknüpfung von Topologien mit stromeinprägendem Ausgang sinnvoller. Daher werden diese Wandler im weiteren dieser Arbeit näher untersucht und sämtliche Topologien mit spannungseinprägendem Ausgang nicht betrachtet. dies bedeutet jedoch nicht, daß sie gänzlich ungeeignet sind.

Bei den transformatorlosen Topologien weist die Parallel-Reihen-Schaltung die geringste Bauteilanzahl und Belastung auf, vgl. Abbildung 2.20. Sie beruht zudem auf der gleichen Verknüpfungsart wie der konventionelle Vierquadrantensteller (Pulswechselrichter) und benötigt ebenfalls auch nur vier Leistungsschalter, die mit den gleichen Ansteuerverfahren angesteuert werden können. Der Unterschied zum

Pulswechselrichter liegt in den zusätzlichen passiven Bauelementen (eine Drossel und ein Kondensator sind zusätzlich erforderlich), die eine tief-/hochsetzende Spannungsübersetzung ermöglichen. Vorausgreifend auf das Kapitel 4 wird hier an dieser Stelle bereits angemerkt, daß die Verknüpfungen aus Cuk- und Zeta-Wandlern bis auf die Belastung des Koppelkondensators  $C_1$  weitgehend identisch sind. Im Vergleich zu diesen beiden Schaltungen weist die D2-Schaltung nachteilig für die Speicherdrossel im Querzweig eine höhere Strombelastung (eben wie beim Sperrwandler) auf. Außerdem liegen die Ansteuerungen aller vier Schalter auf sogenanntem fliegenden Potential und müssen somit potentialgetrennt ausgeführt werden. Im Kapitel 4 werden zwar alle drei Topologien untersucht, allerdings wird aus den oben genannten Nachteilen des D2-Wandlers für die weiteren Untersuchungen der Schwerpunkt auf den Zeta- bzw. Cuk-Wandler gelegt.

Die Verwendung von HF-Transformatoren bietet nicht nur dem Verbraucher einen gesicherten Personenschutz, sondern reduziert auch erheblich den Filteraufwand zum Erreichen der Normen für die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV). Als Nachteile stehen dem folgende Aspekte gegenüber:

- ein Transformator stellt einen zusätzlichen Kostenfaktor dar
- wird ein komplizierter Wicklungsaufbau notwendig, kann dies sich unter Umständen vergrößernd auf die Streuinduktivität des Transformators auswirken
- bei allen Topologien sind die ausgangsseitigen Schalter hohen Belastungen (mindestens das Doppelte der Ausgangsspannung) ausgesetzt. Zu diesen muß noch die durch Streuinduktivitäten induzierte Spannung addiert werden

Ist die Verwendung von Transformatoren notwendig, so bieten auch hier Topologien aus potentialgetrennten Cuk- und Zeta-Wandlern die besten Möglichkeiten. Der Sperr- und der Sepic-Sperrwandler fallen heraus, da diese Topologien einen spannungseinprägenden Ausgang haben. Die Topologien aus Durchflußwandlern sind ebenfalls uninteressant, da sie entweder eine große Anzahl an Halbleitern besitzen oder nur ein Tastverhältnis kleiner 0,5 zulassen. Der für weiten Eingangsspannungsbereich und fester Ausgangsspannung erforderliche Spannungshub muß bei diesen Wandlern über das Transformatorübersetzungsverhältnis abgedeckt werden. Dies erfordert eine große Reserve beim Transformatorübersetzungsverhältnis  $\ddot{u}$ . Diese hohe vorzuhaltende Reserve führt zu hohen Typenleistungen des Transformators. Hingegen kann beim Cuk- bzw. Zeta-Sperrwandler das Tastverhältnis voll ausgefahren werden. Der Entwickler hat durch eine geschickte Wahl von

Tastverhältnis und Transformatorübersetzungsverhältnis zwei Freiheitsgrade, um einen in Bezug auf Verluste und Bauvolumen optimierten Wandler zu entwickeln.

## **2.6 Zusammenfassung**

In diesem Kapitel wurde gezeigt, daß sich sowohl 1-phasige wie auch 3-phasige Wechselrichtersysteme aus der Verknüpfung von zwei bzw. drei DC/DC-Wandlern herleiten lassen. Dazu wurde die Menge an Grundtopologien von DC/DC-Wandlern definiert und eine Klassifizierung vorgeschlagen, die dem Entwickler den Überblick über ihr Großsignalverhalten und ihre Einsatzmöglichkeiten erleichtert. Zur Lösung der in Kapitel 1 beschriebenen Problemstellung wird hier die Verknüpfung von Wandlern mit tief-/hochsetzendem und unipolarem Spannungsübersetzungsverhältnis vorgeschlagen, aus deren Gruppe sich vor allem die Wandler mit stromeinprägendem Ausgang eignen. Der Schwerpunkt dieser Arbeit wird demnach auf dem Zeta- bzw. Cuk-Wandler und ihren potentialgetrennten Topologien liegen. Analog zur Herleitung der Wechselrichtersysteme wird auch das regelungstechnische Verhalten auf der Basis der DC/DC-Wandler hergeleitet. Im folgenden Kapitel werden daher die Methoden zur Modellbildung von Gleichstromstellern erörtert. Sie dienen als Grundlage für die Beschreibung des Kleinsignalverhaltens und des Reglerentwurfes für den Wechselrichter aus Zeta-Wandlern.

### 3 Verfahren zur Modellbildung von Stromrichtersystemen

Im Kapitel 2 wurde bisher zum Verständnis der Funktionsweise von Gleichstromstellern nur ihr Großsignalverhalten betrachtet, d.h. das Übertragungsverhältnis von Spannung bzw. Strom im stationären Zustand. Regelungstechnisch interessiert aber das dynamische Verhalten. Mit Hilfe des Kleinsignalverhaltens können Aussagen über das dynamische Übertragungsverhalten von Strom- und Spannungsgrößen bei schnellen Veränderungen der Eingangsgrößen, der Last oder des Tastverhältnisses getroffen werden. Die Beschreibung der Kleinsignalübertragungsfunktionen sind weitaus komplizierter, da aufgrund der Anzahl ihrer Energiespeicher wie auch des getakteten Schalters Stromrichter nichtlineare Systeme sind. Für den Entwurf einer geeigneten Regelung müssen diese Systeme um ihren Arbeitspunkt linearisiert werden. Zur Bildung linearer Modelle von Stromrichtersystemen werden in der Literatur zwei wesentliche Methoden beschrieben:

1. **State-Space-Averaging:** Zur Linearisierung werden hier die Zustandsgleichungen der Gesamtanordnung für Schalterzustände „EIN“ und „AUS“ über das Tastverhältnis gemittelt. Aus den gemittelten Zustandsgleichungen läßt sich eine Übertragungsfunktion ableiten, mit der dann eine Reglerauslegung möglich wird. Der Regeleingriff erfolgt auf die Referenzspannung des Pulsweiten-Modulators.
2. **Mittelwert-Modell des pulswertenmodulierten Schalters (PWM-Schalter):** Hier wird ein Kleinsignal-Ersatzschaltbild für den Schalter und die Diode entwickelt, welches zum Berechnen der dynamischen Übertragungsfunktionen und der weiteren Reglerauslegung in die Topologie eingebaut wird.

Bei der Darstellung der Methoden wird zwischen dem kontinuierlichen und diskontinuierlichen Betrieb unterschieden. Unter dem kontinuierlichen Betrieb versteht man jene Betriebsart, bei der der zeitliche Stromverlauf in der Speicherdrossel stets  $\geq 0$  ist. In dieser Betriebsart nimmt der Wandler zwei Schaltungszustände (für Schalter „EIN“ und Schalter „AUS“) an. Ist die Induktivität der Speicherdrossel so klein, daß während der Freilaufperiode der Drosselstrom den Wert Null erreicht, sperrt die Freilaufdiode und die Schaltung tritt in einen dritten Schaltungszustand über. Diese Betriebsart nennt man wegen des lückenden Stromes in der Drossel. diskontinuierlicher Betrieb. Diese wird in deutschsprachiger Literatur häufig auch als Lückbetrieb bezeichnet. In dieser Arbeit werden die Übersetzung der englischen

Begriffe „continuous conduction mode“ und „discontinuous conduction mode“ verwendet.

### 3.1 State-Space-Averaging

#### 3.1.1 Modell für den kontinuierlichen Betrieb

Die Methoden des State-Space-Averaging sind von Middlebrook und Cuk /Middlebrook, et al 1976/ entwickelt worden. Weiter Ausführungen sind auch in /Mohan, 1995/ und /Erickson,1997/ zu finden.

Im kontinuierlichen Betrieb nimmt jeder DC/DC-Wandler zwei Schaltzustände an, nämlich für die Zustände Schalter „EIN“ und Schalter „AUS“. Jeder dieser Schaltzustände kann über ein System linearer Zustandsgleichungen beschrieben werden.

$$\frac{d}{dt}x = A_1 x + B_1 u_1 \quad \text{gültig für die Zeitdauer } D T_S \quad (3.1)$$

$$\frac{d}{dt}x = A_2 x + B_2 u_1 \quad \text{gültig für die Zeitdauer } (1-D) T_S \quad (3.2)$$

Dabei bezeichnet  $x$  den Vektor der Zustandsvariablen, bestehend aus den Drosselströmen und Kondensatorspannungen,  $A_1$  und  $A_2$  sind die Zustandsmatrizen und  $B_1$  und  $B_2$  die Steuervektoren der einzelnen Schaltzustände 1 und 2.  $u_1$  und  $u_2$  beziehen sich auf die Eingangs- und Ausgangsgrößen des Wandlers. Weiter wird festgelegt, daß die klein geschriebenen Buchstaben die Variablen bezeichnen, die sich aus dem Wert des stationären DC-Zustandes plus der AC-Kleinsignalauslenkung zusammensetzen, der Großbuchstabe bezeichnet den stationären Wert, „~“ als Index die AC-Aussteuerung um den Arbeitspunkt und  $d/dt$  bezeichnet die Ableitung des Zustandsvektors. So kann folgende Definition für die Variablen der Zustandsgleichungen festgehalten werden:

$$\text{Tastverhältnis:} \quad d = D + d_{\sim} \quad (3.3)$$

$$\text{Zustandsgrößen:} \quad x = X + x_{\sim}$$

$$\text{Eingangsspannung} \quad u_1 = U_1 + u_{1\sim}$$

$$\text{Ausgangsspannung:} \quad u_2 = U_2 + u_{2\sim}$$

Die Ausgangsspannung aller Konverter kann über den Ausgangskreis, bestehend aus dem Ausgangskondensator und der Last, berechnet werden. Sein System der Zustandsgleichungen lautet:

$$u_2 = C_1^T x \quad \text{gültig für die Zeitdauer } D T_s \quad (3.4)$$

$$u_2 = C_2^T x \quad \text{gültig für die Zeitdauer } (1-D) T_s \quad (3.5)$$

Die Vektoren  $C_1$  und  $C_2$  stehen in transponierter Form. In diese Zustandsgleichungen können ebenso Verlustparameter in Form von Widerständen (z.B. Wicklungswiderstände der Induktivitäten oder Reihenersatzwiderstände von Kondensatoren) einfließen. Die Gleichungen (3.1) und (3.2) wie auch die Gleichungen (3.4) und (3.5) werden im nächsten Schritt mit dem jeweiligen Tastverhältnis gewichtet und aus den gewichteten Gleichungen der Mittelwert gebildet:

$$\frac{d}{dt} x = [A_1 d + A_2 (1-d)] x + [B_1 d + B_2 (1-d)] u_1 \quad (3.6)$$

$$u_2 = [C_1 d + C_2 (1-d)] x \quad (3.7)$$

In den Gleichungen (3.6) und (3.7) können nun die Definitionen aus Gleichung (3.3) eingebunden werden. Dabei werden noch folgende Vereinfachungen eingeführt:

$$A = A_1 D + A_2 (1-D) \quad (3.8)$$

$$B = B_1 D + B_2 (1-D)$$

$$C = C_1 D + C_2 (1-D)$$

$$\frac{d}{dt} X = 0 \quad (3.9)$$

Das stationäre wie auch das dynamische Verhalten beschreibende vollständige Gleichungssystem lautet:

$$\frac{d}{dt} x_{\sim} = A X + B U_1 + A x_{\sim} + B u_{1\sim} \quad (3.10)$$

stat. Anteil

AC-Anteil

Eingangssp.

$$+ [(A_1 - A_2) X + (B_1 - B_2) U_1] d_{\sim} + [(A_1 - A_2) x_{\sim} + (B_1 - B_2) u_{1\sim}] d_{\sim}$$

AC-Anteil des Tastverhältnisses      nichtlinearer Term 2. Ordnung

$$U_2 + u_{2\sim} = C X + C x_{\sim} + (C_1 - C_2) X d_{\sim} + (C_1 - C_2) x_{\sim} d_{\sim} \quad (3.11)$$

stat. Anteil      AC-Gesamtanteil      nichtlin. Term 2. Ordnung

Eine Linearisierung um den Arbeitspunkt bedeutet, daß die Veränderungen des Kleinsignals gegenüber den statischen Werten verschwindend klein sind. Entsprechend können alle nichtlinearen Terme 2. Ordnung vernachlässigt werden. Aus dem Gleichungssystem wird deutlich, daß sich das stationäre und dynamische Verhalten, hervorgerufen durch Variation der Eingangsspannung oder des Tastverhältnisses, entsprechend dem Superpositionsgesetz überlagern. Diese können daher von einander getrennt betrachtet werden. Für den statischen Zustand gilt dann  $AX+BU_1=0$  und  $U_2 = CX$ . Für das dynamische Verhalten erhält man nun ein lineares Kleinsignalmodell, dessen Gültigkeitsbereich für Frequenzen unterhalb der Hälfte der Schaltfrequenz liegt. Die folgenden Gleichungen (3.12) - (3.14) geben die Rechenverfahren für die wichtigsten Übertragungsfunktionen im Bildbereich (Laplace-Operator  $s$ ) an. Hier  $I$  entspricht der Einheitsmatrix.

$$\text{Stat. Zustand: } \frac{U_2}{U_1} = -C A^{-1} B \quad (3.12)$$

Unter Anwendung des Superpositionsgesetzes gilt für  $\tilde{u}_1 = 0$ :

$$F_{u,d}(s) = \frac{u_{2\sim}}{d_{\sim}} = C [s I - A]^{-1} [(A_1 - A_2) X + (B_1 - B_2) U_1] + (C_1 - C_2) X \quad (3.13)$$

Für  $d_{\sim} = 0$  gilt:

$$F_{u,u}(s) = \frac{u_{2\sim}}{u_{1\sim}} = C (s I - A)^{-1} B \quad (3.14)$$

### 3.1.2 Modell für den diskontinuierlichen Betrieb

In /Cuk, et al 1977/ wurde erstmals das State-Space-Averaging für den diskontinuierlichen Betrieb von Gleichstromstellern dargestellt. Im Vergleich zu der Vorgehensweise beim kontinuierlichen Betrieb muß hier bei der Mittelwertbildung ein dritter Zustand mit aufgenommen werden. Für den Zustand Schalter „EIN“ wird nun das Tastverhältnis  $D$ , für den Zustand „AUS-Diode leitend“ das Tastverhältnis  $D_2$  und für den Zustand „AUS-Diode sperrend“ das Tastverhältnis  $D_3$  definiert. Die Gleichungen (3.1) bis (3.5) gelten weiterhin für die beiden ersten Schaltzustände. Für den dritten Schaltzustand gilt im Zeitbereich  $D_3 T_S$ :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} x &= A_3 x + B_3 u_1 \\ u_2 &= C_3 x \end{aligned} \quad (3.15)$$

Die Mittelwertbildung über  $T_S$  erfolgt hier auch analog zu den Gleichungen (3.6) und (3.7) über die Summe der mit der jeweiligen Zeitdauer gewichteten Zustände.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}x &= [A_1 \ d + A_2 \ d_2 + A_3 \ d_3] x + [B_1 \ d + B_2 \ d_2 + B_3 \ d_3] u_1 \\ u_2 &= [C_1 \ d + C_2 \ d_2 + C_3 \ d_3] x \end{aligned} \quad (3.16)$$

Allerdings ist im diskontinuierlichen Betrieb diese Darstellung nicht vollständig, da der zeitliche Verlauf des Drosselstromes Restriktionen unterworfen ist: Sein Anfangswert und sein Endwert sind stets Null. Er kann daher nicht mehr als echte Zustandsgröße bezeichnet werden. Als neue Zustandsgröße für den Drosselstrom wird jetzt sein Mittelwert eingesetzt. Dieser ist im Gegensatz zum kontinuierlichen Betrieb bei AC-Auslenkungen um den Arbeitspunkt nicht konstant, sondern von der Auslenkung abhängig. Für den Mittelwert der Drosselstromes gelten folgende Definitionen:

$$\begin{aligned} i &= I + i_{\sim} \\ \frac{di}{dt} &= 0 \\ i &= f(u_1, u_2, d, L, T_S) \\ I &= f(U_1, U_2, D, L, T_S) \end{aligned} \quad (3.17)$$

Die Definition des Tastverhältnisses in (3.3) erhält folgende Erweiterung:

$$\begin{aligned} d &= D + d_{\sim} & d_2 &= D_2 + d_{2\sim} & d_3 &= D_3 + d_{3\sim} \\ D_3 &= -(D + D_2) & d_{3\sim} &= -(d_{\sim} + d_{2\sim}) \end{aligned} \quad (3.18)$$

Die Gleichungen in (3.8) müssen ebenfalls um den dritten Zustand erweitert werden. Werden die Definitionen aus (3.3) und (3.18) unter den in Gleichung (3.17) festgelegten Bedingungen in Gleichung (3.16) eingefügt, dann erhält man auch hier für das stationäre wie auch für das dynamische Verhalten des Wandlers im diskontinuierlichen Betrieb das vollständige Gleichungssystem (die nichtlinearen Terme 2. Ordnung wurden vernachlässigt):

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}x_{\sim} &= \underbrace{A X + B U_1}_{\text{stat. Anteil}} + \underbrace{A x_{\sim} + B u_{1\sim}}_{\text{AC-Anteil}} + \underbrace{[(A_1 - A_3) X + (B_1 - B_3) U_1]}_{\text{AC-Anteil des Tastverhältnisses } d} d_{\sim} \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$\begin{aligned} &+ \underbrace{[(A_2 - A_3) X + (B_2 - B_3) U_1]}_{\text{AC-Anteil des Freilaufes } d_2} d_{2\sim} \\ U_2 + u_{2\sim} &= \underbrace{C X}_{\text{stat. Anteil}} + \underbrace{C x_{\sim}}_{\text{AC-Anteil}} + \underbrace{(C_1 - C_3) X}_{\text{AC-Anteil des Freilaufes}} d_{\sim} + (C_2 - C_3) X d_{2\sim} \end{aligned} \quad (3.20)$$

Diese Gleichungen sind nur gültig für die folgenden Einschränkungen bezüglich der Zustandsgröße des Drosselstroms:

$$\frac{di_{\sim}}{dt} = 0 \quad (3.21)$$

$$i_{\sim} = \frac{\partial i}{\partial u_1} u_1 + \frac{\partial i}{\partial u_2} u_2 + \frac{\partial i}{\partial d} d$$

Für die Rechenvorschriften zum Ermitteln der einzelnen Übertragungsfunktion im Frequenzbereich  $< f_s/2$  ( $f_s$  = Schaltfrequenz) gelten die Gleichungen (3.12) bis (3.14). Dabei muß der Drosselstrom durch die Gleichungen in (3.21) ersetzt werden. Besonders im diskontinuierlichen Betrieb erweist sich die Methode des State-Space-Averaging als recht kompliziert und aufwendig. Die im Nachfolgenden beschriebene Methode der Mittelung der Schaltergrößen stellt eine einfachere Rechenmethode zur Verfügung.

## 3.2 Modellbildung durch Mittelung der Schaltergrößen

Grundlage zur Modellbildung durch Mittelung der Schaltergrößen wird durch die in der Nachrichtentechnik bewährte Methode zur Linearisierung nichtlinearer Transistormodelle für die Beschreibung ihres Groß- und Kleinsignalverhaltens geliefert. Hier sind für den Transistor ein statisches wie auch ein Wechselstromersatzschaltbild entworfen worden. Als Ersatzschaltbilder dienen aktive Vierpole mit Widerständen und Stromquellen. Die Stromquellen stellen im statischen Verhalten die Gleichstromverstärkung und im Wechselstromersatzschaltbild die Wechselstromverstärkung dar. Ähnliche Ersatzschaltbilder zur Linearisierung getakteter Schaltungen in der Leistungselektronik werden in /Vorperian, 1990a und b/ und /Erickson, 1997/ für beide Betriebsmodi beschrieben. Die folgenden Beschreibung erfolgen in Anlehnung an die Literatur.

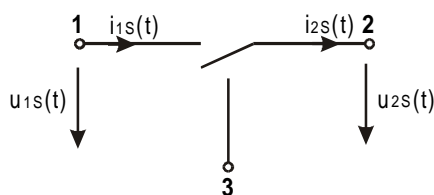
### 3.2.1 Modell für den kontinuierlichen Betrieb

Die Linearisierung und Ersatzschaltbilder mit anderen Methoden wie des „circuit averaging“, des „hybrid modeling“, oder des „canonical circuit model“ haben gezeigt, daß alle Linearisierungen auf die Mittelung der Strom- und Spannungsverläufe der aktiven (Transistoren) und passiven (Dioden) Schalter in einem Arbeitspunkt

zurückführbar sind. Desweiteren erfüllen die Schalter zwei für die Charakteristik der Wandler wichtige Grundfunktionen:

- a) Übertragung der Groß- und Kleinsignale gemäß dem Tastverhältnis (Übersetzungsverhältnis)
- b) Durch die Regelung des Tastverhältnisses werden über die Schalter in der Schaltung auch die Kleinsignale angeregt

**Schalternetzwerk**



**Tiefsetzsteller mit Schalternetzwerk**

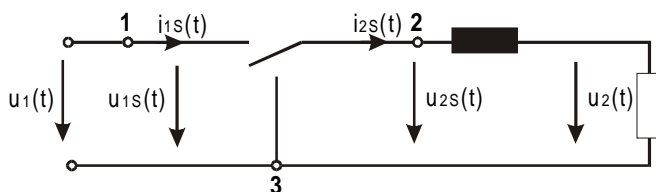


Abbildung 3.1: Schalternetzwerk und seine Einbindung in eine Wandlertopologie

Es liegt also auf der Hand, das Schalternetzwerk bestehend aus Transistor und Diode durch die Mittelwertbildung der Strom- und Spannungsverläufe der Schalter zu linearisieren und für die weitere Analyse der Schaltung ein linearisiertes Ersatzschaltbild in die zu untersuchende Schaltung einzubauen. Diese Vorgehensweise reduziert den komplizierten Aufwand, der bei der Mittelwertbildung der kompletten

Schaltung entsteht.

Zur Linearisierung erfolgt die Mittelwertbildung der Schaltergrößen über die Schaltperiode  $T_s$ . Zur späteren Unterscheidung dieses Mittelwertes von dem des Arbeitspunktes wird in Anlehnung an die englischsprachige Schreibweise das Formelzeichen  $\langle \rangle_{T_s}$  eingefügt.  $\langle z(t) \rangle_{T_s}$  bedeutet hier den Mittelwert des zeitlichen Verlaufes  $z(t)$  über den Zeitraum  $T_s$ . Wie in Kapitel 2 gezeigt, lassen sich Schalter und Diode aller DC/DC-Wandler aus Abbildung 2.10 in einer dreipoligen Schalterzelle zusammenfassen. Die Pole 1, 2, und 3 des in Abbildung 3.1 dargestellten Schalternetzwerkes stellen den aktiven, den gemeinsamen und den passiven Pol dar. Wird dieses Schalternetzwerk in eine Wandlertopologie eingebaut, vgl. Abbildung 3.1, so ist Pol 1 an die Stelle des Schalters, Pol 2 an die Stelle der Speicherdrossel und Pol 3 an die Stelle der Diode angeschlossen. Am Beispiel des Tiefsetzstellers wird auch deutlich, daß  $u_{1s}(t)$  und  $i_{2s}(t)$  die unabhängigen Zustandsgrößen sind, da sie die Eingangsspannung bzw. den Drosselstrom darstellen. Mit  $i_{1s}(t)$  und  $u_{2s}(t)$  sind die

abhängigen Schaltergrößen bezeichnet. Die Mittelwerte ihrer zeitlichen Verläufe, die die linearisierten Größen darstellen, lauten nach obiger Erläuterung:  $\langle i_{1S}(t) \rangle_{T_S}$ ,  $\langle u_{1S}(t) \rangle_{T_S}$ ,  $\langle i_{2S}(t) \rangle_{T_S}$ ,  $\langle u_{2S}(t) \rangle_{T_S}$ . Betrachtet man den rein stationären Betrieb, so entsprechen diese Mittelwerte denen bisher mit Großbuchstaben bezeichneten Mittelwerten (Arbeitspunkt):  $I_{1S}$ ,  $U_{1S}$ ,  $I_{2S}$ ,  $U_{2S}$ . In der Realität treten aber Schwankungen um den Arbeitspunkt auf. Analog zu Gleichung (3.3) wird definiert:

$$\langle i_{1S}(t) \rangle_{T_S} = I_{1S} + i_{1S\sim} \quad (3.22)$$

$$\langle u_{1S}(t) \rangle_{T_S} = U_{1S} + u_{1S\sim}$$

$$\langle i_{2S}(t) \rangle_{T_S} = I_{2S} + i_{2S\sim}$$

$$\langle u_{2S}(t) \rangle_{T_S} = U_{2S} + u_{2S\sim}$$

$$d(t) = D + \tilde{d}$$

Für die abhängigen Schaltergrößen gilt:

$$\langle i_{1S}(t) \rangle_{T_S} = d(t) \langle i_{2S}(t) \rangle_{T_S} \quad (3.23)$$

$$\langle u_{2S}(t) \rangle_{T_S} = d(t) \langle u_{1S}(t) \rangle_{T_S}$$

Vernachlässigt man die nichtlinearen Terme 2. Ordnung, so gelten für die linearisierten Schalterströme und Spannungen unter Einbezug der Gleichungen (3.22) und (3.23) folgende Zusammenhänge:

$$I_S + i_{S\sim} = I_S D + i_{S\sim} D + I_S d_{\sim} \quad (3.24)$$

$$U_S + u_{S\sim} = U_S D + u_{S\sim} D + U_S d_{\sim}$$

Aus dieser Gleichung läßt sich das in Abbildung 3.2 dargestellte lineare Ersatzschaltbild ableiten. Dies läßt sich dann in die zu untersuchende Topologie einbinden, wie am Beispiel des Tiefsetzstellers gezeigt wird. Für die Eingangs- und Ausgangsgrößen des Wandlers gilt:

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_S} = I_1 + i_{1\sim} \quad (3.25)$$

$$\langle u_1(t) \rangle_{T_S} = U_1 + u_{1\sim}$$

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_S} = I_2 + i_{2\sim}$$

$$\langle u_2(t) \rangle_{T_S} = U_2 + u_{2\sim}$$

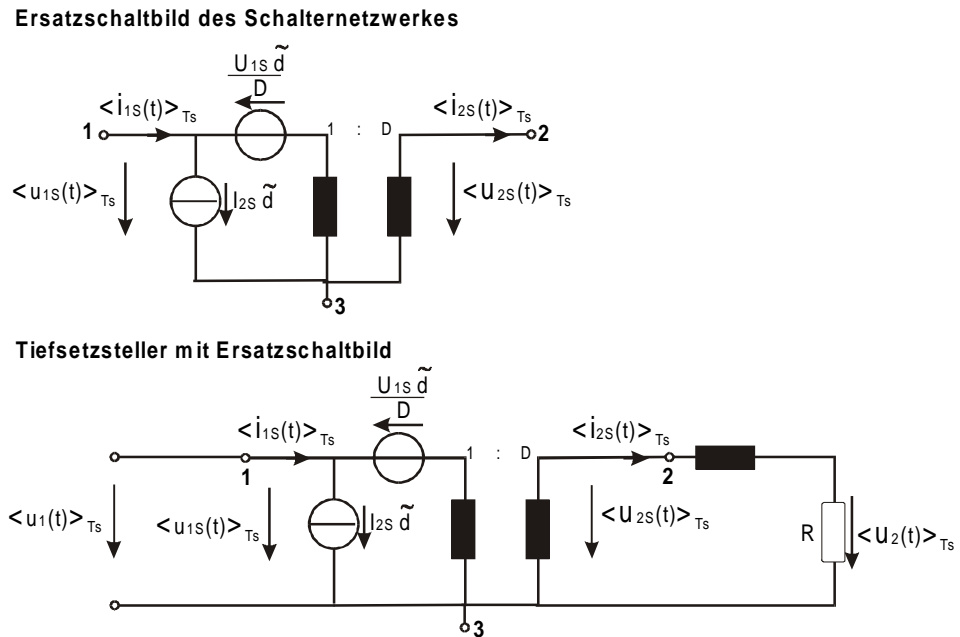


Abbildung 3.2: Ersatzschaltbild des Schaltnetzwerkes und seine Einbindung in eine Wandlertopologie

Der im Ersatzschaltbild dargestellte Transformator stellt keinen realen physikalischen Transformator dar, sondern viel mehr das stationäre Übersetzungsverhalten des Wandlers. Dieses Ersatzschaltbild ermöglicht eine einfache Aufstellung der Zustandsgleichungen des Wandlers.

### 3.2.2 Modell für den diskontinuierlichen Betrieb

Da im diskontinuierlichen Betrieb das Tastverhältnis vom Lastwiderstand  $R$  /Erickson, 1997/, (siehe auch Kapitel 4.2) abhängt, verhält sich der Ausgang der Wandler nicht wie im kontinuierlichen Betrieb wie gemäß einer Spannungsquelle, sondern wie eine abhängige Leistungsquelle. Dies ist der Grund, warum das Verfahren des State-Space-Averaging in dieser Betriebsart abhängig vom Laststrom und somit recht kompliziert wird. In /Vorperian,1990a) und b)/ und in /Erickson, 1997/ wird das Verfahren der Mittelung der Schaltergrößen auch auf den diskontinuierlichen Betrieb übertragen. In dieser Betriebsart zeigt sich, daß sich die Mittelwerte von Strom und Spannung am Transistor nach dem Ohmschen Gesetz verhalten und die Mittelwerte von Strom und Spannung an der Diode einer Leistungsquelle folgen /Erickson, 1997/. Mit der oberen Darstellung in Abbildung 3.3 kann das Großsignalverhalten im diskontinuierlichen Betrieb beschrieben werden. Zur Findung des Kleinsignal-Ersatzschaltbildes kann zunächst das Schaltnetzwerk, wie in Abbildung 3.1 gezeigt, herangezogen werden. Die Mittelwerte der Schaltergrößen  $\langle i_{1S}(t) \rangle_{T_s}$ ,  $\langle u_{1S}(t) \rangle_{T_s}$ ,  $\langle i_{2S}(t) \rangle_{T_s}$ ,  $\langle u_{2S}(t) \rangle_{T_s}$  erhält man

durch die Mittelwertbildung der einzelnen Spannungs- bzw. Stromformen am Schalter und der Diode über alle drei Schaltzustände. Dabei gilt:

$$d_3(t) = 1 - d(t) - d_2(t) \quad (3.26)$$

Nach der Mittelwertbildung erhalten die Ströme des Schalernetzwerkes folgende Form:

$$\begin{aligned} \langle i_{1S}(t) \rangle_{T_s} &= f_1(\langle u_{1S}(t) \rangle_{T_s}, \langle u_{2S}(t) \rangle_{T_s}, d(t)) \\ \langle i_{2S}(t) \rangle_{T_s} &= f_2(\langle u_{1S}(t) \rangle_{T_s}, \langle u_{2S}(t) \rangle_{T_s}, d(t)) \end{aligned} \quad (3.27)$$

Werden die in Gleichung (3.22) getroffenen Vereinbarungen zur Beschreibung der Kleinsignalauslenkungen um den Arbeitspunkt eingesetzt, erhält man für die AC-Auslenkungen folgende für alle Wandler gültige Beschreibung:

$$\begin{aligned} i_{1S\sim} &= \frac{u_{1S\sim}}{r_1} + j_1 d_{\sim} + g_1 u_{2S\sim} \\ i_{2S\sim} &= -\frac{u_{1S\sim}}{r_2} + j_2 d_{\sim} + g_2 u_{2S\sim} \end{aligned} \quad (3.28)$$

Die Parameter der Gleichung (3.28) können nun durch Einsetzen der Gleichung (3.22) in Gleichung (3.27) unter Berücksichtigung des Arbeitspunktes oder durch Taylor-Reihenentwicklung um den Arbeitspunkt bestimmt werden. Bei beiden Wegen können wiederum die Terme 2. Ordnung vernachlässigt werden. Zur Anwendung der letzteren Methode können folgende Gleichungen genutzt werden.

$$\begin{aligned} I_{1S} + i_{1S\sim} &= f_1(U_{1S}, U_{2S}, D) + u_{1S\sim}(t) \left. \frac{df_1(u_{1S}, U_{2S}, D)}{du_{1S}} \right|_{u_{1S}=U_{1S}} \\ &+ u_{2S\sim}(t) \left. \frac{df_1(U_{1S}, u_{2S}, D)}{du_{2S}} \right|_{u_{2S}=U_{2S}} + d_{\sim}(t) \left. \frac{df_1(U_{1S}, U_{2S}, d)}{dd} \right|_{d=D} \\ I_{2S} + i_{2S\sim} &= f_2(U_{1S}, U_{2S}, D) + u_{1S\sim}(t) \left. \frac{df_2(u_{1S}, U_{2S}, D)}{du_{1S}} \right|_{u_{1S}=U_{1S}} \\ &+ u_{2S\sim}(t) \left. \frac{df_2(U_{1S}, u_{2S}, D)}{du_{2S}} \right|_{u_{2S}=U_{2S}} + d_{\sim}(t) \left. \frac{df_2(U_{1S}, U_{2S}, d)}{dd} \right|_{d=D} \end{aligned} \quad (3.29)$$

Gleichung (3.29) führt zu dem in Abbildung 3.3 dargestellten Kleinsignal-Ersatzschaltbild.

Ersetzt man Diode und Schalter durch dieses Kleinsignal-Ersatzschaltbild, können die Zustandsgleichungen der Form:  $\frac{d}{dt}x = A x + B_u u_1 + B_d d$  und  $u_2 = C x$  für den jeweiligen Wandler entwickelt werden. Dabei bedeuten die Vektoren  $B_u$  und  $B_d$  die Steuervektoren bezüglich der Eingangsspannung und des Tastverhältnisses. Mit ihnen lassen sich die einzelnen Übertragungsfunktionen berechnen:

$$F_{u,u} = \frac{u_{2\sim}}{u_{1\sim}} = C s (I - A)^{-1} B_u \quad (3.30)$$

$$F_{u,d} = \frac{u_{2\sim}}{d_{\sim}} = C s (I - A)^{-1} B_d \quad (3.31)$$

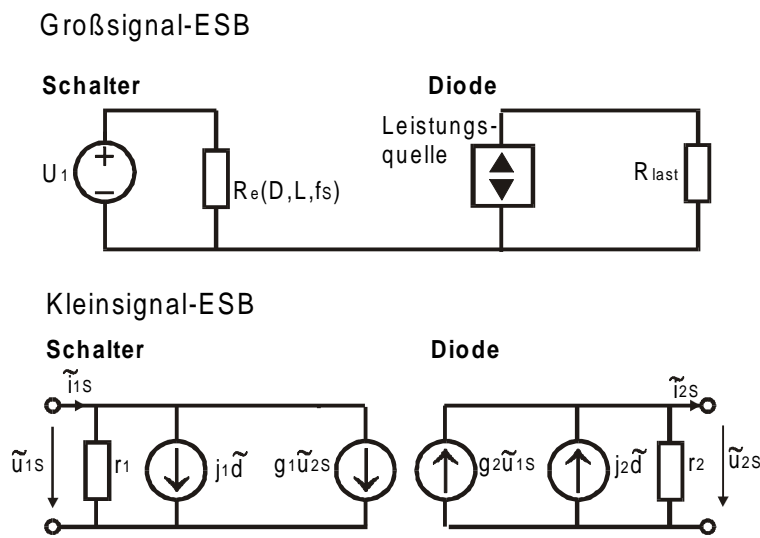


Abbildung 3.3: Groß- und Kleinsignal-Ersatzschaltbild für DC/DC-Wandler im diskontinuierlichen Betriebes

Die Ersatzschaltbilder (ESB) ermöglichen nicht nur eine leichte Aufstellung der Zustandsgleichungen, sondern bieten auch eine erhebliche Vereinfachung bei der Simulation. Die Simulation getakteter Schaltungen führt bei Simulationsprogrammen wie PSpice häufig zu Konvergenzproblemen, die auf Kosten der Genauigkeit und der Rechenzeiten beherrschbar sind.

Zudem treten in der Simulation unterschiedliche Zeitkonstanten zwischen Millisekunden (Filterelemente) und Mikrosekunden (getaktete Schalter) auf. Vor allem letztere können zu langen Simulationszeiten führen, da sie kleine Schrittweiten implizieren. Diese Art der Simulation ist nicht zu umgehen, wenn es z. B. um das Wissen der Bauteilbelastungen oder exakten Verläufe geht. Für die Simulation und Reglerentwurf ist die Analyse der diskreten Schaltung häufig ein zu komplexer Ansatz. Hier bietet die Einbindung des Kleinsignal-Ersatzschaltbildes an Stelle der Schalter eine schnellere wie auch ebenso exakte Alternative.

### **3.3 Zusammenfassung**

In diesem Kapitel wurden zwei Methoden zur Ermittlung der Kleinsignalgleichung für DC/DC-Wandler erörtert. Dabei erweist sich die Methode des State-Space-Averaging für den diskontinuierlichen Betrieb als sehr aufwendig, da der Drosselstrom zuvor in Abhängigkeit des Tastverhältnises und der Eingangs- und Ausgangsspannung ermittelt werden muß. Die Methode der gemittelten Schaltergrößen führt zu einem Kleinsignal-Ersatzschaltbildes, aus dem sich die gesuchten Größen einfacher bestimmen lassen. Diese Methode wird im folgenden Abschnitt zur Analyse der ausgewählten Schaltungen verwendet.

## 4 Analyse tief-/hochsetzender DC/DC-Wandler mit stromeinprägendem Ausgang

Im Kapitel 2 wurden der Cuk- und der Zeta-Wandler als geeignete Topologien zur Entwicklung von Wechselrichtern mit spannungstief- und -hochsetzendem Übertragungsverhalten herausgearbeitet. Da sie zu den unbekannteren Topologien zählen, wird in diesem Kapitel ihr Verhalten im kontinuierlichen und diskontinuierlichen Betrieb eingehend untersucht. Die Herleitung des Groß- und Kleinsignalverhaltens erfolgt an den transformatorlosen Topologien und kann auf die Topologien mit HF-Transformator direkt übertragen werden. Ebenso wird der Vollständigkeit wegen für die Gruppe der tief-/hochsetzenden DC/DC-Wandler mit strom-eingepägtem Ausgang auch die D2-Schaltung in die Untersuchung miteinbezogen.

### 4.1 Kontinuierlicher Betrieb

Die Betriebsform „kontinuierlicher Betrieb“ bedeutet, daß alle Energiespeicher  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $C_1$  und  $C_2$ , vgl. Abbildung 4.1, hinreichend groß gewählt sind, so daß der zeitliche Verlauf ihrer Ströme bzw. Spannungen den Wert Null weder erreichen noch unterschreiten können. Weitere Voraussetzung ist, daß die resultierende Systemzeitkonstante  $T_{\text{System}}$  wesentlich größer als die Schaltperiode  $T_S$  ist.

#### 4.1.1 Großsignalverhalten

Zur Herleitung des Großsignalverhaltens wird die jeweilige Topologie bezüglich ihrer zwei Schaltzustände „S ein“ und „S aus“, wie in Abbildung 4.1B,C dargestellt, getrennt betrachtet. Die Beschreibung der einzelnen Schaltzustände erfolgt im eingeschwungenen Zustand der Schaltung. Um für alle DC/DC-Wandler eine einheitliche Terminologie zu verwenden, damit sie miteinander vergleichbar werden, wird hier der eingangsseitig fließende Mittelwert des Stromes als Eingangsstrom ( $I_1$ ) und der ausgangsseitig fließende Strommittelwert als Ausgangsstrom (Laststrom) ( $I_2$ ) bezeichnet und entsprechend die Mittelwerte der Eingangs- und Ausgangsspannungen mit  $U_1$  bzw.  $U_2$  dargestellt. Alle anderen Strom- und Spannungsgrößen (z. B. der Speicherdrosseln etc.) werden auf diese Größen bezogen.

### **Schaltzustand „Schalter S ein“**

Die einzelnen Schaltzustände der verlustlosen Wandler sind in Abbildung 4.1 dargestellt. Wird der Schalter S geschlossen, so fließt Energie aus der Quelle in die Speicherdrossel  $L_1$ , gleichzeitig entlädt sich der Speicherkondensator  $C_1$ , um die Last wie auch die Speicherdrossel  $L_2$  mit Energie zu versorgen.

In diesem Schaltzustand wird in den beiden Speicherdrosseln Energie gespeichert, während dem Speicherkondensator  $C_1$  und der Quelle Energie entnommen wird. Die Drosselströme fließen über den Schalter zusammen. Die Belastungen der einzelnen passiven Bauelemente hingegen sind von der jeweiligen Topologie abhängig und in Tabelle 4.1 zusammengefaßt. Ihre idealisierten Verläufe sind in Abbildung 4.2 dargestellt.

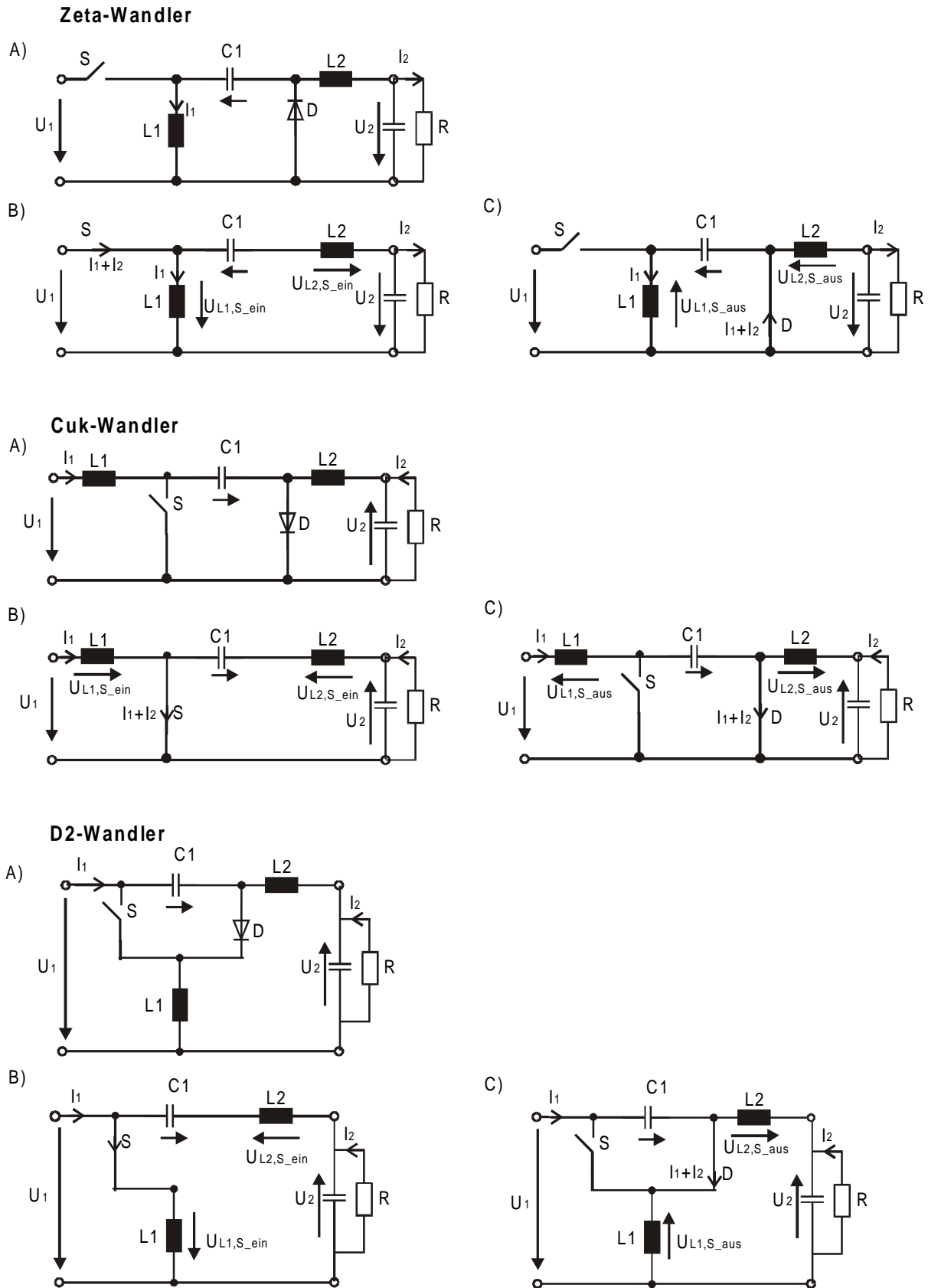


Abbildung 4.1: Schaltzustände Cuk-, Zeta- und D2-Wandlers im kontinuierlichen Betrieb : A) Schaltbild des jeweiligen Wandlers, B) Zustand  $S_{\text{ein}}$ , C) Zustand  $S_{\text{aus}}$

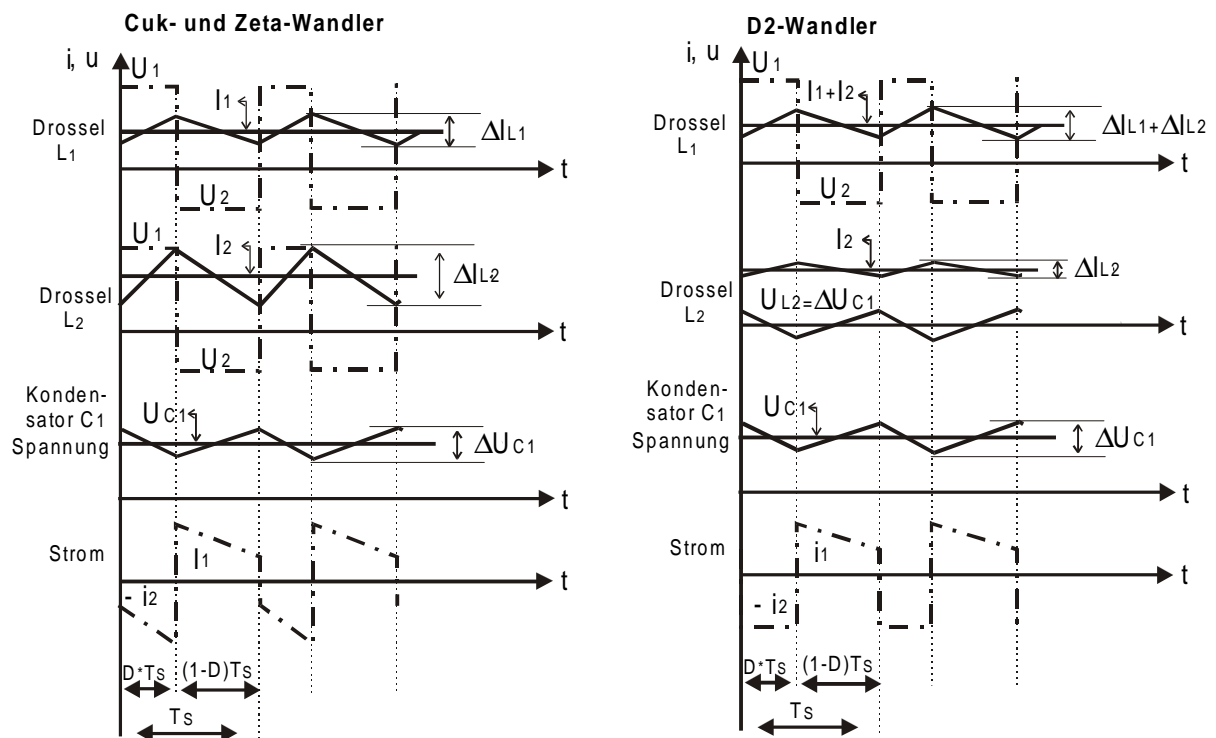


Abbildung 4.2: Idealierte Strom- und Spannungsverläufe an den passiven Bauelementen des Cuk-, Zeta- und D2-Wandlers

### Schaltzustand „Schalter S aus“

Während der „Aus“-Phase des Schalters leitet die Diode. In dieser Phase werden beide Drosseln wieder entladen, in dem  $L_2$  an die Last Energie abgibt und  $L_1$  dem Kondensator  $C_1$  die zuvor abgegebene Energie wieder zuführt. Die Summe der Ströme aus den Drosseln fließt hier über die Diode zusammen.<sup>1</sup>

Durch Berechnung der Spannungszeitflächen an den Drosseln, kann der sich im eingeschwungenem Zustand einstellende Stromrippel  $\Delta I_{L1}$  bzw.  $\Delta I_{L2}$  bestimmt werden. Analog kann durch Bestimmung der Stromzeitflächen der sich einstellende Spannungsrippel am Kondensator  $C_1$  berechnet werden:

$$\Delta I_{L_{1,2}} = \int_0^{t_{\text{ein}}} \frac{U_{L_{1,2}}(t)}{L_{1,2}} dt = \int_{t_{\text{ein}}}^{t_{\text{aus}}} \frac{U_{L_{1,2}}(t)}{L_{1,2}} dt \quad (4.1)$$

<sup>1</sup> Für alle Wandler 4. Ordnung mit einem kapazitiven Zwischenspeicher  $C_1$  verläuft der „Schaltungsmechanismus“ identisch (also auch für die hier nicht behandelten Sepic- und D1-Wandler)

$$\Delta U_{C1} = \int_0^{t_{ein}} \frac{I_{C1}(t)}{C_1} dt = \int_{t_{ein}}^{t_{aus}} \frac{I_{C1}(t)}{C_1} dt \quad (4.2)$$

Da eine große Systemzeitkonstante der Wandler vorausgesetzt wird, weisen ihre induktiven Speicherelemente ein hohes Speichervermögen auf. Daher können diese auch als Stromquellen beschrieben werden, deren einprägende Größen sich aus der Mittelwertbildung ihrer zeitlichen Stromverläufe über eine Schaltperiode berechnen. Wie in Abbildung 4.2 und auch aus Abbildung 4.1 ersichtlich, fließen beim Cuk- und Zeta-Wandler bei geschlossenem Schalter durch  $L_1$  der Mittelwert des Eingangsstromes  $I_1$ , dem der Rippel  $\Delta I_{L1}$  überlagert ist, durch  $L_2$  der Mittelwert des Ausgangsstromes  $I_2$  mit überlagertem Rippel  $\Delta I_{L2}$ . Beim D2-Wandler fließt die Summe aus Eingangsstrom und Ausgangsstrom mit den Stromrippeln  $\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}$  in  $L_1$ , während  $L_2$  nur vom Ausgangsstrom belastet wird. Alle weiteren Belastungen der Schalter und passiven Bauelemente sind für die verlustlosen Wandler in der Tabelle 4.1 zusammengefaßt.

	<b>Cuk-Wandler</b>	<b>Zeta-Wandler</b>	<b>D2-Wandler</b>
$\hat{i}_{L1max}$	$I_1 + 1/2\Delta I_{L1}$	$I_1 + 1/2\Delta I_{L1}$	$I_1 + 1/2\Delta I_{L1} + I_2 + 1/2\Delta I_{L2}$
$\hat{u}_{L1,S\_ein}$	$U_1$	$U_1$	$U_1$
$\hat{u}_{L1,S\_aus}$	$-(-U_1 + U_{C1} + 1/2\Delta U_{C1})$	$-(U_{C1} + 1/2\Delta U_{C1})$	$-(U_2 + 1/2\Delta U_{C1})$
$\hat{i}_{L2max}$	$I_2 + 1/2\Delta I_{L2}$	$I_2 + 1/2\Delta I_{L2}$	$I_2 + 1/2\Delta I_{L2}$
$\hat{u}_{L2,S\_ein}$	$-U_2 + U_{C1} + 1/2\Delta U_{C1}$ $= U_1 + 1/2\Delta U_{C1}$	$U_{L1} \cdot S_{ein} - U_2 + U_{C1} + 1/2\Delta U_{C1}$ $= U_1 + 1/2\Delta U_{C1}$	$-U_{L1} \cdot S_{ein} - U_2 + U_{C1} + 1/2\Delta U_{C1}$ $= 1/2\Delta U_{C1}$
$\hat{u}_{L2,S\_aus}$	$-U_2$	$-U_2$	$-U_{L1} \cdot S_{aus} - U_2 = -1/2\Delta U_{C1}$
$\hat{i}_{C1max,S\_ein}$	$-I_{L2max}$	$-I_{L2max}$	$-I_{L2max}$
$\hat{i}_{C1max,S\_aus}$	$I_{L1max}$	$I_{L1max}$	$I_{L1max}$
$\hat{u}_{C1max}$	$U_1 + U_2 + 1/2\Delta U_{C1}$	$U_2 + 1/2\Delta U_{C1}$	$U_1 + U_2 + 1/2\Delta U_{C1}$
$\hat{i}_{Smax}$	$I_1 + 1/2\Delta I_{L1} + I_2 + 1/2\Delta I_{L2}$	$I_1 + 1/2\Delta I_{L1} + I_2 + 1/2\Delta I_{L2}$	$I_1 + 1/2\Delta I_{L1} + I_2 + 1/2\Delta I_{L2}$
$\hat{u}_{Smax}$	$U_{C1} + 1/2\Delta U_{C1} = U_1 + U_2$ $+ 1/2\Delta U_{C1}$	$U_{C1} + 1/2\Delta U_{C1} = U_1 + U_2$ $+ 1/2\Delta U_{C1}$	$U_{C1} + 1/2\Delta U_{C1} = U_1 + U_2$ $+ 1/2\Delta U_{C1}$
$\hat{i}_{Dmax}$	$I_1 + 1/2\Delta I_{L1} + I_2 + 1/2\Delta I_{L2}$	$I_1 + 1/2\Delta I_{L1} + I_2 + 1/2\Delta I_{L2}$	$I_1 + 1/2\Delta I_{L1} + I_2 + 1/2\Delta I_{L2}$
$\hat{u}_{Dmax}$	$U_{C1} + 1/2\Delta U_{C1} = U_1 + U_2$ $+ 1/2\Delta U_{C1}$	$U_1 + U_{C1} + 1/2\Delta U_{C1} = U_1 + U_2$ $+ 1/2\Delta U_{C1}$	$U_{C1} + 1/2\Delta U_{C1} = U_1 + U_2$ $+ 1/2\Delta U_{C1}$

Tabelle 4.1: Maximale Belastungen an den aktiven und passiven Bauelementen der transformatorlosen Topologien ohne Berücksichtigung der Verluste

Hinsichtlich der Belastung der Halbleiterbauelemente verhalten sich die drei Wandlertypen identisch. Cuk- und Zeta-Wandler unterscheiden sich nur in der

erforderlichen Spannungsfestigkeit von  $C_1$ , die beim Cuk- und D2-Wandler um den Wert der Eingangsspannung höher liegt. Beim D2-Wandler muß aufgrund der topologischen Anordnung (vergleichbar mit einem Sperrwandler) die Drossel  $L_1$  für die Summe von Eingangs- und Ausgangsstrom ausgelegt werden. Die Induktivität  $L_2$  kann hingegen sehr viel kleiner ausgelegt werden als bei den anderen beiden Wandlern, da hier als induzierende Spannung nur der Spannungsrippel  $\Delta U_{C1}$  anliegt und nicht  $U_1$  bzw.  $U_2$ . Die Ermittlung der Spannungsübertragungsfunktion erfolgt durch Gleichsetzen der Spannungszeitflächen gemessen an den induktiven Bauelemente. Die im eingeschwungenem Zustand über eine Schaltperiode gemittelten Spannungszeitflächen an einer Drossel ergänzen sich zu Null, somit können die Gleichungen  $u_{L1,S\_ein}$  und  $u_{L1,S\_aus}$  bzw.  $u_{L2,S\_ein}$  und  $u_{L2,S\_aus}$  aus Tabelle 4.1 gewichtet mit dem entsprechenden Tastverhältnis gleichgesetzt werden. Im folgenden wird dies am Beispiel des Zeta-Wandlers gezeigt. Da  $C_1$  sehr groß ist, kann  $\Delta U_{C1} \approx 0$  (Idealisierung) gesetzt werden:

$$U_{L1,S\_ein} D = U_{L1,S\_aus} (1 - D) = U_1 D = U_{C1} (1 - D) \quad (4.3)$$

$$U_{L2,S\_ein} D = U_{L2,S\_aus} (1 - D) = (U_1 - U_{C1} + U_2) D = U_2 (1 - D) \quad (4.4)$$

Wenn  $U_1$  in Gleichung (4.4) durch Gleichung (4.3) ersetzt wird, kann die mittlere Spannungsbelastung des Pufferkondensators  $C_1$  ermittelt werden. Für den Zeta-Wandler gilt:

$$U_{C1} = U_2 \quad (4.5)$$

Für das Spannungs- und Stromübersetzungsverhältnis der verlustlosen Wandler kann aus den Gleichungen (4.3) - (4.5) angegeben werden<sup>2</sup>:

$$\left( \frac{U_2}{U_1} \right)_{Zeta} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{D}{1 - D} = \frac{I_1}{I_2} = - \left( \frac{U_2}{U_1} \right)_{Cuk,D2} \quad (4.6)$$

In Kapitel 2.4.2 wurde gezeigt, wie z. B. der Cuk-, D2- und Zeta-Wandler mit einem HF-Transformator erweitert werden können. Für diese Wandler ergibt sich ein Spannungs- bzw. Stromübersetzungsverhältnis von:

$$\left( \frac{U_2}{U_1} \right)_{Zetasperr} = \frac{D}{1 - D} \ddot{u} = \frac{I_1}{I_2} = - \left( \frac{U_2}{U_1} \right)_{Cukdurchfl,D2sperr} \quad (4.7)$$

<sup>2</sup> Auf die selbe Weise kann das gleiche ideale Übersetzungsverhältnis auch für den Sepic- und D1-Wandler hergeleitet werden. Es ist zu berücksichtigen, daß Cuk-, D1- und D2-Wandler invertierende Wandler sind.

In Abbildung 4.3 sind die Spannungsübersetzungsverhältnisse für den Zeta-Wandler mit und ohne HF-Transformator dargestellt. Für die Topologien mit HF-Transformator können einzelnen Schaltzustände wie auch die Belastungen der Bauelemente aus Anhang D entnommen werden.

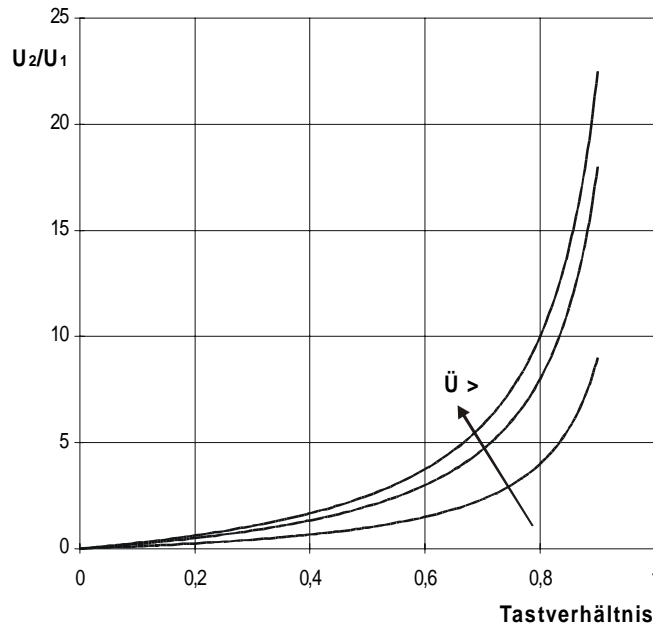


Abbildung 4.3: Spannungsübertragungsfunktionen für den verlustlosen Zeta-Wandler im kontinuierlichen Betrieb für  $\ddot{u} = 1; 2$  und  $2,5$

#### 4.1.2 Kleinsignalverhalten

Das dynamische Verhalten der Wandler wird durch ihre Kleinsignalgleichungen beschrieben. Die für die regelungstechnischen Aspekte interessanten Übertragungsfunktionen sind:

$$\frac{\tilde{u}_2}{\tilde{u}_1} \quad \text{und} \quad \frac{\tilde{u}_2}{\tilde{d}} \quad \text{und} \quad \frac{\tilde{i}_{L2}}{\tilde{d}}$$

Diese Übertragungsfunktionen können mit den Gleichungen (3.1) - (3.14) hergeleitet werden. Die entsprechenden Systemmatrizen sind dem Anhang E zu entnehmen. Zwischen den zu untersuchenden Wandlern gibt es bei den Systemmatrizen zwischen Cuk- und Zeta-Wandler keinen Unterschied, ihre Nullstellen der charakteristischen Gleichung (Pole des Systems) (vgl. Gleichung (4.9)) sind daher identisch. Die Systemmatrix der D2-Schaltung unterscheidet sich nur in einem Element von den anderen beiden Matrizen, daher unterscheidet sich die charakteristische Gleichung (vgl. Gleichung (4.1)) ebenso minimal. Der Unterschied bei der Berechnung der beiden

konjugiert-komplexen Polstellen zeigt beim Vergleich der Resonanzfrequenzen der verschiedenen Wandler eine Schwankung  $< 3\%$  und eine etwas stärker Dämpfung des niederfrequenten Pols bei der D2-Schaltung auf. Es kann somit festgehalten werden, daß die Polstellen aller drei Wandler nahezu gleich sind.

$$\text{Allgemeine Darstellung einer Übertragungsfunktion: } F(s) = \frac{Z(s)}{N(s)} \quad (4.8)$$

Die einzelnen charakteristischen Gleichungen (der Übersichtlichkeit wegen für verlustlose Wandler) im Bildbereich lauten:

Cuk- und Zeta-Wandler:

$$N_{Cuk,Zeta}(s) = s^4 L_1 L_2 C_1 C_2 + s^3 L_1 L_2 C_1 + s^2 ((D-1)^2 L_2 C_2 R + L_1 R (C_1 + D^2 C_2)) + s((D-1)^2 L_2 + D^2 L_1) + (D-1)^2 R \quad (4.9)$$

D2-Wandler:

$$N_{D2}(s) = s^4 L_1 L_2 C_1 C_2 + s^3 L_1 L_2 C_1 + s^2 ((D-1)^2 L_2 C_2 R + L_1 R (C_1 + D C_2)) + s((D-1)^2 L_2 + D L_1) + (D-1)^2 R \quad (4.10)$$

Zusammenfassung der Übertragungsfunktionen der einzelnen Wandler steht in nachfolgender Tabelle 4.2:

	<b>Cuk-Wandler</b>	<b>Zeta-Wandler</b>	<b>D2-Wandler</b>
$F_{u,u}(s) = \frac{u_{2\sim}}{u_{1\sim}}$	$\frac{R(1-D)D}{N_{Cuk,Zeta}(s)}$	$\frac{-RD(D-1-s^2 C_1 L_1)}{N_{Cuk,Zeta}(s)}$	$\frac{-R(-D+1+s^2 C_1 L_1 D^2)}{N_{D2}(s)}$
$F_{u,d}(s) = \frac{u_{2\sim}}{d_{\sim}}$	$\frac{U_1 (R L_1 C_1 (1-D) s^2 - L_1 D^2 s + R (D-1)^2)}{N_{Cuk,Zeta}(s) (D-1)^2}$		$\frac{U_1 R (D-1)^2 - L_1 D s}{N_{D2}(s) (D-1)^2}$
$F_{iL2d}(s) = \frac{i_{L2\sim}}{d_{\sim}}$	$F_{u,d}(s) \frac{R C_2 s + 1}{R}$		$F_{u,d}(s) \frac{(R C_2 s + 1)}{R}$

Tabelle 4.2: Übertragungsfunktionen des Cuk-, Zeta- und D2 Wandlers im kont.

### Betrieb

Die Übertragungsfunktionen  $F_{u,d}$  und  $F_{iL2,d}$  sind beim Cuk- und Zeta-Wandler völlig identisch. Sie besitzen beide eine konjugiert-komplexe Nullstelle auf der rechten Seite der s-Ebene. Der D2-Wandler besitzt hingegen nur eine einfache reelle Nullstelle auf der rechten Seite, vgl. auch Abbildung 4.4 - Abbildung 4.6. Beide Pole und Nullstellen liegen im Niederfrequenzbereich weit unterhalb der Hälfte der Schaltfrequenz  $f_s$  und sind daher für die Regelung relevant. Die Nullstellen auf der rechten Seite bewirken Schwingungen und Instabilitäten in einfach rückgeführten Regelkreisen. Da sie eine

positive Verstärkung im Betragsfrequenzgang (Steigung 20 dB) aber eine negative Phasendrehung ( $-90^\circ$ ) verursachen, können sie nicht kompensiert werden, wie Polstellen oder Nullstellen auf der linken s-Halbebene. Die Methode des Current-Mode-Control bietet hierfür eine Lösungsmöglichkeit /Erickson,1997/, /Billings, 1989/.

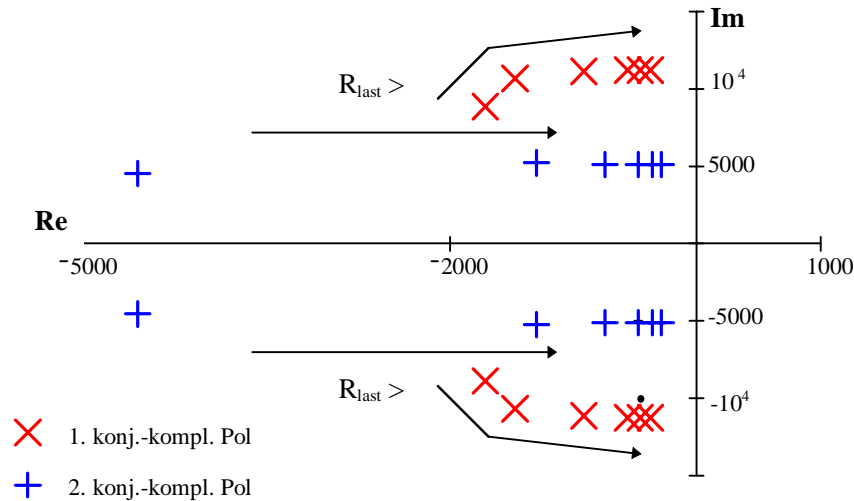


Abbildung 4.4: Lage der Pole des Zeta- und Cuk-Wandlers und ihre Bewegung in Abhängigkeit der Last ( $R=40\dots1500\Omega$ ),  $f_s = 20\text{ kHz}$

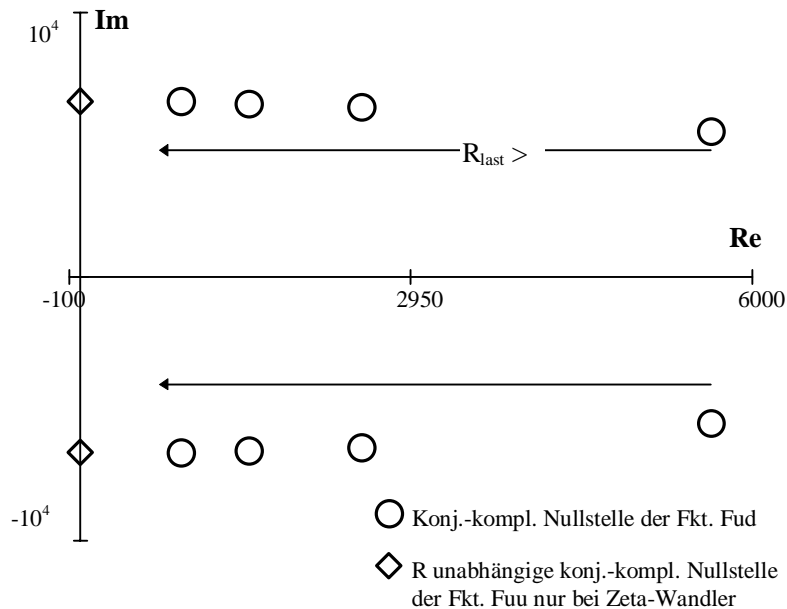


Abbildung 4.5: Lage der Nullstellen des Zeta- und Cuk-Wandlers und ihre Bewegung in Abhängigkeit der Last ( $R=40\dots1500\Omega$ ),  $f_s = 20\text{ kHz}$

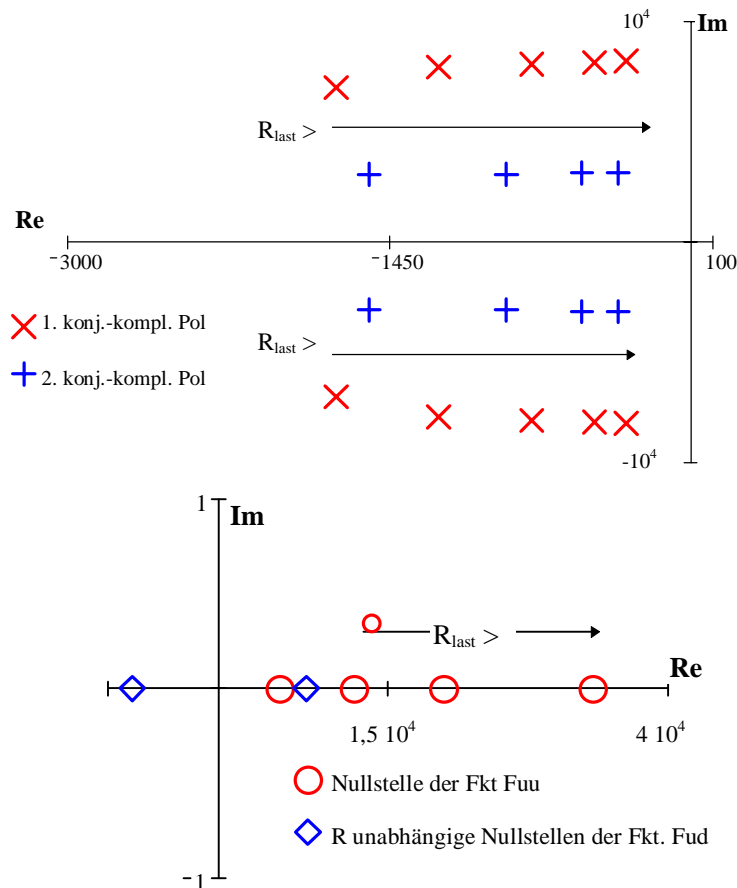


Abbildung 4.6: Lage der Pol- und Nullstellen des D2-Wandlers und ihre Bewegung in Abhängigkeit der Last ( $R=40\dots1500\Omega$ ),  $f_s = 20\text{kHz}$

Im Gegensatz zum Cuk-Wandler besitzen auch die Übertragungsfunktionen  $F_{UU}$  von Zeta- und D2-Wandler Nullstellen auf der rechten Seite. Beim Zeta-Wandler haben sie die Form einer konjugiert-komplexen Nullstelle ohne Realteil. Der D2-Wandler weist zwei reelle Nullstellen auf, eine davon liegt auf der rechten Seite. In den folgenden Bildern sind die Betrags- und Phasengänge der einzelnen Übertragungsfunktionen  $F_{u,d}$  in Abhängigkeit von  $D$  und  $R$  mit PSpice simuliert worden. Dabei sind für die Bauelemente wie auch für Eingangsspannung und Tastverhältnis identische Werte für alle Wandler eingesetzt worden:  $L_1=L_2=6\text{mH}$ ,  $C_1=1\mu\text{F}$ ,  $C_2=0,33\mu\text{F}$ ,  $R=90\Omega$  (bzw.  $400\Omega$ ),  $v_T=0,5$  (bzw.  $0,7$ ).

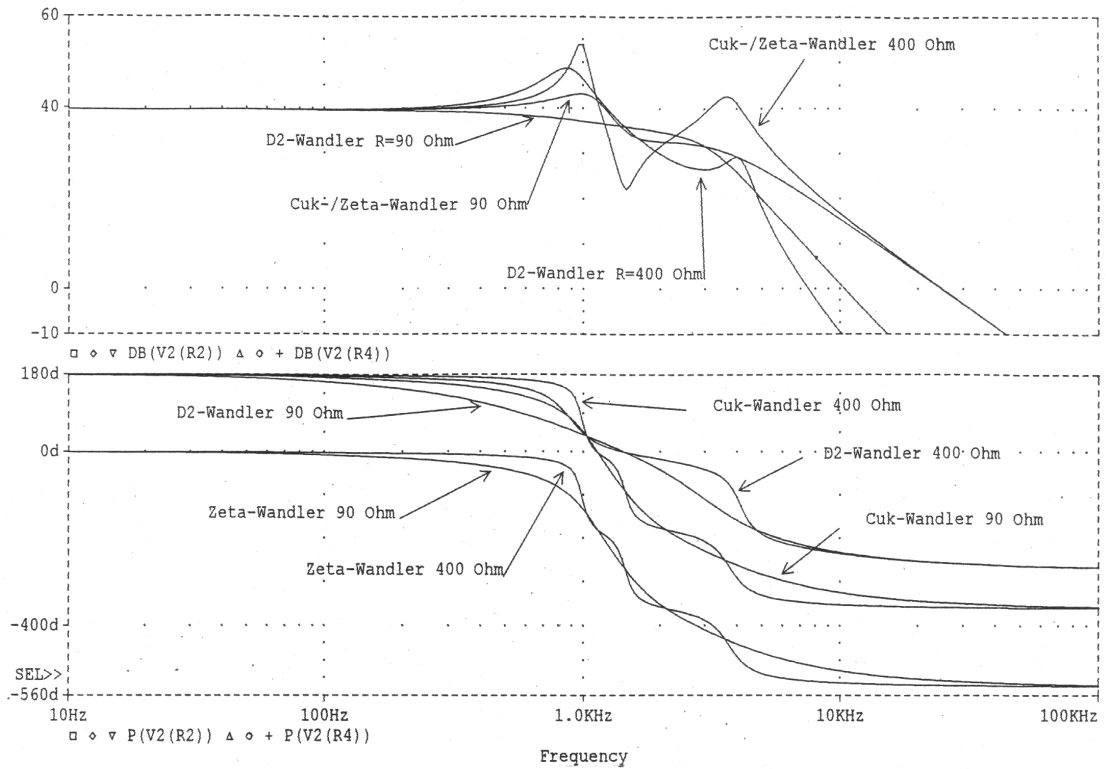


Abbildung 4.7: Amplituden- und Phasenfrequenzgang von  $F_{u,d}$  in Abhängigkeit der Last

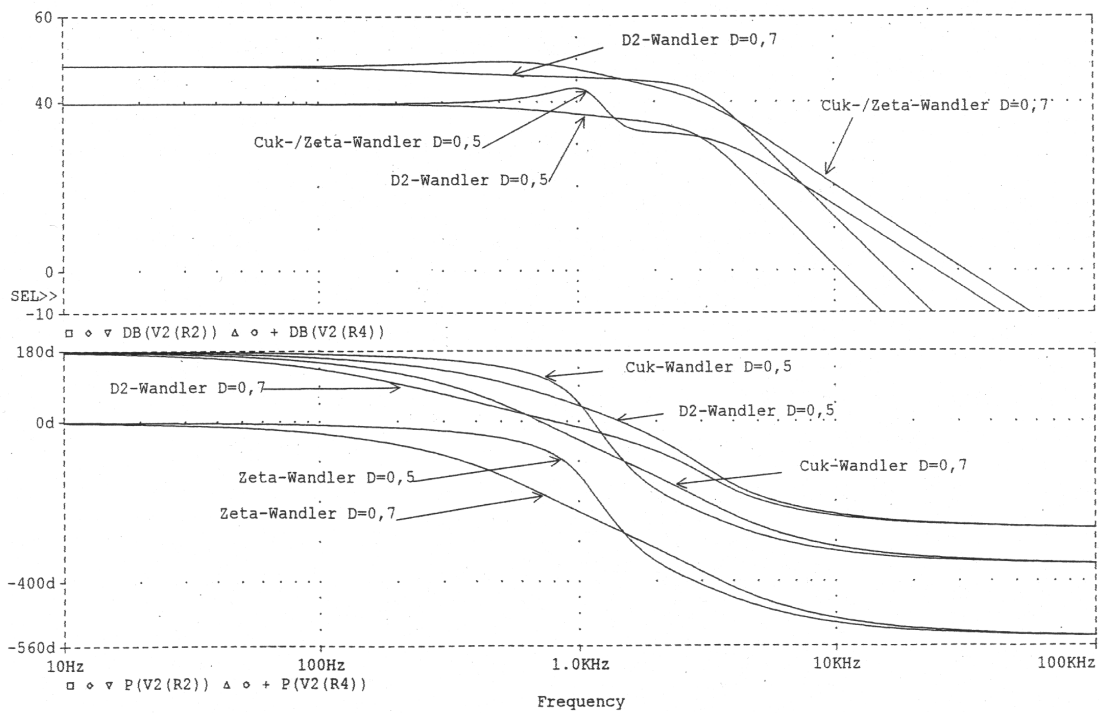


Abbildung 4.8: Amplituden- und Phasenfrequenzgang von  $F_{u,d}$  in Abhängigkeit von D

## 4.2 Der diskontinuierliche Betrieb

### 4.2.1 Großsignalverhalten

Der diskontinuierliche Betrieb muß im Vergleich zu den konventionellen Wandlern (z.B. Tief- und Hochsetzsteller) bei den DC/DC-Wandlern 4. Ordnung anders beschrieben werden. Im Gegensatz zu diesen kann hier der Strom derjenigen Drossel, die durch ihr geringes Speichervermögen den diskontinuierlichen Betrieb verursacht, nicht nur Null werden, sondern auch negative Werte annehmen. Im folgenden wird diese Betriebsart für den Fall beschrieben, daß die der Last entsprechend zu klein gewählte Größe von  $L_1$  den diskontinuierlichen Betrieb verursacht, während  $L_2$  so groß gewählt wird, daß dort nur kleine Stromrippel  $\Delta I_{L2}$  auftreten und der Laststrom ein fast geglätteter Strom ist. Dies entspricht der späteren Auslegung des Wechselrichters. Es gilt wieder der eingeschwingene Zustand. Wird **Schalter S geschlossen**, so erfolgt der gleiche „Schaltvorgang“ wie beim kontinuierlichen Betrieb: es fließt Energie aus der Quelle in die Speicherdrossel  $L_1$ , gleichzeitig entlädt sich der Speicherkondensator  $C_1$ , um die Last wie auch den Speicherdrossel  $L_2$  mit Energie zu versorgen. In diesem Schaltungszustand wird in die beiden Speicherdrosseln Energie gespeichert, während dem Speicherkondensator  $C_1$  und der Quelle Energie entnommen wird. Die Drosselströme fließen wieder über den Schalter zusammen. Nach dem **Öffnen des Schalters S** wird  $C_1$  mit der in  $L_1$  gespeicherten Energie über den Diodenfreilauf wieder geladen. Dabei fließt  $I_1$  in den Kondensator. Mit der in  $L_2$  gespeicherten Energie wird wiederum die Last mit dem Strom  $I_2$  ebenso über den Diodenfreilauf versorgt. Da das Speichervermögen der Drossel  $L_1$  zu klein dimensioniert worden ist, wird diese so weit entladen, daß der Drosselstrom den Wert Null erreicht. Ab diesem Punkt unterscheidet sich der Verlauf des diskontinuierlichen Betriebes der D2-Schaltung vom dem des Cuk- bzw. Zeta-Wandlers. Bei der D2-Schaltung sperrt die Diode, wenn  $I_{L1}$  den Wert Null erreicht. Dies ist die Grenze zum diskontinuierlichen Betrieb. Ist zu diesem Zeitpunkt  $T_S$  noch nicht erreicht, ergibt sich ein Schaltkreis aus Quelle,  $C_1$  und  $L_2$ , wie Abbildung 4.9C zeigt, so daß die Last weiterhin mit der in  $L_2$  gespeicherten Energie versorgt werden kann.

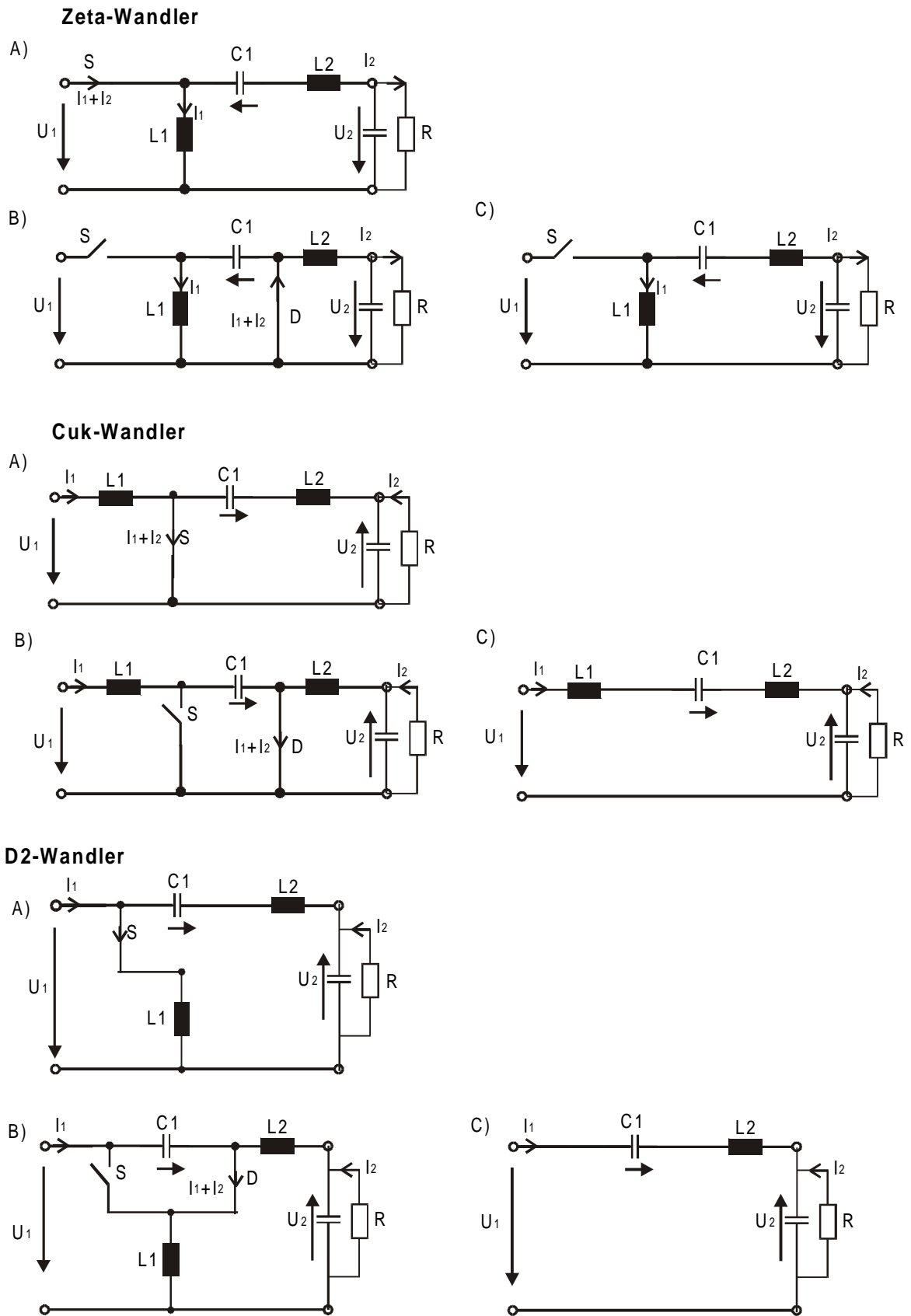


Abbildung 4.9: Schaltungszustände Cuk-, Zeta- und D2-Wandler im diskontinuierlichen Betrieb: A) Schalter geschlossen, B) Freilaufzustand, C) 3. Schaltungszustand des diskont. Betriebes

Der diskontinuierliche Betrieb bei Cuk- und Zeta-Wandler unterscheidet sich etwas vom D2-Wandler. Da der Diodenstrom durch die Summe aus  $I_{L1}$  und  $I_{L2}$  gebildet wird, fließt, obwohl  $I_{L1}$  den Wert Null erreicht hat, weiterhin der Laststrom  $I_{L2}$  durch die Diode. Anders als bei den konventionellen Wandlern kann jetzt, da die Diode noch leitet, der Strom in  $L_1$  seine Richtung wechseln und negative Werte annehmen. Erst wenn er betragsmäßig den gleichen Wert erreicht wie der Strom in  $L_2$ , beginnt die Freilaufdiode zu sperren. Dies ist hier die Grenze zum diskontinuierlichen Betrieb. Ist zu diesem Zeitpunkt  $T_s$  noch nicht erreicht, dann folgt der diskontinuierliche Betrieb, der als dritter Schaltzustand C in Abbildung 4.9 beschrieben wird kann. Nach dem Sperren der Freilaufdiode fließt jetzt der Laststrom als konstanter Strom über  $L_1$ ,  $C_1$  und  $L_2$ . In den folgenden Bildern sind die Strom- und Spannungsverläufe an den Drosseln für den Grenzfall wie auch für den diskontinuierlichen Betrieb aufgezeichnet. Für die Belastungen der aktiven und passiven Bauelemente gelten die in Tabelle 4.1 angegebenen Gleichungen. Für den dritten Schaltzustand ist für alle Wandler die induzierende Spannung an den Drosseln Null. Alle passiven Bauelemente werden dann mit dem zeitlichen Verlauf des Laststromes  $I_2(D_3)$  belastet.

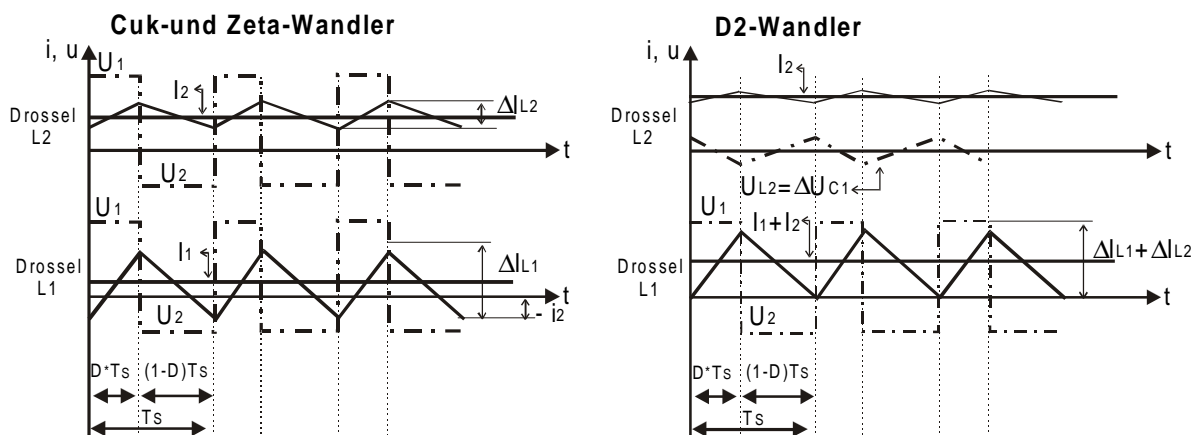


Abbildung 4.10: Idealisierte Strom- und Spannungsverläufe an den Drosseln an der Grenze zwischen kontinuierlichem und diskontinuierlichem Betrieb.

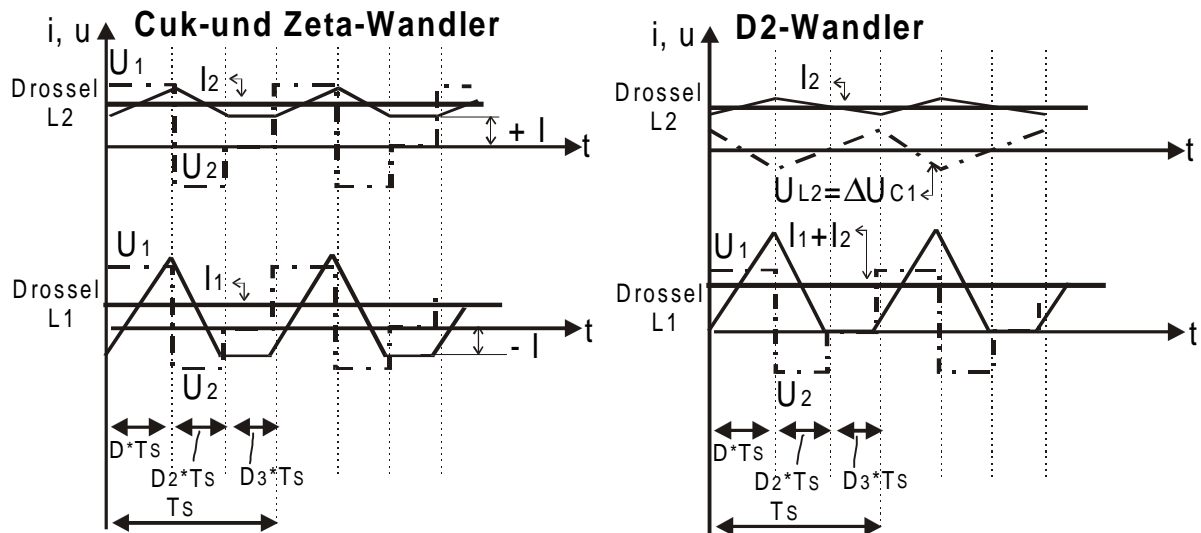


Abbildung 4.11: Idealisierte Strom- und Spannungsverläufe an den Drosseln für den diskontinuierlichen Betrieb

Die Herleitung der Übertragungsfunktion ist an /Cuk, 1978a/ angelehnt. Zunächst werden Cuk- und Zeta-Wandler betrachtet. Im diskontinuierlichen Betrieb ist ebenfalls die Summe der Spannungszeitflächen an den Drosseln stets Null. Ohne Berücksichtigung der Verluste und des Vorzeichens gilt:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{D}{D_2} = \frac{I_1}{I_2} \quad (4.11)$$

Die Verluste fließen in Form einer Wirkungsgradangabe  $\eta$  in die Leistungsbetrachtung ein, die später für die Berechnung von  $D_2$  benötigt wird.

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta} \quad (4.12)$$

$$U_1 I_1 = \frac{U_2^2}{\eta R} \quad (4.13)$$

Der diskontinuierliche Betrieb ist von der Last abhängig, deswegen wird die Ausgangsleistung in Abhängigkeit der Last  $R$  angegeben. Die Mittelwerte der Ströme  $I_{L1}$  bzw.  $I_{L2}$  können aus der Abbildung 4.11 ermittelt werden:

$$I_{L1} = I_1 = \frac{U_1}{2L_1} D T_s (D + D_2) - I \quad (4.14)$$

$$I_{L2} = I_2 = \frac{U_1}{2L_2} D T_s (D + D_2) + I \quad (4.15)$$

I stellt jenen Stromwert dar, bei dem die Freilaufdiode stromlos abgeschaltet wird. Bezüglich dieses Stromes können die Gleichungen (4.14) und (4.15) gleich gesetzt werden:

$$I_1 + I_2 = \frac{U_1}{2} v_T T_S (D + D_2) \left( \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) \quad (4.16)$$

Von der Freilaufdiode aus gesehen liegen die beiden Drosseln parallel. Vereinfacht für die weiteren Betrachtungen wird festgelegt:

$$\frac{1}{L_p} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \quad (4.17)$$

Zusammen mit Gleichung (4.11) läßt sich Gleichung (4.16) nun folgendermaßen umformen:

$$I_1 = \frac{U_1}{2L_p} D^2 T_S \quad (4.18)$$

Wird der berechnete Mittelwert  $I_1$  in Gleichung (4.13) eingesetzt, so läßt sich daraus das Übersetzungsverhältnis des Cuk- und Zeta-Wandlers im diskontinuierlichen Betrieb in Abhängigkeit der Last berechnen :

$$\frac{U_2}{U_1} = \sqrt{\frac{\eta R}{2L_p}} T_S D \quad (4.19)$$

Um die Zeitdauer  $D_2 \cdot T_S$  berechnen zu können, werden die Gleichungen (4.11) und (4.19) gleich gesetzt:

$$D_2 = \sqrt{\frac{2L_p}{\eta R}} f_s = \sqrt{k_E} \quad (4.20)$$

$$\left( \frac{U_2}{U_1} \right)_{Zeta} = \frac{D}{\sqrt{k_E}} = - \left( \frac{U_2}{U_1} \right)_{Cuk, D2} \quad (4.21)$$

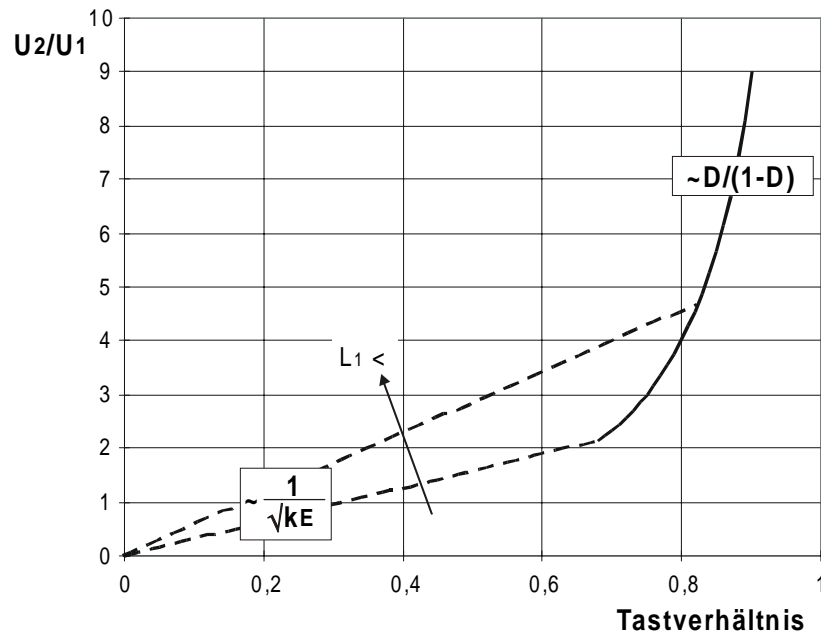


Abbildung 4.12: Übertragungsfunktion von DC/DC-Wandlern 4. Ordnung mit Übergang von diskont. in den kont. Betrieb (der jeweils diskont. Betrieb ist als gestrichelte Linie für zwei verschiedene  $L_1$  dargestellt)

Da in  $L_1$  des D2-Wandlers die Summe aus Eingangs- und Ausgangsstrom fließt, kann Gleichung (4.16) direkt angegeben werden. Der Stromripple  $I_{L2}$  ist nur von  $\Delta U_{C1}$  anhängig und kann daher vernachlässigt werden. Die weitere Berechnung erfolgt analog mit dem gleichen Ergebnis aus Gleichung (4.21). Es wird deutlich, daß das Übersetzungsverhältnis im diskontinuierlichen Bereich linear ist. Bei Überschreiten des Grenztastverhältnisses geht der Wandler direkt auf die Übertragungskennlinie des kontinuierlichen Betriebs über.<sup>3</sup>

Bei der Herleitung des Spannungsübersetzungsverhältnis für den Cuk- D2- und Zeta-Wandler (siehe Abbildung 2.11) mit HF-Transformator werden die Eingangsgrößen auf die Sekundärseite des Transformators bezogen. Für die Ersatzinduktivität  $L_{P,Tr}$  ergibt sich dann:

<sup>3</sup> Dies gilt ebenfalls für alle anderen DC/DC-Wandler 4. Ordnung mit stetigem Übertragungsverhalten mit  $D = [0,1)$ .

$$\frac{1}{L_{P,Tr}} = \frac{1}{\ddot{u}^2 L_{1,prim}} + \frac{1}{L_2} = \frac{1}{L_{1,sek}} + \frac{1}{L_2} \quad (4.22)$$

$$D_{2,Tr} = \sqrt{\frac{2L_{P,Tr}}{\eta R}} f_S = \sqrt{k_{E,Tr}} \quad (4.23)$$

$$\left( \frac{U_2}{U_1} \right)_{Zetasperr} = \frac{D}{\sqrt{k_{E,Tr}}} \ddot{u} = - \left( \frac{U_2}{U_1} \right)_{D2sperr, Cukdurchfl} \quad (4.24)$$

Zur graphischen Darstellung des Übersetzungsverhältnisses  $U_2/U_1$  in Abhängigkeit von  $\ddot{u}$  erfolgt die Varianz von  $\ddot{u}$  sowohl bei konstantem  $L_{1,prim}$  und Varianz von  $L_{1,sek}$ , wie auch bei konstantem  $L_{1,sek}$  und Varianz von  $L_{1,prim}$

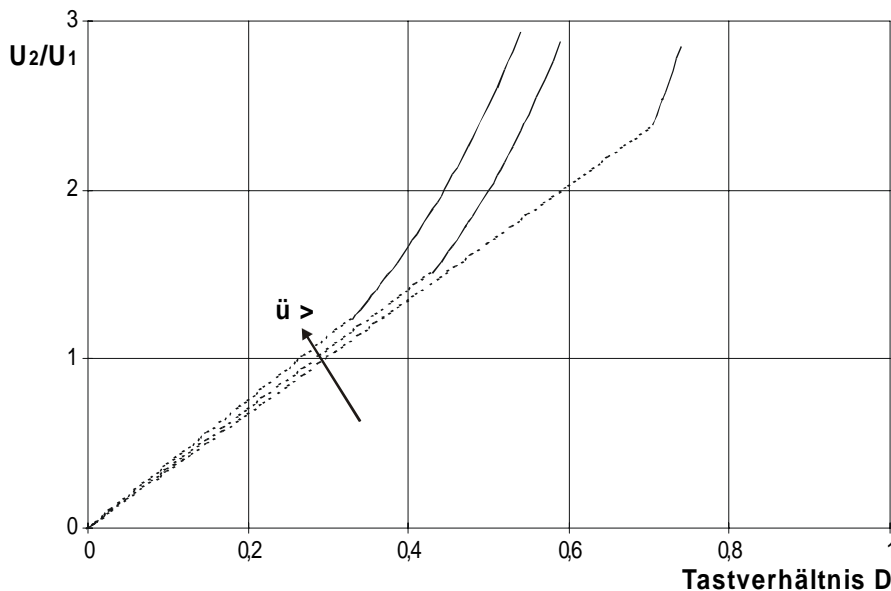


Abbildung 4.13: Übertragungsfunktion von DC/DC-Wandlern 4. Ordnung mit HF-Trafo und Übergang von diskont. in den kont. Betrieb, dargestellt bei konstantem  $L_{1,prim}$  (der diskont. Betrieb ist als gestrichelte Linie für  $\ddot{u} = 1, 2, \text{ und } 2,5$  gekennzeichnet)

Aus Abbildung 4.13 wird deutlich, daß bei  $L_{1,prim} = \text{konstant}$  sich für wachsende Transformatorübersetzungen die Grenze zwischen diskontinuierlichen und kontinuierlichen Betrieb nach kleineren Tastverhältnissen verschiebt. Sehr bemerkenswert ist, daß im Bereich des diskontinuierlichen Betriebs die Kennlinien dicht beieinander liegen. Wird hingegen  $L_{1,sek} = \text{konstant}$  gehalten und  $L_{1,prim}$  variiert, dann haben die Kurven im diskontinuierlichen Betriebs unterschiedliche Steigungen.

Ebenso wächst der Bereich des diskontinuierlichen Betriebs mit  $\ddot{u}$ , siehe Abbildung 4.14.

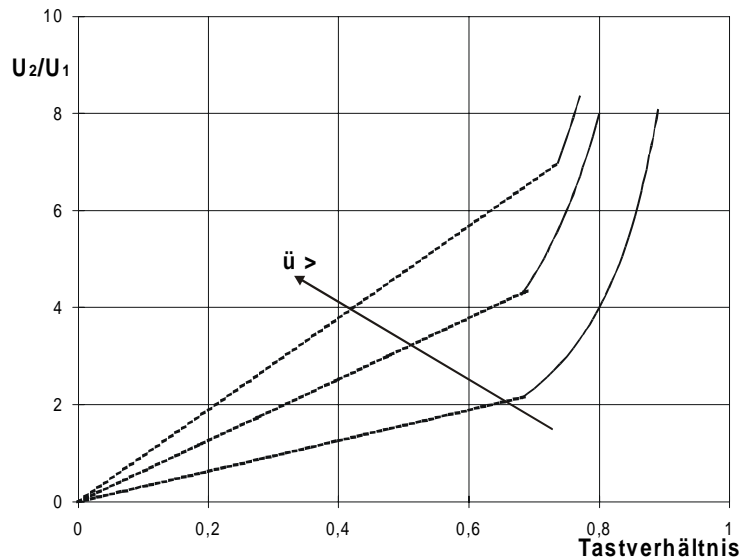


Abbildung 4.14: Übertragungsfunktion von DC/DC-Wandlern 4. Ordnung mit HF-Trafo mit Übergang von diskont. in den kont. Betrieb, dargestellt bei konstanten  $L_{1sek}$  (der jeweils diskont. Betrieb ist als gestrichelte Linie für  $\ddot{u} = 1, 2,$  und  $3$ )

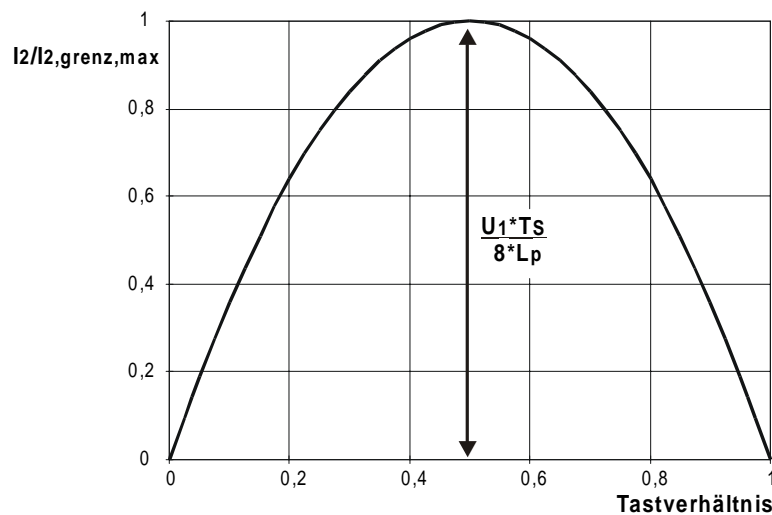


Abbildung 4.15: Grenze zwischen kontinuierlichen und diskontinuierlichen Betrieb: Laststrom als Funktion des Tastverhältnisses

In welcher Betriebsart die Wandler arbeiten, ist abhängig vom Laststrom. Der Übergang zwischen den beiden Betriebsarten in Abhängigkeit eines Grenzlaststromes wird im folgenden hergeleitet. Aus der Abbildung 4.10 und Abbildung 4.11 können die maximalen Mittelwerte der Drosselströme berechnet werden, bei denen die DC/DC-

Wandler gerade noch im kontinuierlichen Betrieb arbeiten. Zunächst gilt für den Cuk- und Zeta-Wandler:

$$I_{L1,grenz} = I_{1,grenz} = \frac{U_1}{2L_1} D T_S - I \quad (4.25)$$

$$I_{L2,grenz} = I_{2,grenz} = \frac{U_1}{2L_2} D T_S + I \quad (4.26)$$

Durch Gleichsetzen der Gleichungen (4.25) und (4.26) kann I eliminiert werden:

$$I_{2,grenz} = \frac{U_1 D T_S}{2L_1} + \frac{U_1 D T_S}{2L_2} - I_{1,grenz} = \frac{U_1 T_S}{2L_p} (D - D^2) \quad (4.27)$$

Mit dieser Gleichung, deren Verlauf in Abbildung 4.15 dargestellt ist, kann in Abhängigkeit vom Tastverhältnis angegeben werden, wie groß der Laststrom mindestens sein muß, damit der Cuk- bzw. Zeta-Wandler im kontinuierlichen Betrieb arbeitet. Für den D2-Wandler erhält man die gleiche Gleichung. Hier gilt, verglichen mit Gleichung (4.16), folgender Grenzwert für die Drossel  $L_1$ :

$$I_{L1,grenz} = I_{1,grenz} + I_{2,grenz} = \frac{U_1}{2L_p} T_S D \quad (4.28)$$

Mit Einsetzen der Gleichung (4.11) unter der Berücksichtigung der Grenzwerte läßt sich ebenfalls für den D2-Wandler die Gleichung (4.27) herleiten (auch bei Sepic- und D1-Wandler erhält man den selben Zusammenhang). Die Ableitung dieser Gleichung liefert den Maximalwert dieses Grenzstromes ( $U_1 = \text{konstant}$ ):

$$I_{2,grenz,max} (D = 0,5) = \frac{U_1 T_S}{8L_p} \quad (4.29)$$

Bei der Anwendung mit einem Solargenerator als Energielieferanten ist es sinnvoll, alle weiteren Betrachtungen in Abhängigkeit des Laststromes zu sehen. Der Generatorstrom ist direkt proportional zur Solarstrahlung und somit häufigen und starken Schwankungen ausgesetzt. Die spiegeln sich im Verbraucherstrom wider. In der weiteren Betrachtung wird daher  $U_1$  als konstant angenommen (abgestützt durch Pufferelemente). Mit Hilfe der Gleichungen (4.11) und (4.16) kann der Mittelwert des Ausgangsstromes  $I_2$  bestimmt werden.

$$I_2 = \frac{U_1}{2L_p} D D_2 \quad (4.30)$$

Wenn man jetzt Gleichung (4.11) einsetzt und auf den maximalen Grenzstrom  $I_{2,\text{grenz,max}}$  (Gleichung (4.29)) normiert, so erhält man die für alle DC/DC-Wandler 4. Ordnung gültigen Abbildungen 4.16 und 4.17 in denen die Verläufe mit variabler Spannungsübersetzung und variablen Tastverhältnis für beide Betriebszustände in Abhängigkeit des Laststromes dargestellt sind:

$$I_2 = \frac{U_1^2 D^2}{2L_p U_2} = 4 I_{2,\text{grenz,max}} \frac{U_1}{U_2} D^2 T_S \quad (4.31)$$

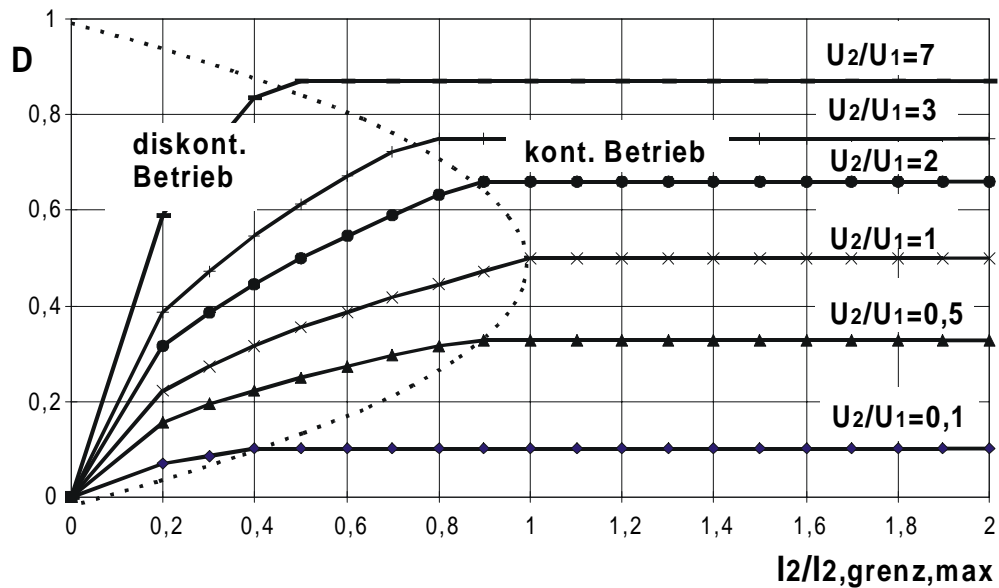


Abbildung 4.16: Grenze zwischen diskontinuierlichen und kontinuierlichen Betrieb (gekennzeichnet durch gepunktete Linie) für DC/DC-Wandler 4. Ordnung: Tastverhältnis als Funktion des Laststromes für unterschiedliche Übersetzungsverhältnisse

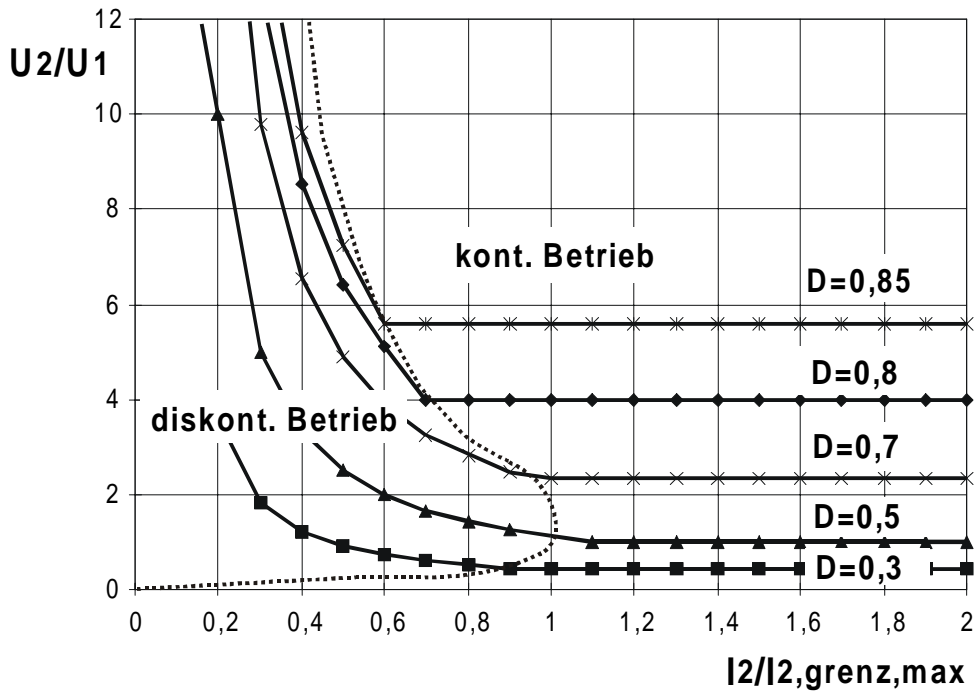


Abbildung 4.17: Grenze zwischen diskontinuierlichen und kontinuierlichen Betrieb (gekennzeichnet durch gepunktete Linie) für DC/DC-Wandler 4. Ordnung: Spannungsübersetzungsverhältnis als Funktion des Laststromes für unterschiedliche Tastverhältnisse

#### 4.2.2 Kleinsignalverhalten

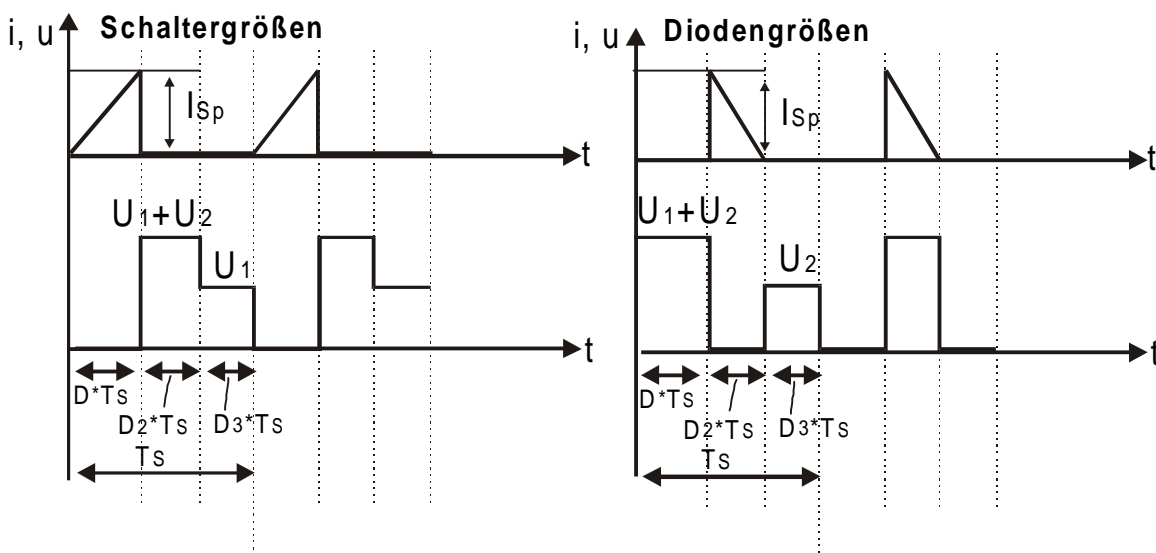


Abbildung 4.18: Strom- und Spannungsverläufe an den Halbleiterbauelementen

Wie in Kapitel (3.3.2) erörtert, wird das Kleinsignalverhalten mit der Methode der gemittelten Schalterströme für den diskontinuierlichen Betrieb hergeleitet. Abbildung

4.18 gibt die Strom- und Spannungsverläufe am Schalter und an der Diode für alle drei Wandler wieder. Zur Berechnung des Kleinsignalverhaltens werden zeitvariante Tastverhältnisse eingeführt. Es gilt:  $d(t)$ ,  $d_2(t)$  und  $d_3(t)$ . Die gemittelte Schalterspannung  $\langle U_{1S}(t) \rangle_{T_S}$  berechnet sich aus:

$$\langle U_{1S}(t) \rangle_{T_S} = 0 d(t) + (\langle U_1(t) \rangle_{T_S} + \langle U_2(t) \rangle_{T_S}) d_2(t) + \langle U_1(t) \rangle_{T_S} d_3(t) \quad (4.32)$$

Mit 
$$d_2(t) = d(t) \frac{\langle U_1(t) \rangle_{T_S}}{\langle U_2(t) \rangle_{T_S}} \quad \text{und} \quad d_3(t) = 1 - d(t) - d_2(t) \quad (4.33 \text{ a, b})$$

folgt 
$$\langle U_{1S}(t) \rangle_{T_S} = \langle U_1(t) \rangle_{T_S} \quad (4.34)$$

Da im Transistor und in der Diode die Summe aus beiden Drosselströmen fließen und der Stromanstieg proportional  $1/L_P$  ist, vgl. Gleichung (4.16), folgt für die Stromspitze  $i_{1Spk}$  im Schalter:

$$i_{1Spk}(t) = \frac{\langle U_1(t) \rangle_{T_S}}{L_P} d(t) T_S \quad (4.35)$$

$$\langle I_{1S}(t) \rangle_{T_S} = \frac{1}{T_S} * \int_0^{T_S} i_{1S}(t) dt = \frac{1}{2} d(t) i_{1Spk}(t) = \frac{\langle U_1(t) \rangle_{T_S} d^2(t) T_S}{2L_P} = \frac{\langle U_{1S}(t) \rangle_{T_S} d^2(t) T_S}{2L_P} \quad (4.36)$$

Analog lassen sich auch die Größen  $\langle I_{2S}(t) \rangle_{T_S}$  und  $\langle U_{2S}(t) \rangle_{T_S}$  der Diode berechnen:

$$\langle U_{2S}(t) \rangle_{T_S} = (\langle U_1(t) \rangle_{T_S} + \langle U_2(t) \rangle_{T_S}) d(t) + 0 d_2(t) + \langle U_2(t) \rangle_{T_S} d_3(t) = \langle U_2(t) \rangle_{T_S} \quad (4.37)$$

$$\begin{aligned} \langle I_{2S}(t) \rangle_{T_S} &= \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} i_D(t) dt = \frac{1}{2} d(t) i_{1Sp}(t) = \frac{\langle U_1(t) \rangle_{T_S} d(t) d_2(t) T_S}{2L_P} \\ &= \frac{\langle U_{1S}(t) \rangle_{T_S} d(t) d_2(t) T_S}{2L_P} = \frac{\langle U_{1S}^2(t) \rangle_{T_S} d^2(t) T_S}{\langle U_{2S}(t) \rangle_{T_S} 2L_P} \end{aligned} \quad (4.38)$$

Mit den Gleichungen und Rechenvorschriften (3.28) und (3.29) können die Parameter des Kleinsignal-Ersatzschaltbildes (vgl. Abbildung 4.19) für die drei betrachteten

Wandler in Tabelle 4.3 angegeben werden<sup>4</sup>. Hierbei wird folgende vereinfachte Schreibweise für das Spannungsübersetzungsverhältnis eingeführt:

$$M = \frac{U_2}{U_1} \quad (4.39)$$

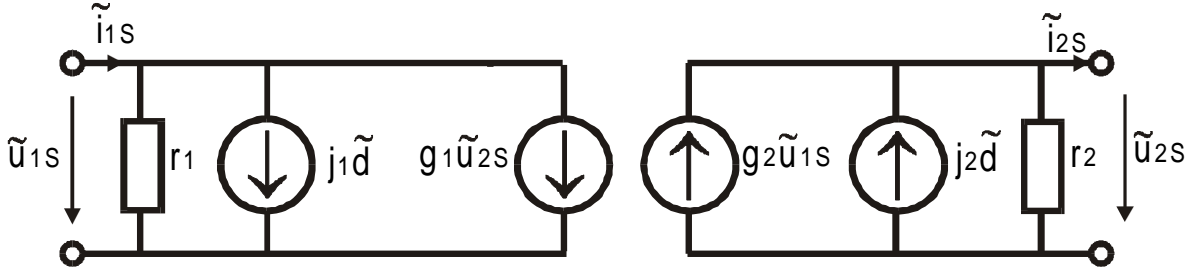


Abbildung 4.19: Kleinsignal-Ersatzschaltbild

$g_1$	$j_1$	$r_1$	$g_2$	$j_2$	$r_2$
0	$\frac{2 U_1 M^2}{D R}$	$\frac{R}{M^2}$	$\frac{2 M}{R}$	$\frac{2 U_1 M}{D R}$	R

Tabelle 4.3: Parameter des Kleinsignal-Ersatzschaltbildes

In Abbildung 4.19 ist das Kleinsignal-Ersatzschaltbild des Cuk-, Zeta- und D2-Wandlers dargestellt. Es können zu jeder Schaltung die Zustandsgleichungen angegeben werden (s. Anhang E). Mit den Gleichungen (3.30)-(3.31) lassen sich die einzelnen Übertragungsfunktionen bestimmen. Wie auch im kontinuierlichen Betrieb sind hier die Systemmatrizen des Cuk- und Zeta-Wandlers identisch somit auch die Nullstellen der charakteristischen Gleichung. Die kleinen Unterschiede bei den Polstellen der D2-Schaltung zu den anderen beiden Wandlern liegen im gleichen vernachlässigbaren Rahmen wie im kontinuierlichen Betrieb.

$$N_{Cuk,Zeta}(s) = [L_1 L_2 C_1 C_2 R^2 (M+1)^2] s^4 + R [C_1 C_2 R^2 (L_1 + L_2) + L_1 M^2 L_2 C_2 + L_1 L_2 C_1 (M+1)^2] s^3 \quad (4.40)$$

$$+ [L_1 L_2 M^2 + R_2 L_1 C_1 (M^2 + 2M + 2) + R^2 (L_2 C_2 + L_1 M^2 C_2 + L_2 C_1)] s^2$$

$$+ R [(C_1 + C_2) R^2 + 2L_1 M^2 + L_2] s + 2R^2$$

$$N_{D2}(s) = [L_1 L_2 C_1 C_2 R^2 (M+1)^2] s^4 + R L_2 [C_1 C_2 R^2 + L_1 M^2 C_1 + L_1 M^2 C_2 + C_1 L_1 + 2C_1 L_1 M] s^3 \quad (4.41)$$

$$+ [L_1 C_2 R^2 (M+1)^2 + L_2 (R^2 C_1 + L_1 M^2) + L_2 R^2 C_2 + L_1 R^2 C_1 (M+1)^2] s^2$$

$$+ R [(C_1 + C_2) R^2 + L_1 + 2L_1 M + 2L_1 M^2 + L_2] s + 2R^2$$

<sup>4</sup> Das in Abbildung 4.16 angegebene Ersatzschaltbild wie auch die in Tabelle 4.3 angegebenen Parameter sind für alle DC/DC-Wandler 4. Ordnung gültig.

Zusammenfassung der Übertragungsfunktionen der einzelnen Wandler:

	<b>Cuk-</b>	<b>Zeta-Wandler</b>	<b>D2-Wandler</b>
$F_{u,u}(s) = \frac{u_{2\sim}}{u_{1\sim}}$	$\frac{2MR^2}{N_{Cuk,Zeta}(s)}$	$\frac{MR^2(L_1C_1(M+2)s^2+2)}{N_{Cuk,Zeta}(s)}$	$\frac{R((L_1C_1(M+1)s^2+(L_1M^2+C_1R^2)s-2RM))}{N_{D2}(s)}$
$F_{u,d}(s) = \frac{u_{2\sim}}{d_{\sim}}$	$\frac{MR^2((2L_1C_1(M+1)s^2+2L_1\frac{M^2}{R}s+2))}{N_{Cuk,Zeta}(s)} \frac{U_1}{D}$		$\frac{MR((-2L_1(M+M^2)s+R)}{N_{D2}(s)} \frac{U_1}{D}$
$F_{i_{L2}d}(s) = \frac{i_{L2\sim}}{d_{\sim}}$	$F_{u,d} \frac{RC_2s+1}{R}$		$F_{u,d} \frac{RC_2s+1}{R}$

Tabelle 4.4: Übertragungsfunktionen des Cuk-, Zeta- und D2 Wandlers im diskont. Betrieb

Die Position aller Null- und Polstellen entspricht exakt denen im kontinuierlichen

Betrieb, allerdings haben sie meist höhere Dämpfungswerte und liegen bei höheren Frequenzen.

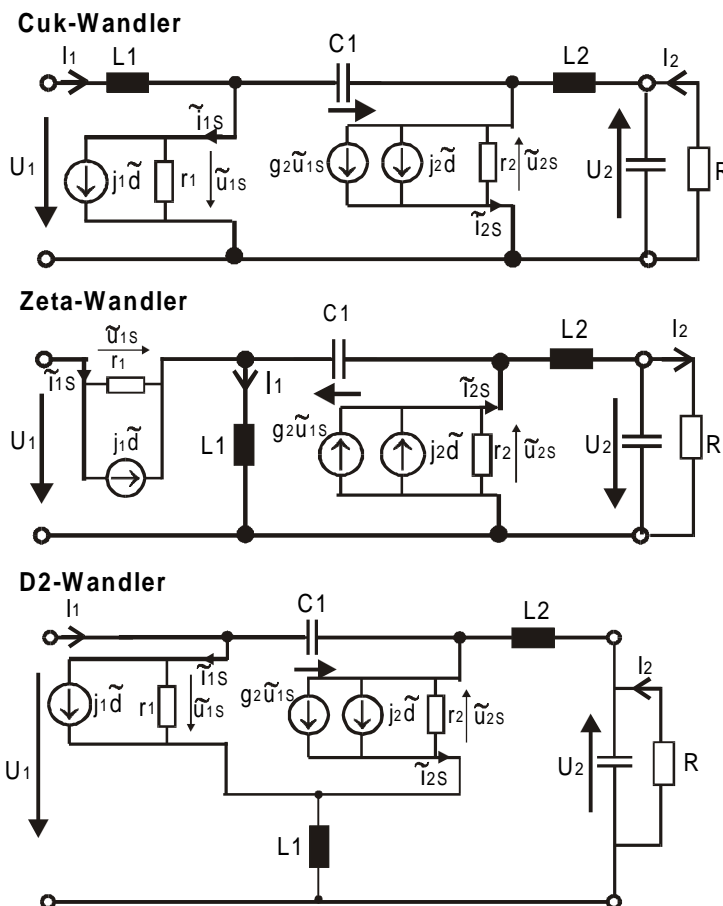


Abbildung 4.20: Ersatzschaltbilder für Cuk-, Zeta- und D2-Wandler für den diskontinuierlichen Betrieb

Der diskontinuierliche Betrieb bietet viele Vorteile gegenüber dem kontinuierlichen. So weist er bei allen Wandlern 4. Ordnung mit stetigem Übersetzungsverhältnis ein lineares Spannungsübersetzungsverhältnis auf. Diese Eigenschaft, die auch die herkömmlichen Pulswechselrichter aufweisen, ist sehr nützlich bei der Erzeugung einer verzerrungsarmen sinus-förmigen Ausgangsspannung, bzw. auch eines verzerrungsarmen Ausgangsstromes. Die Übertragungsfunktion  $F_{i_{L2},d}$  ist ebenfalls linear. Wie in Abbildung 4.21 und Abbildung 4.22 dargestellt, liegen die Nullstellen im diskontinuierlichen Betrieb auf der rechten Seite der s-Ebene nahe oder über der Schaltfrequenz, so daß sie sich nicht mehr störend auf die Regelung

auswirken. Auch die Polstellen liegen im Bereich höherer Frequenzen. Ein konjugiert-komplexer Pol liegt unabhängig vom Tastverhältnis (bzw. der Last) auf einer für die Regelung relativ bedeutenden Frequenz fest. Er ist hauptverantwortlich für die bei Lastwechsel im Schwachlastbereich auftretenden Schwingungen (vgl. Abb. 8.4, Kapitel 8.1). Das andere Polpaar verändert in Abhängigkeit der Last seine Dämpfung. Es liegt nahe dem kontinuierlichen Betrieb noch als konjugiert-komplexer Pol vor, verliert aber mit kleiner werdender Last den imaginären Anteil und es entstehen zwei reelle Pole. Bei immer kleiner werdender Last oder Tastverhältnis wandert der Wandler immer tiefer in den diskontinuierlichen Betrieb hinein. Dabei wandert der eine reelle Pol zu immer höheren Dämpfungen hin und wird für die Regelungstechnik unbedeutend. Der andere reelle Pol wandert in Richtung kleinere Dämpfungen. Daher erscheinen die Wandler 4. Ordnung im tiefen diskontinuierlichen Betrieb innerhalb des für die Regelungstechnik relevanten Frequenzbereiches  $f < f_s/2$  wie Wandler 3. Ordnung. Auch die Nullstelle der rechten Seite wandert mit steigender Last in Richtung kleinerer Dämpfungen.

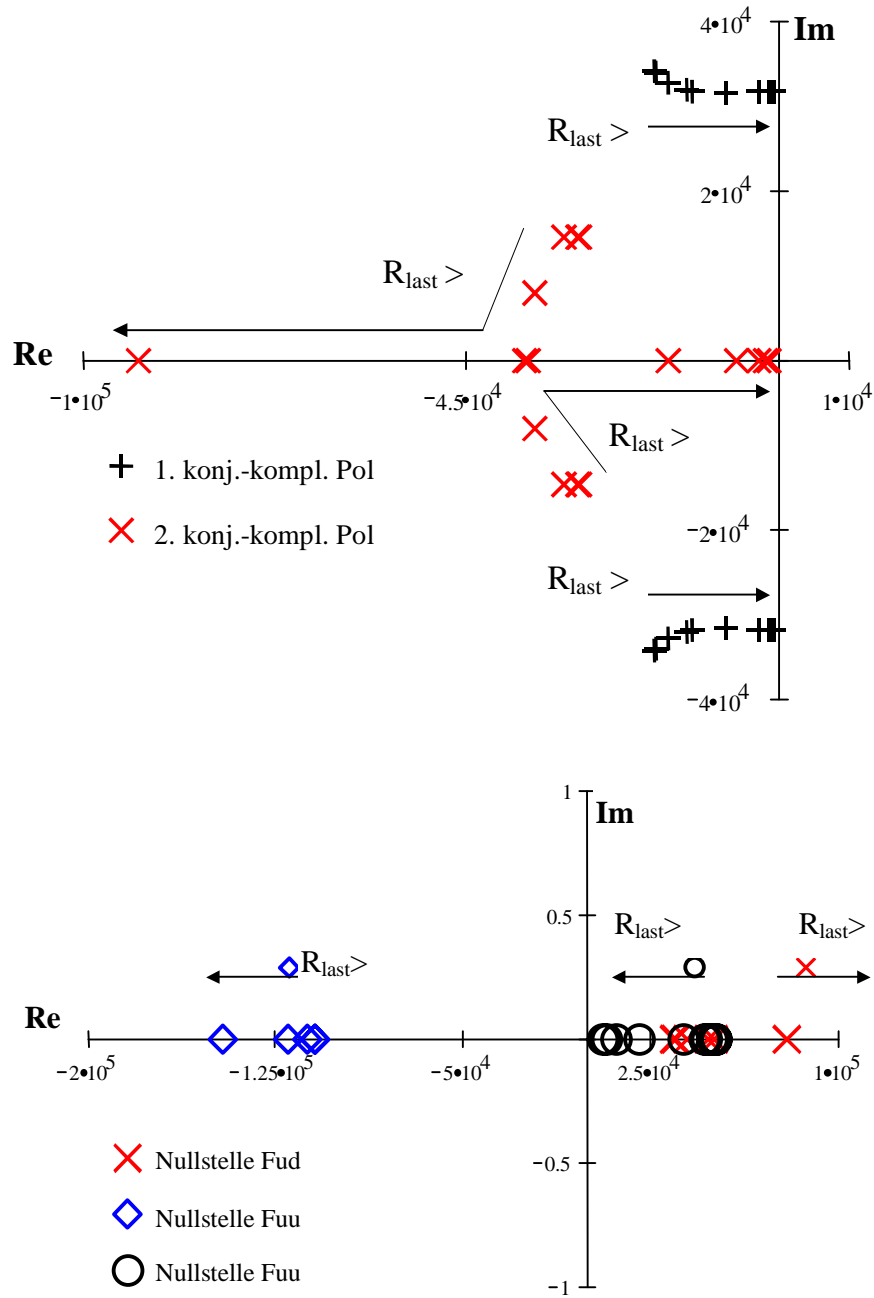


Abbildung 4.21: Pol- und Nullstellenplan des D2-Wandlers in Abhängigkeit der Last ( $90\Omega$ - $2000\Omega$ ),  $f_s=20$  kHz

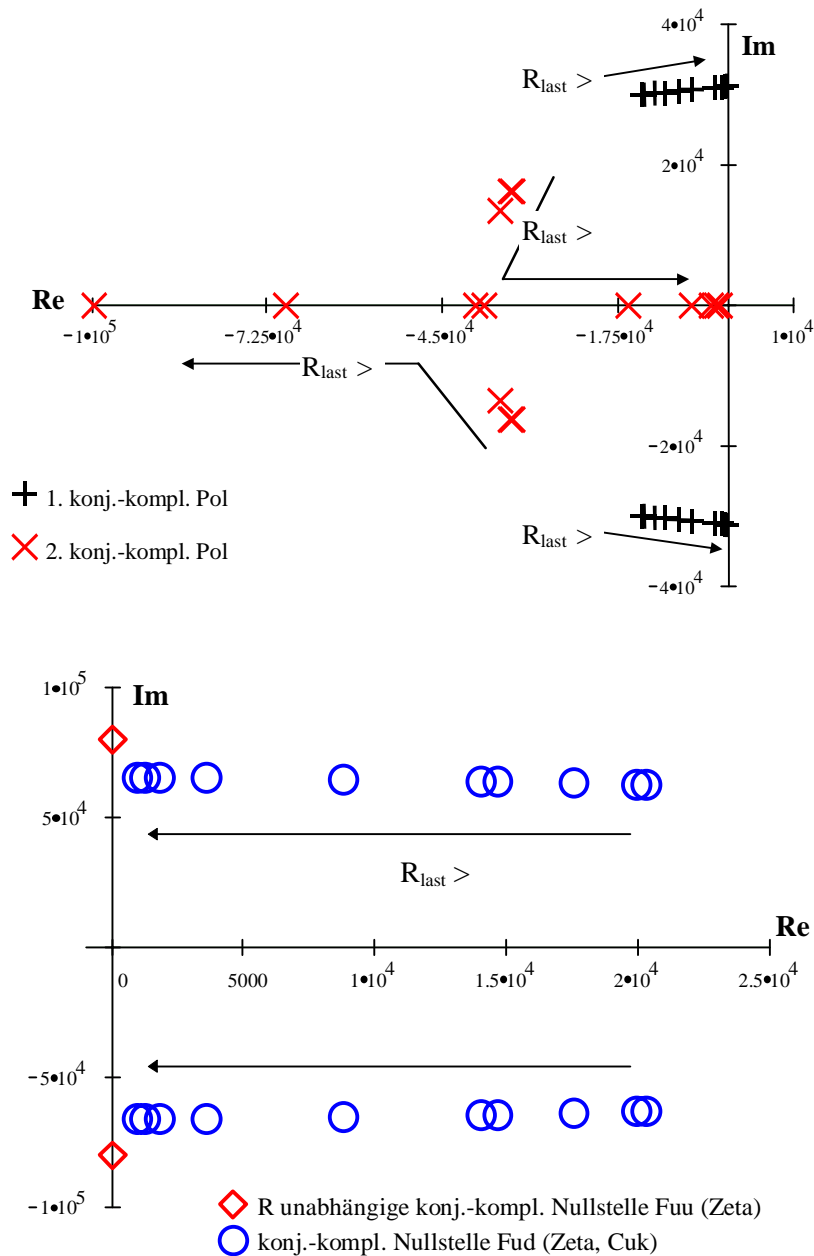


Abbildung 4.22: Pol- und Nullstellenplan des Zeta- und Cuk-Wandlers in Abhängigkeit der Last ( $90\Omega$ - $2000\Omega$ ),  $f_s = 20$  kHz

In Abbildung 4.23 und Abbildung 4.24 sind die verschiedenen Übertragungsfunktionen der drei untersuchten Wandler in einer PSpice Simulation dargestellt. Die Größen der passiven Bauelemente sind wieder bei allen Wandlern gleich groß gewählt:  $L_1 = 210\mu\text{H}$ ,  $L_2 = 6\text{mH}$ ,  $C_1 = C_2 = 0,33\mu\text{F}$ ,  $U_1 = 200\text{V}$ . Daß der Phasengang beim Cuk- und D2-Wandler nicht bei  $0^\circ$ , sondern bei  $180^\circ$  beginnt, liegt daran, daß diese beiden Wandler die Ausgangsspannung invertieren.

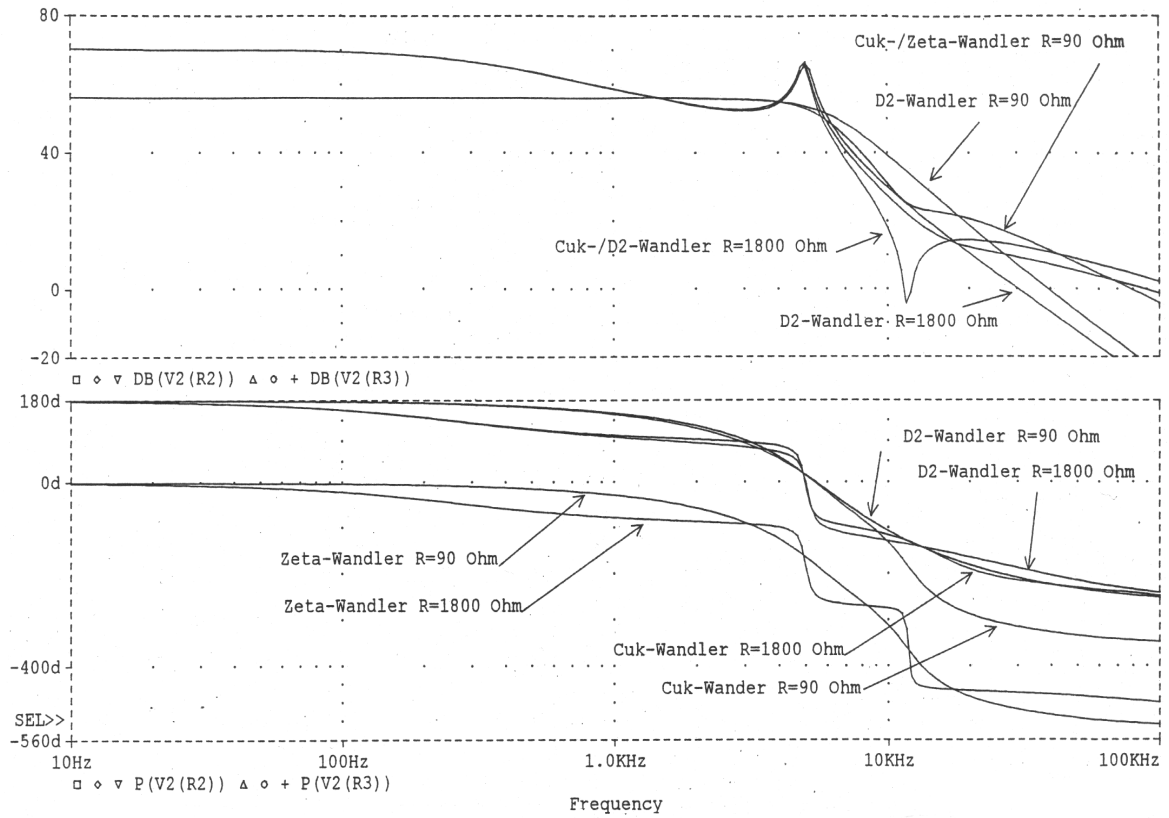


Abbildung 4.23: Amplituden- und Phasengang von  $F_{u,d}$  in Abhängigkeit des Widerstandes  $R$

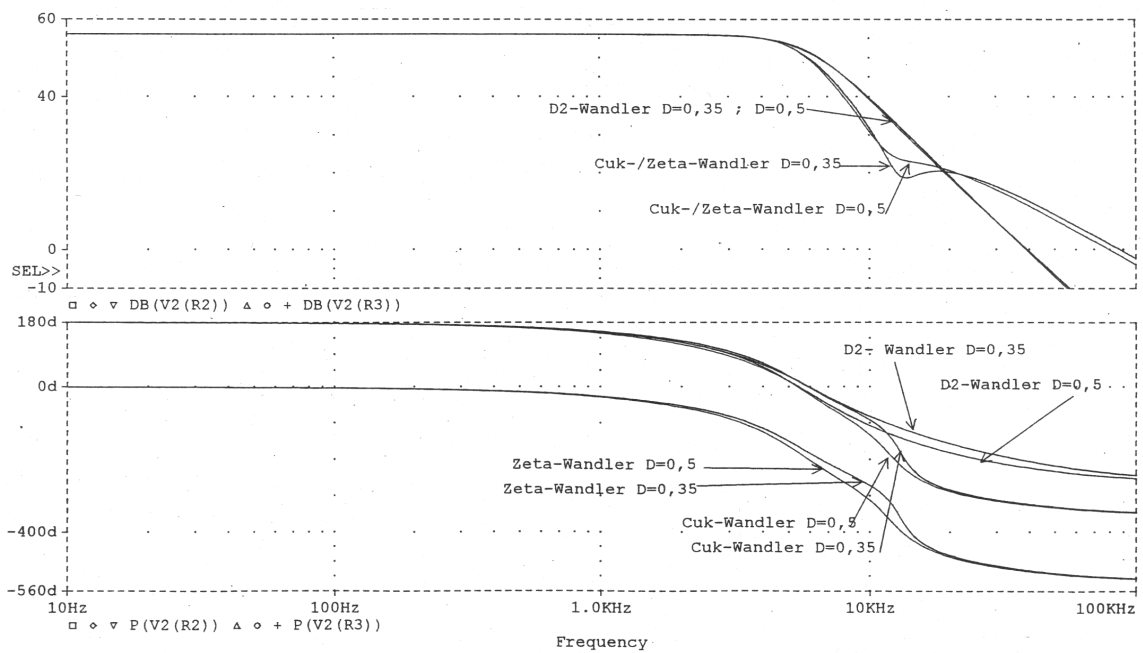


Abbildung 4.24: Amplituden- und Phasengang von  $F_{u,d}$  in Abhängigkeit des Tastverhältnisses  $D$

### 4.3 Gegenüberstellung beider Betriebsarten

In den vorangegangenen Kapiteln wurden die Betriebsarten kontinuierlicher und diskontinuierlicher Betrieb für den Cuk-, Zeta-, und D2-Wandler ausführlich erarbeitet. In untenstehender Tabelle werden die Vor- und Nachteile beider Betriebsarten für die ausgewählten Topologien zusammengefaßt.

	Vorteile	Nachteile
<b>Kontinuierlicher Betrieb</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Lastunabhängiges Spannungsübersetzungsverhalten</li> <li>• Kleine Belastung für die aktiven und passiven Bauelemente</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Nullstellen auf der rechten Seite der s-Ebene im Bereich <math>f &lt; f_s/2</math></li> <li>• Alle konjugiert-komplexen Polstellen im Bereich <math>f &lt; f_s/2</math></li> <li>• Hoher Regelungsaufwand beim Erzeugen einer sinusförmigen Ausgangsspannung</li> </ul>
<b>Diskontinuierlicher Betrieb</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Nullstellen auf der rechten s-Ebene im Bereich <math>f &gt; f_s/2</math> für einen weiten Lastbereich</li> <li>• ein konjugiert-komplexes Polpaar in den Bereich <math>f &gt; f_s/2</math> verschoben. Verliert imaginären Anteil bei kleiner werdender Last</li> <li>• Stromloses Ausschalten (ZCS) für die Dioden</li> <li>• lineare Spannungs- und Stromübersetzung: verzerrungsarmes Erzeugen sinusförmiger Ausgangsgrößen</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Lastabhänges. Strom- und Spannungsübersetzungsverhalten</li> <li>• hohe Strom- und Spannungsbelastung für die Halbleiter</li> <li>• hohe Strombelastung für die Induktivitäten</li> </ul>

Tabelle 4.5: Vor- und Nachteile des kontinuierlichen und diskontinuierlichen Betriebes

Ein wesentlicher Vorteil des diskontinuierlichen Betriebes liegt darin, daß sowohl die Nullstelle auf der rechten Seite der s-Ebene wie auch ein konjugiert-komplexer Pol in einen Frequenzbereich oberhalb der halben Schaltfrequenz verschoben wird, der regelungstechnisch unbedeutend ist und sich somit vereinfachend auf die Regelung auswirkt. Durch neuere Entwicklungen im Bereich der Halbleiter- und Kernmaterialien (vgl. Kapitel 6) wirken sich die höheren Belastungen der Bauelemente in dieser Betriebsart nicht mehr so stark nachteilig aus. Durch das stromlose Ausschalten der Dioden fallen zu dem ihre die Schaltverluste weg.

## 5 Auslegung eines Wechselrichters aus Zeta-Wandlern

### 5.1 Wahl der Betriebsart

In /Cuk,1978/ ist ein Vierquadranten-Verstärker aus zwei Cuk-Wandlern für die Nachrichtentechnik vorgeschlagen worden, der im kontinuierlichen Betrieb arbeitet und mit einem bipolaren Schaltverfahren (nicht sinusmoduliert) angesteuert wird. Für diesen gilt folgende Übertragungsfunktion:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{2D-1}{D-D^2} \quad (5.1)$$

Bei kleinen Aussteuerungen des Tastverhältnisses um den Punkt  $D = 0,5$  ist dieses Übertragungsverhalten fast linear, wird aber mit größer werdenden Aussteuerungen stets nicht linearer. Bei der Erzeugung sinusförmiger Spannungen treten dann starke Verzerrungen in Ausgangsspannung und -strom auf, die ausgeregelt werden müssen.

Aus Gründen der Verbesserung des Wirkungsgrades und des Klirrfaktors wird in dieser Arbeit für den Wechselrichter aus Zeta-Wandlern das unipolare Schaltverfahren eingesetzt, wie bereits in Kapitel 2 und in /Schekulin, 1999/ diskutiert wurde. Für den kontinuierlichen und diskontinuierlichen Betrieb lauten dann Gleichungen für die Ausgangsspannung des Wechselrichters (sinusförmige Aussteuerung des Tastverhältnisses):

$$\text{kontinuierlicher Betrieb: } U_2(t) = \begin{cases} \frac{D \sin(\omega t)}{1 - D \sin(\omega t)} U_1 & \text{für } 0 \leq \omega t \leq \pi \\ -\left( \frac{D \sin(\omega t)}{1 - D \sin(\omega t)} \right) U_1 & \text{für } \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (5.2)$$

$$\text{diskontinuierlicher Betrieb: } U_2(t) = \begin{cases} \frac{D \sin(\omega t)}{\sqrt{k_E}} U_1 & \text{für } 0 \leq \omega t \leq \pi \\ -\left( \frac{D \sin(\omega t)}{\sqrt{k_E}} \right) U_1 & \text{für } \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (5.3)$$

$$\text{mit } k_E = \frac{2L_P}{\eta R} f_s$$

In Abbildung 5.1 sind diese drei verschiedenen Übertragungsfunktionen (Gleichungen (5.1)-(5.3)) dargestellt. Für das unipolare Schalten ist die Darstellung so gewählt, daß der Wechselrichterzweig, der die positive Spannung erzeugt durch ein positives  $D$  und

jener Wechselrichterzweig, der die negative Spannung erzeugt, durch ein negatives  $D$  dargestellt wird.

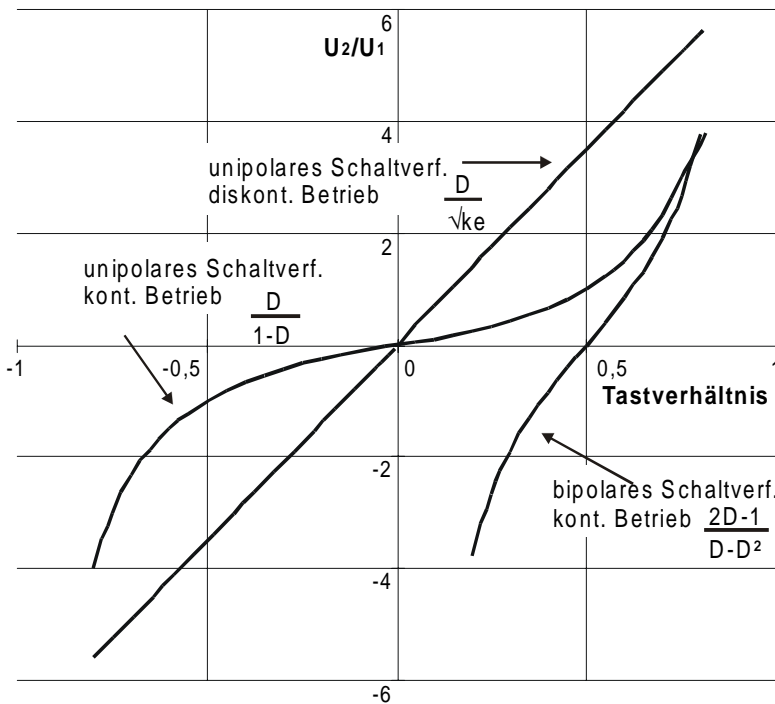


Abbildung 5.1: Übertragungsfunktionen des Wechselrichters für uni- und bipolare Schaltverfahren

einer linearen Übertragungsfunktion bei sinusförmiger Aussteuerung der Regelungsaufwand zum Erhalt einer ebenfalls sinusförmigen Ausgangsspannung und Stromes wesentlich geringer ist. Vor allem die Verschiebung der Pole und Nullstellen der Übertragungsfunktionen zu höheren Frequenzen hin, vgl. Abbildungen 4.20 und 4.21, zeichnen den diskontinuierlichen Betrieb aus. Die nicht kompensierbaren Nullstellen auf der rechten Seite der  $s$ -Ebene liegen in Frequenzbereichen um die Schaltfrequenz oder höher und sind somit nicht für die Regelungstechnik relevant. Gleiches gilt auch in Abhängigkeit von der Tiefe des diskontinuierlichen Betriebes für das höherfrequente Polpaar. Die regelungstechnischen Probleme des kontinuierlichen Betriebes treten also entweder gar nicht oder in vereinfachter Form im diskontinuierlichen Betrieb auf. Der diskontinuierliche Betrieb impliziert aber einen hohen Stromrippel in jener Drossel, die durch ihr geringes Speichervermögen diesen auslöst. Um in einem weiten Tastverhältnis (bzw. Leistungsbereich) stets einen diskontinuierlichen Betrieb fahren zu können, kann der Stromrippel das 4-6-fache des Strommittelwertes annehmen. Dies wirkt sich nachteilig auf die Auslegung der

Die Gleichungen für die Varianten mit HF-Transformator erhält man durch die Multiplikation mit  $\ddot{u}$ . Die Diskussion des Groß- und Kleinsignalverhalten des Zeta-Wandlers im vorangegangenen Kapitel hat gezeigt, daß, wenn der Wandler im diskontinuierlichen Betrieb arbeitet, das Spannungs- und Stromübertragungsverhalten in Abhängigkeit von  $D$  linear ist, vgl. Gleichung (4.21). Es ist offensichtlich, daß mit

Drosseln wie auch auf den Wirkungsgrad aus. Durch die Verwendung neuer Materialien (Kapitel 6) kann aber wieder einiges an Verlusten kompensiert werden. Auf den Wirkungsgrad positiv wirkt sich allerdings das stromlose Ausschalten der Diode und das stromreduzierte Einschalten des Schalters aus, welches der diskontinuierliche Betrieb ermöglicht. Durch das stromlose Ausschalten der Diode wird auch der sonst bei herkömmlichen Wechselrichtern kurzzeitige Brückenkurzschluß vermieden, da bei stromlos ausgeschalteten Dioden kein Rückstrom initiiert wird. Da die Vorteile des diskontinuierlichen Betriebes überwiegen, wird im weiteren nur noch dieser betrachtet. Für diese Betriebsart sind in Abbildung 5.2 für die transformatorlose Variante des Wechselrichters aus Zeta-Wandlern die einzelnen Schaltungszustände dargestellt.

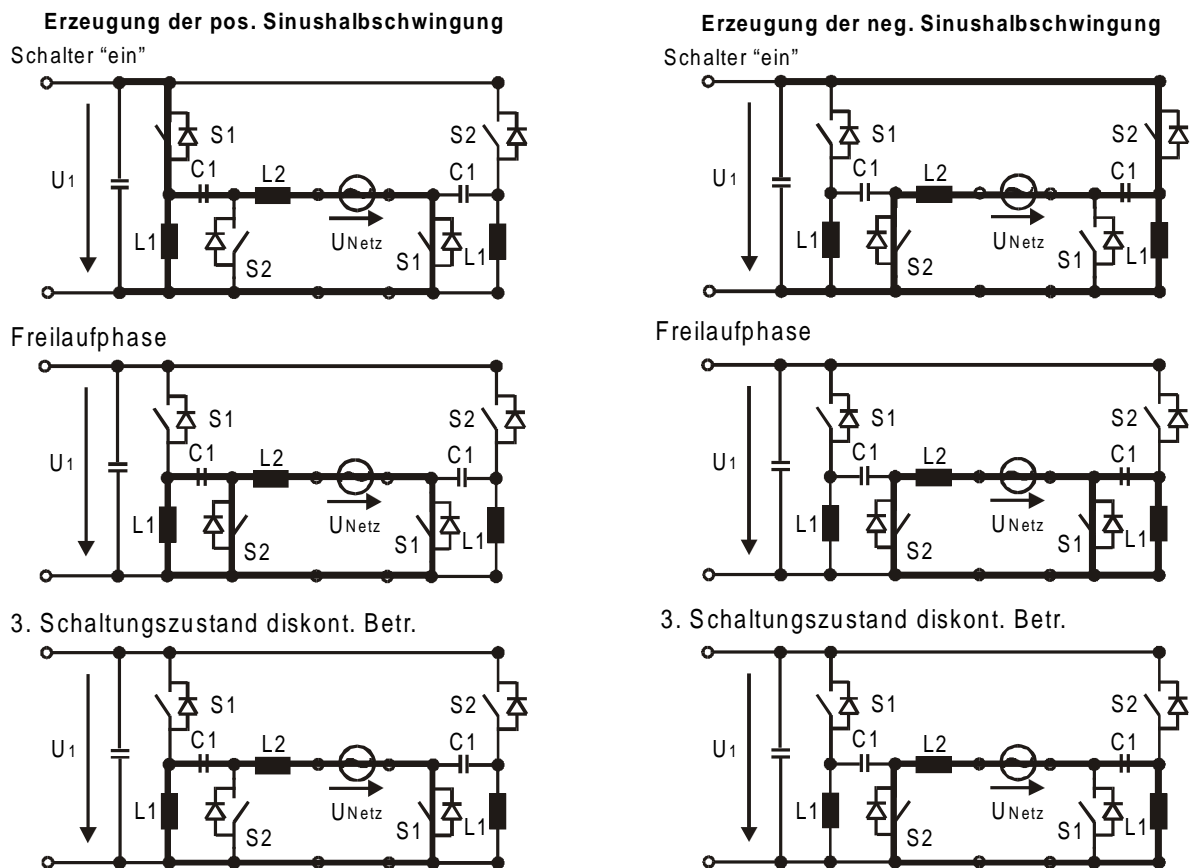


Abbildung 5.2: Einzelne Schaltungszustände des Wechselrichters aus Zeta-Wandlern für den diskontinuierlichen Betrieb

## 5.2 Merkmale des PV-Generators und des Verbrauchernetzes

### 5.2.1 Der PV-Generator

Die Wechselrichtertopologien werden in dieser Arbeit am Beispiel eines Einsatzes am Solargenerator untersucht. Dabei wird der Solargenerator hier nur soweit betrachtet, wie es für die Auslegung der Wechselrichtertopologien notwendig ist. Dies betrifft seine I-U-Kennlinie, Leerlauf- und Kurzschlußverhalten in Abhängigkeit von der Einstrahlung und der Temperatur. Die Maximum-Power-Point-(MPP-)Regelverfahren sind hier nicht Gegenstand der Untersuchungen. Verschiedene MPP-Regelverfahren sind in /Adelmann, 1987/1988/, /Kislovski, 1993/ und /Keller, 1996/ hinreichend beschrieben worden.

Das stationäre Betriebsverhalten der Solarzelle kann mit dem Zweidioden-Ersatzschaltbild nachgebildet werden /Schumacher, 1991/. Die Gleichung (5.4) liefert den Zusammenhang zwischen dem Zellenstrom  $I_{Zelle}$  und der Zellenspannung  $U_{Zelle}$ .

$$I_{Zelle} = I_{Ph} - I_{D10} \left( e^{\frac{U_{Zelle} + I_{Zelle} R_S}{k_B T}} - 1 \right) - I_{D20} \left( e^{\frac{U_{Zelle} + I_{Zelle} R_S}{2 * k_B T}} - 1 \right) - \frac{U_{Zelle} - I_{Zelle} R_S}{R_P} \quad (5.4)$$

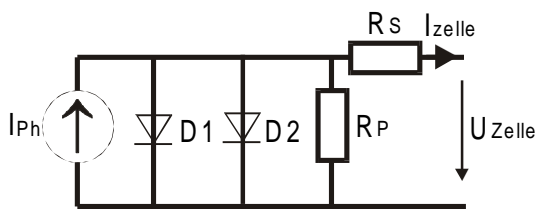


Abbildung 5.3: Zweidioden-Ersatzschaltbild einer Solarzelle

Die Berechnungsgleichungen für den Photostrom  $I_{Ph}$ , für die Sättigungsströme ( $I_{D10}$ ,  $I_{D20}$ ) der Dioden wie auch für die Widerstände  $R_S$  und  $R_P$  sind im Anhang F angegeben. Aus Gleichung (5.4) wie auch aus Abbildung 5.4 und Abbildung 5.5 wird deutlich, daß der Kurzschlußstrom  $I_{G0}$  direkt proportional zur Einstrahlung ist, während die Leerlaufspannung  $U_{G0}$  nur eine geringe Abhängigkeit

aufweist. Bei der Temperaturabhängigkeit dieser beiden Größen verhält es sich genau umgekehrt. Während der Strom nur um ungefähr  $0,07\%/^{\circ}\text{C}$  zunimmt, steigt mit sinkender Temperatur die Leerlaufspannung deutlich an. In den Datenblättern ist die Leerlaufspannung häufig nur bei Standard-Test-Bedingungen (STC) gegeben und kann mit der Größengleichung (5.5) für jede beliebige Zelltemperatur berechnet werden.

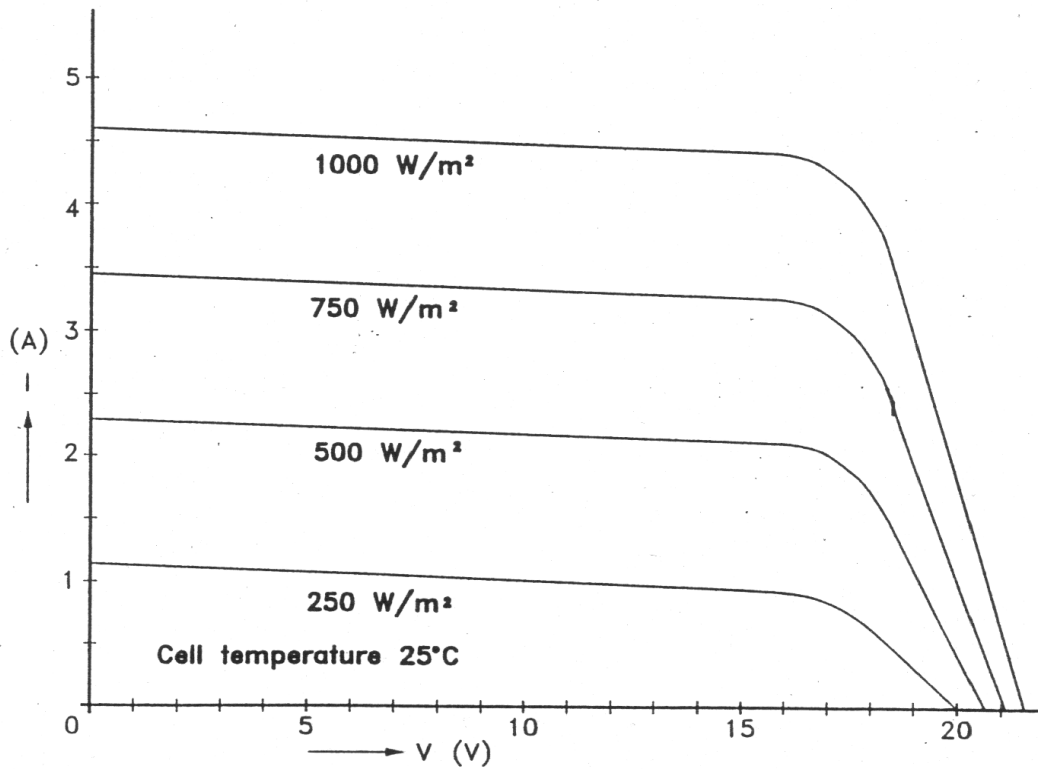


Abbildung 5.4: U-I-Charakteristik bei  $T = 25^{\circ}\text{C}$  und variierender Einstrahlung /Messungen der Firma Shell Solar, Helmond (NL)/

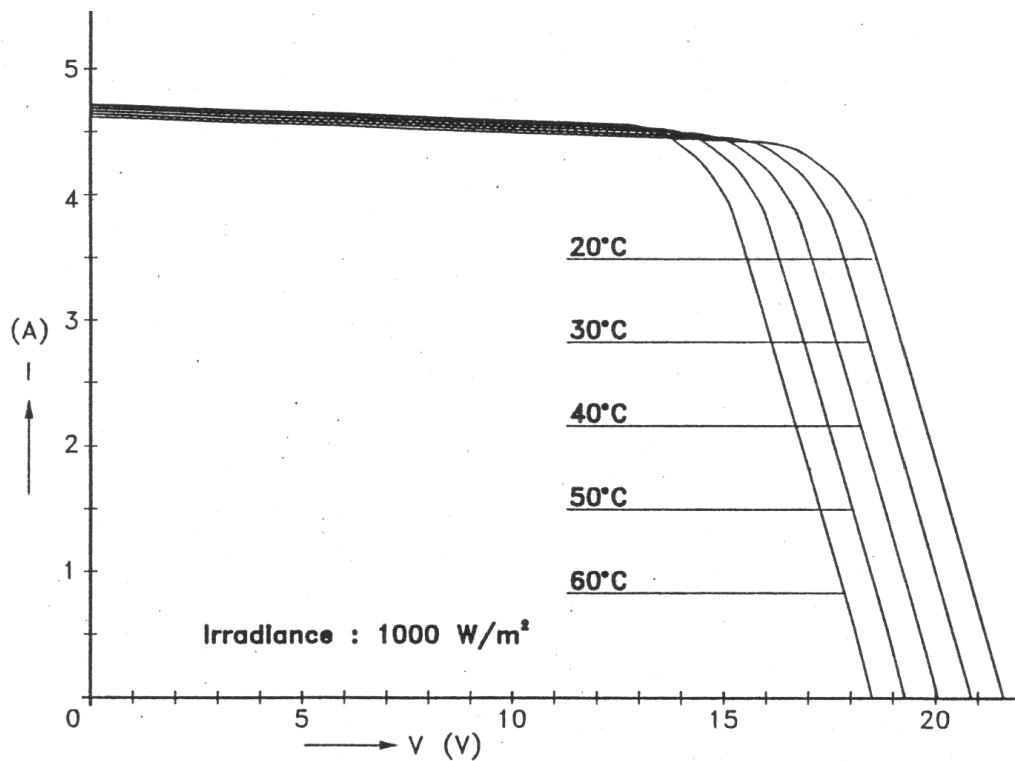


Abbildung 5.5: U-I-Charakteristik bei 1000 W/m<sup>2</sup> Einstrahlung und variierender Temperatur /Messungen der Firma Shell Solar, Helmond (NL)/

Für die Auslegung wichtig sind die Eckdaten des Generators. Der Kurzschlußstrom wie auch die Leerlaufspannung bei 25°C kann dem entsprechenden Datenblatt entnommen werden. Für die maximale Eingangsspannung des Wechselrichters muß mindestens die Leerlaufspannung bei -20°C berücksichtigt werden.

$$U_{G0} = U_{G0,25^{\circ}C} - 0,023 \frac{V}{^{\circ}C} (T_{Zelle} - 25^{\circ}C) \quad (5.5)$$

Für die Schaltungskalkulation von Bedeutung sind auch die mittleren Lagen der MPP-Ströme und -Spannungen. Abbildung 5.6 zeigt die Verteilung der MPP-Ströme und -Spannungen von über 120 auf den Markt befindlichen Solarmodulen bei einer Zelltemperatur von 25°C. Es zeichnen sich zwei Häufigkeitsgruppen von Solarmodulen ab:

- MPP-Spannung 17V: MPP-Ströme von 3 A - 7 A
- MPP-Spannung 34V - 36V: MPP-Strom von 3 A

Diese Module gehören hauptsächlich der Gruppe der kristallinen Solarzellen an. Bei den Solarmodulen mit hoher Zellenspannung und geringem Zellenstrom handelt es sich vorwiegend um amorphe Zellenmaterialien bzw. Dünnschichtzellen.

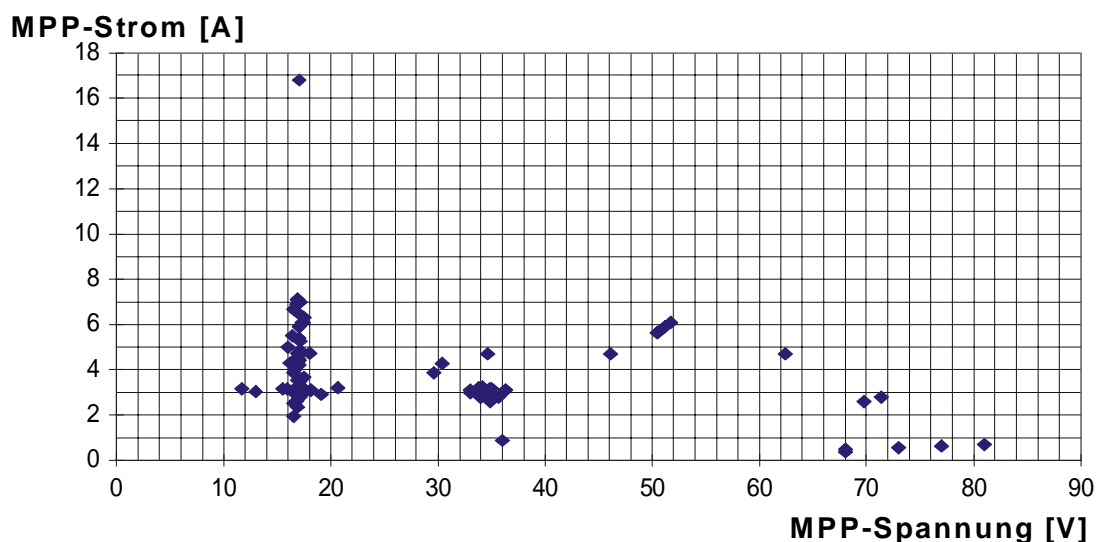


Abbildung 5.6: Verteilung der MPP-Ströme und -Spannungen marktüblicher Solarmodule bei einer Temperatur von 25°C /Photon, 1998/

### 5.2.2 Das Verbrauchernetz

In welchen Bereichen sich Netzspannung, Netzfrequenz und Klirrfaktor des öffentlichen Netzes bewegen dürfen, sind in DIN VDE 0839, in EN 50160 und IEC 38 vorgeschrieben. Folgende z. B. für weitere Kalkulation (s. Kapitel 7) relevanten Eckwerte sind aus diesen Normen entnommen:

- $U_{\text{Netz}} = 230\text{V} \pm 10\%$
- $f_{\text{netz}} = 50\text{Hz}$

Aufgrund der z. Zt. nicht großen Verbreitung von Inselnetzen kann davon ausgegangen werden, daß keine speziellen Betriebsmittel für solche Netze entwickelt werden, sondern solche verwendet werden, die auch in öffentlichen Netzen Einsatz finden. Daher können die für das öffentliche Netz erforderlichen Normen auf schwache Netze und Inselnetze übertragen werden. Für die Elektromagnetische Verträglichkeit müssen die Normen EN 61000, EN 50081 und EN 50082 beachtet werden.

### 5.3 Dimensionierungsgleichungen für die Auslegung

In diesem Kapitel werden die Dimensionierungsgleichungen für die Bauteilgrößen der aktiven und passiven Bauelemente und ihre Strom- und Spannungsbelastungen hergeleitet. Bei der Anbindung eines Solargenerators kann  $U_1$  durch die Generatorspannung  $U_G$  und  $U_2$  durch die Spannung des öffentlichen Netzes oder des Inselnetzes  $U_{\text{netz}}$  ersetzt werden. Der Generatorstrom wird mit  $I_G$  bezeichnet.

#### 5.3.1 EingangsfILTER

Da in dieser Arbeit 1-phasige Systeme im Vordergrund stehen, muß auf den Eingangskondensator ein besonderes Augenmerk geworfen werden. Die Anbindung eines 1-phasigen Wechselstromsystem an ein Gleichstromsystem bedingt, daß im Gleichstromzwischenkreis (hier Eingangskreis) ein mit doppelter Netzfrequenz pulsierender Strom als Momentanwert fließt, wie Gleichung (5.6) es verdeutlicht:

$$P_G(t) = \eta P_2(t) = \eta U_{\text{Netz}} \sin \omega t I_{\text{Last}} \sin \omega t = \eta U_{\text{Netz}} I_{\text{Last}} \sin^2 \omega t = \eta U_{\text{Netz}} I_{\text{Last}} (1 + \cos 2\omega t) \quad (5.6)$$

Die vom Mittelwert abweichenden Momentanwerte müssen durch einen Speicherkondensator  $C_{\text{ein}}$  im Eingangskreis des Wechselrichters mit genügendem Speichervermögen ausgeglichen werden. Über eine Energiebilanz läßt sich die Größe des Kondensators berechnen:

$$C_{ein} = \frac{P_1}{2\pi f_{Netz} \Delta U_G U_G^2} \quad (5.7)$$

$\Delta U_G$  bedeutet dabei die zulässige Eingangsspannungsschwankung. Meist werden wegen des hohen erforderlichen Speicherpotentials Elektrolyt-Kondensatoren verwendet. Zur Berechnung der am Reihenersatzwiderstand ESR entstehenden Verluste des Eingangskondensators  $C_{ein}$  wird der Effektivwert des Kondensatorstromes benötigt. Wie aus Abbildung 5.7 ersichtlich setzt sich der Kondensatorstrom wie folgt zusammen:

$$i_{CE} = i_G - i_E \quad (5.8)$$

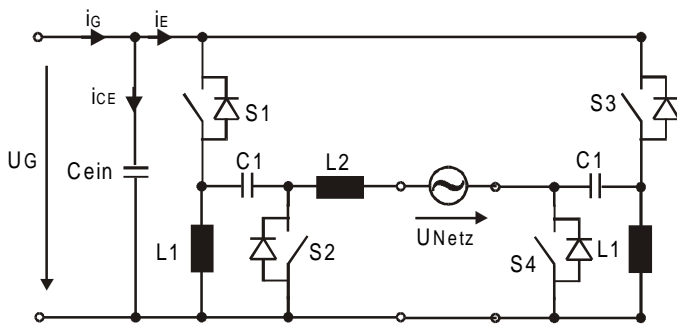


Abbildung 5.7: Zeta-Wandler mit Eingangskreis

Der Strom  $i_E$  entspricht dem mit doppelter Netzfrequenz pulsierenden Strom, dessen Scheitelwert nach Abbildung 4.9 dem Scheitelwert des Schalterstrom  $i_{S1}$  bzw.  $i_{S3}$  entspricht. Der Generatorstrom  $i_G$  ist ein Gleichstrom. Für den Kondensatorstrom folgt dann:

$$i_{CE}(t) = I_G - i_E(t) \quad (5.9)$$

Unter der Verwendung der quadratischen Mittelwertbildung für den Effektivwert ergibt sich für den Effektivwert des Kondensatorstromes  $i_{CE}(t)$  folgende Berechnungsgleichung:

$$I_{CEeff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (I_G - i_E(t))^2 d\omega t} = \sqrt{I_G^2 - 2I_G I_{Eavg} + I_{Eeff}^2} \quad (5.10)$$

Zur Berechnung des Effektiv- und Mittelwertes des Stromes  $i_E(t)$  können die Gleichungen (5.35), (5.36), (5.38) und (5.39) für die Berechnung des Effektiv- und Mittelwert des Schalterstromes  $I_{S1}$  bzw.  $I_{S3}$ , wie sie in Kapitel 5.3.4 noch hergeleitet werden, herangezogen werden. :

$$i_{Eff}^2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left( \hat{i}_{S1,3,max} \sqrt{\frac{D_{max} \sin \omega t}{3}} \sin \omega t \right)^2 d\omega t \quad (5.11)$$

$$i_{Eavg}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left( \hat{i}_{S1,3,max} \frac{D_{max} \sin \omega t}{2} \sin \omega t \right) d\omega t \quad (5.12)$$

Der Effektivwert des Kondensatorstromes berechnet sich dann zu:

$$I_{CEff} = \sqrt{I_G^2 - I_G \hat{i}_{S1,3,max} D_{max} + \frac{4}{9\pi} \hat{i}_{S1,3,max}^2 D_{max}} \quad (5.13)$$

### 5.3.2 Speicherdrosseln und Koppelkondensator bei Anwendungen ohne HF-Transformator

#### 5.3.2.1 Speicherdrossel $L_1$

Der diskontinuierliche Betrieb wird über die Auslegung der Drossel  $L_1$  ausgelöst. Da diese Betriebsart von der Last abhängig ist und mit größer werdender Last die Schaltung näher an den kontinuierlichen Betrieb rückt, muß  $L_1$  nach der maximalen Leistung und dem maximalen Tastverhältnis ausgelegt werden, um sicher zu stellen, daß die Schaltung über den gesamten erforderlichen Leistungsbereich im diskontinuierlichen Betrieb arbeitet. Da die Strombelastungen in  $L_1$  und in den Halbleiterbauelementen steigt, je tiefer sich der Wechselrichter im diskontinuierlichem Betrieb befindet, kann eine Auslegungsbedingung so festgelegt werden, daß sich die Schaltung im Arbeitspunkt maximaler Leistung (bzw. maximales Tastverhältnis) gerade noch im diskontinuierlichen Betrieb befindet. Für diese Grenzbedingung gilt:

$$M_{max} = \frac{\hat{u}_{Netz,max}}{U_{G,min}} = \frac{D_{max}}{\sqrt{k_E}} = \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} \quad (5.14)$$

Die Ausgangsspannung  $U_2$  ist im Wechselrichterbetrieb  $U_{Netz}$ . Die Gleichung (4.18) läßt sich mit der obigen und der Gleichung (4.16) wie folgt umformen.

$$L_1 \leq \frac{1}{\frac{2M_{max}^2}{\eta R_{min}} \frac{f_s}{D_{max}^2} - \frac{1}{L_2}} \quad (5.15)$$

Zur Berechnung des maximalen Stromrippels  $\Delta I_{L1\max}$  kann Gleichung (4.1) herangezogen werden:

$$\Delta I_{L1\max} = \frac{U_{G\min} v_{T\max}}{L_1 f_S} \quad (5.16)$$

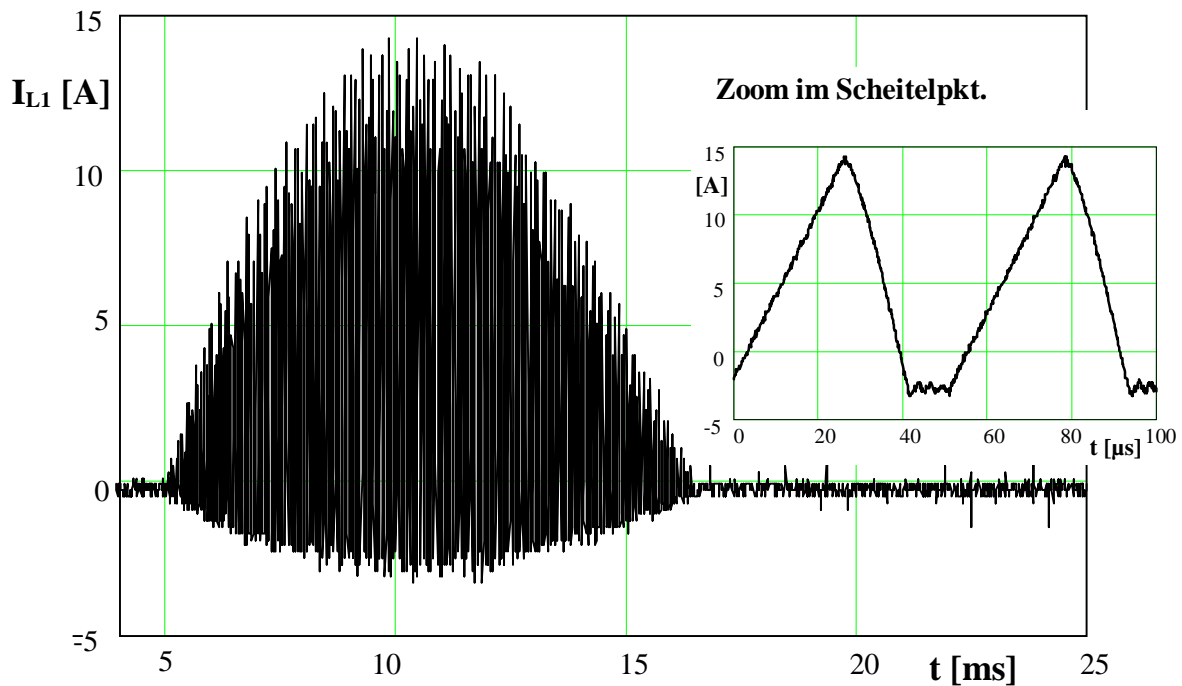


Abbildung 5.8: Zeitlicher Verlauf des Drosselstromes  $I_{L1}$  gemessen am Labormuster

Für die Auslegung der Speicherdrossel ist nicht nur der Scheitelwert des Stromes wichtig, sondern auch der Effektivwert, der Erwärmung, Verluste und Baugröße der Drossel mitbestimmt. In Abbildung 5.8 ist der zeitliche Verlauf des Drosselstromes  $I_{L1}$  angegeben. Durch die sinusförmige Ansteuerung der Leistungsschalter ist die einhüllende Kurve des Verlaufes wie auch der Mittelwert des Drosselstromes ebenfalls sinusförmig. Der maximale Drosselstrom (Scheitelwert der Einhüllenden) lässt sich mit folgender Beziehung unter der Berücksichtigung von Gleichungen (4.11) und (4.21) berechnen:

$$\hat{i}_{L1\max} = \hat{i}_{L1\text{avg}} + \frac{1}{2} \Delta I_{L1\max} = \frac{\hat{i}_{L\text{last}} \sqrt{k_E}}{D_{\max}} + \frac{1}{2} \Delta I_{L1\max} \quad (5.17)$$

Zur Berechnung des Effektivwertes  $I_{L1}$  werden zunächst die Effektivwerte der einzelnen Stromdreiecke  $I_{L1eff,\Delta}$ , wie in Abbildung 5.8 dargestellt, benötigt. Für ein einzelnes Stromdreieck gilt:

$$I_{L1eff,\Delta} = I_{pk} \sqrt{\frac{D + D_2}{3}} \quad (5.18)$$

Durch die sinusförmige Gewichtung des Tastverhältnisses ergibt sich ebenfalls ein sinusförmiger Verlauf aus den einzelnen Effektivwerten  $I_{L1eff,\Delta}$ :

$$i_{L1eff,\Delta}(t) = \hat{i}_{L1max} \sqrt{D_{max} \sin \omega t + D_2} \sin \omega t \quad (5.19)$$

Das Tastverhältnis  $D_2$  ist nur von der Last abhängig und kann daher im eingeschwungen Zustand als konstant angesehen werden. Der Effektivwert des Stromes  $I_{L1}$  berechnet sich nun aus dem Effektivwert der Gleichung (5.19):

$$I_{L1eff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (i_{L1eff,\Delta}(t))^2 d\omega t} = \hat{i}_{L1max} \left( \sqrt{\frac{2D_{max}}{9\pi} + \frac{D_2}{12}} \right) \quad (5.20)$$

Die Schwingungen während der 3. Schaltungsphase in Abbildung 5.8 - besonders gut sichtbar an der Schalterspannung in Abbildung 5.11 - resultieren aus dem Schwingkreis bestehend aus der Schalterkapazität  $C_{S1}$  (bzw.  $C_{S3}$ ),  $L_1$ ,  $C_1$  und der Schalterkapazität  $C_{S2}$  (bzw.  $C_{S4}$ ), der nach dem Verlöschen der Freilaufdiode zum Schwingen angeregt wird.

### 5.3.2.2 Koppelkondensator $C_1$

Die Mindestgröße des Koppelkondensators  $C_1$  kann über den Energiefluß zwischen  $L_1$  und  $C_1$  berechnet werden.

$$C_1 \geq \frac{L_1 \Delta I_{L1max}^2}{(U_{C1max} + 1/2 \Delta U_{C1})^2} \quad (5.21)$$

Die Größe des Kondensators  $C_1$  beeinflusst ebenso die Dynamik des Wandlers, so daß  $C_1$  auch nicht um Größenordnungen größer als die Mindestgröße gewählt werden sollte. Vor allem im Teillastbereich wirkt sich die Größe von  $C_1$  (wie auch die von  $C_2$ ) im Bereich um den Nullpunkt der Ausgangsspannung verzögernd aus, da aufgrund des hohen Abschlußwiderstandes der Schaltung die Kondensatoren nicht schnell genug entladen werden können. Dies führt zu Verschlechterungen des Klirrfaktors. Für einen Leistungsbereich von 100W bis 1000W liegen die Spannungen am Kondensator

zwischen 400V und 500V . Die Größenordnung von  $C_1$  liegt in diesen Bereichen bei mehreren hundert nF. Es können daher Folienkondensatoren verwendet werden, für die die Wechselstrombelastung nicht bedeutend ist.

### 5.3.2.3 Speicherdrossel $L_2$

Um einen kontinuierlichen Stromfluß in der Last aufrecht zu erhalten wie auch um einen geringen Klirrfaktor zu erzielen, muß die ausgangsseitige Induktivität  $L_2$  ausreichend groß gewählt werden. Stellt man Gleichung (4.1) entsprechend um, so erhält man für einen erforderlichen Stromrippel  $\Delta I_{L2}$ , der nicht überschritten werden sollte, die Mindestgröße von  $L_2$ :

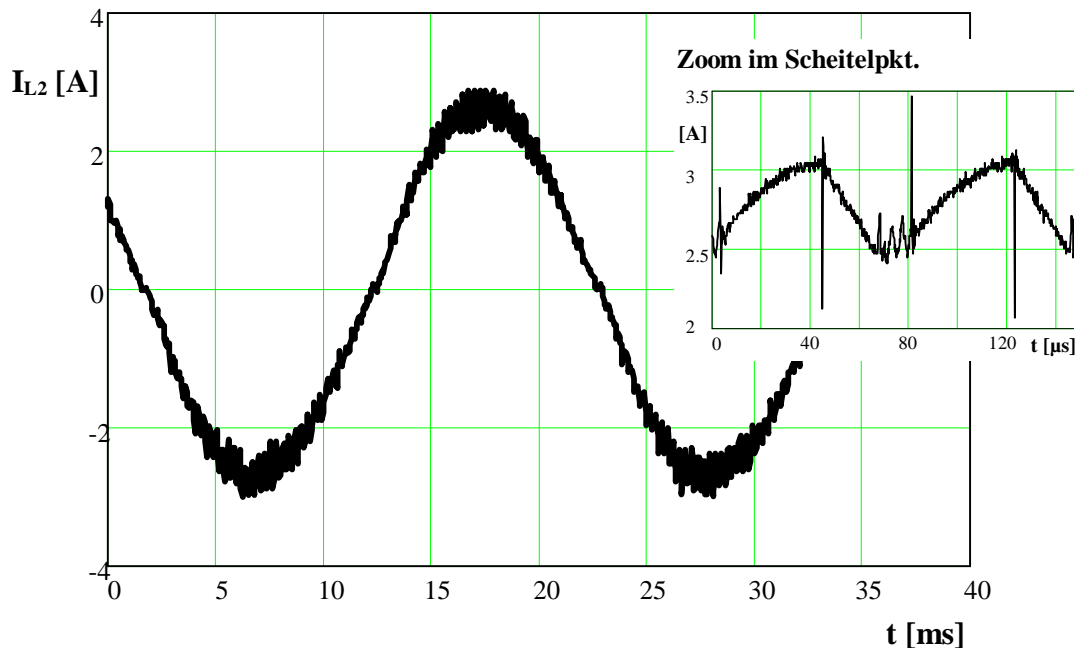
$$L_2 \geq \frac{U_{G \min} D_{\max}}{\Delta I_{L2} f_s} = \frac{\hat{u}_{Netz, \max} (1 - D_{\max})}{\Delta I_{L2} f_s} \quad (5.22)$$

In Abbildung 5.9 ist der zeitliche Verlauf des Drosselstromes  $I_{L2}$  dargestellt. Sein Scheitelwert berechnet sich aus:

$$\hat{i}_{L2 \max} = \hat{i}_{L2 \text{avg}} + \frac{1}{2} \Delta I_{L2 \max} = \hat{i}_{L2 \text{last}} + \frac{1}{2} \Delta I_{L2 \max} \quad (5.23)$$

Der Effektivwert des Stromes  $I_{L2}$  kann mit folgender Gleichung angegeben werden:

$$I_{L2 \text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left( \hat{i}_{L2 \text{last}} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_{L2 \max}}{2 \hat{i}_{L2 \text{last}}} \right)^2} \sin \omega t \right)^2 d\omega t} = \hat{i}_{L2 \text{last}} \sqrt{\frac{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_{L2 \max}}{2 \hat{i}_{L2 \text{last}}} \right)^2}{2}} \quad (5.24)$$


 Abbildung 5.9: Zeitlicher Verlauf des Drosselstromes  $I_{L2}$  gemessen am Labormuster

### 5.3.3 Speicherdrosseln und Koppelkondensator bei Anwendungen mit HF-Transformator

In Kapitel 4.2.1 wurde auch das Spannungsübertragungsverhalten im diskontinuierlichen Betrieb für Cuk- und Zeta-Wandler mit HF-Transformator hergeleitet. Gleichungen (4.21) und (4.22) machten deutlich, daß die Tiefe des diskontinuierlichen Betriebes von der Größe der Sekundärwicklung  $L_{1,sek}$  bzw. des Übersetzungsverhältnisses  $\ddot{u}$  des Transformators abhängt. Analog zu Gleichung (5.14) können die Grenzbedingung wie auch die Größen der Induktivitäten des Transformators festgelegt werden. Dazu wird der Zeta-Sperrwandler zugrunde gelegt.

$$M_{\max} = \frac{\hat{u}_{Netz \max}}{U_{G \min}} = \frac{D_{\max}}{\sqrt{k_E}} \ddot{u} = \frac{D_{\max}}{1 - D_{\max}} \ddot{u} \quad (5.25)$$

$$L_{1,sek} \leq \frac{1}{\frac{2M_{\max}^2}{\eta * R_{\min}} \frac{f_S}{D_{\max}^2} - \frac{1}{L_2}} \quad (5.26)$$

$$L_{1,prim} = \frac{L_{1,sek}}{\ddot{u}^2} \quad (5.27)$$

$L_2$  und  $C_1$  berechnen sich entsprechend:

$$L_2 \geq \frac{U_{G \min} \ddot{u} D_{\max}}{\Delta I_{L2} f_S} = \frac{\hat{u}_{Netz \max} (1 - D_{\max})}{\Delta I_{L2} f_S} \quad (5.28)$$

$$C_1 \geq \frac{L_{1,sek} \Delta I_{L1,sek \max}^2}{(U_{C1 \max} + 1/2 \Delta U_{C1})^2} \quad (5.29)$$

Da die Topologien mit Transformator in dieser Arbeit weniger im Vordergrund stehen, wird an dieser Stelle auf die Strom- und Spannungsbelastungen der Komponenten nicht weiter eingegangen.

### 5.3.4 Leistungshalbleiter

In Tabelle 4.1 und Tabelle 4.2 wurden bereits die Gleichungen für die Belastungen der Halbleiter zusammengefaßt. Für die Auslegung der Halbleiter müssen die Maximalwerte für Strom und Spannung eingesetzt werden. Wird ein Solargenerator als speisende Quelle angeschlossen, muß aus Sicherheitsgründen als maximale Generatorspannung die maximale Leerlaufspannung, die sich bei mindestens  $-20 \text{ }^\circ\text{C}$  ergibt, eingesetzt werden. Für Schalter und Diode ergeben sich für die Anwendung ohne HF-Transformator unter Berücksichtigung eines zusätzlichen Sicherheitsfaktors  $S$  folgende maximale Sperrspannungen ( $S = 1,1, \dots, 1,5$ ):

$$\hat{u}_{S \max} = \hat{u}_{D \max} = S (U_{G \max} + \hat{u}_{Netz \max} + 1/2 \Delta U_{C1 \max}) \quad (5.30)$$

Für die Ströme müssen die maximalen Drosselströme berücksichtigt werden:

$$\hat{i}_{S \max} = \hat{i}_{D \max} = S (I_{L1 \max} + 1/2 \Delta I_{L1 \max} + \hat{i}_{L2 \max} + 1/2 \Delta I_{L2 \max}) \quad (5.31)$$

Für Anwendungen mit HF-Transformator ergeben sich die Halbleiterbelastungen zu:

$$\hat{u}_{S \max} = \hat{u}_{D \max} = S (U_{G \max} \ddot{u} + \hat{u}_{Netz \max} + 1/2 \Delta U_{C1 \max}) \quad (5.32)$$

$$\hat{i}_{S \max} = \hat{i}_{D \max} = S (I_{L1,sek \max} + 1/2 \Delta I_{L1,sek \max} + \hat{i}_{L2 \max} + 1/2 \Delta I_{L2 \max}) \quad (5.33)$$

Zur Berechnung der Strom- und Spannungsbelastungen der Schalter werden aufgrund des unipolaren Schaltens zwei Schaltergruppen unterschieden: hochfrequent getaktete Schalter S1, S3 und 50 Hz getaktete Schalter S2, S4.

In Abbildung 5.10 und Abbildung 5.11 sind die zeitlichen Spannungs- und Stromverläufe eines der hochfrequent getakteten Schalter S1 bzw. S3 dargestellt. Für die Berechnung ihrer Erwärmung, Verluste und Kühlkörper werden die Mittel- und Effektivwerte benötigt.

Analog zur Vorgehensweise zur Berechnung des Effektivwertes von  $I_{L1}$  im Kapitel 5.3.2.1 werden hier auch die Mittel- und Effektivwerte der Schalter und Dioden berechnet.

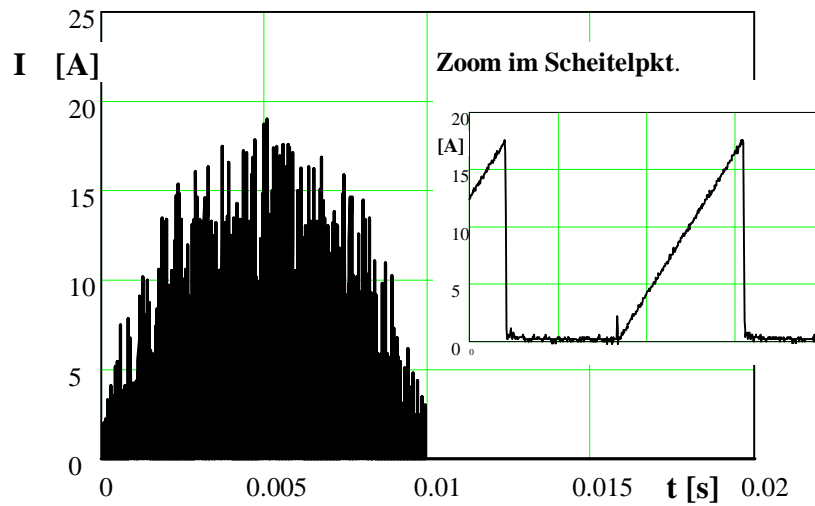


Abbildung 5.10: Zeitlicher Verlauf der Schalterströme  $I_{S1}$  bzw.  $I_{S3}$ , gemessen am Labormuster

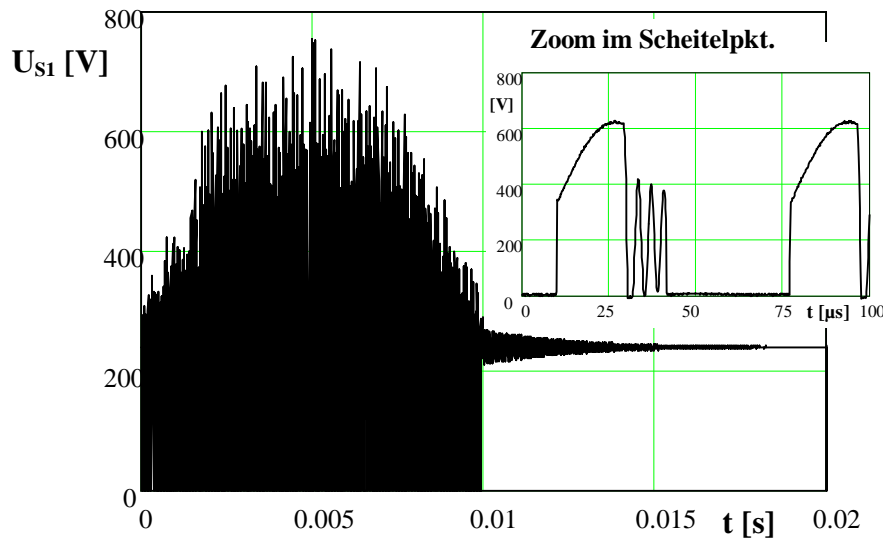


Abbildung 5.11: Zeitlicher Verlauf der Schalterspannungen  $U_{S1}$  bzw.  $U_{S2}$  gemessen am Labormuster

Zur Berechnung des Effektivwertes  $I_{S1,3,eff}$  werden auch wieder zunächst die Effektivwerte  $I_{S1,3,eff,\Delta}$  der einzelnen Stromdreiecke, wie in Abbildung 5.10 dargestellt, benötigt. Für ein einzelnes Stromdreieck gilt:

$$I_{S1,3,eff,\Delta} = I_{pk} \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (5.34)$$

Wiederum ergibt sich durch die sinusförmige Gewichtung des Tastverhältnisses ein sinusförmiger Verlauf aus den einzelnen Effektivwerten  $I_{S1,3,eff,\Delta}$ :

$$i_{S1,3,eff,\Delta}(t) = \hat{i}_{S1,3,max} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} \sin \omega t \sin \omega t \quad (5.35)$$

Der Effektivwert des Stromes  $I_{S1,3}$  berechnet sich nun aus dem Effektivwert der Gleichung (5.35):

$$I_{S1,3,eff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (i_{S1,3,eff,\Delta}(t))^2 d\omega t} = \frac{\hat{i}_{S1,3,max}}{3} \sqrt{\frac{2D_{max}}{\pi}} \quad (5.36)$$

Zur Berechnung des Mittelwertes  $I_{S1,3,avg}$  werden die Mittelwerte  $I_{S1,3,avg,\Delta}$  der einzelnen Stromdreiecke, wie in Abbildung 5.10 dargestellt, benötigt. Für ein einzelnes Stromdreieck gilt:

$$I_{S1,3,avg,\Delta} = I_{pk} \frac{D}{2} \quad (5.37)$$

Auch hier ergibt sich durch die sinusförmige Gewichtung des Tastverhältnisses ein sinusförmiger Verlauf aus den einzelnen Mittelwerten  $I_{S1,3,avg,\Delta}$ :

$$i_{S1,3,avg,\Delta}(t) = \hat{i}_{S1,3,max} \frac{D_{max}}{2} \sin \omega t \quad (5.38)$$

Der Mittelwert des Stromes  $I_{S1,3}$  berechnet sich nun aus dem Mittelwert der Gleichung (5.38):

$$I_{S1,3,avg} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (i_{S1,3,avg,\Delta}(t)) d\omega t = \frac{\hat{i}_{S1,3,max}}{8} D_{max} \quad (5.39)$$

Für die Berechnung der Schaltverluste ist der Mittelwert der Spannung nötig. Die Verlauf der Schaltersperrspannung ist in Abbildung 5.11 abgebildet. Im diskontinuierlichen Betrieb liegen unterschiedliche Sperrspannungen während des Ein- und Ausschaltzeitpunktes am Schalter an. Beim Einschalten wird der Schalter aus dem 3. Schaltzustand heraus eingeschaltet. In diesem Schaltzustand liegt immer

die Generatorspannung als Sperrspannung am Schalter an. In der Zoomdarstellung der Abbildung 5.11 sieht man in dieser Phase die Schalterspannung um den Wert der Generatorspannung schwingen. Für die Einschaltphase muß zur Berechnung der Schaltverluste die Generatorspannung angesetzt werden:

$$U_{Savg} = U_G \quad (5.40)$$

Der Schalter wird beim Übergang in die Freilaufphase abgeschaltet. Hier liegt die Summe aus Generator- und Netzspannung an. Zum Berechnen der Schaltverluste interessiert der Mittelwert dieser Spannung von 0 bis  $\pi$ . Nach der sinusförmigen Gewichtung ergibt sich für den Mittelwert der Sperrspannung im Ausschaltzeitpunkt:

$$U_{Savg} = \frac{U_G D_2}{\pi} + \frac{\hat{u}_{Netz} D_2}{\pi} \quad (5.41)$$

Die Schalter S2 und S4 werden im 50Hz Betrieb geschaltet und werden vom Laststrom durchflossen. Ihre Effektiv- und Mittelwerte können über den Laststrom auf bekannte Weise berechnet werden:

$$I_{S2,4,eff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (i_{Last}(t))^2 d\omega t} = \frac{\hat{i}_{Last}}{2} \quad (5.42)$$

$$I_{S2,4,avg} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (i_{Last}(t)) d\omega t = \frac{\hat{i}_{Last}}{\pi} \quad (5.43)$$

Da im diskontinuierlichen Betrieb die Dioden D2 und D4 im stromlosen Zustand ausgeschaltet werden, tragen vor allem die Durchlaßverluste zur Gesamtverlustbilanz bei. Ihr Stromverlauf ist komplementär zum Schalterstrom in Abbildung 5.10, und sein Mittelwert kann analog zum Mittelwert der Schalterstromes berechnet werden. Allerdings variiert das Tastverhältnis der Freilaufdiode nicht sinusförmig wie beim Schalter, sondern entspricht konstant  $D_2$ , da im eingeschwungenem Zustand  $D_2$  konstant ist. Der Mittelwert eines Stromdreieckes lautet:

$$i_{D2,4,avg,\Delta} = \frac{\hat{i}_{Smax}}{2} D_2 \quad (5.44)$$

Nach der sinusförmigen Gewichtung ergibt sich für den Mittelwert der Diodenstromes  $I_{D2}$  und  $I_{D4}$ :

$$I_{D2,4,avg} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_{D2,4,avg,\Delta}(t) d\omega t = \frac{\hat{i}_{S1,3,max} D_2}{2\pi} \quad (5.45)$$

### 5.3.5 Ausgangskondensator $C_2$

Nachdem  $L_2$  über den maximal zulässigen Rippel von  $I_{L2}$  bestimmt wurde, kann der Kondensator  $C_2$  des Ausgangsfilters über die notwendige Grenzfrequenz  $f_B$  des Filters bestimmt werden. Die Aufgabe des Filters ist es, hauptsächlich die Grundschwingung durchzulassen und höherfrequente Schwingungen wie die Schaltfrequenz und höhere Harmonische heraus zufiltern.

$$C_2 = \frac{1}{4 \pi^2 f_B^2 L_2} \quad (5.46)$$

## 6 Neuere Komponentenentwicklungen für Stromrichterschaltungen und ihre Verlustberechnung

Wie in den vorangegangenen Kapiteln deutlich wurde, sind die Leistungsschalter und die induktiven Bauelemente der neuen Topologien höheren Spannungs- und Strombelastungen ausgesetzt als bei herkömmlichen Wandlern. In diesem Kapitel soll daher dem Entwickler eine Übersicht der auf dem Markt erhältlichen neueren Halbleiter und magnetischen Materialien gegeben werden, die diesen erhöhten Anforderungen gerecht werden. Ebenso werden die Grundlagen zu ihrer Verlustberechnung und Dimensionierung erläutert, wie sie auch in der späteren Kalkulation ausgewählter Schaltungen angewendet werden.

### 6.1 Magnetische Bauelemente

Für alle Stromrichterschaltungen gilt, daß neben den Leistungshalbleitern vor allem die magnetischen Bauelemente den größten Anteil zu den Verlusten, am Volumen und bei den Kosten eines Stromrichter beitragen. Nur langsam behaupten sich die teureren aber verlustärmeren und somit im Volumen kleineren nichtferriten Kernmaterialien gegenüber dem klassischen Ferrit N27 (Siemens) bzw. 3C8 (Philips) auf dem Markt. Selbst in den einschlägigen Entwicklungshandbüchern für Schaltnetzteile und Stromrichter /Hirschmann, 1990/, /Kilgenstein, 1992/ /Thiel, 1996/, /Thiel, 1998/ und /Billings, 1989/ werden amorphe Materialien wie auch Pulverkerne nur wenig erwähnt. Die Eigenschaften wie auch die Vor- und Nachteile der wichtigsten Kernmaterialien werden daher im folgenden Kapitel vergleichend gegenüber gestellt.

#### 6.1.1 Magnetische Materialien

Die im Mittelfrequenzbereich verwendbaren Materialien müssen einen hohen spezifischen Widerstand aufweisen, um die Wirbelstromverluste möglichst gering zu halten. Zur Anwendung kommen daher Ferrite, amorphe Metalle und Pulverkerne.

**Ferrite:** /S+M, 1994/

Die Ferrite gehören, insbesondere das Ferrit N27 bzw. 3C8, zu den klassischen Kernmaterialien. Sie besitzen einen hohen spezifischen Widerstand ( $\rho = 3 - 4\Omega\text{m}$ ), so daß ihre Wirbelstromverluste nahezu vernachlässigt werden können. In der Leistungselektronik werden meist Ferrite bestehend aus einer Mangan-Zink-Verbindung eingesetzt. Ihre wichtigsten Daten sind in den Tabellen im Anhang G

zusammengefaßt. Ferrite werden von zahlreichen Herstellern angeboten und können im Vergleich zu den anderen Materialien günstig auf dem Markt erworben werden. Mit diesen Material können ebenfalls zahlreiche Kernformen realisiert werden, wodurch ein breiter und flexibler Einsatzbereich erzielt wird. Negativ wirkt sich für manche Stromrichteranwendungen ihre niedrige Sättigungsinduktivität sowie ihre relativ hohen Verluste im höheren Frequenzbereich (N27, 3C8) aus. Diese Nachteile können zum einen durch die neueren Ferrite N67 und N87 bzw. 3C85 und 3F3 oder durch die amorphen Materialien aufgefangen werden.

**Amorphe und kristalline (kornorientierte) Metalle:** /AlliedSignal, 1998/  
/Magnetics, 1995/, /VAC, 1995/

In den letzten Jahren ist die Entwicklung weichmagnetischen Werkstoffe mit großen Schritten vorangekommen. So wurden im Bereich amorpher und kristalliner Metalle neue Werkstoffe entwickelt, die entweder den Einsatz bei höheren Schaltfrequenzen (> 50kHz) ermöglichen, oder durch eine höhere Sättigungsinduktion bei gleicher Frequenz kleinere Bauformen zulassen. Diese Materialien, die in Form von Schnittbandkernen geliefert werden, bestehen entweder aus auf Eisen, Nickel oder Kobalt basierenden Legierungen. Ihre wichtigsten Vertreter sind: *Magnasil* (kornorientierte Legierung aus 3% Si und 93% Fe), *Orthonol* (kornorientierte 50% NiFe Legierung), *Permalloy* (80% NiFe-Legierung), *Supermendur* (50% CoFe-Legierung), *Metglas Alloy 2605S3* (80% FeSi-Legierung), *Metglas 2714A* (CoSi-Legierung), *Vitrovac 6030* (Co-Legierung) und das nanokristalline Material *Vitroperm 500* (Fe-Legierung). Diese Materialien besitzen einen wesentlich geringeren spezifischen Widerstand als die Ferrite, dennoch sind die Wirbelströme vor allem bei den „metallischen Gläsern“ (z.B. Metglas Alloys) auf Grund dünner Bandstärken bis einige 100 kHz beherrschbar. Die Banddicken liegen hier bei 12µm-50µm. Bei manchen Materialien werden auch Banddicken bis 300µm gefertigt. Hier liegt die Frequenz allerdings weit unter 10kHz.

Gegenüber den Ferriten zeichnen sich die amorphen und kornorientierten Materialien je nach Materiallegierung durch eine höhere Sättigungsinduktion (bis 1,5T, *Supermendur* bis 2,2T)) und einer wesentlich höheren Permeabilität (bis über 100000) aus, so daß eine Reduktion der Baugröße erreicht werden kann. Weitere Werte können den Tabellen im Anhang G entnommen werden. Ebenso läßt sich bei einigen Materialien verschiedene Hystereseformen durch unterschiedliche Temperaturen bei der Materialherstellung beeinflussen. So sind vom gleichen Material verschiedene F- und Z-Schleifen mit unterschiedlichen Remanenzen erhältlich. Trotz hoher Sprödigkeit

des Kernmaterials können heute auch Schnittbandkerne nicht nur als Ringkerne sondern auch als U-, I- und E-Kerne angefertigt werden. Durch ihren hohen Preis (bei gleichem Volumen bis dreimal so teuer wie Ferrite) haben sie dem klassischen Ferrit noch nicht die hohe Marktanteile abgerungen.

**Pulverkerne:** /Magnetics, 1991/

Pulverkerne bestehen aus Nickel-Eisen-Legierungen meist in einem 80%:20%tigen oder 50%:50%tigen Molverhältnis. Die Kerne werden aus den pulverisierten Legierungen gepreßt, dabei sind die magnetischen Teilchen elektrisch voneinander isoliert. Somit erreichen die Pulverkerne einen dem Ferrit ähnlich hohen spezifischen Widerstand bis  $7\Omega\text{m}$ . Durch die voneinander isolierten magnetischen Teilchen wird ein auf den ganzen Kern verteilter Luftspalt ermöglicht. Je nach Legierung erreichen die Pulverkerne hohe Sättigungsinduktionen bis zu 1,5T. Bei gleichem Kernvolumen können so gegenüber dem Ferrit höhere Induktionen erreicht werden. Weitere Materialgrößen befinden sich in den Tabellen des Anhanges G. Die Verläufe der Kernverluste in Abhängigkeit von der Frequenz sowie von der magnetischen Induktion sind für ausgewählte Materialien in den folgenden Abbildungen dargestellt. Die Daten sind aus den angegebenen Datenblättern und /Sachau et al, 1999/ entnommen.

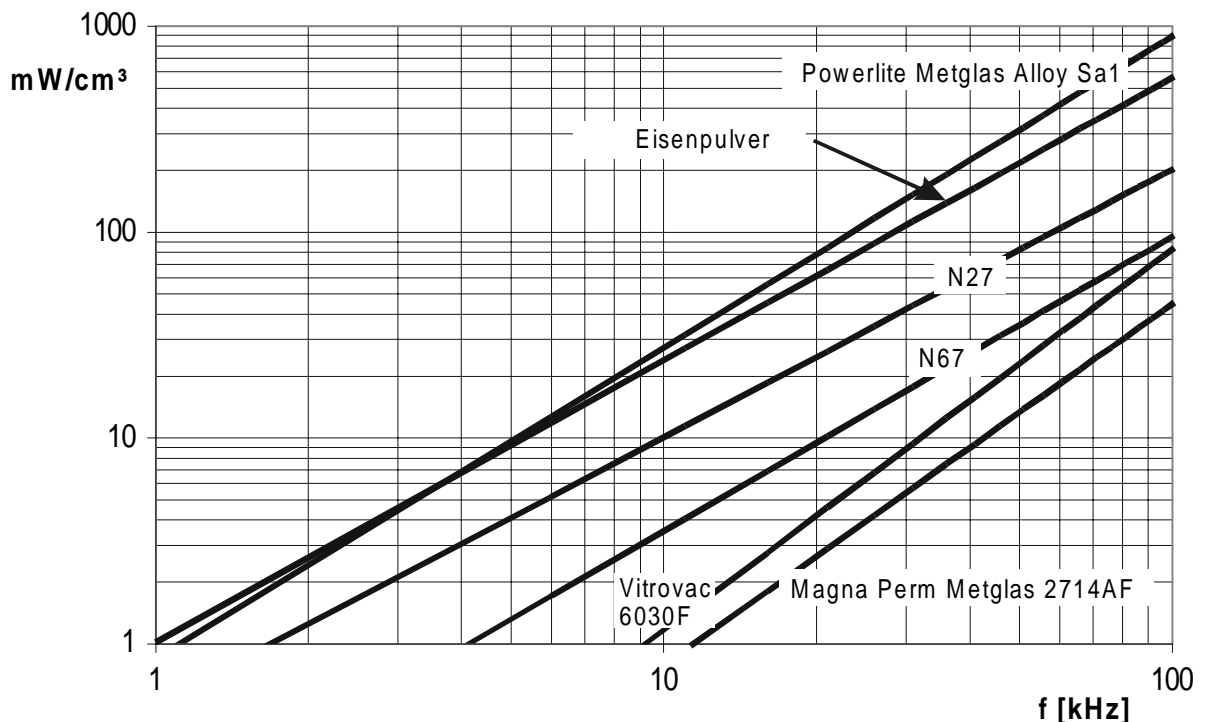


Abbildung 6.1: Kernverluste ausgesuchter Materialien in Abhängigkeit der Frequenz bei  $B = 0,1\text{T}$

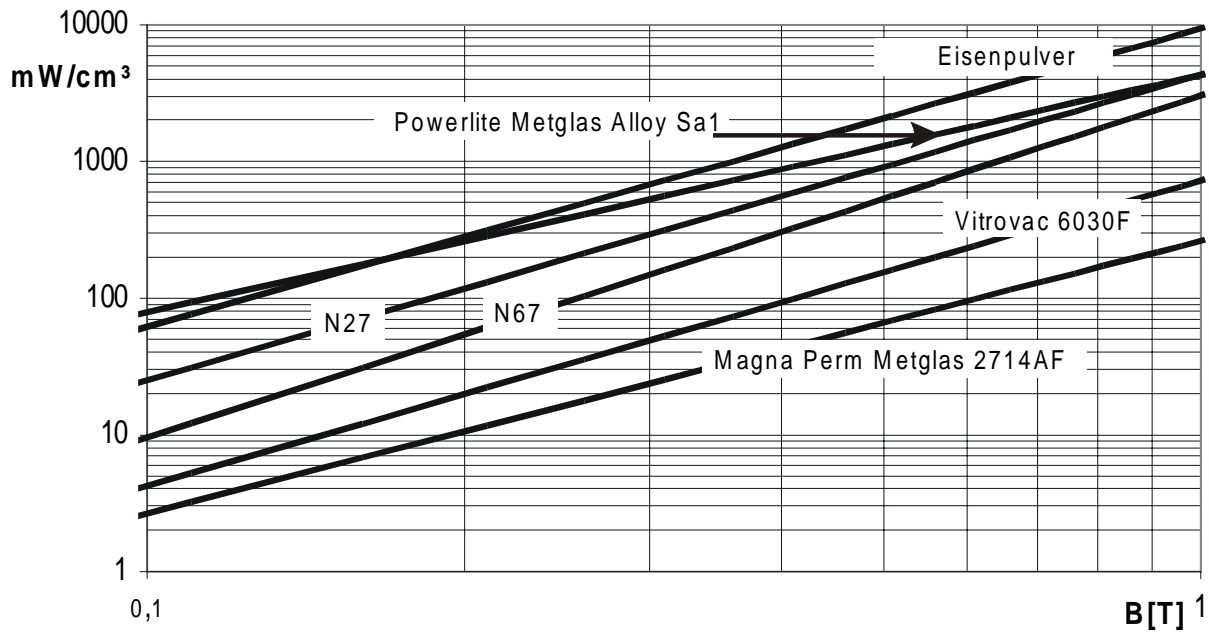


Abbildung 6.2: Kernverluste ausgesuchter Materialien in Abhängigkeit der magnetischen Induktion für  $f = 20\text{kHz}$

### 6.1.2 Verlustberechnung magnetischer Komponenten

Die Verluste in Drosseln und Transformatoren setzen sich aus den Kern- und den Kupferverlusten (incl. des Stromverdrängungs- und Proximity-Effekt) der Windungen zusammen.

$$P_{mag_{ges}} = P_{Kern} + P_{Cu} \quad (6.1)$$

Da keine allgemeine mathematische Beschreibung der Kernverluste existiert, können diese nur mit Hilfe empirischer Verfahren ermittelt werden. Das bekannteste Verfahren ist die Anwendung des Gesetzes nach Steinmetz. Dazu werden ausführliche Meßreihen zur aussteuerungs- und frequenzabhängigen Verlustleistung durchgeführt. Es beschreibt die gesamte Kernverlustleistung:

$$\frac{P_{Kern}}{mW} = \frac{k_{Fe}}{mW/cm^3} \frac{V_e}{cm^3} \left( \frac{f}{Hz} \right)^x \left( \frac{\hat{B}}{T} \right)^y \quad (6.2)$$

$V_e$  bezieht sich hier auf das Kernvolumen. Die Konstanten  $k_{Fe}$ ,  $x$  und  $y$  können aus den Verlustdiagrammen der Hersteller ermittelt werden. Durch den hohen Meßaufwand beschränken sich die Herstellerfirmen allerdings auf sinusförmige Induktionsverläufe ohne Vormagnetisierung.

Eine Erweiterung des Steinmetzgesetzes ist in /Mulder, 1993/ zu finden. Hier werden neben der Frequenz und der magnetischen Aussteuerung auch temperatur- sowie kerngrößenspezifische Verluste berücksichtigt. Für die Anwendung bei Ferrit werden nach /Mulder, 1993/ die gesamten Kernverluste in materialabhängige Verluste  $P_m(f)$  (Steinmetzgesetz) und in leitfähigkeits- und kernformabhängige Verluste  $P_g(f, \sigma, A_e)$  unterteilt. Der Anteil  $P_g$  bezieht sich auf die Blochwandbewegungen dämpfenden Wirbelströme. Ebenso erweitert er das Steinmetzgesetz mit der Temperaturabhängigkeit der materialabhängigen Verluste  $P_m$ :

$$P_{Kern} = P_m(f) + P_g(f, \sigma, A_e) \quad (6.3)$$

$$\frac{P_{Kern}}{mW} = \underbrace{\frac{k_{Fe}}{mW/cm^3} \frac{V_e}{cm^3} \left(\frac{f}{Hz}\right)^x \left(\frac{\hat{B}}{T}\right)^y}_{\text{Steinmetz - Gesetz}} \underbrace{\left[ C_{t1} \left(\frac{T}{T_0}\right)^2 - C_{t2} \left(\frac{T}{T_0}\right) + C_{t3} \right]}_{\text{Temperatureinfluß}} + \underbrace{\frac{V_e}{cm^3} \frac{k_g f^2 \hat{B}^2}{mW/cm^3}}_{\text{geom. Verluste}} \quad (6.4)$$

$$\text{für kreisförmige } A_e : k_g = \frac{\pi}{4} \sigma A_e \quad \text{für rechteckförmige } A_e : k_g = \frac{2\pi}{3} \sigma A_e \quad (6.5)$$

Die Konstanten  $C_{t1}$ ,  $C_{t2}$  und  $C_{t3}$  können aus Herstellerdaten entnommen werden,  $A_e$  bezieht sich auf die effektive magnetische Fläche. Das Steinmetzgesetz ist, wie oben erörtert, nur für sinusförmige Induktionsverläufe gültig, die in getakteten Stromrichtern selten vorkommen. In /Brockmeyer, 1997/, der jüngsten auf dem Gebiet der magnetische Bauelemente für Stromrichteranwendungen erschienenen Dissertation, werden die Gleichungen von Steinmetz und Mulder den stromrichtertechnischen Gegebenheiten angepaßt. Um die Beziehung auf nichtsinusförmige Vorgänge anwenden zu können, führt Brockmeyer eine äquivalente Frequenz  $f_{dB}$  ein, die die Fläche der Hystereseschleife beeinflusst. Diese neue Frequenz wird aus der Ummagnetisierungsgeschwindigkeit berechnet:

$$f_{dB} = \frac{2}{\pi^2} \frac{1}{\Delta B^2} \int_0^T \left( \frac{dB}{dt} \right)^2 dt \quad (6.6)$$

Für den materialabhängigen Verlustanteil  $P_m$  gilt jetzt:

$$\frac{P_m}{mW} = \frac{k_{Fe}}{mW/cm^3} \frac{V_e}{cm^3} \left(\frac{f_{dB}}{Hz}\right)^{x-1} \left(\frac{\hat{B}}{T}\right)^y \frac{f}{Hz} \left[ C_{t1} \left(\frac{T}{T_0}\right)^2 - C_{t2} \left(\frac{T}{T_0}\right) + C_{t3} \right] \quad (6.7)$$

Die **Wicklungsverluste** können mit Hilfe der in der klassischen Literatur für Schaltnetzteile /Hirschmann, 1990/, /Kilgenstein, 1992/ angegebenen Gleichungen

berechnet werden. Die Kupferverluste lassen sich für jede beliebige Kernform wie folgt hinreichend genau bestimmen:

$$P_{Cu} = RI_{eff}^2 = \rho_{Cu} \frac{\text{Drahtlänge}}{\text{Drahtdurchmesser}} = \rho_{Cu} \frac{l_m}{k_f A_w} N^2 I_{eff}^2 \quad (6.8)$$

Die in Abbildung 6.3 dargestellte Messung zeigt deutlich, daß bei der Verwendung von Volldraht schon bei geringen Frequenzen der Skineffekt berücksichtigt werden muß. Ebenso wird deutlich, daß der Skineffekt bei einer 0,1mm Litze im Frequenzbereich bis 50kHz durchaus vernachlässigt werden kann.

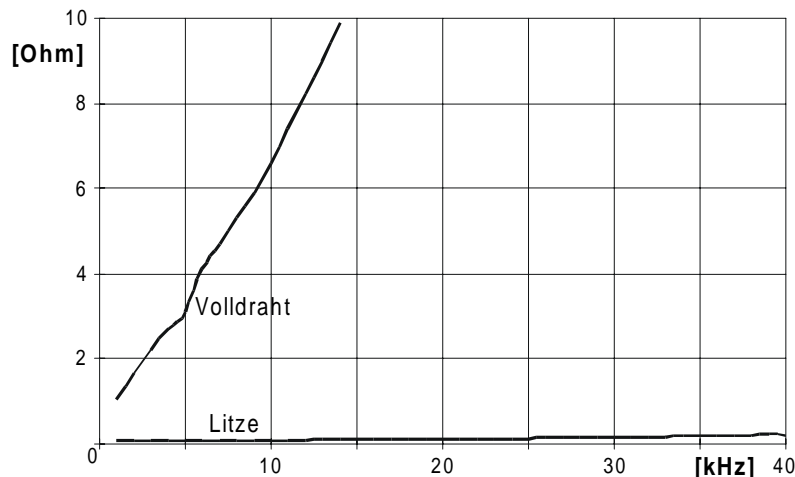


Abbildung 6.3: Gemessene Wechselstromwiderstandswerte einer mit Litze bzw. mit Volldraht bewickelten Drossel

Die Eindringtiefe des Stromes berechnet sich aus:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \approx \frac{75 \text{mm}}{\sqrt{f}} \quad (6.9)$$

### 6.1.3 Auslegung magnetischer Komponenten

Als einfache und schnelle Auslegungsmethode werden in der bekannten Literatur häufig Rombusdiagramme bzw. Hannakurven vorgeschlagen /Hirschmann, 1990/, /Kilgenstein, 1992/. Aus diesen empirisch ermittelten Diagrammen lassen sich für die erforderliche Vormagnetisierung der gewählten Stromrichteranwendung unter der Verwendung eines bestimmten Kernmaterials (evtl. auch bestimmten Kernformen) das Kerngewicht (-volumen) und die Kernverluste für verschiedene Permeabilitäten und Temperaturen ablesen. Mit der aus dem Diagramm ermittelten Kerngröße und Permeabilität lassen sich nun Luftspalt  $s$ , Induktivitätsfaktor  $A_L$ , Windungszahl  $N$  und

Drahtdurchmesser bestimmen. Da hier wie beim Steinmetzgesetz zahlreiche Messungen notwendig sind, sind diese Diagramme nur für sehr kleine magnetische Auslenkungen (Stromrippel  $\Delta I < 0,3\%$ ) und niedrige Vormagnetisierungen sinnvoll anwendbar. Bei größeren Aussteuerungen und Vormagnetisierungen muß der Kern über die in Kapitel 0 angegebenen Gleichungen berechnet werden. Anders als in der gängigen Literatur wird in dieser Arbeit basierend auf /Billings, 1989/, /Zacharias, 1996/ die erforderliche Kerngröße und Luftspalt über eine zuvor festgelegte Kerntemperatur ausgelegt. Wie in Gleichung (6.7) angegeben, ist der Verlauf der Verlustleistung abhängig von der Temperatur. So weisen z.B. Ferrite ein Minimum zwischen  $60^{\circ}\text{C}$ - $80^{\circ}\text{C}$  auf. Um einen hohen Stromrichterwirkungsgrad zu erzielen, liegt es daher nahe, den Kern möglichst für diesen Temperaturbereich auszulegen. Der Zusammenhang zwischen Gesamtverlustleistung und Temperatur gibt folgende Gleichung wieder:

$$P_{mag_{ges}} = \frac{T_{Kern} - T_U}{R_{thKern}} \quad (6.10)$$

Hier bezeichnen  $T_{Kern}$  bzw.  $T_U$  die Kern- bzw. Umgebungstemperatur und  $R_{thKern}$  den thermischen Widerstand des Kerns. Wird nun eine gewünschte Betriebstemperatur  $T_O$  eines bestimmten Kernes festgelegt, die sich bei einer Verlustleistung  $P_O$  einstellt, so kann als Auslegungsbedingung definiert werden:

$$P_{mag_{ges}} < P_O = \frac{T_O - T_U}{R_{thKern}} \quad (6.11)$$

$P_{mag_{ges}}$  läßt sich mittels der Gleichungen (6.1) bis (6.8) berechnen. Bei großen magnetischen Auslenkungen  $\Delta B$  oder bei hohen Vormagnetisierungen ist es notwendig, zur Scherung der Hysteresekurve einen Luftspalt einzuführen, damit der Kern nicht in die Sättigung gelangt. Wird die magnetische Induktion  $B$  wie auch die Windungszahl  $N$  in Abhängigkeit des Luftspaltes  $s$  dargestellt, so kann man leicht mittels eines Tabellenkalkulationsprogrammes den Verlauf der Gesamtverlustleistung in Abhängigkeit des Luftspaltes berechnen. In Abbildung 6.4 ist das Ergebnis einer solchen Berechnung für eine Induktivität mit hoher magnetischer Aussteuerung, wie dies z.B. im diskontinuierlichen Betrieb häufig der Fall ist, dargestellt. Die einzelnen Verlustanteile sind hier zudem getrennt aufgetragen. In diesem Beispiel liegen die Gesamtverluste bei einem Luftspalt  $s > 1,5\text{mm}$  unterhalb der maximalen gewünschten Verlustleistung  $P_O$ .

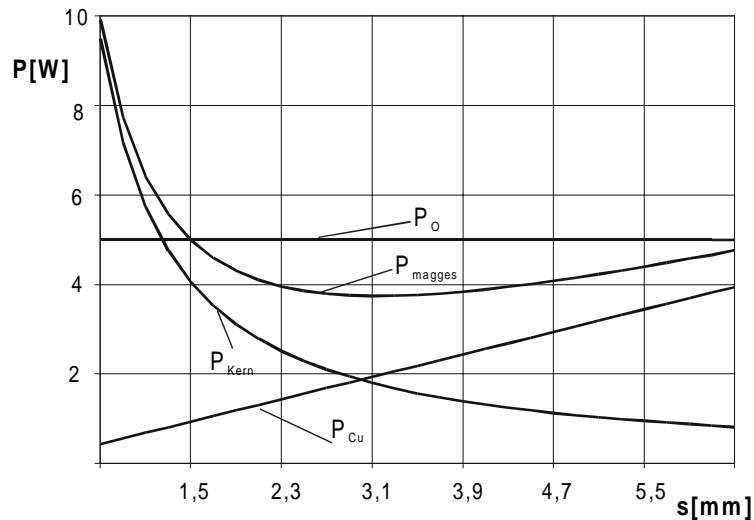


Abbildung 6.4: Einzelne Verlustkomponenten in Abhängigkeit vom Luftspalt  $s$

Wenn die Größe des Luftspaltes hinsichtlich der Streuinduktivitäten zulässig ist, kann im gewählten Beispiel die Induktivität für das Minimum der Leistung  $P_{\text{magges}}$  ausgelegt werden.

## 6.2 Leistungshalbleiter

### 6.2.1 Leistungsschalter und Leistungsdioden

Aus der in der Einleitung dargestellten Entwicklung der Photovoltaik-Stromrichter ist ersichtlich, daß erst durch die Weiterentwicklung abschaltbarer Leistungshalbleiter Neuentwicklungen auf dem Gebiet der Stromrichtertopologien möglich waren. Gerade durch die rasanten Weiterentwicklungen verlustarmer und schnell schaltender IGBTs, Leistungs-MOSFETs und Leistungsdioden ist es möglich, hoch effiziente, kostengünstige und netzfreundliche Stromrichter zu bauen. In der Abbildung 6.5 sind die Leistungsbereiche der zur Zeit am meisten zum Einsatz kommenden Leistungshalbleiter dargestellt. Die bis vor wenigen Jahren noch weitverbreiteten Leistungs-Bipolar-Transistoren sind mittlerweile von den IGBTs verdrängt worden und treten von daher in der Graphik nicht mehr auf. Ebenfalls verdrängt der IGBT immer mehr den Thyristor. Ihm bleiben vor allem noch der Bereich der Wechselstromsteller der Höchstleistungsanwendungen.

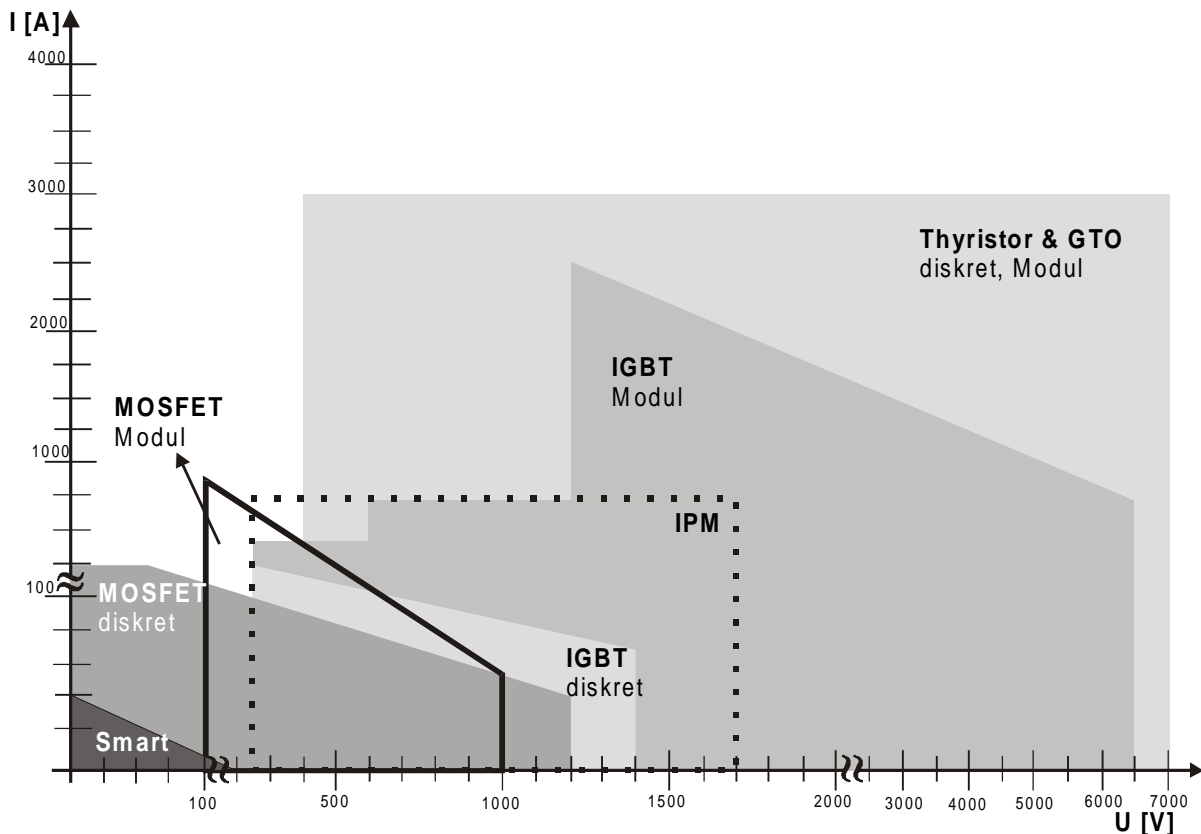


Abbildung 6.5: Leistungsbereiche weitverbreiteter Leistungshalbleiter (IPM = Intelligent Power Module) /Internet-Recherche führender Halbleiterfirmen, Okt. 1999/

Der Siegeszug des IGBTs erscheint unaufhaltsam. Hier führen vor allem neue Techniken wie die Punch-Non-Through- (PNT-) Struktur und die Trench-Technologie zu Leistungsschaltern mit geringeren Schaltzeiten, geringeren Schalt- und Durchlaßverlusten, höheren Schaltfrequenzen und größerer Robustheit. Durch diese neuen Technologien begünstigt, bereitet der IGBT bereits dem herkömmlichen MOSFET auch in Spannungsbereichen 200V-600V Konkurrenz.

Eine der bedeutendsten Entwicklungen erfolgte 1998 auf dem Gebiet der MOSFET-Technologie /Lorenz, 1999/. Um in der herkömmlichen MOSFET-Technologie hohe Sperrspannungen zu erreichen, muß die Sperrschicht vergrößert werden bei gleichzeitiger Reduzierung der Dotierung. Dies hat zur Folge, daß der Epitaxie-Widerstand ( $R_{DSon}$ ) mit wachsender Sperrfähigkeit ebenfalls steigt. Mit den Nachteilen der Erhöhung von Kosten, Volumen und Ansteuerleistung ist eine Reduzierung des Durchlaßwiderstandes allein durch Vergrößerung der Chipfläche möglich. Eine Lösung dieses Problems bietet das 1998 von Siemens entwickelte Cool-MOSFET-Konzept. Es basiert zwar auf dem herkömmlichen MOSFET-Prinzip, jedoch werden

hier in die Epitaxialschicht zusätzliche vertikale p-Streifen eingebaut, vgl. Abbildung 6.6.

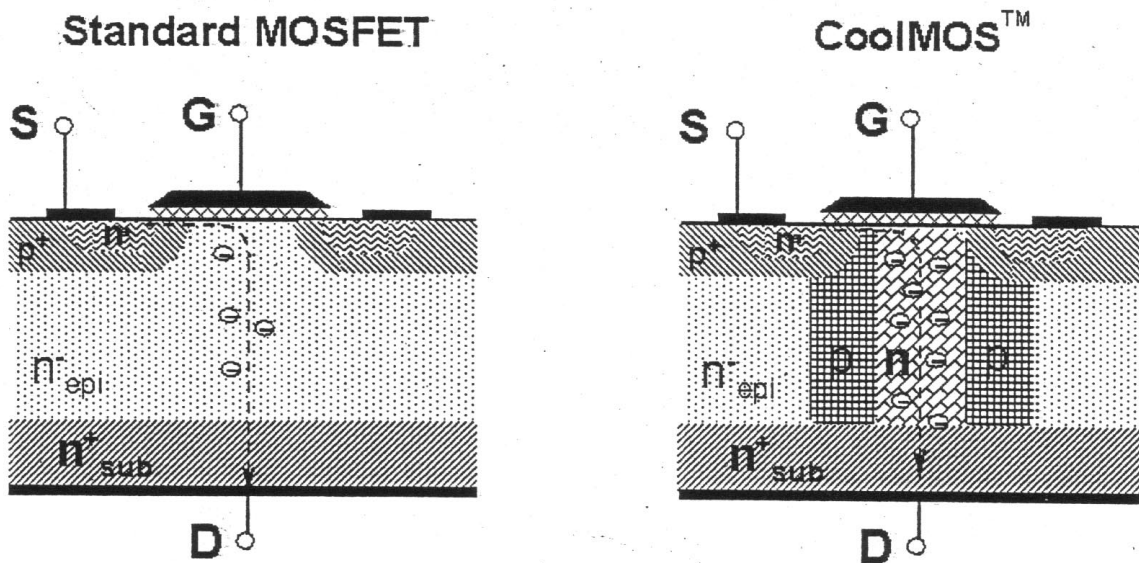


Abbildung 6.6: Vergleichende Darstellung der MOSFET- und CoolMOS-Struktur  
/Lorenz, 1999/

Durch diese Struktur von Schichten entgegengesetzter Dotierung kommt es zu einer Erhöhung der Dotierung in der Epitaxialschicht, welches zu einer drastischen Senkung des Durchlaßwiderstandes führt. Bei Betreiben des CoolMOS in Sperrichtung breitet sich die Raumladungszone an den Grenzschichten aus. Damit wird die Sperrspannung sowohl in vertikaler wie auch in horizontaler Richtung aufgebaut. In Gleichung (6.12) ist die Abhängigkeit des Durchlaßwiderstandes von der Sperrspannung bei gleicher Chipgröße angegeben und in Abbildung 6.7 graphisch verdeutlicht.

$$R_{Dson} \approx U_{sperr}^n \quad \text{mit} \quad n = \begin{cases} 2,4 \text{ bis } 2,6 & \text{Standard - MOSEFET} \\ 1 & \text{CoolMOS} \end{cases} \quad (6.12)$$

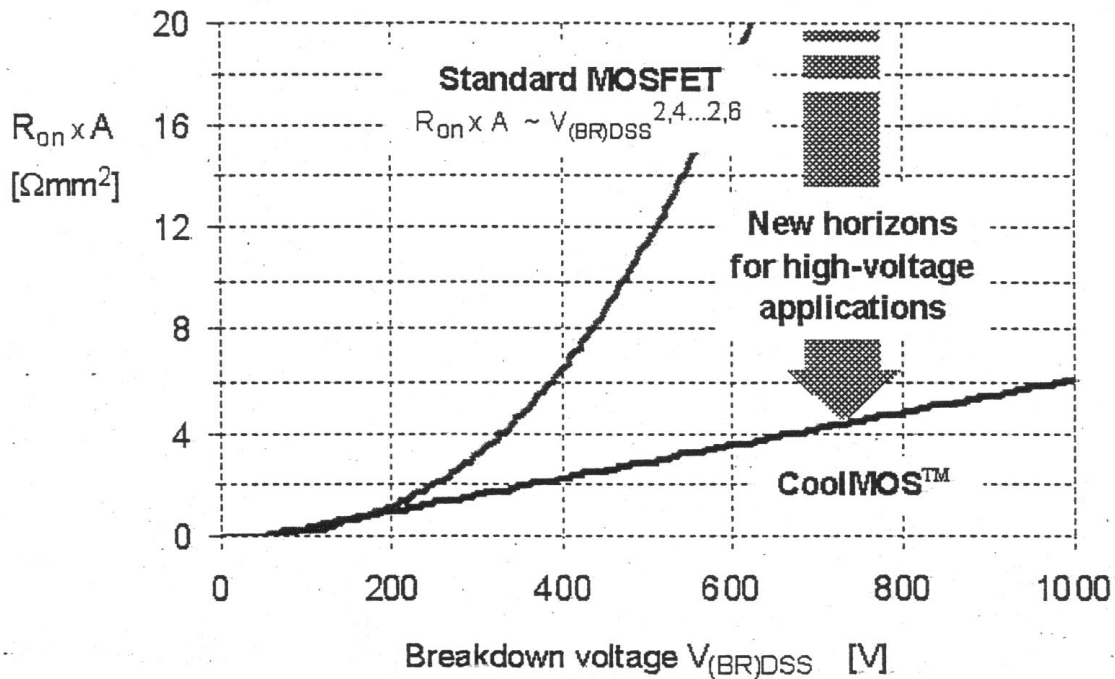


Abbildung 6.7: Flächenspezifischer  $R_{DSon}$  eines herkömmlichen MOSFET und eines CoolMOS /Lorenz, 1999/

Durch die drastische Senkung des Durchlaßwiderstandes schrumpft die Chipfläche bei gleicher Stromtragfähigkeit auf ein Drittel der herkömmlichen von MOSFETs. Dies bedeutet auch eine wesentliche Senkung der Kapazitäten. Durch das Senken der Gatekapazitäten auf ein Drittel wird es auch erstmalig möglich, bei hoch sperrenden Leistungshalbleitern „leistungsschwächere“ und somit kostengünstige Treiberschaltungen zu verwenden.

Durch die Entwicklung des CoolMOS werden nun auch die Stromrichtertopologien wie in Kapitel 2 und 4 vorgeschlagen, in denen die Leistungshalbleiter hohen Sperrspannungen ausgesetzt, sind mit hohem Wirkungsgrad und geringeren Kosten realisierbar.

Wie in Kapitel 2.1 dargestellt, benötigen alle Topologien Freilaufdioden. Da viele IGBTs ohne Inversdiode ausgestattet sind bzw. die Bodydioden der MOSFETs häufig nicht zufriedenstellende Reverse-Recovery-Eigenschaften aufweisen, soll in Abbildung 6.8 noch ein Überblick über die zur Zeit auf dem Markt erhältlichen Dioden gegeben werden.

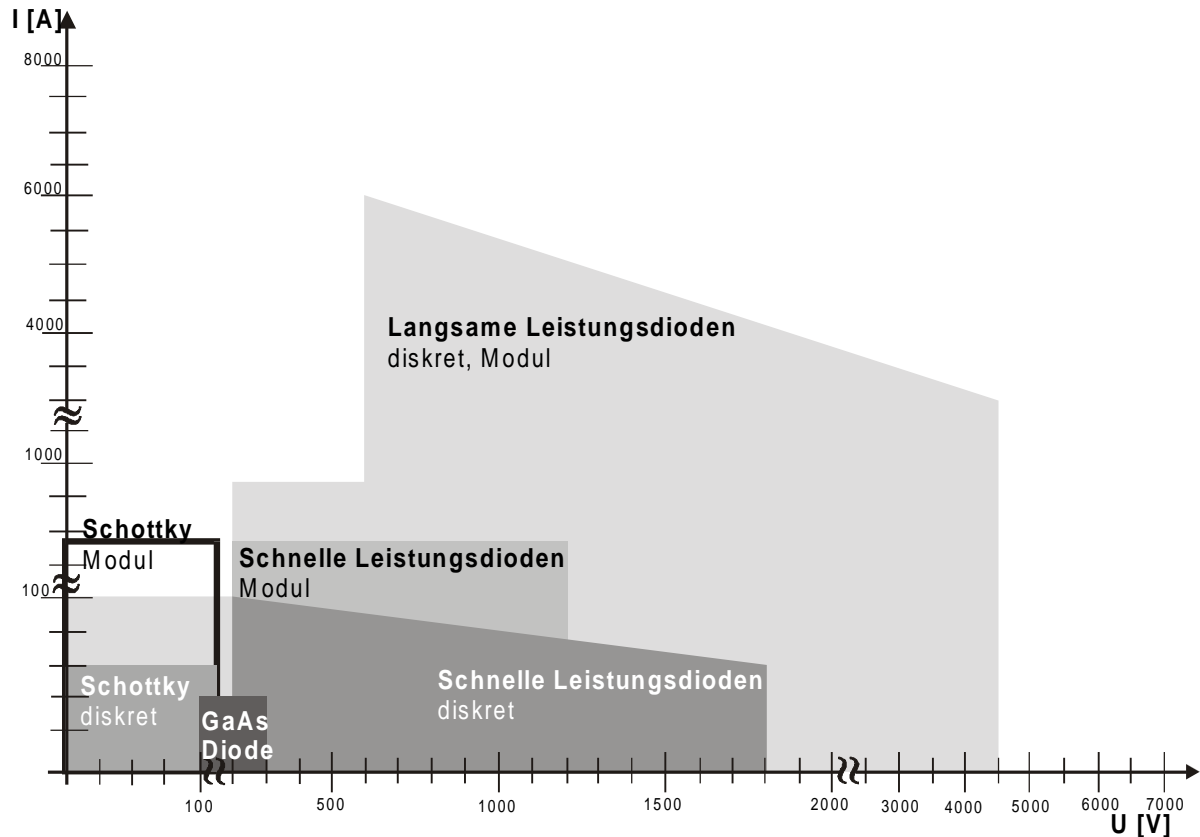


Abbildung 6.8: Übersicht der Leistungsbereich am Markt erhältlicher Dioden /Internet-Recherche führender Halbleiterhersteller, Okt. 1999/

Dioden für den Einsatz in schnell taktenden Stromrichtern müssen nicht nur ein gutes Soft-Recovery-Verhalten besitzen, sondern man ist auch bestrebt, ihre Leitungsverluste zu reduzieren, wie auch ihre Robustheit zu erhöhen. Dazu wird in den letzten Jahren an neueren Konzepten geforscht /Lutz, 1998/: Emitter-Controlled-Diode, Controlled-Axial-Lifetime (CAL)-Konzept und Hybrid-Dioden-Konzept. Beim CAL-Konzept werden in herkömmlichen PIN-Dioden Rekombinationszentren durch  $H^{++}$ -Implantate eingebaut, die kombiniert sind mit einer durch Elektronenbestrahlung einstellbaren Grund-Trägerlebensdauer. Diese Dioden zeigen in Bereichen zwischen 1000-2000V eine höhere Robustheit und Kommutierungsteilheit als gewöhnliche PIN-Dioden. Beim Hybrid-Dioden-Konzept wird eine Diode mit niedriger Durchlaßspannung und schlechten Ausschaltverhalten parallel zu einer Soft-Recovery-Diode geschaltet. Besonders im unteren Spannungsbereich kleiner 600V lassen sich die Vorteile beider Dioden nutzen.

Weitere Fortschritte werden in Zukunft auch von neueren Materialien erwartet. Nachdem in den letzten Jahren der Forschungsschwerpunkt auf dem Gebiet der III-V-Halbleiter wie z.B. dem Material Galliumarsenid lag, verlieren diese Materialien heute

gegenüber dem Siliziumkarbid (SiC) immer mehr an Bedeutung /Silber, 1998/. Das SiC verfügt über eine zehnmal höhere Durchbruchfeldstärke als herkömmliches Silizium, so daß diese Bauelemente dünner dimensioniert werden können. Somit können in unipolaren Bauelementen wesentlich geringere Durchlaßwiderstände erzielt werden. Durch den größeren Bandabstand erhöhen sich bei bipolaren Bauelementen allerdings die Schleusenspannungen auf bis zu 2,5V. Bei Schottky-Dioden liegen dann die Schleusenspannungen zwischen 0,5-1V. Erste SiC-Schottky-Dioden liegen bereits vor. Diese Dioden sind quasi speicherladungsfrei. Zur Zeit bestehen aber noch zahlreiche technologische Probleme, so daß erst in 3 bis 5 Jahren diese Schottky-Dioden für einen Spannungsbereich von 600-1200V in großen Stückzahlen auf dem Markt erhältlich sein werden /Silber, 1998/, /Nickolai et. al., 1998/, /Knapp, 1999/.

## 6.2.2 Verlustberechnungen

Für Anwendungen der neuen Topologien im Solarbereich werden MOSFETs oder IGBTs wie auch FRED-Dioden für den Spannungsbereich 300 - 1200V erforderlich. Für die Berechnung ihrer Schalt- und Durchlaßverluste werden folgende Gleichungen zugrunde gelegt.

### 6.2.2.1 Durchlaßverluste

$$\text{MOSFET} \quad P_{leit}(U_{GS}, T_j) = I_{leit\_eff}^2 R_{DSon}(U_{GS}, T_j) \quad (6.13)$$

$$\text{IGBT} \quad P_{leit}(T_j) = I_{leit\_avg} U_{CE,sat}(T_j) \quad (6.14)$$

$$\text{Diode} \quad P_{leit}(T_j) = I_{leit\_avg} U_S(T_j) + I_{leit\_eff}^2 r_{on}(T_j) \quad (6.15)$$

Die Stromeffektiv- und -mittelwerte der Schalter lassen sich mit den Gleichungen (5.36), (5.39), (5.42), (5.43) und (5.45) aus dem vorangegangenen Kapitel berechnen.

### 6.2.2.2 Schaltverluste

Häufig wird zur Berechnung der Schaltverluste nur jener Anteil berücksichtigt, der aufgrund der An- und Ausschaltzeiten des Leistungshalbleiters zustande kommt. Für langsam schaltende Transistoren ( $f_s < 5\text{kHz}$ ) kann diese Vereinfachung durchaus ausreichend sein. Doch wie im vorangegangenen Kapitel 6.2.1 bereits erörtert, steigen z.B. bei den MOSFETs mit steigender Sperrspannung und steigender Stromfestigkeit die Chipfläche und somit auch die Kapazitäten. Daher können in den hier betrachteten selbstgeführten Stromrichtern, deren Schaltfrequenzen  $f_s \geq 20\text{kHz}$  liegen, diese Verluste nicht vernachlässigt werden. Berücksichtigt werden daher die periodischen

Umladungsverluste der Gatekapazität und der Ausgangskapazität. Für IGBT und MOSFET gelten die gleichen Zusammenhänge:

$$\text{Eingangskapazität} \quad C_{iss} = \underbrace{C_{GS} + C_{GD}}_{\text{MOSFET}} = \underbrace{C_{GE} + C_{GC}}_{\text{IGBT}} \quad (6.16)$$

$$\text{Ausgangskapazität} \quad C_{oss} = \underbrace{C_{DS} + C_{GD}}_{\text{MOSFET}} = \underbrace{C_{CE} + C_{GC}}_{\text{IGBT}} \quad (6.17)$$

$$\text{Rückwirkungskapazität} \quad C_{rss} = \underbrace{C_{GD}}_{\text{MOSFET}} = \underbrace{C_{GC}}_{\text{IGBT}} \quad (6.18)$$

(Millerkapazität)

Aus diesen, dem Datenblatt entnehmbaren Größen, lassen sich nun folgende Umladeverluste berechnen:

$$\begin{aligned} \text{Umladeverluste des} \quad P_{V, Gate} &= f_s \int_0^{U_{Gate}} C_{iss}(U) U \, dU \\ \text{Gates} \quad &= f_s \int_0^{U_{Gate}} Q_g(U) \, dU \end{aligned} \quad (6.19)$$

$$\text{Umladeverluste der} \quad P_{V, DS} = f_s \int_0^{U_{DS}} C_{oss}(U) U \, dU \quad (6.20)$$

Ausgangskapazität

Im folgenden Kapitel 7 werden in der Schaltungskalkulation auch Wechselrichter, die im kontinuierlichen Betrieb arbeiten, betrachtet. Daher werden hier bei der Berechnung der Schaltverluste, die durch die einzelnen Schaltzeiten entstehen, die Fälle kontinuierlicher und diskontinuierlicher Betrieb unterschieden. In Abbildung 6.9 und Abbildung 6.10 sind die Ein- und Ausschaltvorgänge für beide Betriebsarten aufgezeigt.

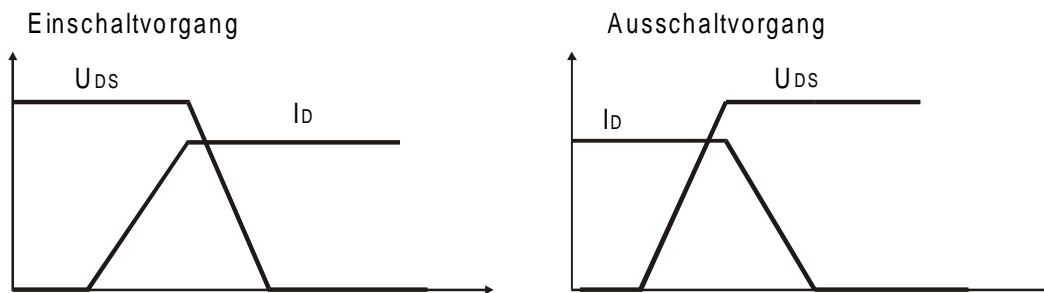


Abbildung 6.9: Linearisierter Ein- und Ausschaltvorgang eines MOSFET im kontinuierlichen Betrieb

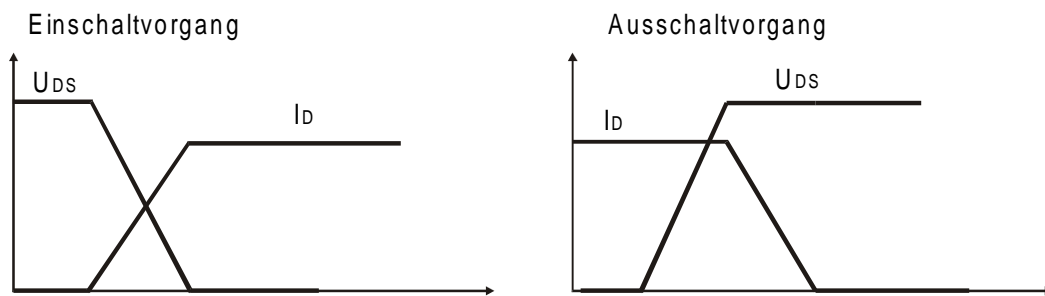


Abbildung 6.10: Linearisierter Ein- und Ausschaltvorgang eines MOSFET im diskontinuierlichen Betrieb

Beim Einschaltvorgang des Leistungsschalters am Ende des Freilaufzustandes im kontinuierlichen Betrieb kann am Schalter erst die Sperrspannung abgebaut werden, wenn die Ladungsträger der Freilaufdiode nahezu ausgeräumt sind und die Diode selbst die Sperrspannung übernehmen kann. Daher fällt die Sperrspannung hier nicht im gleichen Maße wie der Strom ansteigt. Im diskontinuierlichen Betrieb ist die Diode bereits in den Sperrzustand übergegangen und die Ladungsträger sind vollständig ausgeräumt. Hier kann also die Diode sofort die Sperrspannung übernehmen und der Schalter ist so entlastet. Beim Ausschaltvorgang gilt für beide Betriebsarten, daß erst, wenn die Sperrspannung am Schalter vollständig aufgebaut ist, die Freilaufdiode nicht mehr sperrt und den Laststrom übernehmen kann. Solange führt der Leistungsschalter noch den Laststrom. Für den kontinuierlichen Betrieb lauten die Schaltverluste /SGS-Thomson, 1979/, /Semikron, 1993/:

$$\text{MOSFET} \quad P_{V, \text{Schalt}} = \frac{I_{DS} U_{DS}}{2} (t_{on} + t_{off}) f_S \quad (6.21)$$

$$\text{IGBT} \quad P_{V, \text{Schalt}} = \frac{I_C U_{CE}}{2} (t_{on} + t_{off}) f_S + \frac{I_{C\_Tail} U_{CE}}{2} t_{Tail} f_S \quad (6.22)$$

Für den diskontinuierlichen Betrieb lauten die Schaltverlustgleichungen:

$$\text{MOSFET} \quad P_{V, \text{Schalt}} = \frac{I_{DS} U_{DS}}{6} t_{on} f_S + \frac{I_{DS} U_{DS}}{2} t_{off} f_S \quad (6.23)$$

$$\text{IGBT} \quad P_{V, \text{Schalt}} = \frac{I_C U_{CE}}{6} t_{on} f_S + \frac{I_C U_{CE}}{2} t_{off} f_S + \frac{I_{C\_Tail} U_{CE}}{2} t_{Tail} f_S \quad (6.24)$$

Für die gesamten Schaltverluste gilt:

$$P_{V, \text{schalt, ges}} = P_{V, \text{schalt}} + P_{V, \text{gate}} + P_{V, DS} \quad (6.25)$$

Die Einschaltverluste einer Diode entstehen durch den Forward-Recovery-Prozeß und können bei schnellen Dioden meist vernachlässigt werden. Ebenso vernachlässigt werden die Sperrverluste. Maßgeblich tragen bei den Schaltverlusten die Ausschaltverluste durch das Recovery-Verhalten der Diode bei. Auch hier muß wieder zwischen dem kontinuierlichen und diskontinuierlichen Betrieb unterschieden werden. Im diskontinuierlichen Betrieb fällt der Diodenstrom auf den Wert Null, bevor die Diode die Sperrspannung übernehmen muß. Ein Ausräumen der Ladungsträger aus der Sperrschicht muß nun nicht mehr erfolgen und damit können die Ausschaltverluste vernachlässigt werden. Für den kontinuierlichen Betrieb berechnen sich die Ausschaltverluste über die Sperrverzögerungsladung  $Q_{rr}$ :

$$P_{V, \text{schalt, Diode}} = Q_{rr} U_D f_s \quad (6.26)$$

### 6.3 Zusammenfassung

Effizienz und Kosten eines Stromrichters werden maßgeblich von den Halbleitern und induktiven Komponenten bestimmt. In diesem Kapitel wurde daher eine Übersicht der neueren Entwicklungen auf dem Gebiet der Leistungshalbleiter und magnetischen Materialien gegeben. Darüber hinaus wurden die grundlegenden Gleichungen zur Berechnung der Bauteilverluste beschrieben.

## 7 Kalkulation ausgewählter Schaltungen

Die Schaltungskalkulation, d.h. das rechnerische Bestimmen der zur erwartenden Bauteilverluste, Bauteilvolumen und in konkreten Fällen auch Kosten, dient als Hilfsmittel zum Auswählen einer für einen bestimmten Verwendungszweck geeigneten Topologie /Sachau et al, 1994/, /Myrzik et al, 1998/. Diese Schaltungskalkulation darf zum einen nicht zu komplex und zu aufwendig sein, zum anderen muß sie aber dennoch hinreichend genau sein, damit sie auch ein brauchbares Ergebnis liefert. Es ist daher sinnvoll, sich auf die Komponenten einer Schaltung zu konzentrieren, die einen wesentlichen Einfluß auf Wirkungsgrad und Schaltungsvolumen nehmen. Das Schaltungsvolumen wird vornehmlich von den induktiven Bauelementen bestimmt, deren Größe sich auch stark auf den Preis auswirken. Ein Vergleich der Kalkulationsergebnisse verschiedener Topologien ist nur dann sinnvoll, wenn zuvor gleiche Rahmenbedingungen geschaffen worden sind. Zur Auswahl der Komponenten und Festlegung der Rahmenbedingungen wird im ersten Teil dieses Kapitels eingegangen. Der zweite Teil stellt die Ergebnisse aus verschiedenen Topologien im Vergleich dar. In einem dritten Teil dieses Kapitels wird der rechnerisch ermittelte Wirkungsgrad mit dem an einem Labormuster gemessenen Wirkungsgrad verifiziert. Insgesamt steht nicht das Ergebnis, sondern die Vorgehensweise zur Durchführung einer Kalkulation und zur Überprüfung eines Entwurfs im Vordergrund der nachfolgenden Betrachtungen.

### 7.1 Rahmenbedingungen und Berechnungsgrundlagen für die Kalkulation

Zu den auf dem Stromrichtermarkt für Solaranlagen z. Zt. erfolgreich behauptenden Stromrichtertopologien gehören vorwiegend Konzepte mit 50 Hz Transformatoren sowie die nicht potentialgetrennte Topologie bestehend aus einem Hochsetzsteller und einem PWR, wie sie in Abbildung 1.3A,B beschrieben werden. In der Kalkulation sollen diese mit dem nicht potentialgetrennten Wechselrichter aus Zeta-Wandlern z.B. nach Abbildung 5.7 ins Verhältnis gesetzt werden. Um die Ergebnisse miteinander vergleichbar zu machen, wird die Kalkulation unter folgenden Bedingungen durchgeführt:

- Kalkulation bei gleicher Wechselrichterleistung
- Die Wechselrichter werden mit dem gleichen Pulsverfahren (Einphasen-Chopping) angesteuert

- Kalkulation der Verluste nur in den Halbleitern und passiven Bauelementen, die zur Topologie gehören, d.h. zusätzliche EMV-Filter oder Entlastungsnetzwerke werden nicht berücksichtigt
- Gleiche Verluste in den Treibern wie auch in der Bordversorgung werden angenommen, somit geht nur die Anzahl der Treiber ein
- Verwendung der gleichen Halbleitertechnologie
- Die Dimensionierung der Komponenten insbesondere der Halbleiter erfolgt an der realen Anwendung: Berücksichtigung der Netz- und Generatorschwankungen, Lastwechsel, max. Strom- und Spannungsbelastungen, ein Sicherheitsfaktor für Strom- und Spannungsbelastung der Halbleiter von 1,2.

Die einzelnen Wechselrichtertopologien werden bezüglich ihrer Verlustleistung und der Größe in  $\text{cm}^3$  der induktiven Bauelemente in Relation zueinander gesetzt. In Abbildung 7.1 sind die zu untersuchenden Wechselrichtertopologien nochmals dargestellt. In die Kalkulation fließen die Verluste und das Volumen folgender Bauteile ein:

- Elektrolytkondensator als Eingangskondensator  $C_{\text{ein}}$  bei Topologie A und B in Abbildung 7.1, als Zwischenkreiskondensator  $C_{\text{Zw}}$  in Topologie C.
- Primärkreis- bzw. Eingangsinduktivität  $L_1$ , Sekundärkreis- bzw. Ausgangsinduktivität  $L_2$
- Niederfrequenztransformator
- Halbleiterbauelemente
- Die Koppel- bzw. Filterkondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  gehen nur in das Volumen ein. Da bei allen Topologien z.B. MKP- Kondensatoren eingesetzt werden können, sind ihre Verluste vernachlässigbar.

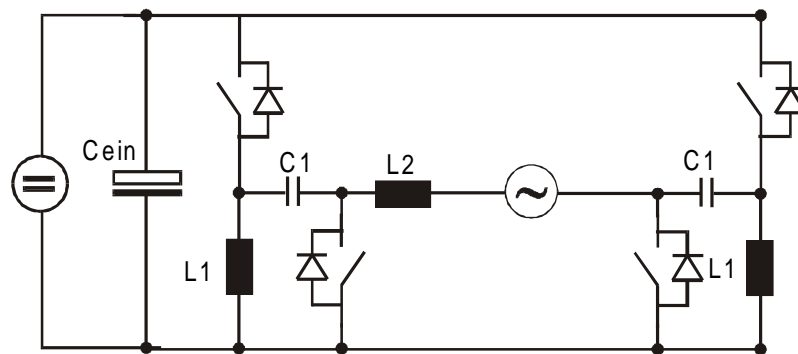
Zur Berechnung der Verluste der obengenannten Komponenten wurden folgende Materialien und Baureihen zu Grunde gelegt:

- Für die Halbleiter wurden APT-MOSFETs gewählt. Dabei galt es zu beachten, daß in der jeweils untersuchten Leistungsklasse Halbleiter gleicher Gehäusegröße (Tmax- oder TO 247-Gehäuse) und mit gleichen Drain-Dauerströmen ausgewählt wurden, vgl. Anhang H
- Um die Leistungsfähigkeit neuer Halbleitertechnologien abschätzen zu können, wurde ebenso ein 600V-Typ aus der CoolMOS-Technologie mit einem APT

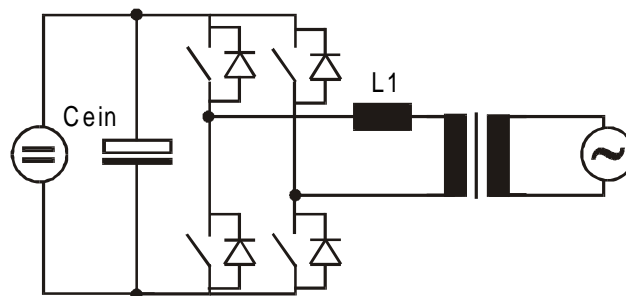
600V-Typ bei gleicher Gehäusegröße und Drain-Dauerstrom miteinander verglichen

- Für alle Induktivitäten wird das Kernmaterial Ferrit N67 zugrunde gelegt
- Die Elektrolytkondensatoren sind der Siemensbaureihe B43564 entnommen
- Die verschiedenen 50 Hz-Transformatoren gehören zu einer Baureihe der Firma Sedlbauer

**Topologie A: Wechselrichter aus Zeta-Wandlern**



**Topologie B: Pulswechselrichter mit 50Hz-Transformatoren**



**Topologie C: Hochsetzsteller mit Pulswechselrichter**

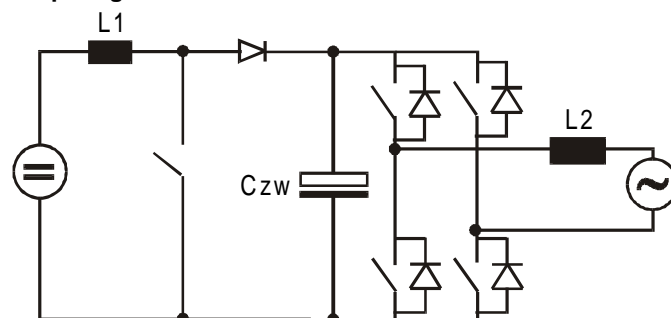


Abbildung 7.1: Schaltbilder der zu untersuchenden Topologien

Die Formeln für die Dimensionierung und die Verlustberechnungen des Wechselrichters aus Zeta-Wandlern können den Kapiteln 5 und 6 entnommen werden. Für die Dimensionierung und Verlustberechnung der Topologien B und C können die Literaturstellen /Hirschmann, 1990/, /Kilgenstein, 1992/ und /Schekulin, 1999/

herangezogen werden. Die in der Kalkulation verwendeten Gleichungen zur Dimensionierung und Verlustberechnung wie auch die verwendeten Halbleiter sind im Anhang H für alle drei Wechselrichtertopologien zusammengefaßt.

## 7.2 Vergleich der verschiedenen Wechselrichtertopologien

Die in Abbildung 7.1 dargestellten Topologien werden für die Leistungen 200W, 600W und 800W untersucht und bezüglich ihrer Verluste und ihrer Volumina gegenübergestellt. Die kalkultierten Wirkungsgradverläufe

sind in der Abbildung 7.2 abgebildet, die Aufteilung der Verluste auf die einzelnen Baugruppen spiegelt Abbildung 7.3 wider.

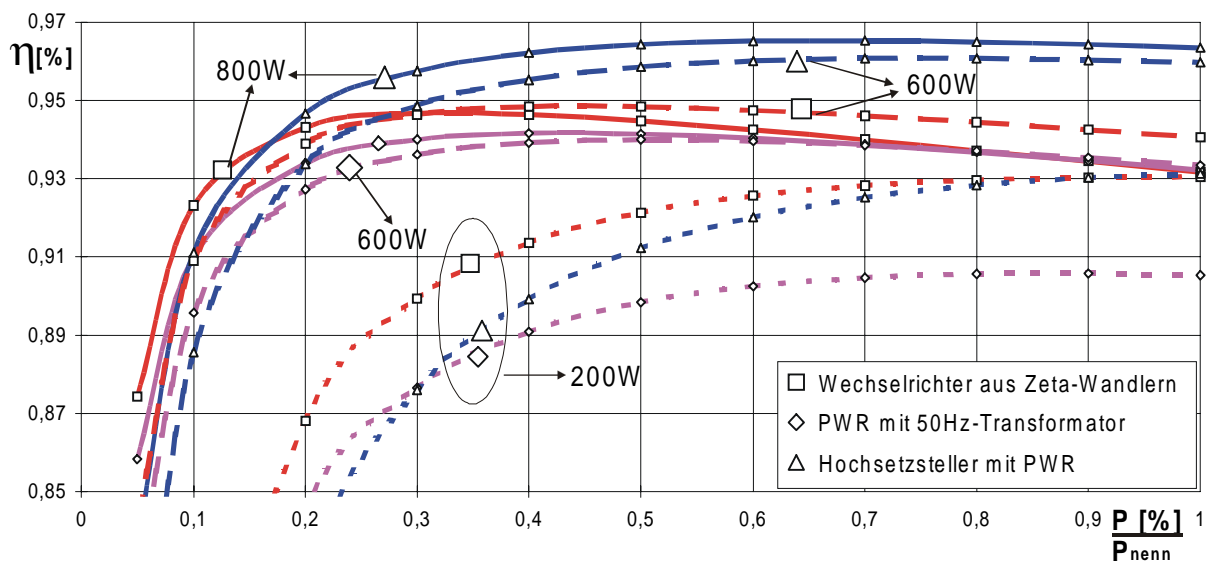


Abbildung 7.2: Kalkulierte Wirkungsgradverläufe der ausgewählten Topologien für 200W, 600W und 800W Nennleistung

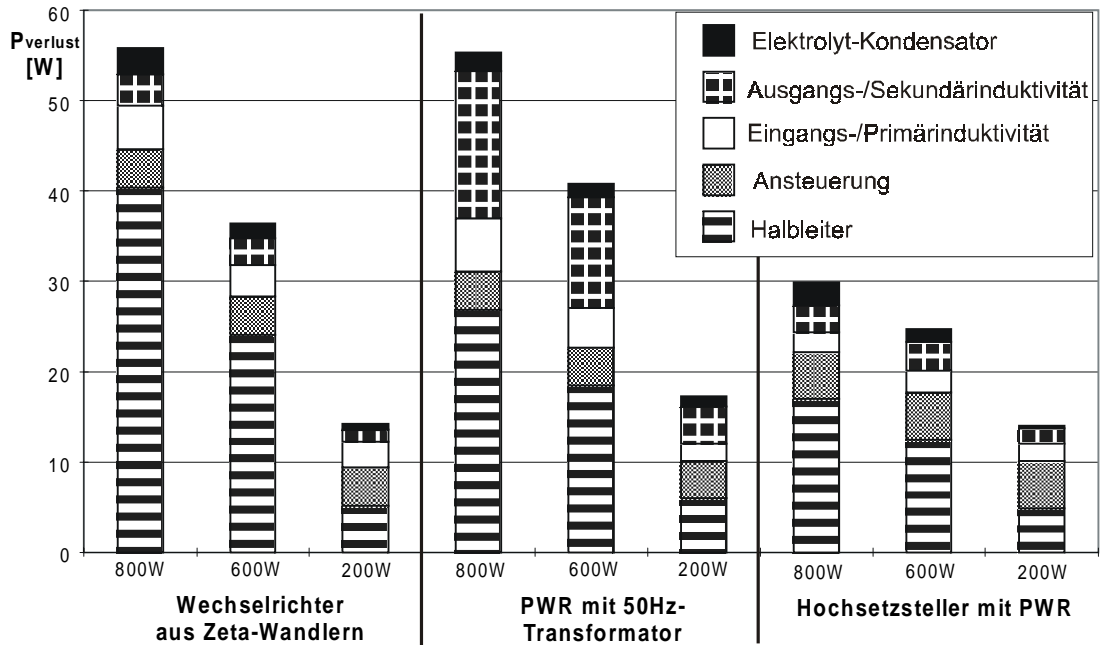


Abbildung 7.3: Verluste der einzelnen Komponenten der ausgesuchten Wechselrichter-topologien für verschiedenen Nennleistungen (200W, 600W, 800W)

Bei der Betrachtung der Wirkungsgradkennlinien muß sich immer wieder vor Augen gehalten werden, daß hier bei der Dimensionierung nicht jeder einzelne Wechselrichter bis ins Detail optimiert wurde. Da die Topologien nur bei Verwendung gleicher Materialien, die lediglich bezüglich ihrer Spannungs- oder Strombelastung angepaßt sind, vergleichbar sind, bleiben natürlich zum Teil größere Optimierungsspannen ungenutzt. Es liegt im Ermessen des Entwicklers, wie er diese interpretiert und umsetzt.<sup>1</sup>

Bewertet man die Wirkungsgradverläufe, so kristallisiert sich heraus, daß die neue Topologie aus Zeta-Wandlern (Topologie A) ihre Stärken im kleinen Nennleistungsbereich ( $P_{\text{nenn}} < 500\text{W}$ ) bzw. im Teillastbereich hat. Ihr Wirkungsgrad wird hauptsächlich durch die Halbleiterverluste (plus Ansteuerung) bestimmt. In Anhang I sind Thermographieaufnahmen des Labormusters eines Wechselrichters aus Zeta-Wandlern dargestellt. Diese untermauern ebenfalls, daß der Hauptanteil an der Gesamtverlustleistung in den Halbleitern entsteht. Die Auflösung der gesamten

<sup>1</sup> Viele Optimierungsschritte können auch nicht „kalkuliert“ werden, da sie vom Layout der Schaltung abhängen und nur am praktischen Aufbau ermittelt werden können.

Halbleiterverluste in ihre Einzelanteile, vgl. Abbildung 7.4, gibt Aufschluß über ihre Optimierungsmöglichkeiten.

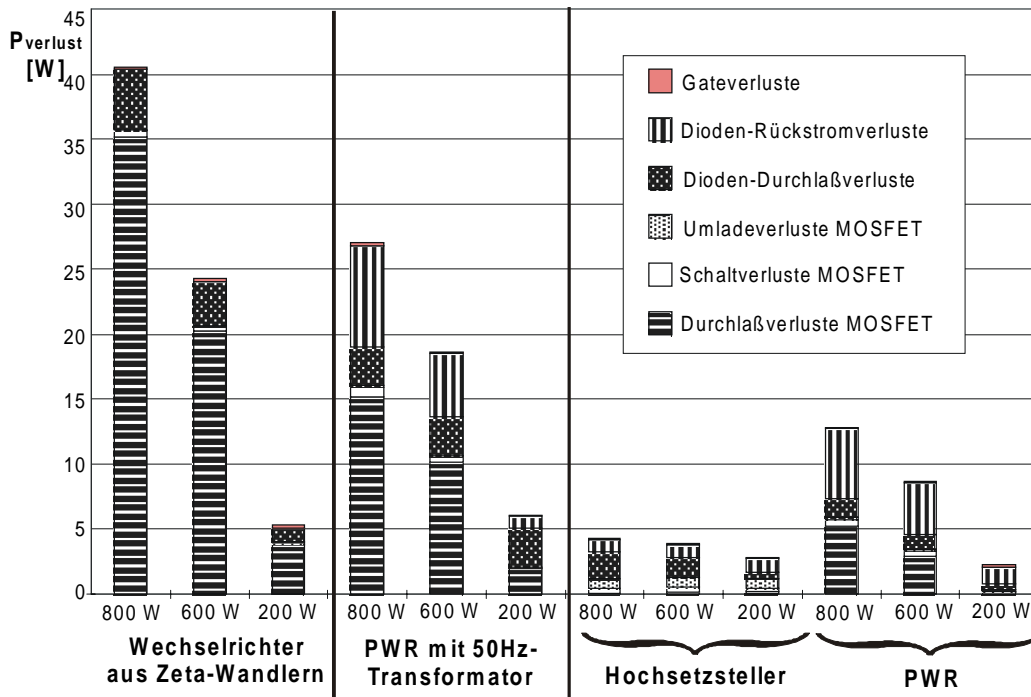


Abbildung 7.4: Halbleiterverluste gesplittet in ihre Einzelanteile

In der Topologie A werden die Halbleiterverluste hauptsächlich durch die Durchlaßverluste in den MOSFETs bestimmt. Da die Schalt- wie auch Umladeverluste kaum ins Gewicht fallen, können hier zum Herabsetzen der Leitverluste Parallelschaltungen mehrerer MOSFETs genutzt werden. In den Brückenschaltungen der PWR aus den Topologien B und C sind zu den Leitverlusten der MOSFET auch die Dioden-Rückstromverluste prägend. Obwohl in der Kalkulation MOSFETs mit FRED-Dioden verwendet worden sind, tragen sie einen entscheidenden Teil zu den Verlusten mit bei. Hier zeigt sich auch deutlich der Vorteil des Zero-Current-Switching der Dioden durch die Nutzung der diskontinuierlichen Betriebsart beim Zeta-Wandler.

In Topologie A wie auch bei den Brückenschaltungen der PWR in den Topologien B und C sind zu kleineren Nennleistungen auch kleinere Halbleiterverluste zu verzeichnen. Bedingt durch die Verminderung der Generatorspannung wie auch des Laststromes, können hier durch eine bessere Spannungsanpassung der MOSFETs kleinere Verluste erzielt werden. Anders verhält es sich bei dem Hochsetzsteller der Topologie C. Hier wird die Höhe der Sperrspannung durch die Zwischenkreisspannung bestimmt. Diese bleibt jedoch unabhängig von der Generatorleistung immer gleich

hoch. Daher spielen hier auch die Umladeverluste eine größere Rolle. Während bei den PWR die Sperrspannungen am Schalter sinusförmig moduliert sind und somit ihr Mittelwert wesentlich geringer ist als der Scheitelwert der max. Sperrspannungen, liegt am Schalter des Hochsetzstellers immer gleichförmig die hohe Zwischenkreisspannung von ca. 400 V an.

Unter dem Gesichtspunkt, daß in den letzten Jahren immer weniger der Wirkungsgrad und Klirrfaktor<sup>2</sup> als der Preis im Vordergrund der Entwicklungen wie auch der Werbung gerückt ist, bekommt der etwas schlechtere Wirkungsgrad der neuen Wechselrichtertopologie durch sein kompaktes Volumen eine Aufwertung. Zu kleineren Nennleistungen hingehend, weist der Cuk- und Zeta-Wandler ein immer stärker werdendes Einsparungspotential magnetischen Kernmaterials gegenüber den beiden anderen Topologien auf. Durch den diskontinuierlichen Betrieb bedingt können die beiden Eingangsdrosseln  $L_1$  des Zeta-Wandlers sehr klein gebaut werden. In den beiden anderen Topologien liegen die Eingangsdrosseln auf der Primärseite. Durch die relativ kleine Primärspannung und den kontinuierlichen Betrieb werden ihre Volumina verhältnismäßig groß.

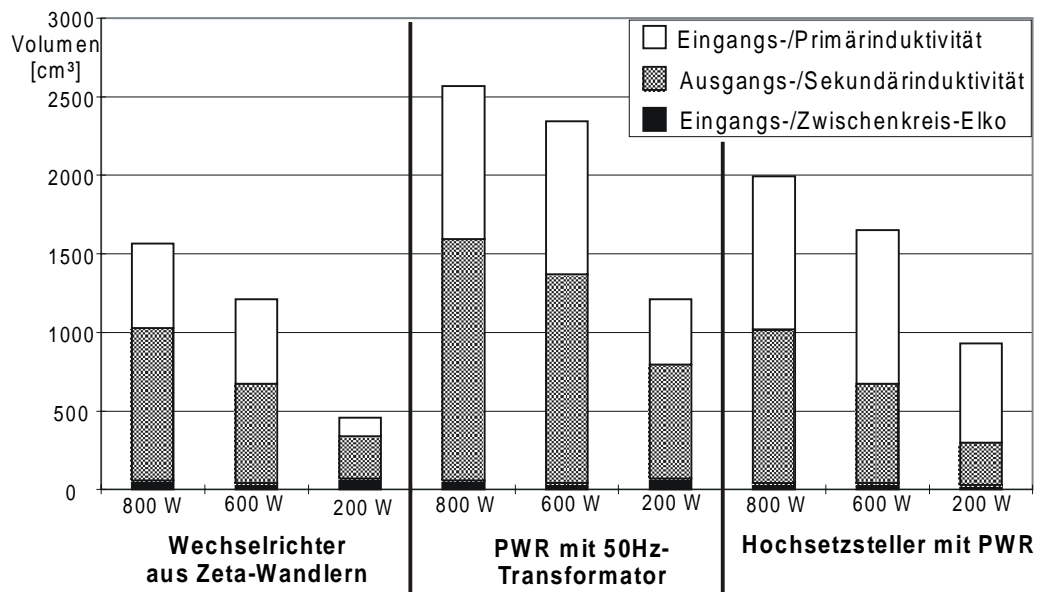


Abbildung 7.5: Vergleich der Volumina der passiven Baugruppen ausgewählter Schaltungen

<sup>2</sup> Z. Zt. tendieren die Hersteller dazu, daß natürlich ein sehr guter Wirkungsgrad gefordert wird, aber eben kein exzellenter, wenn dadurch der Wechselrichter für den Verbraucher billiger wird. Ebenfalls möchte man mit einem sehr guten Klirrfaktor keine Rekorde brechen, sondern Normen und Vorschriften einhalten.

In Abbildung 7.4 wird deutlich, daß bei der herkömmlichen PWR-Brücke wie auch beim Zeta-Wandler die Durchlaßverluste der MOSFETs die gesamten Halbleiterverluste bestimmen. Hier bietet sich also an, zur Reduzierung der Durchlaßverluste die in Kapitel 6 dargestellte CoolMOS-Technologie mit in die Kalkulationsberechnungen aufzunehmen. Da diese Technologie sich erst in ihren Anfängen befindet, sind z. Zt. auf dem Markt nur 600V-Typen erhältlich. Zwar ist es nach Abbildung 6.8 auf einfache Weise möglich, den  $R_{DSon}$  in Abhängigkeit der Chipfläche für jede beliebige Sperrspannung zu ermitteln, für die Kapazitäten  $C_{iss}$ ,  $C_{oss}$  und  $C_{trs}$  existieren leider keine derart einfachen Zusammenhänge, die auf beliebige Chipgrößen und Sperrspannungen übertragbar sind.<sup>3</sup> Daher wurde der CoolMOS (hier SPW47N60S5) nur für die Kalkulation bei einer Nennleistung von 600W eingesetzt, weil hier seine Spannungsklasse bei allen drei Topologien noch sinnvoll einsetzbar ist.<sup>4</sup> Da die dem Transistor eigene Diode sehr schlechte Recovery-Eigenschaften besitzt, wird bei den Brückenschaltungen der Topologien B und C der Freilauf durch zwei externe Dioden realisiert (BYP 100). Wenn die in Kapitel 6 angesprochenen technologischen Probleme gelöst sind, können in Zukunft Silizium-Karbid-Dioden eine erfolgreiche Verbindung zum CoolMOS darstellen. Zum Vergleich wurde die gleiche Kalkulation mit dem APT6011B2VR durchgeführt (ohne zusätzlichen Dioden). Das Ergebnis ist in Abbildung 7.6 dargestellt. Wie in /Lorenz, 1999/ erörtert, fallen beim CoolMOS erheblich geringere Durchlaß- und Gateverluste an als bei der herkömmlichen MOS-Technologie. Leider geht z. Zt. dieser Vorteil durch die langsameren Schaltzeiten und einem größeren  $C_{oss}$ -Wert wieder verloren. Hier weist laut Datenblatt die POWERMOS V-Technologie von APT kleinere Werte auf. In der CoolMOS-Technologie sind die Kapazitäten betreffend noch entscheidende Verbesserungen wünschenswert.

---

<sup>3</sup> Gesprächsnotiz Lorenz Sept. 99: Herr Lorenz (Siemens) erwähnte in diesem Gespräch, daß es z. Zt. nicht möglich ist, für die Größenentwicklung der Kapazitäten eine für den Sperrspannungsbereich von 0 - 1000 V geschlossene Darstellung, vergleichbar mit der für den  $R_{DSon}$ , anzugeben. Es sei schwierig, für andere Sperrspannungen (außer der verfügbaren 600V) eine Prognose bzgl. der Größe der Kapazitäten zu stellen.

<sup>4</sup> Für den normalen Nennbetrieb übersteigt die Sperrspannung am Wechselrichter aus Zeta-Wandlern nicht 550V. Durch Netzschwankungen und Lastwechsel treten allerdings weit höhere Spannungen auf, so daß der 600V-Typ in der Realität nicht verwendet werden kann, vgl. auch Anhang H.

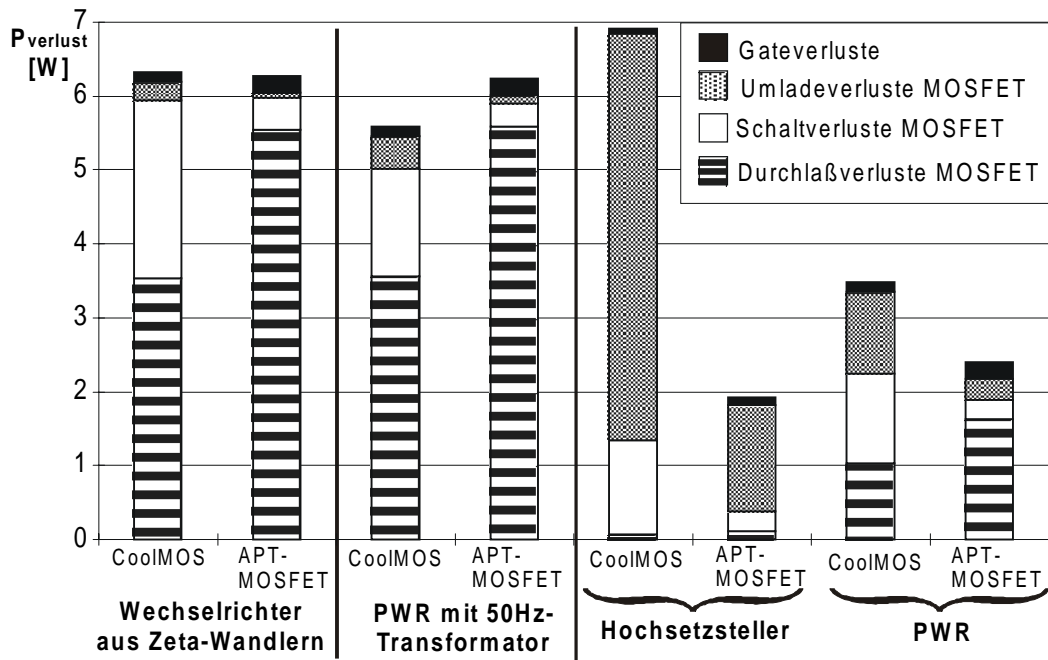


Abbildung 7.6: Vergleich der Verluste eines CoolMOS (600V, TO 247, 47A) mit APT-MOSFET (600V, TO 247, 49A)

### 7.3 Verifikation der Kalkulationsergebnisse am realen Wandler

Um Einschätzen zu können, in welchem Genauigkeitsbereich die Kalkulation liegt, wird ein unter den Rahmenbedingungen aus Kapitel 7.1 berechneter Wirkungsgrad mit dem eines am Labormuster gemessenen verglichen. Eine Fotografie des Labormusters ist im Anhang I abgebildet. Allerdings wurden beim Labormuster keine MOSFETs sondern IGBTs eingesetzt. Zum Vergleich wurden auch zwei verschiedenen Kernmaterialien für die Drossel  $L_1$  eingesetzt. Die verwendeten Materialien werden in der folgenden Tabelle zusammengefaßt:

Komponente	Kalkulation/Messung 1	Kalkulation/Messung 2
Elektrolytkondensator	Siemensbaureihe 1500 $\mu$ F, 350 V	Siemensbaureihe 1500 $\mu$ F, 350 V
Leistungsschalter	Siemens BUP 307, 1200V,	Siemens BUP 307, 1200V,
Leistungsdiode	Siemens BYP 101, 1000V,	Siemens BYP 101, 1000V,
Drossel L <sub>1</sub>	215 $\mu$ H, Ferrit N87, PM 62, Kernvolumen 62cm <sup>3</sup>	Molypermalloy Pulverkern (MPP Magnetics), Permeabilität $\mu=14$ ,
Drossel L <sub>2</sub>	6mH, Ferrit N87, PM74, Kernvolumen 101cm <sup>3</sup>	6mH, Ferrit N87, PM74, Kernvolumen 101cm <sup>3</sup>
Kondensatoren C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub>	MPK, 0,33 $\mu$ F, 1200V	MPK, 0,33 $\mu$ F, 1200V

Tabelle 7.1: In der Kalkulation und im Labormuster eingesetzte Komponenten

Die Ergebnisse sind in Abbildung 7.7 und Abbildung 7.8 dargestellt.

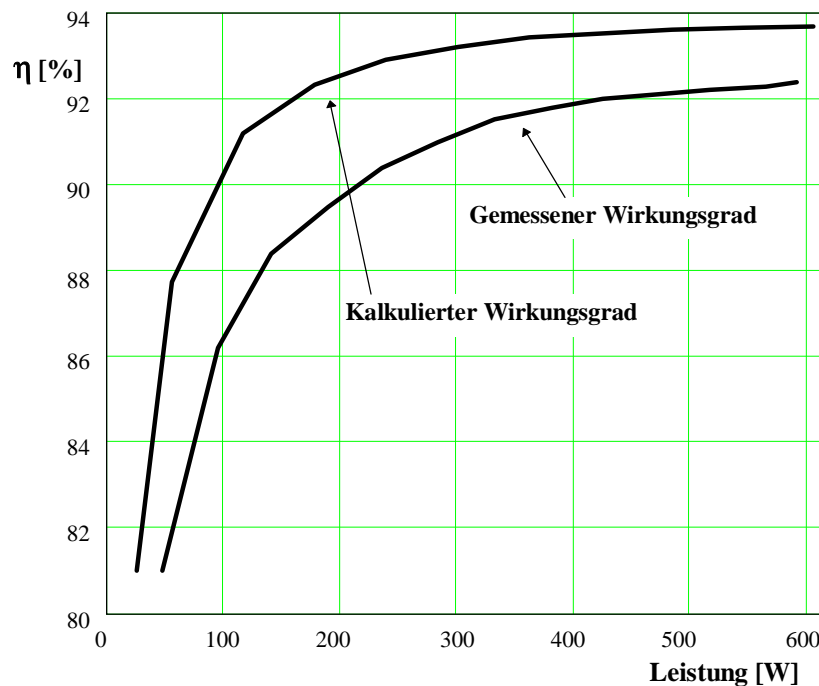


Abbildung 7.7: Gemessener und kalkulierter Wirkungsgrad eines Wechselrichters aus Zeta-Wandlern für 600 W Nennleistung: Drosseln L<sub>1</sub> und L<sub>2</sub> aus Ferrit N87

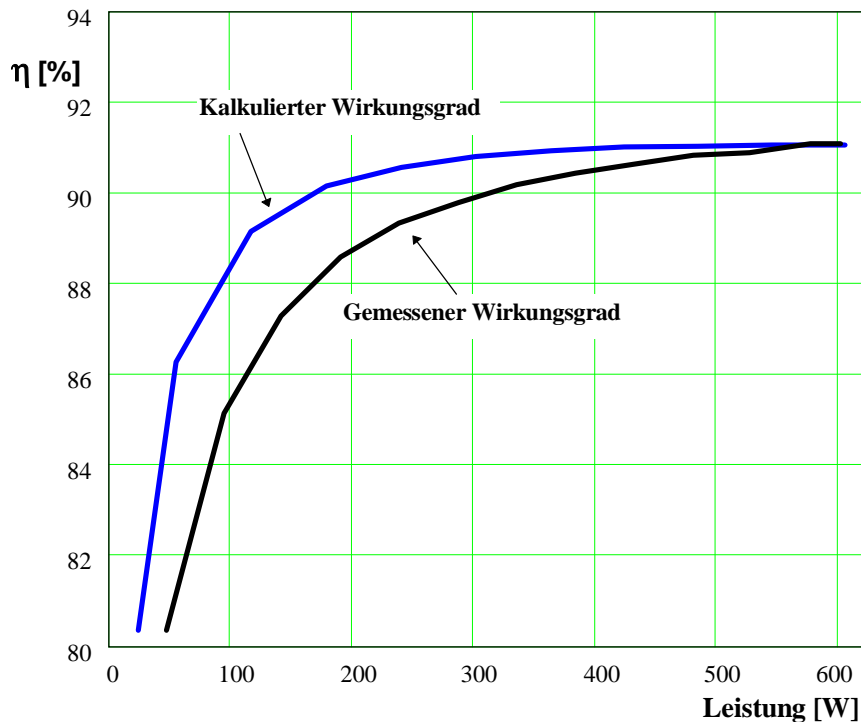


Abbildung 7.8: Gemessener und kalkulierter Wirkungsgrad eines Wechselrichters aus Zeta-Wandlern für 600 W: Drossel  $L_1$  aus Pulverkern MPP  $14\mu$ , Drossel  $L_2$  aus Ferrit N87

Die relativen Abweichungen zwischen den gemessenen und kalkulierten Kurven liegen in Abbildung 7.7 bei max. 2,7% im Teillastbereich und 1,6% bei Vollast, in Abbildung 7.8 bei max. 1,5% im Teillastbereich und 0,2% bei Vollast. Den Abweichungen liegen hauptsächlich folgende Ursachen zugrunde:

- häufig umgebauter und nicht optimierter Laboraufbau
- Fehlerhafte, ungenaue oder ungenügende Herstellerangaben
- Vereinfachungen bei der Kalkulation: z.B. parasitäre Effekte wurden nicht berücksichtigt, Linearisierung der Schaltvorgänge

Der Vergleich macht deutlich, daß die Kalkulation verschiedener Stromrichter bezüglich der Verluste und auch der Volumina im Vorfeld einer Entwicklung durchaus sinnvoll ist und eine Entscheidungshilfe bietet.

## **8 Regelungstechnische Aspekte für einen Wechselrichter aus Zeta-Wandlern**

Die Arbeit, deren Schwerpunkt auf topologischen Untersuchungen zur Anwendung von tief-/hochsetzenden Wandlern liegt, wird mit Aussagen über die Regelbarkeit der neuen Topologie abgeschlossen. Im Kapitel 4 wurde durch die Beschreibung der neuen Wandler mit Zustandsgleichungen die Grundlage für eine Zustandsregelung gelegt, die durch den Einsatz von digitalen Signalprozessoren (DSPs) effizient umgesetzt werden kann. Allerdings geht die Implementierung einer solchen Regelung weit über den Rahmen dieser Arbeit hinaus. Daher werden in diesem Kapitel mit Mitteln der klassischen Regelungstechnik zwei einfache Regelkreise für den Betrieb im Inselnetz wie auch für den Netzkoppelbetrieb vorgeschlagen. Anhand dieser einfachen Regelkreise soll die Regelbarkeit eines Wechselrichters aus Zeta-Wandlern im diskontinuierlichen Betrieb für beide Anwendungsfälle nachgewiesen und diskutiert werden.

### **8.1 Einfache Regelungsstruktur für den Inselbetrieb**

Es wird ein Inselnetz zu Grunde gelegt, in dem aus einem PV-Generator oder einer Batterie verschiedene vorwiegend ohmsche Wechselstromlasten versorgt werden sollen. Zur Versorgung dieser Lasten muß der Wechselrichter vor allem für Spannungs- aber auch für Frequenzstabilität sorgen. Geht man in einem solchen System davon aus, daß sich die Eingangsspannung (Generatorspannung) des Wechselrichters nur sehr langsam ändert, muß die implementierte Regelung vor allem Störeinflüsse durch Lastwechsel schnell ausregeln können. Zur schnellen Reaktion auf Störeinflüsse ist aus der klassischen Regelungstechnik eine Störgrößenaufschaltung /Leonhard, 1992/ besonders geeignet, da sie bereits beim Auftreten der Störung und nicht erst beim Eintreten einer Regelabweichung Einfluß auf die Stellgröße nimmt. Ein schnelles Eingreifen auf die Stellgröße ist bei Lastwechseln im Inselnetz besonders erforderlich. Hier treten bei einem Lastwechsel vom Vollast- in den Teillastbereich durch die vor allem in den Speicherdrosseln gespeicherte Energie Spannungsüberhöhungen auf, denen zum Teil durch ein schnelles Eingreifen auf die

Stellgröße entgegengewirkt werden kann. Die im folgenden beschriebene Regelung für den Inselbetrieb wurde in /Waldschmidt, 1999/<sup>1</sup> entwickelt.

Aus dem Bodediagramm der in Abbildung 4.22 dargestellten Übertragungsfunktion  $F_{U,D}$  des Zeta-Wandlers wird deutlich, daß sich die Übertragungsfunktion bei variierender Last stark ändert, so daß keine vollständige dynamische Kompensation der Störgröße erreicht werden kann. Es wird daher eine vollständige statische Kompensation der Störgröße vorgeschlagen. Für den stationären Zustand des Zeta-Wandlers gilt (vgl. Gleichungen (4.19) und (5.3)):

$$U_{Netz} = U_G \frac{D}{\sqrt{2 L_P f_S}} \sqrt{R_{Last}} \quad (8.1)$$

Die Last  $R_{Last}$  kann durch den Netzstrom und die Netzspannung ausgedrückt werden. Somit dient nun der Laststrom  $I_{Netz}$  als Störgröße.

$$R_{Last} = \frac{U_{Netz}}{I_{Netz}} \quad (8.2)$$

$$U_{Netz} = U_G^2 \frac{D^2}{2 L_P f_S I_{Netz}} \quad (8.3)$$

Das Tastverhältnis  $D$  ist eine Funktion der Stellgröße  $U_{Stell}$ , siehe Abbildung 8.1; des Pulsweitenmodulators. Der Modulator selbst verhält sich in guter Näherung wie ein Proportionalglied mit der Verstärkung  $V_{PWM}$ :

$$D = V_{PWM} U_{Stell} \quad (8.4)$$

Zur Kompensation des Störeinflusses des Laststromes gilt für die Stellgröße:

$$U_{Stell} = w \sqrt{I_{Netz} V_I} \quad (8.5)$$

Die Führungsgröße  $w$  entspricht dem sinusförmigen Sollwert und  $V_I$  stellt die Verstärkung des Strommeßwandlers dar. Für die Übertragungsfunktion gilt nun:

$$U_{Netz} = U_G^2 \frac{w^2 V_{PWM}^2 V_I}{2 L_P f_S} \quad (8.6)$$

Da die Führungsgröße quadratisch in die Übertragungsfunktion eingeht, muß, um im stationären Betrieb ein lineares Führungsübertragungsverhalten zu erzielen, ein

---

<sup>1</sup> Von der Autorin betreute Diplomarbeit

Radizierglied als Vorsteuerung gewählt werden. In Abbildung 8.1 ist die Struktur der statischen Störgrößenaufschaltung aufgezeigt.

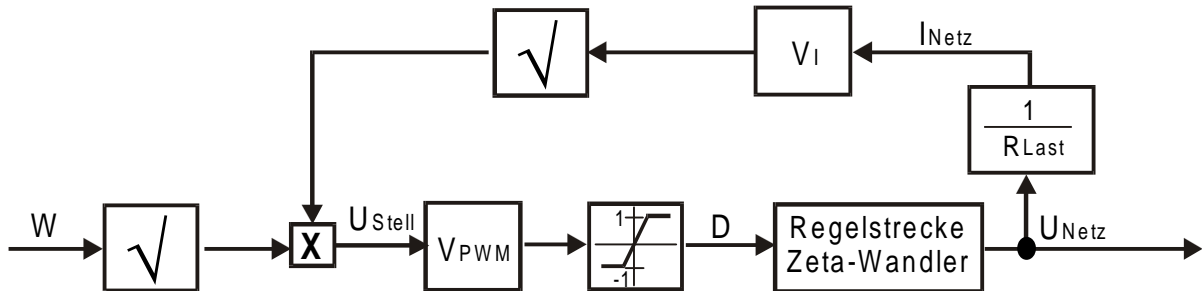


Abbildung 8.1: Statische Störgrößenaufschaltung des Laststromes mit Vorsteuerung

Um z.B. Änderungen der Eingangsspannung auszuregeln oder das dynamische

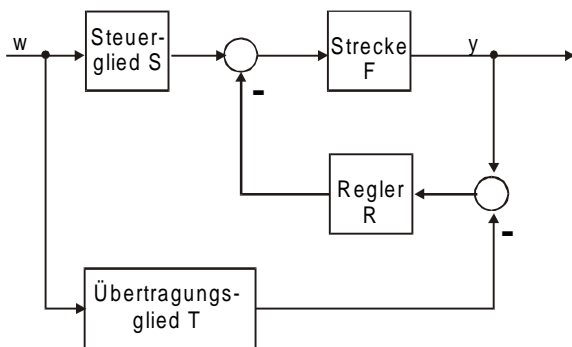


Abbildung 8.2: Struktur mit zwei Freiheitsgraden nach /Kreisselmeier, 1999/

Verhalten der Störgrößenaufschaltung zu verbessern ist eine übergeordnete Spannungsregelung notwendig. Für sie ist in /Waldschmidt, 1999/ eine allgemeine Steuerungs- und Regelstruktur (Struktur mit zwei Freiheitsgraden) gewählt worden. Diese wird in /Kreisselmeier, 1999 / und /Horowitz, 1963/ vorgeschlagen und ist in Abbildung 8.2 dargestellt. In einer solchen Struktur wird grundsätzlich der Sollwert (Führungsgröße  $w$ ) gesteuert auf die Regelgröße  $y$  übertragen. Der Vorteil dieser Struktur ist, daß sie zusätzlich durch

die Rückführung (Regler  $R$ ) einen zweiten Freiheitsgrad zur Einflußnahme auf Stabilisierung und Störunterdrückung erhält. Beide Freiheitsgrade Steuerung und Regelung sind unabhängig. Das Übertragungsglied  $T$ , welches die gewünschte Übertragungsfunktion des gesteuerten Systems enthält, wird auf ein Vergleichsglied geführt und mit dem Istwert verglichen. Bei Abweichungen des Istwert vom Sollwert wird die Regeldifferenz durch den Regler  $R$  ausgeglichen. Der Regler  $R$  wird hier als PI-Regler realisiert. Seine Übertragungsfunktion lautet:

$$F_R = K_P \frac{1 + j\omega T_n}{j\omega T_n} \quad \text{mit} \quad T_n = \frac{K_P}{K_I} \quad (8.7)$$

Mit dem Steuerglied  $S$  kann zusätzlich Einfluß auf die Führungsübertragungsfunktion genommen werden. Hier wird die Vorsteuerung der Störgrößenaufschaltung

eingebracht. In Abbildung 8.3 ist die vollständige Steuer- und Regelstruktur zur Spannungsregelung für den Inselbetrieb wiedergegeben. Diese wurde am Labormuster realisiert und unter verschiedenen Lastwechsel getestet. Das Ergebnis ist Abbildung 8.4 dargestellt.

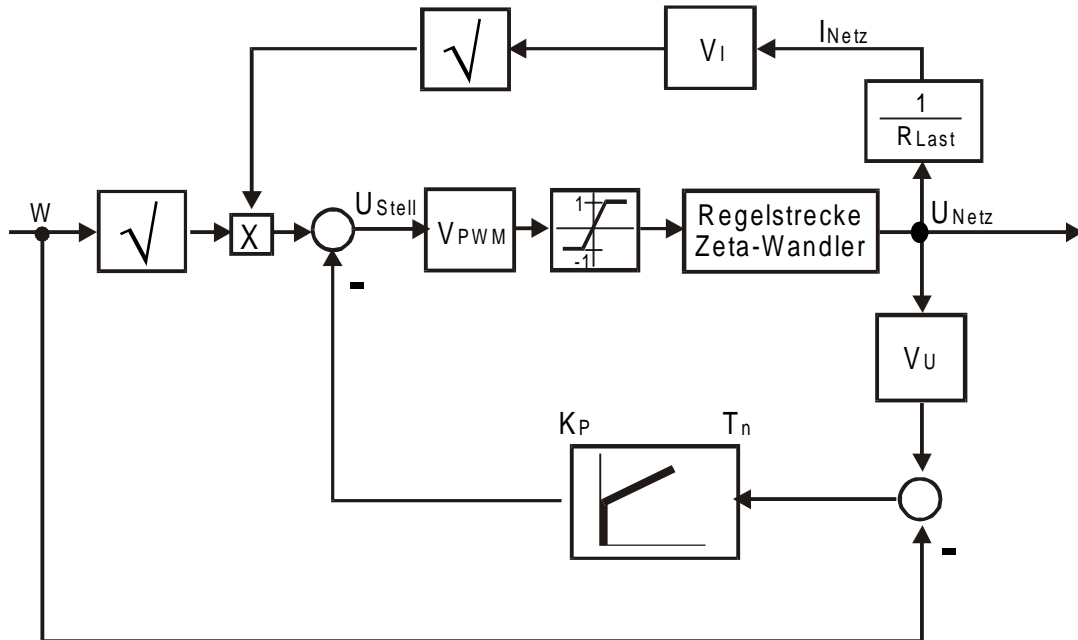


Abbildung 8.3: Regelstruktur für den Inselbetrieb eines Wechselrichters aus Zeta-Wandlern im diskontinuierlichen Betrieb

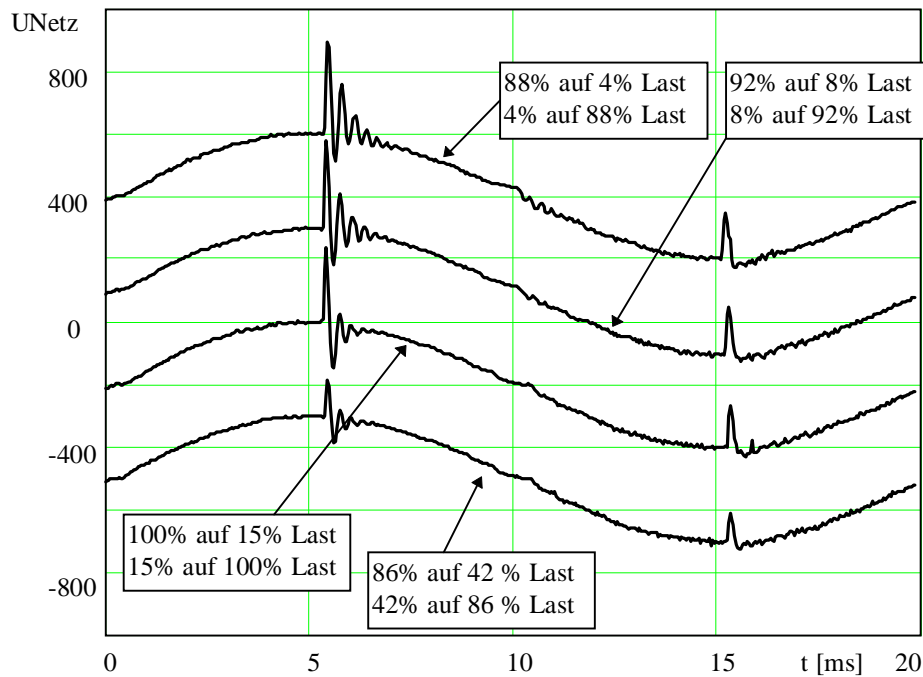


Abbildung 8.4: Ausgangsspannung  $U_{\text{Netz}}$  gemessen am Labormuster eines geregelten Wechselrichters aus Zeta-Wandlern im Inselbetrieb bei unterschiedlichen Lastwechseln

Bei den Messungen wurde zuerst im Scheitelwert der positiven Halbwelle von großer Leistung (kleiner  $R_{\text{Last}}$ ) zu kleiner Leistung (großer  $R_{\text{Last}}$ ) umgeschaltet und dann im Scheitelpunkt der negativen Halbwelle wieder zur großen Leistung zurückgeschaltet. Aufgrund der dämpfenden Eigenschaften der induktiven Bauelemente ist der Regelvorgang bereits nach einer viertel Periode abgeschlossen. Die Messungen zeigen deutlich, daß mit steigender Differenz der Lastwechsel das Überschwingen der Ausgangsspannung immer größer wird. Die Höhe des ersten Peaks ist abhängig von der Differenz des Lastwechsel. Denn je größer die in den Speicherdrosseln gespeicherte Energie und je größer  $R_{\text{Last}}$  im Teillastbereich wird, desto langsamer kann die gespeicherte Energie beim Lastwechsel in den Teillastbereich abgebaut werden, was Überspannungen zur Folge hat. Diese können den nominalen Scheitelwert um ein Mehrfaches überschreiten. Daher sind zum Schutz der Verbraucher wie auch der Leistungshalbleiter des Wechselrichters geeignete Maßnahmen für den Überspannungsschutz zu treffen, z. B. ist zur Spannungsbegrenzung eine Beschaltung mit Varistoren im Ausgang des Wechselrichter sinnvoll. Da der Wechselrichter nicht leerlauffest ist, müssen diesbezüglich ebenso Vorkehrungen getroffen werden. Die Dämpfung der Schwingung der Ausgangsspannung beim Lastsprung ist abhängig von

$R_{\text{Last}}$  und den Dämpfungseigenschaften der Speicherdrosseln. Die Frequenz der Überschwingung entspricht der Frequenz des ersten konjugiert-komplexen Pols, der durch den Lastsprung zum Schwingen angeregt wurde. Der zweite konjugiert-komplexer Pol liegt, wie in Kapitel 4.2.2 gezeigt wurde, bei Frequenzen, die außerhalb des regelungstechnisch relevanten Frequenzbereiches liegen. Eine geeignete Zustandsregelung bietet hier Möglichkeiten zur Dämpfung des Pols.

## 8.2 Einfache Regelstruktur für den Netzkoppelbetrieb

Im Netzkoppelbetrieb arbeitet der Wechselrichter am starren Netz, in das ein sinusförmiger Strom bei einem Leistungsfaktor  $\cos\varphi = 1$  eingespeist werden soll. Der Stromrichter muß daher als Stromquelle geregelt werden. Für die erforderliche Stromregelung wird auch hier eine gemischte Steuerungs-/Regelstruktur entwickelt. Zum Finden einer geeigneten Steuerformel wird die Gleichung (8.3) nach dem Tastverhältnis aufgelöst:

$$D = \frac{\sqrt{U_{\text{Netz}} I_{\text{Netz}} 2 L_P f_S}}{U_G} \quad (8.8)$$

Da die Einspeisung eines sinusförmiger Stromes (bei  $\cos\varphi = 1$ ) gefordert ist, genügt es, die Netzspannung zu messen und aus ihr den Stromsollwert für die Steuerung abzuleiten:

$$I_{\text{Netz}} = U_{\text{Netz}} k_{I\text{Netz}} \quad (8.9)$$

Das Tastverhältnis  $D$  läßt sich dann wie folgt angeben:

$$D = \frac{\sqrt{U_{\text{Netz}} U_{\text{Netz}} k_{I\text{Netz}} 2 L_P f_S}}{U_G} = \frac{U_{\text{Netz}}}{U_G} \sqrt{k_{I\text{Netz}} 2 L_P f_S} \quad (8.10)$$

Die Gleichung (8.10) stellt eine einfache, lineare Steuerformel dar, mit der der Strom gesteuert ins Netz eingepreßt wird. Der Proportionalitätsfaktor  $k_{I\text{Netz}}$  in der Steuerformel kann für Nennleistung berechnet werden. Zur Anpassung der variierenden Generatorleistung genügt dann eine einfache übergeordnete Effektivwertregelung des Stromes.

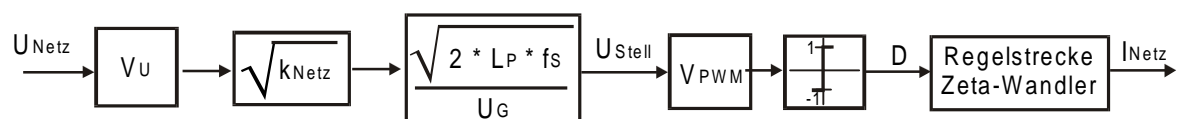


Abbildung 8.5: Struktur einer Steuerung zur Einprägung des Stromes

Die Erfassung und Verarbeitung des Effektivwertes kann mit Hilfe des verallgemeinerten Integrators (VI) erfolgen. Der VI wie auch die Betragsbildung aus sinusförmigen Größen mit Hilfe des VI wird in /Burger et al, 1999/ hergeleitet. Das Strukturbild zur Betragsbildung eines sinusförmigen Stromes mit einem VI ist in der Abbildung 8.6 beschrieben. An den zwei gegengekoppelten Integratoren entstehen zwei senkrecht aufeinanderstehende Komponenten der Stromeingangsgröße  $i$ . Aus diesen beiden Komponenten kann nun der komplexe Stromzeiger gebildet werden.

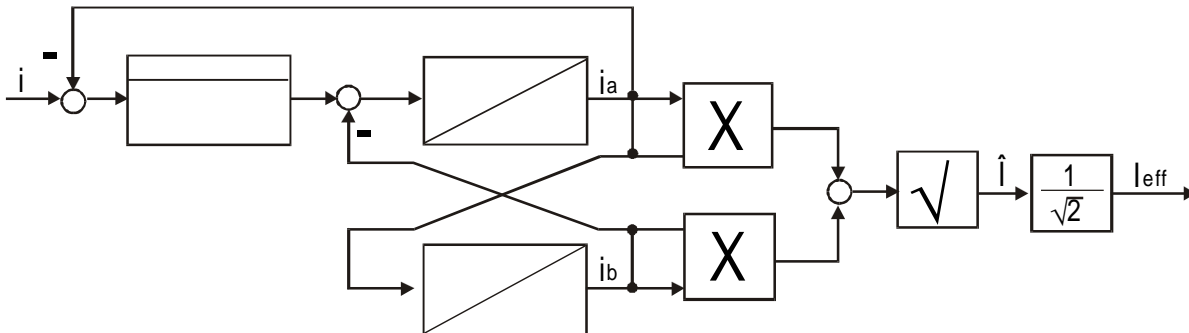


Abbildung 8.6: Effektivwertbildung des Netzstromes mit Hilfe des verallgemeinerten Integrators

$$\underline{i} = \hat{I} e^{j\omega_N t} \quad (8.11)$$

Die Kreisfrequenz  $\omega_N$  bezieht sich auf die Netzfrequenz. Die Amplitude des Stromzeigers  $\underline{i}$  lässt sich aus dem Betrag der Komponenten  $i_a$  und  $i_b$  berechnen:

$$\hat{I} = \sqrt{i_a^2 + i_b^2} \quad (8.12)$$

$$I_{eff} = \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}} \quad (8.13)$$

Die Effektivwertbildung mit einem VI zeichnet sich vor allem durch den Verzicht auf eine Nulldurchgangserkennung wie auch durch eine stark filternden Eigenschaft aus. Zur Regelung des Netzstromes wird der mittels VI berechnete Ist-Effektivwert des Netzstromes mit dem Soll-Effektivwert verglichen. Die Regelabweichung kann mit einem I-Regler ausgeglichen werden, dessen Integrierbeiwert  $K_{IR}$  abgeschätzt werden kann, in dem die Strecke mit einer Ersatzzeitkonstanten /Leonhard, 1992/ nachgebildet wird. In Abbildung 8.7 ist das Strukturbild der Stromregelung wiedergegeben. Da die Stromregelung einer Regelung mit Gleichgrößen entspricht, während in der Steuerung sinusförmige Größen gesteuert werden, greift der Reglerausgang über ein Multiplikationsglied in die Steuerung ein. Damit wird die Amplitude des Netzstromes geregelt. Im Regelkreis, wie er in Abbildung 8.7 dargestellt ist, wird aus Gründen der

Übersichtlichkeit nur eine konstante Eingangsspannung  $U_G$  des Wechselrichters verwendet. Wird der Wechselrichter mit dieser Regelung an einem realen PV-Generator eingesetzt, ist zusätzlich eine Adaption der Generatorspannung erforderlich.

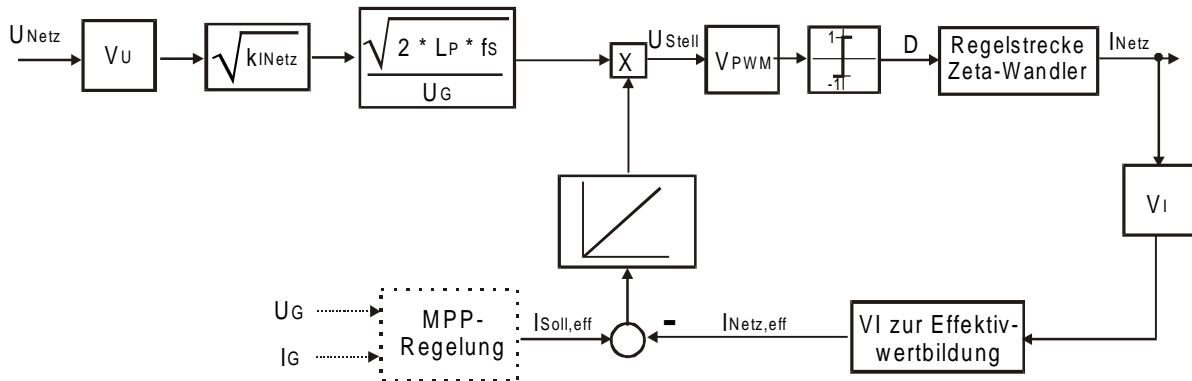


Abbildung 8.7 : Strukturbild einer Stromregelung zur Stromeinspeisung ins Netz für einen Wechselrichter aus Zeta-Wandlern im diskontinuierlichen Betrieb

Die sinusförmige Stromeinspeisung bei Netzkoppelbetrieb eines Wechselrichters aus Zeta-Wandlern wurde mit den Werten des Laboraufbaues in PSpice simuliert. Die Sollwertänderung wurde wiederum jeweils im Scheitelpunkt des Netzstromes vorgenommen. Das Simulationsergebnis zeigt eine schnelle Reaktion auf den Sollwertsprung. Innerhalb einer halben Netzperiode hat sich der neue Netzstrom bereits eingestellt.

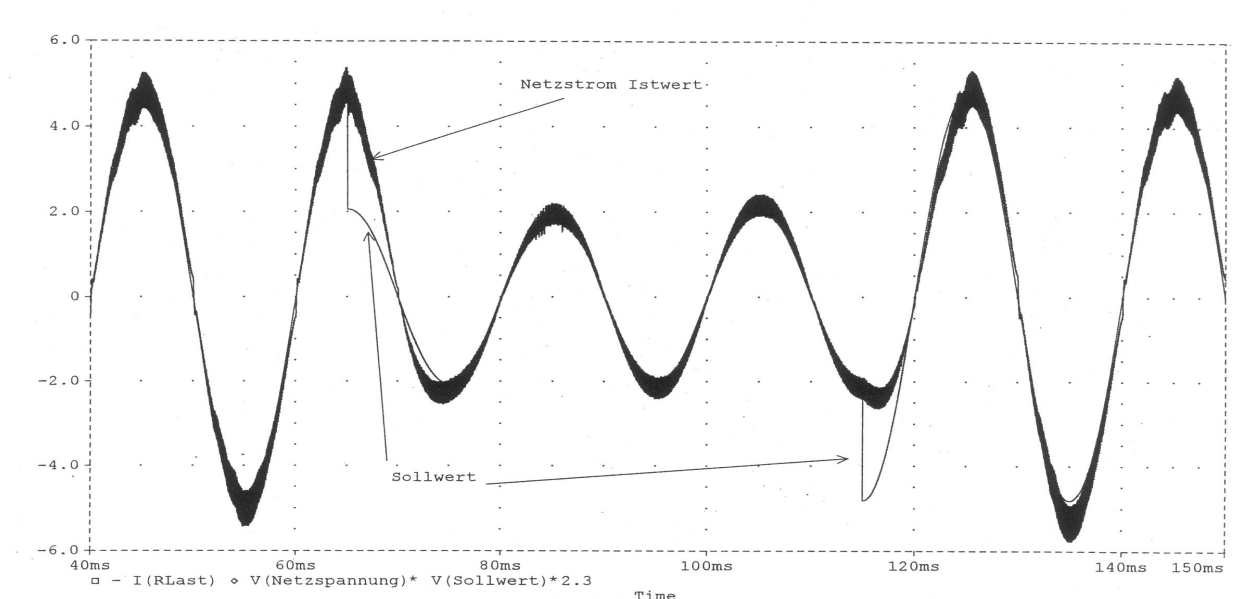


Abbildung 8.8: Simulationsergebnis der Stromregelung

Die beiden Beispiele aus dem Insel- und Netzkoppelbetrieb zeigen, daß ein Wechselrichter aus Zeta-Wandlern im diskontinuierlichen Betrieb schon mit einfachen Regelstrukturen zufriedenstellend geregelt werden kann. Besonders für den Netzkoppelbetrieb ist diese Wechselrichtertopologie sehr gut geeignet. Wie in Kapitel 4 dargestellt wurde, haben Cuk-, Zeta- und D2-Wandler im diskontinuierlichen Betrieb lineare Übertragungsfunktionen für Strom und Spannung. Dies ermöglicht für den stationären Betrieb eine einfache Steuerstruktur. Die hier für den Zeta-Wandler dargestellten Ergebnisse sind auf den Cuk- und D2-Wandler übertragbar, da sich ihre Übertragungsfunktionen nicht oder nur gering unterscheiden.

## 9 Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit werden tief-/hochsetzende Steller auf ihre Eignung zur Anwendung als Wechselrichter untersucht. Wechselrichter die über die Funktion des Wechselrichters hinaus auch eine tief-/hochsetzende Spannungsübertragungsfunktion besitzen müssen, finden u.a. in der photovoltaischen Energieaufbereitung Anwendung. Die meisten dort eingesetzten Wechselrichtertopologien bestehen aus Kaskadenschaltungen eines spannungsformenden Elements und eines spannungstief-/hochsetzenden Elements. Zur Einsparung von Bauelementen, zur Reduzierung der Größe magnetische Komponenten und zur Vermeidung einer Kaskadenschaltung mehrerer Stromrichtereinheiten werden in dieser Arbeit Wechselrichtertopologien untersucht, die aus einer Parallel-Reihen-Schaltung zweier sinusmodulierter tief-/hochsetzender Steller bestehen. Mit dieser Schaltungsart befindet sich zur Bildung einer Sinushalbschwingung, im Gegensatz zur Kaskadenschaltung, jeweils nur ein Steller im Leistungsfluß.

### **Grundtopologien:**

Im ersten Schritt werden alle möglichen in Frage kommenden tief-/hochsetzenden Steller ermittelt. Dazu wird - basierend auf einer tiefgehenden Literaturrecherche zur Generierung von Gleichstromstellern - eine sinnvolle Menge von Grundtopologien mit verschiedenen Spannungsübersetzungsfunktionen herausgearbeitet. In der Menge der als Grundtopologien definierten Schaltungen befinden sich sechs tief-/hochsetzende Arten, die auf ihre prinzipielle Eignung als Wechselrichter untersucht werden. Zuvor wird auf das Funktionsprinzip eines Wechselrichters allgemein eingegangen und die verschiedenen Schaltungsmöglichkeiten zweier Steller zu einem Wechselrichter vorgestellt. In die Beurteilung der sechs in Frage kommenden Grundtopologien fließen u.a. die Anzahl der Bauelemente und die dem Ausgang auf- bzw. eingeprägte Größe (ob Spannungs- oder Stromquelle) ein. Als Ergebnis resultiert die Parallel-Reihen-Schaltung aus je zwei Cuk-, Zeta- oder D2-Wandlern. Um die Topologierecherche zu vervollständigen, werden ebenfalls die potentialgetrennten Varianten der sechs tief/hochsetzenden Steller auf ihre prinzipielle Eignung als Wechselrichter untersucht. Zum Generieren der potentialgetrennten Varianten werden drei allgemeingültige Regeln aufgestellt. Aus der Beurteilung der Topologien resultieren als potentialgetrennte Varianten der Cuk- und Zeta-Wandler.

**Schaltungsanalyse:**

Cuk-, Zeta- und D2 Wandler gehören zu den Topologien, auf die in der Literatur bisher nur wenig eingegangen wurde. Daher wird die Funktionsweise dieser Wandler in der vorliegenden Arbeit ausführlich für die Betriebsarten kontinuierlicher und diskontinuierlicher (Lück-) Betrieb beschrieben. Auch die potentialgetrennten Varianten werden berücksichtigt. Das Groß- und Kleinsignalverhalten der Wandler für beide Betriebsarten wird mit der Methode des State-Space-Averaging bzw. mit der Methode der Mittelung der Schaltergrößen analysiert. Die Grundlagen zu beiden Methoden sind im Kapitel vorab kurz gelegt worden. Für das Kleinsignalverhalten werden die Übertragungsfunktionen Eingangsspannung zu Ausgangsspannung, Ausgangsspannung zu Tastverhältnis und Ausgangsstrom zu Tastverhältnis ermittelt. Die Analyse der Übertragungsfunktionen ergibt, daß für beide Betriebsarten alle betrachteten Wandler zwei konjugiert-komplexe Polstellen auf der linken Seite der  $s$ -Ebene und eine oder mehrere Nullstellen auf der rechten Seite aufweisen. Die Nullstellen auf der rechten Seite können mit einer Regelung nicht kompensiert werden und führen zu Schwingungen. Weiterhin ergibt sich aus der Analyse, daß im diskontinuierlichen Betrieb für alle Wandler ein konjugiert-komplexer Pol und alle Nullstellen der rechten Seite in Frequenzbereiche verschoben werden, die für die Regelungstechnik nicht mehr relevant sind. Somit ist die Auslegung einer Regelung für den diskontinuierlichen Betrieb wesentlich unkritischer als für den kontinuierlichen Betrieb. Desweiteren sind die Spannungs- und Stromübertragungsfunktionen der Wandler im diskontinuierlichen Betrieb linear, so daß im stationären Zustand ein gesteuerter Betrieb der Wandler möglich ist. In den herkömmlichen Pulswechselrichtern trägt das Reverse-Recovery-Verhalten der Dioden wesentlich zu den Halbleiterverlusten bei. Durch den diskontinuierlichen Betrieb der favorisierten Wandler ist ein stromloses Ausschalten der Dioden garantiert, so daß diese Verluste nicht auftreten. Aufgrund der zahlreichen Vorteile des diskontinuierlichen Betriebs konzentrieren sich alle weiteren Untersuchungen auf diese Betriebsart.

**Dimensionierung und Schaltungskalkulation:**

Am Beispiel des Zeta-Wandlers werden die Gleichungen für eine effiziente Dimensionierung und Verlustberechnung der Bauelemente hergeleitet. Diese Gleichungen sind auch auf die anderen Wandler übertragbar. Im Gegensatz zum kontinuierlichen Betrieb und zum konventionellen Pulswechselrichter weisen die neuen Topologien im diskontinuierlichen Betrieb eine erhöhte Strom- und Spannungsbelastung für die magnetischen Komponenten und Halbleiter auf. Daher

wird in einem eigenen Kapitel auf die jüngsten Entwicklungen magnetischer Materialien und Halbleiter eingegangen.

In einer Schaltungskalkulation wird der Wechselrichter aus Zeta-Wandlern mit zwei auf dem Markt befindlichen Stromrichterkonzepten bezüglich der Bauteileinsparung und des Wirkungsgrades verglichen. Dabei zeichnet sich ab, daß im Vergleich zu den konventionellen Stromrichterkonzepten vor allem im kleinen Leistungsbereich (bis 400 W) der Zeta-Wandler große Einsparungspotentiale für magnetische Materialien besitzt. Im Vergleich zum Pulswechselrichter mit 50 Hz Transformator weist der Wechselrichter aus Zeta-Wandlern ein ca. 60% kleineres Volumen auf, bei einem Hochsetzsteller mit Pulswechselrichter sind es noch ca. 45%. Der Wirkungsgrad des Wechselrichter aus Zeta-Wandlern kann bei Verwendung gleicher Materialien im Bereich 600-1000W Nennleistung bis zu ca. 3% schlechter sein als bei den anderen verglichenen Konzepten. Im kleinen Leistungsbereich kann der Wirkungsgrad oberhalb der beiden anderen Konzepte liegen. Auch hier können die Ergebnisse auf die Wechselrichter aus Cuk- und D2-Wandlern weitestgehend übertragen werden.

#### **Regelungstechnische Aspekte:**

In einem abschließenden Kapitel werden einfache Regelkonzepte für Insel- und Netzkoppelbetrieb eines Wechselrichters aus Zeta-Wandlern vorgeschlagen. Sie dienen vor allem dem Nachweis der Regelbarkeit der neuen Topologie für beide Anwendungsfälle und sind daher nicht optimiert. Aufgrund der linearen Spannungs- und Stromübertragungsfunktionen können für den stationären Zustand einfache Steuerungsstrukturen gewählt werden. Störungen durch z.B. Lastwechsel lassen sich mit Störgrößenaufschaltung und/oder PI-Regler ausregeln. Aus den Untersuchungen wird deutlich, daß der Wechselrichter aus Zeta-Wandlern vor allen für den Netzkoppelbetrieb sehr gut geeignet ist.

#### **Ausblick:**

In der Herleitung und Analyse der neuen Wechselrichtertopologien sind die potentialgetrennten Varianten mit berücksichtigt worden. Aufgrund des Umfangs dieser Arbeit ist der Schwerpunkt auf die transformatorlosen Topologien gelegt worden. Zur Zeit wird in Fachkreisen vehement eine Diskussion zum Für und Wider transformatorloser Topologien geführt. Es zeichnet sich ab, daß aufgrund von EMV Problemen und der Personensicherheit der Trend Richtung Transformator läuft. Diesem Trend sollte daher in weiterführenden Untersuchungen Rechnung getragen werden. Die Topologien des Cuk- und Zeta-Wandlers mit HF-Transformator bieten dafür noch ein großes Entwicklungspotential. Die Ergebnisse dieser Arbeit können auf

diese Topologien übertragen werden. Ein ebenso breites Untersuchungsfeld bietet die Regelung dieser Wechselrichter, die in dieser Arbeit nur am Rande betrachtet wurde. Eine Zustandsregelung implementiert z.B. in einen DSP bietet viele Möglichkeiten, die zu einer optimierten einfach modifizierbaren Regelung führen und einem breiten Anwendungsprofil gerecht werden würde.

## 10 Formel- und Abkürzungsverzeichnis

$A_e$	effektive magnetische Fläche
$A_W$	Wickelfenster
$A_{1,2,3}$	Zustandsmatrizen der Schaltzustände 1, 2, 3
$B$	magnetische Induktion (Flußdichte)
$B_d$	Steuervektor abhängig vom Tastverhältnis
$B_u$	Steuervektor abhängig von der Eingangsspannung
$B_{1,2,3}$	Steuervektoren der Schaltzustände 1, 2, 3
$C$	Kapazität
$C_{ein}$	Kondensator im Eingangskreis eines Wechselrichters
$C_{iss}$	Eingangskapazität IGBT, MOSFET
$C_{oss}$	Ausgangskapazität IGBT, MOSFET
$C_{rss}$	Rückwirkungskapazität (Millerkapazität) IGBT, MOSFET
$C_{t1,t2,t3}$	Temperaturkonstanten magnetischer Materialien
$C_1$	Koppelkondensator
$C_2$	Ausgangskondensator
$D$	Tastverhältnis $D=t_{ein}/T_S$
$D_2$	Tastverhältnis der Freilaufphase
$D_3$	Tastverhältnis der 3. Phase des diskontinuierlichen Betriebes
$e$	Elementarladung
$f$	Frequenz
$f_B$	Grenzfrequenz des Ausgangsfilters eines Stromrichters
$f_{dB}$	äquivalent Frequenz
$f_{Netz}$	Netzfrequenz
$f_S$	Schaltfrequenz eines Transistors
$F_{iL2d}$	Übertragungsfunktion Ausgangsstrom zum Tastverhältnis
$F_{uu}$	Übertragungsfunktion Ausgangsspannung zur Eingangsspannung
$F_{ud}$	Übertragungsfunktion Ausgangsspannung zum Tastverhältnis
$G$	Leitwert
$I_C$	Kollektorstrom eines IGBT
$i_{CE}$	Strom des Eingangskreiskondensators eines Wechselrichters
$I_{C1}$	Strom in Kapazität $C_1$
$I_D$	Drainstrom eines MOSFET
$I_D$	Mittlerer Diodenstrom
$I_{D1,2,3,4}$	Ströme der Dioden D1, D2, D3, D4
$I_{L1}$	Strom durch Induktivität $L_1$
$I_{L2}$	Strom durch Induktivität $L_2$
$I_{Ph}$	Photostrom
$I_{RRM}$	Spitzenwert des Sperrstromes
$I_{S1,2,3,4}$	Ströme der Schalter S1, S2, S3, S4
$I_1$	Mittelwert des Eingangsstromes eines Stromrichters
$I_2$	Mittelwert des Ausgangsstromes eines Stromrichters
$k_B$	Boltzmannkonstante

$k_E$	Entspricht $D_2^2$ des Übersetzungsverhältnisses im diskontinuierlichen Betrieb
$k_f$	Wickelfaktor
$k_{Fe}$	materialabhängige Konstante für magnetische Kernmaterialien
$k_{INetz}$	Proportionalitätsfaktor des Netzstromes zur Netzspannung
$K_I$	Integrierbeiwert
$K_{IR}$	Integrierbeiwert des Reglers
$K_P$	Proportionalbeiwert
$l_m$	mittlere Windungslänge (Kupferlänge)
$L$	Induktivität
$L_P$	Parallelinduktivität aus $L_1//L_2$
$L_{1,2}$	Speicherdrosseln
$M$	Übersetzungsverhältnis der Spannungen: $M=U_2/U_1$
$N$	Windungszahl
$P_g$	kernformabhängige Verluste
$P_m$	materialabhängige Verluste
$P_1$	Mittlere Eingangsleistung eines Stromrichters
$P_2$	Mittlere Ausgangsleistung eines Stromrichters
$Q_g$	Gateladung
$Q_{rr}$	Sperrverzugsladung
$R$	Lastwiderstand
$R_{DSon}$	Epitaxi-Widerstand eines MOSFET
$R_{thkern}$	thermischer Widerstand eines magnetischen Kernes
$s$	Luftspalt
$S$	Sicherheitsfaktor
$t_{aus}$	„Aus“-Zeit eines Transistors
$t_{ein}$	„Ein“-Zeit eines Transistors
$t_f$	Ausschaltzeit eines Transistors
$t_r$	Einschaltzeit eines Transistors
$t_{rr}$	Sperrverzugszeit
$T$	Temperatur
$T_j$	Junction-Temperatur eines Halbleiters
$T_n$	Nachstellzeit eines PI-Reglers
$T_S$	Schaltperiode eines Transistors
$T_{system}$	Systemzeitkonstante eines Stellers
$T_U$	Umgebungstemperatur
$U_{CE}$	Kollektor-Emitter-Spannung eines IGBT
$U_{CE,sat}$	Sättigungsspannung eines IGBT
$U_{C1}$	Spannung an Kapazität $C_1$
$U_{C2}$	Spannung an Kapazität $C_2$
$U_D$	Mittlere Diodensperrspannung
$U_{DS}$	Drain-Source-Spannung eines MOSFET
$U_G$	Generatorspannung
$U_{GS}$	Gate-Source-Spannung IGBT, MOSEFT
$U_{L1}$	Spannung an Induktivität $L_1$
$U_{L2}$	Spannung an Induktivität $L_2$

$U_{\text{Netz}}$	Effektivwert der Netzspannung
$U_S$	Mittlere Transistorsperrspannung
$U_{\text{Stell}}$	Spannung des Stellglieds
$U_1$	Mittelwert der Eingangsspannung eines Stromrichters
$U_2$	Mittelwert der Ausgangsspannung eines Stromrichters
$\ddot{u}$	Übersetzungsverhältnis eines Transformators
$V_e$	Volumen eines magnetischen Kerns
$V_I$	Verstärkung des Stromwandlers
$V_{\text{PWM}}$	Verstärkung des Pulsweitenmodulators
$V_U$	Verstärkung des Spannungswandlers
$w$	Führungsgröße
$x, y$	materialabhängige Exponenten für magnetische Kernmaterialien
$\delta$	Eindringtiefe des Stromes
$\Delta$	Ripple einer Strom- oder Spannungsgröße
$\eta$	Wirkungsgrad
$\mu$	Permeabilität
$\mu_0$	magnetische Feldkonstante ( $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am}$ )
$\rho_{\text{Cu}}$	spez. Widerstand von Kupfer
$\sigma$	spez. Leitwert

### Indizes

avg	Mittelwert einer Größe
Cu	Kupfer
eff	Effektivwert einer Größe
ges	gesamt
grenz	Grenzwert zwischen kont. und diskontinuierlichen Betrieb
Kern	bezogen auf magnetischen Kern
max	Maximalwert
mag	magnetisch
min	Minimalwert
pk	Peakwert
prim	Primärkreis eines Transformators
sek	Sekundärkreis eines Transformators
Tr	auf den Transformator bezogene Größe
Zelle	auf die Solarzelle bezogene Größe
0	bezogen auf den Leerlauf
1S	Eingangsgröße eines Schalters
2S	Ausgangsgröße eines Schalters
~	(verwendet in Formeln) AC-Abweichung einer Größe vom Arbeitspunkt

### Sonderzeichen

$\langle \rangle_{T_S}$	Mittelwert des in Klammern stehenden zeitlichen Verlaufes über den Zeitraum $T_S$
~	(über dem Formelzeichen verwendet in Abbildungen) AC-Abweichung einer Größe vom Arbeitspunkt
^	Scheitelwert einer Größe

### Abkürzungen

DSP	Digital-Signal-Prozessor
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
MPP	Maximum-Power-Point
PWM	Puls-Weiten-Modulation
PWR	Pulswechselrichter
VI	Verallgemeinernder Integrator

## 11 Literaturverzeichnis

- /Adelmann, 1987/1988/ P. Adelmann:  
MPP-Tracking Veröffentlichungszyklus in Zeitschrift  
Sonnenergie Nr. 6, 1987 und Sonnenenergie Nr. 1-3,  
1988
- /AlliedSignal, 1998/ AlliedSignal:  
Matglas, High Frequency Cores, Datenblätter, 1998
- /Billings, 1989/ K. Billings:  
Switchmode power supply handbook, McGrawHill, 1989
- /Brockmeyer, 1997/ A. Brockmeyer:  
Dimensionierungswerkzeug für magnetische  
Bauelemente in Stromrichteranwendungen, Dissertation,  
Aachen, 1997
- /Burger et al, 1999/ B. Burger, A. Engler:  
Verfahren und Vorrichtung zur Bestimmung  
charakteristische Größen, Deutsches Patent Nr.  
19949597.7, Einreichungstag 13.10.1999
- /Cramer et al, 1997/ G. Cramer, K.-H. Tönges:  
Einsatz der modularen Systemtechnik (String-  
Wechselrichter) zur Netzkopplung von großen PV-  
Anlagen im Leistungsbereich von 100 kW – 1 MW, 12.  
Symposium Photovoltaische Solarenergie, Staffelstein,  
1997
- /Cuk et al, 1977/ S. Cuk, R. D. Middlebrook:  
A general unified approach to modelling switching DC-  
to-DC converters in discontinuous conduction mode,  
IEEE, PESC, Palo Alto, 1977
- /Cuk et al, 1978/ S. Cuk, R. W. Erickson:  
A conceptually new high-frequency switch-mode power  
amplifier technique eliminates current ripple, 5<sup>th</sup> National  
Solid-state Power Conversion Conference, San Francisco,  
1978
- /Cuk, 1978 a/ S. Cuk:  
Discontinuous inductor current mode in the optimum to-  
pology switching converter, IEEE PESC, Syracuse, 1978
- /Cuk, 1979/ S. Cuk:  
General topological properties of switching structures,  
IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1979
- /Desoer et al, 1966/ C. A. Desoer, E. S. Kuh:  
Basic Circuit Theory , McGraw-Hill Book Company,  
1966

- /Erickson, 1983/ R. W. Erickson:  
Synthesis of Switched-Mode Converters, IEEE Power Electronics Specialists Conference, IEEE Publication No. 83CH1877-0, 1983
- /Erickson, 1997/ R. W. Erickson:  
Fundamentals of power electronics, Chapman & Hall, 1997
- /Greizer, 1999/ F. Greizer:  
Gestaltung von Stromrichtern für netzgekoppelte Photovoltaikanlagen, 4. Kasseler Symposium, Energie-Systemtechnik, Nov. 1999
- /Gruß et al, 1997/ B. Gruß, W. Kleinkauf, U. Krengel, J. Myrzik:  
Verlustarme Energiewandlung in PV-Systemen durch transformerlose Wechselrichter, 12. Symposium Photovoltaische Solarenergie, Staffelstein, 1997
- /Hirschmann, 1990/ W. Hirschmann:  
Schaltnetzteile, Siemens Aktiengesellschaft, 1990
- /Horowitz, 1963/ I.M. Horowitz:  
Synthesis of Feedback Systems, Academic Press, New York, 1963
- /Hotopp, 1996/ R. Hotopp:  
Die Entwicklung von netzgekoppelten Photovoltaik-Wechselrichtern in Deutschland von 1981-1996, FORSCHUNGSVERBUND SONNENENERGIE, Workshop "Stromrichter für Photovoltaiksysteme", Kassel, 1996
- /Kassakian et al, 1991/ J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, G. C. Verghese:  
Principle of Power Electronics, Addison-Wesley Publishing Company, 1991
- /Keller et al, 1997/ G. Keller, W. Kleinkauf, U. Krengel, J. Myrzik, P. Zacharias:  
Entwicklungslinien der PV-Wechselrichtertechnik, 12. Symposium Photovoltaische Solarenergie, Staffelstein, 1997
- /Keller, 1996/ G. Keller:  
Netzgetaktete Stromrichter in Photovoltaikanlagen, Dissertation, Kassel, 1996
- /Kilgenstein, 1992/ O. Kilgenstein:  
Schaltnetzteile in der Praxis, Vogel Reichsverlag, 1992
- /Kislovski, 1993/ A. S. Kislovski:  
Power Tracking Methods in Photovoltaic Applications Proceedings Power Conversion, PCIM, 1993
- /Kleinkauf et al, 1992/ W. Kleinkauf, H. Hempel, J. Sachau:  
Modulare Energieaufbereitung und Anlagentechnik, FORSCHUNGSVERBUND SONNENENERGIE, Themen 92/93

- 
- /Kleinkauf, 1991/ W. Kleinkauf:  
Photovoltaic Power Conditioning/Inverter Technology,  
10<sup>th</sup> E.C. Photovoltaic Solar Energy Conference and Ex-  
hibition, Lisbon 1991
- /Kreisselmeier, 1999/ G. Kreisselmeier:  
Strukturen mit zwei Freiheitsgraden,  
Automatisierungstechnik, Heft 6, Oldenbourg Verlag,  
1999
- /Kwang-Hwa et al, 1988/ Kwang-Hwa Liu, F. C. Lee:  
Topological constraints on basic PWM converters, IEEE  
Power Electronics Specialists Conference, 1988
- /Kwang-Hwa, 1986/ L. Kwang-Hwa:  
High-frequency quasi-resonant converter techniques,  
Dissertation, Blacksburg, Virginia, 1986
- /Landsman, 1979/ E. E. Landsman:  
A unifying derivation of switching dc-dc converter to-  
pologies, IEEE Power Electronics Specialists Conference  
Proceedings, 1979
- /Leonhard, 1992/ W. Leonhard:  
Einführung in die Regelungstechnik, 6. Auflage, Vieweg  
Verlag, 1992
- /Lorenz, 1999/ L. Lorenz:  
CoolMOS – A new approach toward an idealized power  
switch, 8<sup>th</sup> European Power Electronics Conference,  
Lausanne, 1999
- /Lutz, 1998/ J. Lutz:  
Neue Entwicklungen bei schnellen Dioden, ETG-  
Fachbericht Nr. 72, VDE Verlag, 1998
- /Magnetics, 1991/ Magnetics:  
Power Cores, MPP and High Flux, Datenbuch, 1991
- /Magnetics, 1995/ Magnetics:  
Tape wound cores, Design manual TWC-400, 1995
- /Maksimovic et al, 1989/ D. Maskimovic, S. Cuk:  
General poperties and synthesis of PWM dc-to-dc con-  
verters, IEEE Power Electronics Specialists Conference,  
1989
- /Massey et al, 1977/ R. P. Massey, E. C. Snyder:  
High voltage single-ended dc-dc converter, IEEE Power  
Electronics Specialists Conference, 1977
- /Middlebrook et al, 1976/ R. D. Middlebrook, S. Cuk:  
A general unified approach to modelling switching con-  
verter power stages, IEEE PESC, Cleveland, 1976
- /Mohan et al, 1995/ N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins:  
Power electronics, converters, applications and design,  
John Wiley & Sons, Inc., 1995

- /Mulder, 1993/ S. A. Mulder:  
Fit formular for power loss in ferrites and their use in transformer design. PCIM'93 Proceedings, Nürnberg, 1993
- /Mutschler, 1994/1995/ P. Mutschler:  
Vorlesungsskript Leistungselektronik I u. II, TU Darmstadt, 1994/1995
- /Myrzik et al, 1996/ J. Myrzik, D. Schekulin, P. Zacharias:  
Vereinfachung photovoltaischer Systemtechnik durch neue Stromrichterkonzepte, FORSCHUNGSVERBUND SONNENENERGIE, Themen 1996
- /Myrzik et al, 1998/ J. Myrzik, M. Meinhardt, et al:  
HICAAP - Highly Integrable Converters for Advanced AC-Photovoltaics, Study of Topologies, Principle Design, 2<sup>nd</sup> World Convergence of Solar energy and Exhibition, Wien, 1998
- /Nicolai et al, 1998/ U. Nicolai, T. Reimann, J. Pätzoldt, J. Lutz:  
Applikationshandbuch IGBT- und MOSFET-Leistungsmodule, Herausgeber P.R.W. Martin, Semikron International, 1998
- /Palma, 1989/ J. C. P. Palma:  
Topological genesis of power converter circuits, EPE, Aachen, 1989
- /Photon, 1998/ Photon:  
Solarstrom Magazin: Marktübersicht Photovoltaik Module, Heft 2, Solar Verlag, 1998
- /S+M, 1994/ Siemens Matsushita Components:  
Ferrite und Zubehör, Datenbuch 1994
- /Sachau et al, 1994/ J. Sachau, et al:  
Begleitende Untersuchung zur Entwicklung eines modulatorientierten Photovoltaikstromrichters, BMBF FuE-Vorhaben Nr. 03295322A, Abschlußbericht, 1994
- /Sachau et al, 1999/ J. Sachau, P. Zacharias et al:  
Entwicklung von PV-Versorgungsanlagen mit modularer Systemtechnik, BMBF FuE-Vorhaben, Nr. 0329549 A, Abschlußbericht, 1999
- /Schekulin, 1999/ D. Schekulin:  
Einphasige spannungsgespeiste Wechselrichter in Brückenschaltung zur Verbundnetzkopplung von Photovoltaikgeneratoren, Dissertation, Magdeburg, 1999
- /Schumacher, 1991/ J. Schumacher-Gröhn:  
Digitale Simulation regenerativer elektrischer Energieversorgungssysteme, Dissertation, Oldenburg, 1991

- /Semikron, 1993/ Semikron:  
Datenbuch: Leistungshalbleiter, 1993
- /Severns, et al, 1985/ R. P. Severns, G. Bloom:  
Modern DC-to-DC switchmode power converter circuits,  
Van Nostrand Reinhold Company, 1985
- /SGS-Thomson, 1979/ Hrsg.: SGS-Thomson Miroelectronics:  
Handbuch I u. II: Transistoren in der Leistungselektronik,  
1979
- /Silker, 1998/ D. Silker:  
Leistungsbauelemente: Funktionsprinzipien und  
Entwicklungstendenzen, ETG Fachbericht Nr. 72, VDE  
Verlag, 1998
- /Thiel, 1996/ U. L. Thiel:  
Schaltnetzteil-Applikationen, Francis Verlag, 1996
- /Thiel, 1998/ U. L. Thiel:  
Schaltnetzteile, erfolgreich planen und dimensionieren,  
Francis Verlag, 1998
- /Tymerski et al, 1986/ R. P. R. Tymerski, V. Vorperian:  
Generation, classification and analysis of switched mode  
dc to dc converters by the use of converter cells, IEEE  
International telecommunication Energy conf., 1986
- /Tymerski et al, 1989/ R. Tymerski, V. Vorperian, F. C. Y. Lee:  
DC-to-AC inversion using quasi-resonant techniques,  
IEEE Transactions of Power Electronics, 1989
- /VAC, 1995/ Vacuumschmelze:  
Vitrovac 6030F, Vitroperm 500F, Ringbandkerne in  
Leistungsübertragern für getaktete Stromversorgungen,  
Datenblatt PK-003, 1995
- /Vorperian, 1990 a/ V. Vorperian:  
Simplified Analysis of PWM converters using model of  
PWM Switch. Part I: Continious Conduction mode, IEEE  
Transactions on Aerospace and Electronic Systems Vol.  
26 No. 3, 1990
- /Vorperian, 1990 b/ V. Vorperian:  
Simplified Analysis of PWM converters using model of  
PWM Switch. Part II: Discontinious Conduction Mode,  
IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems  
Vol. 26  
No. 3, 1990

/Waldschmidt, 1999/

A. Waldschmidt:  
Modellbildung und Reglerentwurf für einen Photovoltaik-  
Wechselrichter aus Zeta-Wandlern im Inselbetrieb,  
Diplomarbeit Universität Gh Kassel, 1999

/Zacharias, 1996/

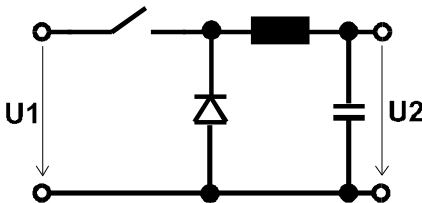
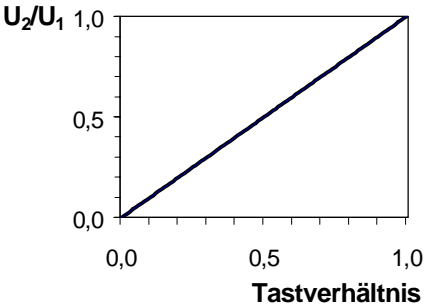
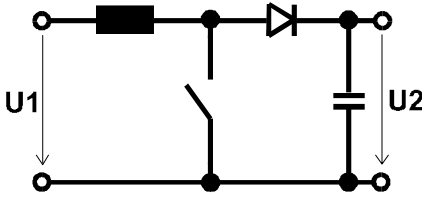
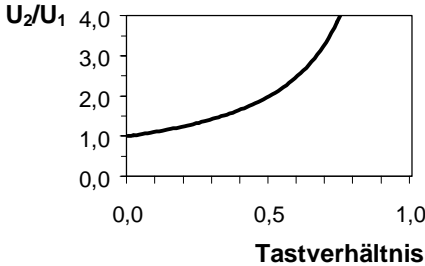
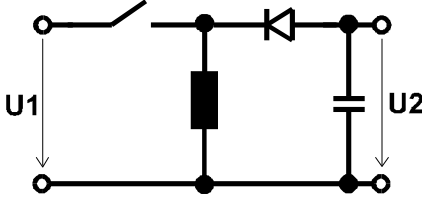
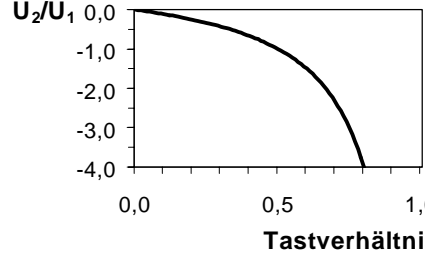
P. Zacharias:  
Neue Entwicklungen in den Bereichen passive  
Bauelemente und Integration von "intelligenten  
Leistungshalbleitern", FORSCHUNGSVERBUND  
SONNENENERGIE, Workshop "Stromrichter für  
Photovoltaik Systeme", Kassel, 1996

## Anhang A Schaltbilder und Übertragungsfunktion der DC/DC-Wandler-Grundtopologien im kontinuierlichen Betrieb

Die hier dargestellten Topologien stellen die Menge der Grundtopologien dar, die sich aus minimaler Anzahl an Schaltern und passiven Bauelementen ergeben, wie sie in Abbildung 2.10 tabellarisch zusammengefasst sind .

### A.1 Wandlernetzwerke 2. Ordnung mit unipolarem Ausgang

Bei den Wandlernetzwerken mit unipolarem Spannungsausgang wird das alternierend schaltende Schalterpaar durch ein Schalter-Dioden-Paar ersetzt. Dies verändert nicht die Funktionsweise des Wandlers, sondern dient der leichteren Verständlichkeit des Wandlers.

Wandlertyp	Topologie	Diagramm
<b>Tiefsetzsteller:</b> $\frac{U_2}{U_1} = D$		
<b>Hochsetzsteller:</b> $\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1-D}$		
<b>Inverswandler:</b> $\frac{U_2}{U_1} = -\frac{D}{1-D}$		

## A.2 Wandlernetzwerke 2. Ordnung mit bipolarem Ausgang

Bei den Wandlernetzwerken 2. Ordnung mit bipolarem Spannungsausgang handelt es sich ausschließlich um den Watkins-Johnson-Wandler. Dieser ist auf zwei Arten realisierbar:

1. Mit zwei alternierend schaltenden Schalterpaaren, einer Induktivität und einer Kapazität
2. Mit einem alternierend schaltenden Schalterpaar, HF-Transformator und einer Kapazität

In der Topologiedarstellung bleibt/bleiben der/die alternierend schaltende(n) Schalterpaar(e) erhalten. Bei der Übertragungsfunktion ist/sind der oder die jeweils getakteten Hauptschalter angegeben. Wird der oder die jeweils gegengetaktete(n) Schalter durch eine Diode ersetzt, so kann abhängig von der Durchlaßrichtung der Diode entweder nur der Bereich  $D=[0,0.5)$  oder  $D=(0.5,1)$  genutzt werden und es ergeben sich pro Topologie zwei Übertragungsfunktionen.

Wandlertyp	Topologie	Diagramm
<b>Watkins-Johnson-Wandler I:</b> 1.) $\frac{U_2}{U_1} = \frac{D}{2D-1}$ S2, S4 Hauptschalter 2.) $\frac{U_2}{U_1} = \frac{1-D}{1-2D}$ S1, S3 Hauptschalter		
<b>Watkins-Johnson-Wandler II:</b> 1.) $\frac{U_2}{U_1} = \frac{2D-1}{D}$ S2, S4 Hauptschalter 2.) $\frac{U_2}{U_1} = \frac{1-2D}{1-D}$ S1, S3 Hauptschalter		
<b>Watkins-Johnson-Wandler III:</b> $\frac{U_2}{U_1} = \frac{D}{2D-1}$		
<b>Watkins-Johnson-Wandler IV:</b> $\frac{U_2}{U_1} = \frac{2D-1}{D}$		

### A.3 Wandlernetzwerke 4. Ordnung mit unipolarem Ausgang

Bei den Wandlernetzwerken mit unipolarem Spannungsausgang wird das alternierend schaltende Schalterpaar durch ein Schalter-Dioden-Paar ersetzt. Dies verändert nicht die Funktionsweise des Wandlers, sondern dient der leichteren Verständlichkeit des Wandlers.

Wandlertyp	Topologie	Diagramm
<b>Down Converter:</b> $\frac{U_2}{U_1} = D$		
<b>Up-Converter:</b> $\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1-D}$		
<b>Cuk:</b> $\frac{U_2}{U_1} = -\frac{D}{1-D}$		
<b>Sepic:</b> $\frac{U_2}{U_1} = \frac{D}{1-D}$		
<b>Zeta:</b> $\frac{U_2}{U_1} = \frac{D}{1-D}$		

**Forts. A.3: Wandlernetzwerke 4. Ordnung mit unipolarem Ausgang**

Wandlertyp	Topologie	Diagramm
<p><b>D1:</b></p> $\frac{U_2}{U_1} = -\frac{D}{1-D}$		
<p><b>D2:</b></p> $\frac{U_2}{U_1} = -\frac{D}{1-D}$		
<p><b>Unbenannter Wandler:</b></p> $\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1-D}$		
<p><b>Unbenannter Wandler:</b></p> $\frac{U_2}{U_1} = D$		
<p><b>Unbenannter Wandler:</b></p> $\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1-D}$		

**Forts. A.3: Wandlernetzwerke 4. Ordnung mit unipolarem Ausgang**

Wandlertyp	Topologie	Diagramm
<p><b>Unbenannter Wandler:</b>  <math display="block">\frac{U_2}{U_1} = D</math></p>		<p style="text-align: center;">Tastverhältnis</p>
<p><b>Unbenannter Wandler:</b>  <math display="block">\frac{U_2}{U_1} = D</math></p>		<p style="text-align: center;">Tastverhältnis</p>
<p><b>Unbenannter Wandler:</b>  <math display="block">\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1-D}</math></p>		<p style="text-align: center;">Tastverhältnis</p>
<p><b>Unbenannter Wandler:</b>  <math display="block">\frac{U_2}{U_1} = D</math></p>		<p style="text-align: center;">Tastverhältnis</p>
<p><b>Unbenannter Wandler:</b>  <math display="block">\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1-D}</math></p>		<p style="text-align: center;">Tastverhältnis</p>

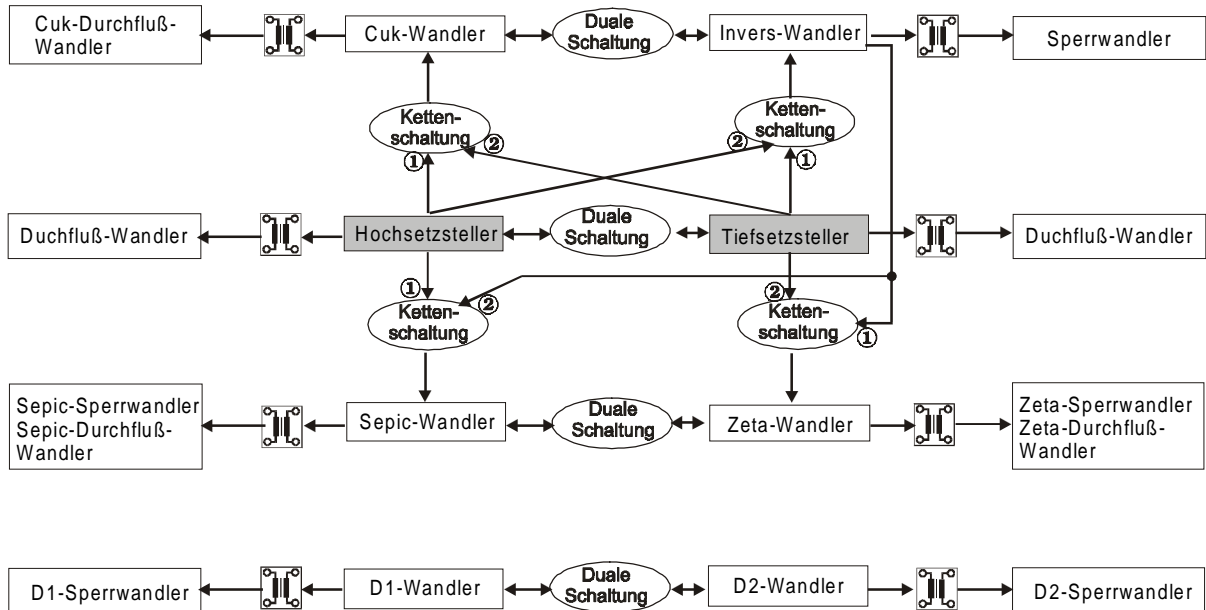
### A.4 Wandlernetzwerke 4. Ordnung mit bipolarem Ausgang

Bei den Wandlern mit bipolarem Spannungsausgang bleibt das alternierend schaltende Schalterpaar in der Topologiedarstellung erhalten. Bei der Übertragungsfunktion ist der jeweils getaktete Hauptschalter angegeben. So ergeben sich pro Topologie jeweils zwei Übertragungsfunktionen. Wird der jeweils gegengetaktete Schalter durch eine Diode ersetzt, so kann abhängig von der Durchlaßrichtung der Diode entweder nur der Bereich  $D=[0,0,5)$  oder  $D=(0,5,1)$  genutzt werden.

Wandlertyp	Topologie	Diagramm
<b>Unbenannter Wandler:</b> 1.) $\frac{U_2}{U_1} = \frac{D}{2D-1}$ S2 Hauptschalter 2.) $\frac{U_2}{U_1} = \frac{1-D}{1-2D}$ S1 Hauptschalter		
<b>Unbenannter Wandler:</b> 1.) $\frac{U_2}{U_1} = \frac{2D-1}{D}$ S2 Hauptschalter 2.) $\frac{U_2}{U_1} = \frac{1-2D}{1-D}$ S1 Hauptschalter		
<b>Unbenannter Wandler:</b> 1.) $\frac{U_2}{U_1} = \frac{D}{2D-1}$ S1 Hauptschalter 2.) $\frac{U_2}{U_1} = \frac{1-D}{1-2D}$ S2 Hauptschalter		
<b>Unbenannter Wandler:</b> 1.) $\frac{U_2}{U_1} = \frac{2D-1}{D}$ S1 Hauptschalter 2.) $\frac{U_2}{U_1} = \frac{1-2D}{1-D}$ S2 Hauptschalter		

## Anhang AA Verwandtschaftliche Beziehungen der in dieser Dissertation zur Entwicklung von Wechselrichtern relevanten Grundtopologien

Mit Ausnahme des D1- und D2- Wandlers können alle anderen relevanten Steller auf den Tief- und Hochsetzsteller zurückgeführt werden. Die Bezifferungen ① und ② an den Pfeilen geben die Reihenfolge des jeweiligen Wandlers im der Kettenschaltung an.



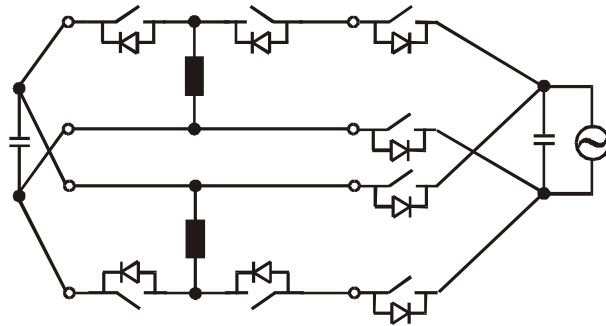
## Anhang B Schaltbilder und Übertragungsfunktionen einiger potentialgetrennter DC/DC-Wandler im kontinuierlichen Betrieb

Wandlertyp	Topologie	Diagramm
<p><b>Durchflußwandler:</b></p> $\frac{U_2}{U_1} = \ddot{u} D$ <p><math>D &lt; 0,5</math></p>		
<p><b>Gegentakt-Durchflußwandler:</b></p> $\frac{U_2}{U_1} = 2 \ddot{u} D$ <p><math>D &lt; 0,5</math></p>		
<p><b>Gegentakt-Durchflußwandler mit stromeinprägenden Eingang:</b></p> $\frac{U_2}{U_1} = \ddot{u} \frac{1}{2(1-D)}$ <p><math>D &gt; 0,5</math></p>		
<p><b>Vollbrücken-Wandler:</b></p> $\frac{U_2}{U_1} = \ddot{u} D$ <p><math>D &lt; 0,5</math></p>		
<p><b>Vollbrücken-Wandler:</b></p> $\frac{U_2}{U_1} = 2 \ddot{u} D$ <p><math>D &lt; 0,5</math></p>		

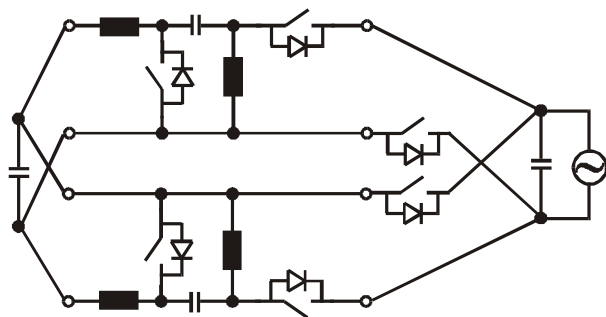
Wandlertyp	Topologie	Diagramm
<b>Halbbrücken-Wandler:</b> $\frac{U_2}{U_1} = \ddot{u} D$ $D < 0,5$		
<b>Sperrwandler:</b> $\frac{U_2}{U_1} = -\ddot{u} \frac{D}{1-D}$		
<b>Cuk-Durchflußwandler:</b> $\frac{U_2}{U_1} = -\ddot{u} \frac{D}{1-D}$		
<b>Zeta-Sperrwandler:</b> $\frac{U_2}{U_1} = \ddot{u} \frac{D}{1-D}$		
<b>Sepic-Sperrwandler:</b> $\frac{U_2}{U_1} = \ddot{u} \frac{D}{1-D}$		
<b>D1-Sperrwandler:</b> $\frac{U_2}{U_1} = -\ddot{u} \frac{D}{1-D}$		
<b>D2-Sperrwandler:</b> $\frac{U_2}{U_1} = -\ddot{u} \frac{D}{1-D}$		

# Anhang C Wechselrichterschaltungen mit spannungseinprägendem Ausgang

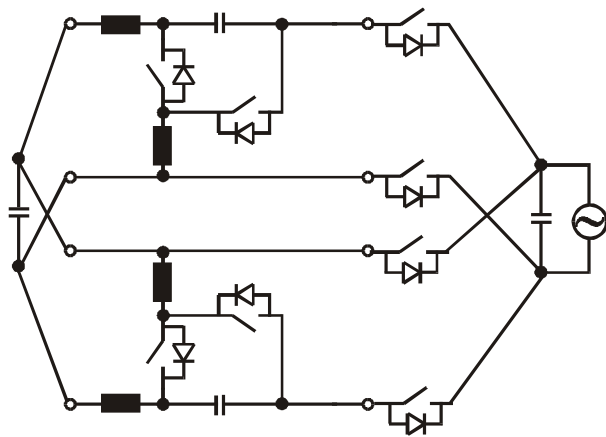
Invers-Wandler



Sepic-Wandler

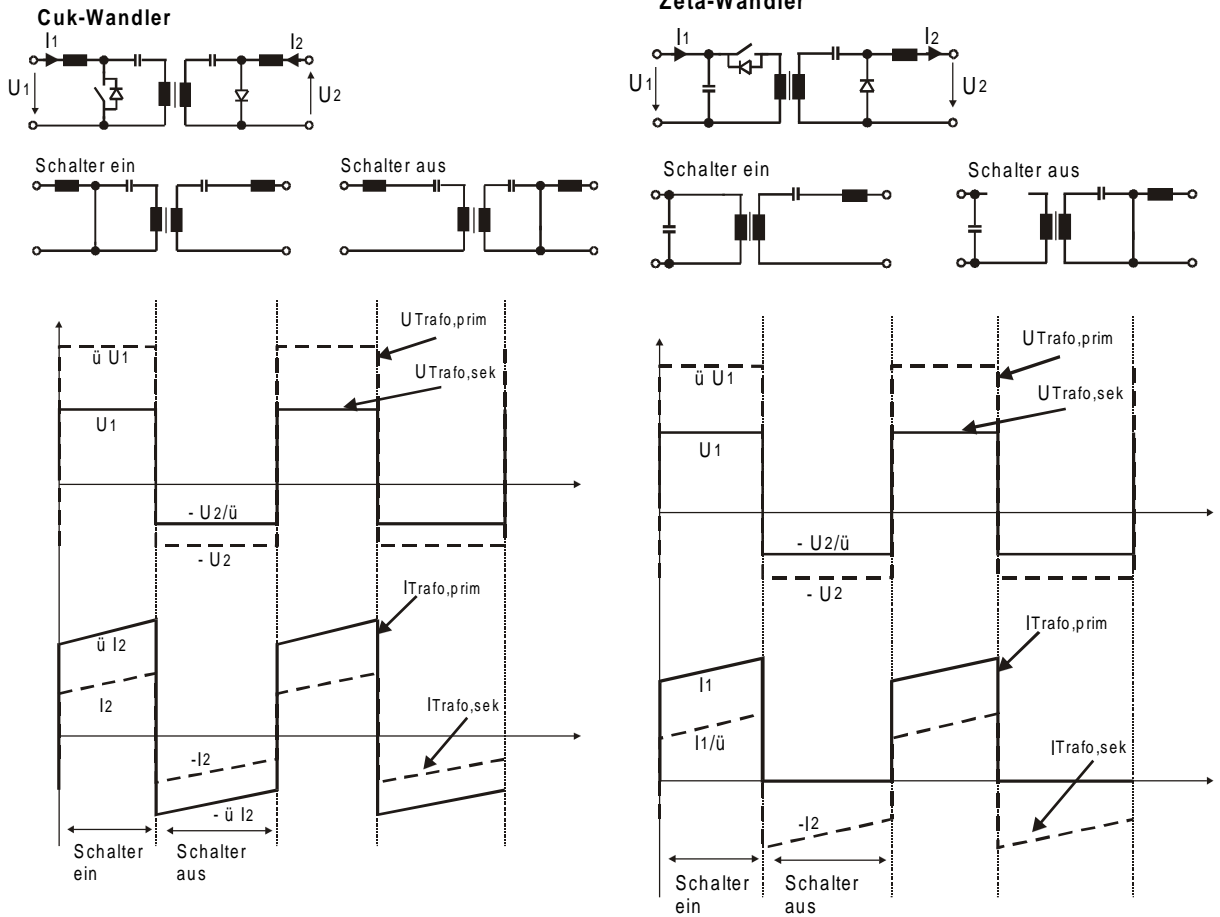


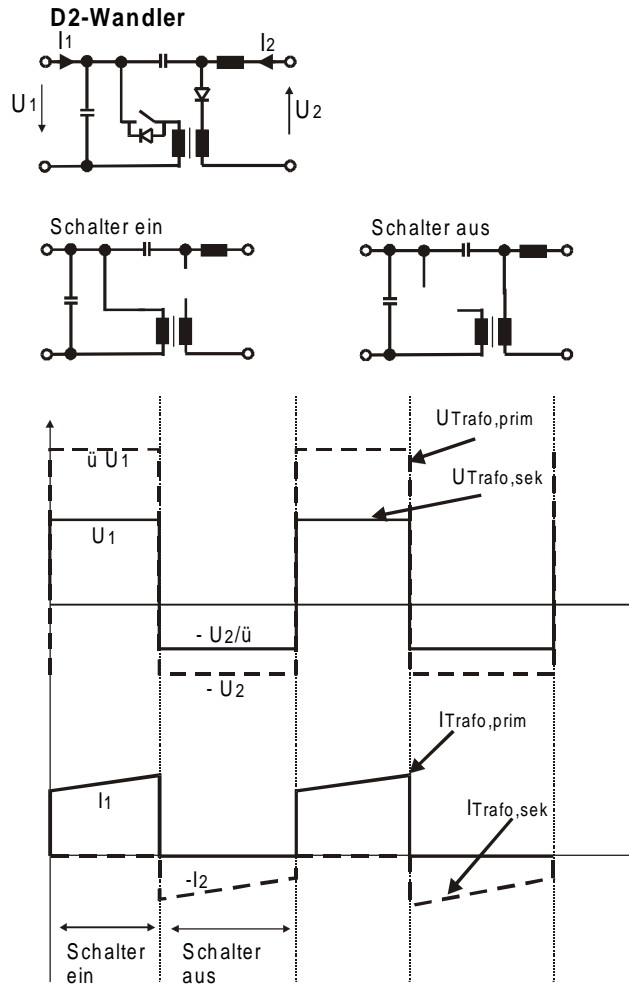
D1-Schaltung



## Anhang D Schaltungszustände und Bauteilbelastungen der potentialgetrennten Cuk-, Zeta-Wandler im kontinuierlichen Betrieb

### D.1 Schaltungszustände für den kontinuierlichen Betrieb:





**D.2 Bauteilbelastung:**

	<b>Cuk-Durchflußwandler</b>	<b>Zeta-Sperrwandler</b>
$\hat{i}_{L1\max}$	$I_1 + 1/2\Delta I_{L1}$	$I_1 + 1/2\Delta I_{L1} = I_{\text{prim}}$
$\hat{u}_{L1}^{\text{Sein}}$	$U_1$	$U_1$
$\hat{u}_{L1}^{\text{Saus}}$	$-(U_2 + 1/2U_{C1\text{sek}})/\ddot{u}$	$-(U_2 + 1/2\Delta U_{C1\text{sek}})/\ddot{u}$
$\hat{i}_{L2\max}$	$I_2 + 1/2\Delta I_{L2}$	$I_2 + 1/2\Delta I_{L2}$
$\hat{u}_{L2}^{\text{Sein}}$	$\ddot{u}^* U_1 + 1/2\Delta U_{C1\text{sek}}$	$\ddot{u}^* U_1 + 1/2\Delta U_{C1\text{sek}}$
$\hat{u}_{L2}^{\text{Saus}}$	$-U_2$	$-U_2$
$\hat{u}_{C1\max\text{ prim}}$	$U_1 + 1/2\Delta U_{C1\text{prim}}$	
$\hat{u}_{C1\max\text{ sek}}$	$U_2 + 1/2\Delta U_{C1\text{sek}}$	$U_2 + 1/2\Delta U_{C1\text{sek}}$
$\hat{i}_{S\max}$	$I_1 + 1/2\Delta I_{L1} + I_{\text{prim}} + 1/2\Delta I_{\text{prim}}$	$I_1 + 1/2\Delta I_{L1} = I_{\text{prim}}$
$\hat{u}_{S\max}$	$U_1 + 1/2\Delta U_{C1\text{prim}} + (1/2\Delta U_{C1\text{sek}} + U_2)/\ddot{u}$	$U_1 + (1/2\Delta U_{C1\text{sek}} + U_2)/\ddot{u}$
$\hat{i}_{D\max}$	$I_{\text{sek}} + 1/2\Delta I_{\text{sek}} + I_2 + 1/2\Delta I_{L2}$	$I_{\text{sek}} + 1/2\Delta I_{\text{sek}} + I_2 + 1/2\Delta I_{L2}$
$\hat{u}_{D\max}$	$(1/2U_{C1\text{prim}} + U_1) * \ddot{u} + U_2 + 1/2\Delta U_{C1\text{sek}}$	$U_1 * \ddot{u} + U_2 + 1/2\Delta U_{C1\text{sek}}$

## Anhang E Systemmatrizen der Cuk-, Zeta- und D2-Wandler im kontinuierlichen und diskontinuierlichen Betrieb

### E.1 Systemmatrizen für den kontinuierlichen Betrieb:

Die Matrizen und Vektoren sind unterschieden nach den Schaltzuständen 1 und 2 und sind noch nicht mit dem Tastverhältnis D gewichtet:

	<b>Cuk-Wandler</b>	<b>Zeta-Wandler</b>	<b>D2-Wandler</b>
Matrix A <sub>1</sub>	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{R_{Last}C_2} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{R_{Last}C_2} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{R_{Last}C_2} \end{pmatrix}$
Matrix A <sub>2</sub>	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{R_{Last}C_2} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{R_{Last}C_2} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{R_{Last}C_2} \end{pmatrix}$
Vektor B <sub>1</sub>	$\begin{pmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{-1}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$
Vektor B <sub>2</sub>	$\begin{pmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{-1}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$
Vektor C <sub>1</sub>	$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$
Vektor C <sub>2</sub>	$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$

**E.2 Systemmatrizen für den diskontinuierlichen Betrieb:**

Aus Abbildung 4.19 können für den diskontinuierlichen Betrieb die folgenden Systemmatrizen und Steuervektoren hergeleitet werden.  $M$  bedeutet das Verhältnis  $U_2/U_1$ .

<b>Cuk-Wandler</b>	
Matrix A	$\begin{pmatrix} \frac{-R}{L_1(M+1)^2} & \frac{-R}{L_1(M+1)^2} & \frac{1}{L_1(M+1)^2} & 0 \\ \frac{-R}{L_2(M+1)^2} & \frac{-R}{L_2(M+1)^2} & \frac{-(M+2)M}{L_2(M+1)^2} & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{-(2M+1)}{C_1(M+1)^2} & \frac{M^2}{C_1(M+1)^2} & \frac{-M^2}{C_1(M+1)^2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{R_{Last}C_2} \end{pmatrix}$
Vektor B Varianz $U_1$	$\begin{pmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 1 \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$
Vektor B Varianz D	$\begin{pmatrix} \frac{2MU_1}{L_1(M+1)D} \\ \frac{2MU_1}{L_2(M+1)D} \\ \frac{2M^2U_1}{C_1R_{Last}(M+1)D} \\ 0 \end{pmatrix}$

<b>Zeta-Wandler</b>	
Matrix A	$\begin{pmatrix} \frac{-R}{L_1(M+1)^2} & \frac{-R}{L_1(M+1)^2} & \frac{1}{L_1(M+1)^2} & 0 \\ \frac{-R}{L_2(M+1)^2} & \frac{-R}{L_2(M+1)^2} & \frac{-(M+2)M}{L_2(M+1)^2} & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{-(2M+1)}{C_1(M+1)^2} & \frac{M^2}{C_1(M+1)^2} & \frac{-M^2}{C_1(M+1)^2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{R_{Last}C_2} \end{pmatrix}$
Vektor B Varianz $U_1$	$\begin{pmatrix} \frac{M(M+2)}{L_1(M+1)^2} \\ \frac{M(M+2)}{L_2(M+1)^2} \\ \frac{M^2}{C_1R_{Last}(M+1)^2} \\ 0 \end{pmatrix}$
Vektor B Varianz D	$\begin{pmatrix} \frac{2MU_1}{L_1(M+1)D} \\ \frac{2MU_1}{L_2(M+1)D} \\ \frac{2M^2U_1}{C_1R_{Last}(M+1)D} \\ 0 \end{pmatrix}$

<b>D2-Wandler</b>	
Matrix A	$\begin{pmatrix} \frac{-R}{L_1(M+1)^2} & 0 & \frac{R}{L_1(M+1)^2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{-(2M+1)}{C_1(M+1)^2} & \frac{(M+1)^2}{C_1(M+1)^2} & \frac{-M^2}{C_1(M+1)^2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{R_{Last}C_2} \end{pmatrix}$
Vektor B Varianz U <sub>1</sub>	$\begin{pmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$
Vektor B Varianz D	$\begin{pmatrix} \frac{2MU_1}{L_1(M+1)D} \\ 0 \\ \frac{2M^2U_1}{C_1R_{Last}(M+1)D} \\ 0 \end{pmatrix}$

## Anhang F Bestimmungsgleichungen und Parameter des Zweioden-ersatzschaltbild

### Photostrom:

$$I_{Ph} = (C_0 + C_1 * T_{Zelle}) * E_{Sol} * A_{Zelle}$$

Mit  $E_{Sol}$  = Bestrahlungsstärke [W/m<sup>2</sup>],  $C_0$  und  $C_1$  siehe folgende Tabelle.

### Sperrsättigungsströme:

$$I_{D1} = C_{01} * T^3 * e^{\frac{-E_G}{k_B T}} * A_{Zelle} \quad I_{D2} = C_{02} * T^{\frac{5}{2}} * e^{\frac{-E_G}{2 * k_B T}} * A_{Zelle}$$

$C_{01}$  und  $C_{02}$  siehe folgende Tabelle

Materialparameter und Konstanten		
Ohmsche Widerstände	$R_S$	0,04....2,0 $\Omega\text{cm}^2$
	$R_P$	100....100000 $\Omega\text{cm}$
Bandabstand von Silicium	$E_G$	1,1 eV
Bestrahlungskoeffizient	$C_0$	0,15....0,244 A/W
Temperaturkoeffizienten	$C_1$	0,37 mA/(WK)
	$C_{01}$	4,1....5,6 A/(cm <sup>2</sup> K <sup>3</sup> )
	$C_{02}$	2,53....3,8 A/(cm <sup>2</sup> K <sup>5/2</sup> )
Elementarladung	e	1,602*10 <sup>-19</sup> C
Boltzmann-Konstante	$k_B$	1,3801*10 <sup>-23</sup> J/K

## Anhang G Tabellarische Übersicht über magnetische Materialien

In den folgenden beiden Tabellen werden die verschiedenen Materialien gegenüber gestellt. Die Werte in den Tabellen sind aus folgenden Literaturstellen zusammengetragen bzw. berechnet worden: /S+M, 1994/, /VAC, 1995/, /AlliedSignal, 1998/, /Magnetics, 1991/, /Magnetics, 1995/, /Zacharias, 1996/ und /Sachau, 1999/. Die Bezeichnungen  $k_{Fe}$ ,  $x$ ,  $y$  beziehen sich auf den Faktor bzw. auf die Exponenten der Gleichung (6.2).

	Amorphe Metalle					
<b>Bezeichnung</b>	Permalloy	Supermendur	Metglas Alloy 2605S3	Metglas Alloy 2714A	Metglas Alloy SA1	Vitrovac 6030F
<b>Legierung</b>	NiFe	CoFe	FeSi	CoSi(FeNi)	FeSi	Co
<b>Sättigungsind.</b>	0,6 - 0,8 T	1,9 - 2,2 T	1,5 - 1,6 T*	0,6 T	1,56 T	0,8 T
<b>Permeabilität</b>	variabel	variabel		90000	variabel	bis 4000
<b><math>k_{Fe}</math> [mW/cm<sup>3</sup>]</b>	20 (mW/g)**	55,7(mW/g)**	k.A.	1,4 - 3,8*	46,73	0,86*10 <sup>-6</sup>
<b>x [1/T]</b>	1,6**	1,5**	k.A.	1,7 - 1,99*	1,74	2,23
<b>y [1/kHz]</b>	1,45**	1,3**	k.A.	1,57 - 1,75*	1,51	1,85 (1/Hz)
<b>Curie-Temp.</b>	460°C	940°C	370°C	205°C	415°C	365°C
<b>Banddicke</b>	12µm-300µm	50µm-100µm	18µm - 25µm	18µm - 25µm	22µm-25µm	15µm-30µm
<b>Bauformen</b>	C-Kerne Ringkerne	C-, E-Kerne Ringkerne	nur Ringkerne	nur Ringkerne	Luftspalt möglich	nur Ringkerne
<b>max. Frequenz***</b>	4 - 40kHz**	60Hz-4kHz**	bis 100 kHz	bis 300 kHz	bis 100 kHz	bis 100kHz

	kornorientierte Metalle		Ferrite		Nano-kristallines Material	Pulverkerne	
<b>Bezeichnung</b>	Magnesil	Orthonol	N27 3C8	N67 3C85	Vitroperm 500F	MPP	Highflux
<b>Legierung</b>	3% SiFe	50%NiFe	MnZn	MnZn		80%NiFe	50%NiFe
<b>Sättigungsind.</b>	1,5-1,8T	1,42-1,58T	0,45 T	0,4 T	1,2 T	0,45 T	1,5 T
<b>Permeabilität</b>		variabel	bis 4500 variabel	bis 5500 variabel	bis 30000	14 - 550*	14 - 160*
<b><math>k_{Fe}</math> [mW/cm<sup>3</sup>]</b>	33 mW/g**	k.A.	18,74	6,04	k.A.	0,6 - 3,0*	1,8 - 8,16*
<b>x [1/T]</b>	1,6-2**	k.A.	2,22	2,45	k.A.	2,21-2,36*	2,56-2,59*
<b>y [1/kHz]</b>	1,1-1,44**	k.A.	1,29	1,43	k.A.	1,3 - 1,59*	1,21-1,41*
<b>Curie-Temp.</b>	750°C	500°C	220°C	220°C	600°C	250°C	250°C
<b>Banddicke</b>	25 -350µm	12 -350µm					
<b>Bauformen</b>	Ringkerne	C-Kerne Ringkerne	verschieden Bauformen und		nur Ringkerne	nur Ringkerne	nur Ringkerne
<b>max. Frequenzen***</b>	100Hz- 2Khz**	1,5-8kHz**	bis 60kHz	bis 120kHz	150kHz	120 kHz	80kHz

Vergleich der verschiedenen magnetischen Kernmaterialien (\* Werte abh. von der Einstellung Permeabilität durch die Pulverisierung, \*\* abh. von der Banddicke, \*\*\* bei 0,1T)

## Anhang H Zusammenfassung der für die Kalkulation relevanten Gleichungen für Strombelastung und Halbleiterbauelemente

Gleichungen zur Berechnung der Strombelastungen in den Bauelementen der untersuchten Stromrichter aus Abbildung 7.1:

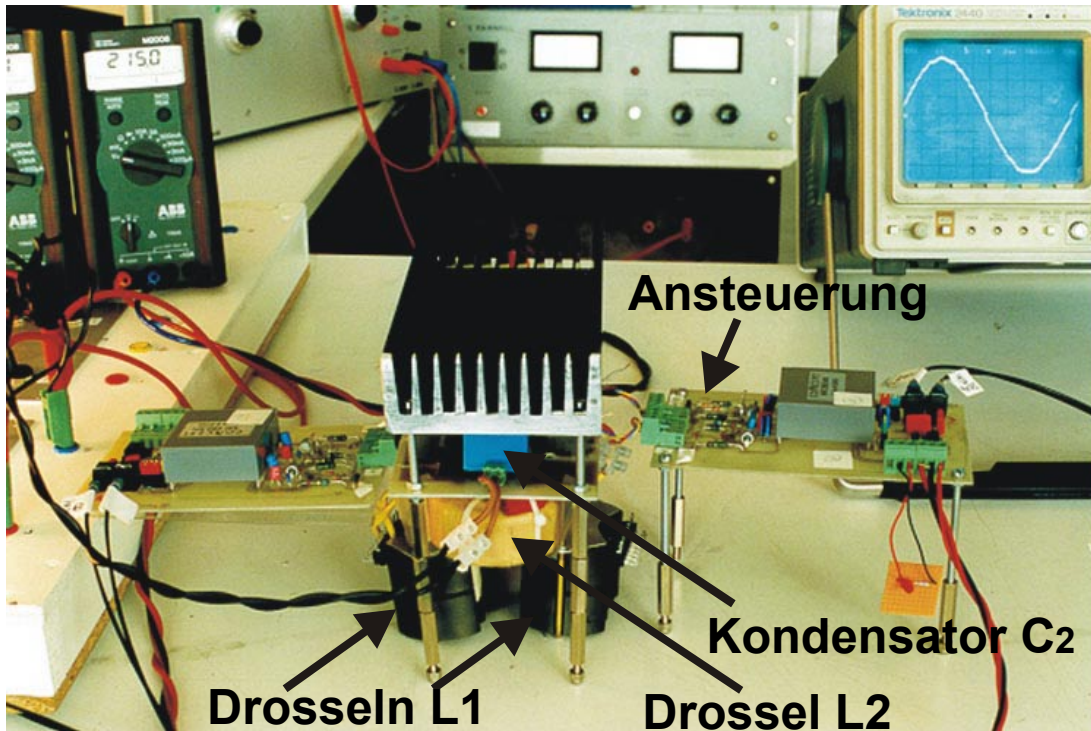
Bauelement	Zeta-Wandler	PWR mit 50 Hz Transformator	Hochsetzsteller mit PWR
$i_{\text{eff}}$ Kondensator $C_{\text{ein}}$	$\sqrt{I_G^2 - I_G \hat{i}_S D + \frac{4}{9\pi} * \hat{i}_S^2 D}$	$\sqrt{I_G^2 - DI_G \hat{i}_{L1} + \hat{i}_{L1}^2}$	
$i_{\text{eff}}$ 20 kHz / 50 Hz Schalter in H-Brücke	$\frac{\hat{i}_S}{3} \sqrt{\frac{2D}{\pi}}$ $\frac{\hat{i}_{\text{Last}}}{2}$	$\hat{i}_{L1} \sqrt{\frac{2D}{3\pi}}$ $\frac{\hat{i}_{L1}}{2}$	$\hat{i}_{L2} \sqrt{\frac{2D}{3\pi}}$ $\frac{\hat{i}_{L2}}{2}$
$i_{\text{avg}}$ 20 kHz / 50 Hz Schalter in H-Brücke	$\frac{\hat{i}_{\text{Last}}}{8} D$ $\frac{\hat{i}_{\text{Last}}}{\pi}$	$\frac{\hat{i}_{L1} D}{4}$ $\frac{\hat{i}_{L1}}{\pi}$	$\frac{\hat{i}_{L1} D}{4}$ $\frac{\hat{i}_{L2}}{\pi}$
$i_{\text{avg}}$ Freilauf Diode 20 kHz H-Brücke	$\frac{\hat{i}_{\text{Last}}}{2\pi} D_2$	$\hat{i}_{L1} \left( \frac{D}{4} - \frac{1}{\pi} \right)$	$\hat{i}_{L1} \left( \frac{D}{4} - \frac{1}{\pi} \right)$
$i_{\text{eff}}$ Drossel $L_1$	$\hat{i}_{L1} \sqrt{\frac{2D}{9\pi} + \frac{D_2}{12}}$	$\hat{i}_{\text{Last}} \sqrt{\frac{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_{L1}}{2\hat{i}_{\text{Last}}} \right)^2}{2}}$	$\hat{i}_{L1} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_{L1}}{2\hat{i}_{L1}} \right)^2}$
$i_{\text{eff}}$ Drossel $L_2$	$\hat{i}_{\text{Last}} \sqrt{\frac{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_{L2}}{2\hat{i}_{\text{Last}}} \right)^2}{2}}$		$\hat{i}_{\text{Last}} \sqrt{\frac{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_{L2}}{2\hat{i}_{\text{Last}}} \right)^2}{2}}$
$i_{\text{eff}}$ Kondensator $C_{\text{zw}}$			$\sqrt{I_{\text{Hoch}}^2 - DI_{\text{Hoch}} \hat{i}_{L2} + \hat{i}_{L2}^2}$
$i_{\text{eff}} / i_{\text{avg}}$ Schalter Hochsetzsteller			$\hat{i}_S \sqrt{\frac{D}{3}}$ $\hat{i}_S \frac{D}{2}$
50 Hz Transformator		$\eta_{\text{Trafo}}$	

## In der Kalkulation verwendeten Halbleiter

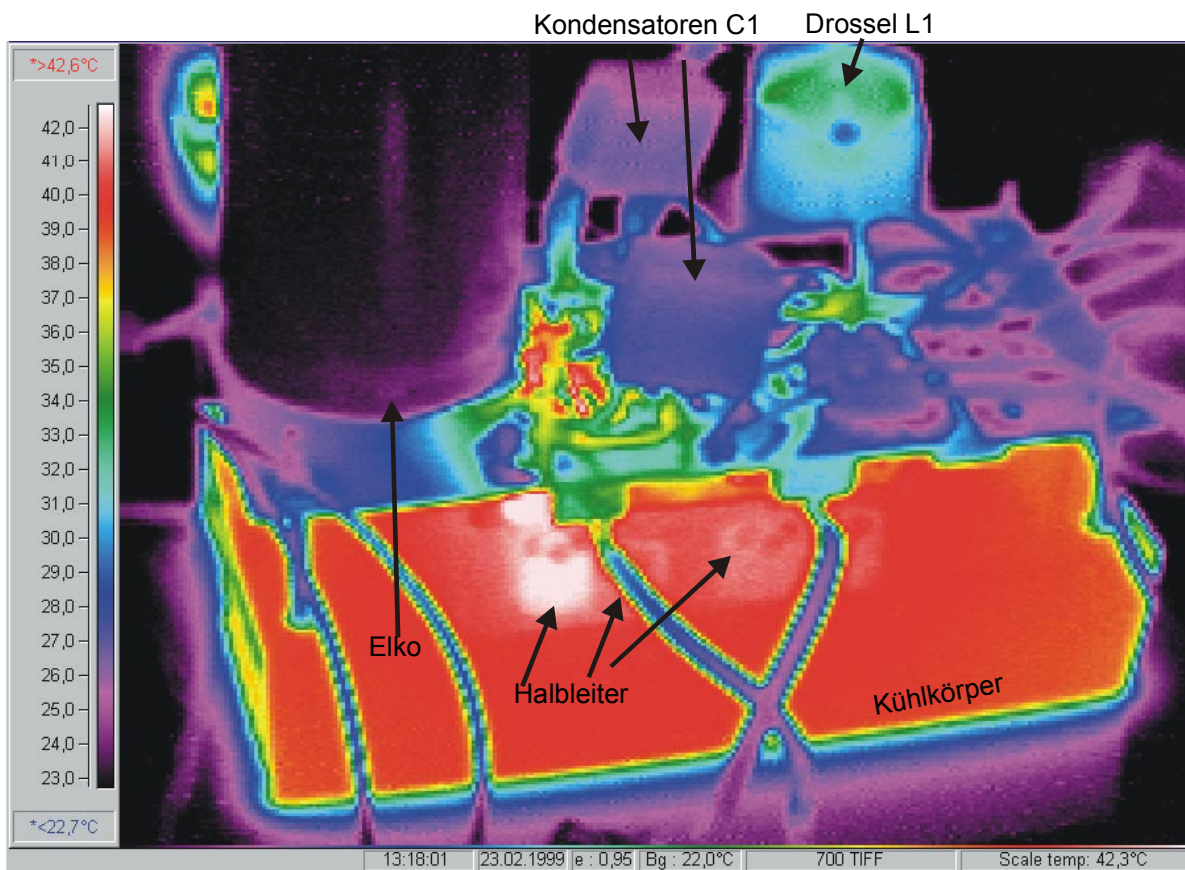
<b>Bezeichnung</b>	<b>V<sub>DS</sub></b> <b>[V]</b>	<b>I<sub>D</sub></b> <b>[A]</b>	<b>R<sub>DSon</sub></b> <b>[Ω]</b>	<b>t<sub>r</sub></b> <b>[ns]</b>	<b>t<sub>f</sub></b> <b>[ns]</b>	<b>C<sub>iss</sub></b> <b>[pF]</b>	<b>C<sub>oss</sub></b> <b>[pF]</b>	<b>t<sub>rr</sub></b> <b>[ns]</b>	<b>Q<sub>rr</sub></b> <b>[μC]</b>
APT20M40FR	200	59	0,04	28	14	4060	980	280	3,5
APT5020FR	500	26	0,2	20	15	3700	510	510	4,5
APT5010FR	500	47	0,1	32	10	7400	1000	500	5,5
SPW47N60S5	600	47	0,07	60	60	7500	3800	650	24
APT6011FR	600	49	0,11	30	10	8310	990	600	6,8
APT8030FR	800	27	0,3	28	16	6600	645	600	6,7
APT10040	1000	25	0,4	14	9	7700	690		
APT12060	1200	20	0,6	14	9	7700	690		
BYT 100	1000	8	1,7 V					55	0,8

## Anhang I Fotografie und Thermographieaufnahmen des Labormusters

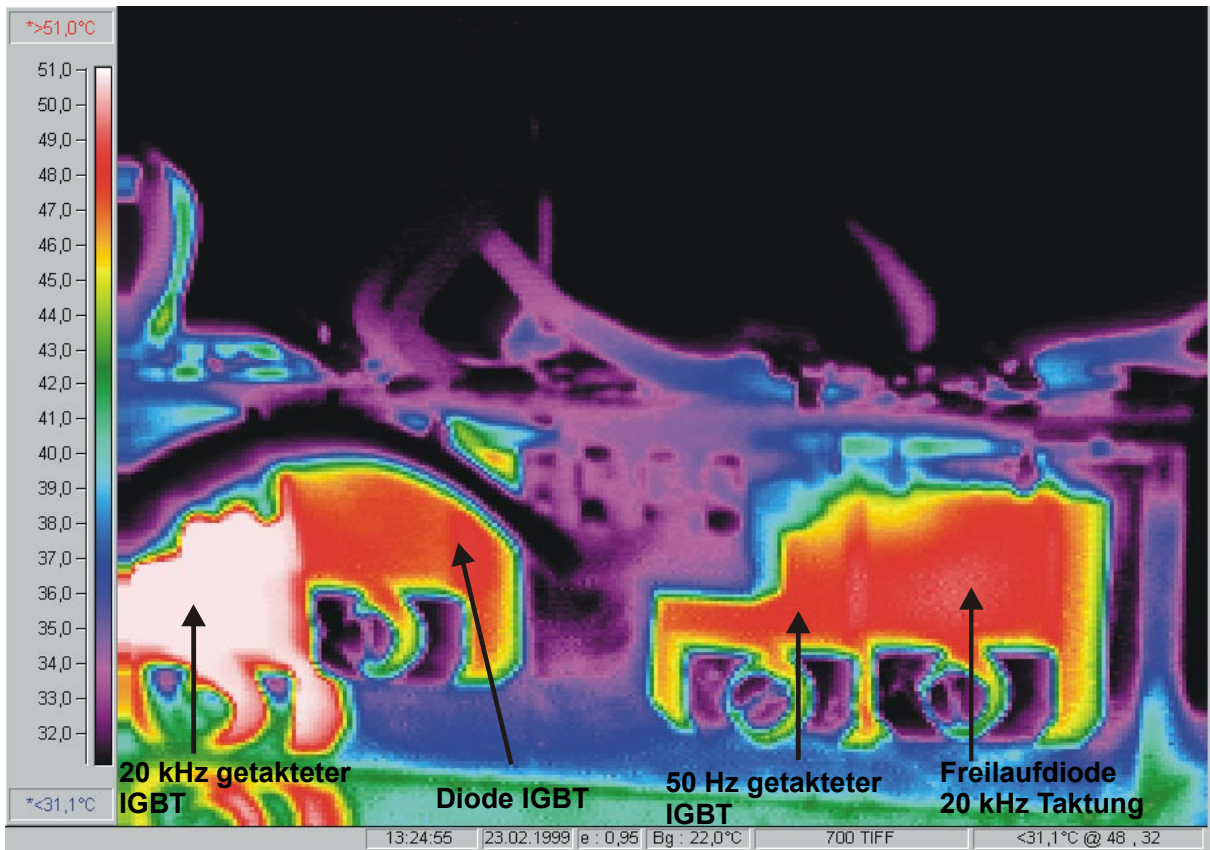
Fotografie des Labormusters einer Wechselrichters aus Zeta-Wandlern für 600 W



Thermographieaufnahme von der Seite



Thermographiaufnahme der Halbleiter eines Brückenzeiges



Thermographiaufnahme der Speicherdrossel  $L_1$  mit Ferritkernmaterial N87, Kerngröße PM62

