

Stromrichtersysteme zur Netzeinspeisung elektrischer Energie aus Brennstoffzellen

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor der Ingenieurwissenschaften
(Dr.-Ing.)
der Technischen Fakultät
der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

vorgelegt von

Malte Mohr

Kiel

2011

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs

2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens

Datum der mündlichen Prüfung: 4. März 2011

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Leistungselektronik und elektrische Antriebe an der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts Universität zu Kiel.

Herrn Prof. Friedrich W. Fuchs danke ich herzlich für die Betreuung und Unterstützung der wissenschaftlichen Tätigkeit an seinem Lehrstuhl, für die wertvollen Anregungen zur Arbeit und die Übernahme des Referates.

Herrn Prof. Axel Mertens danke ich für die Übernahme des Koreferates und die fachlichen Anregungen zu dieser Arbeit.

Bedanken möchte ich mich bei allen Mitarbeitern des Lehrstuhls für die entgegengebrachte Unterstützung, die fachlichen Diskussionen und das gute Arbeitsklima.

Mein besonderer Dank geht an meine Eltern, die mich während meines Studiums der Elektrotechnik und bei der Entstehung dieser Arbeit in jeder Hinsicht unterstützt haben.

Besonders danken möchte ich ebenfalls meiner Frau Friederike, die auf viel gemeinsame Zeit verzichten musste und mir während der Erstellung der Arbeit auch moralisch eine große Stütze war.

Felde, im Oktober 2011

Malte Mohr

Zusammenfassung

Brennstoffzellen stellen aufgrund ihres hohen Wirkungsgrades bei der Umwandlung chemischer Energie aus Brennstoffen wie z.B. Wasserstoff oder Erdgas in elektrische Energie eine Alternative zu thermisch-mechanisch-elektrischen Energiewandlungssystemen dar. Bei einer Einspeisung der elektrischen Energie in ein Verbundnetz (Netzparallelbetrieb) muss dazu ein Umrichtersystem die niedrige Gleichspannung des Brennstoffzellensystems in die im Verhältnis dazu hohe Wechselspannung passend zum Netz umwandeln. Wegen der niedrigen Spannung der Brennstoffzelle sind die Eingangsströme des Umrichtersystems verhältnismäßig hoch.

Untersuchungen zu Wechselrichtersystemen für Brennstoffzellen stellen einen eigenständigen Forschungsbereich dar. Aktuelle Entwicklungen auf dem Gebiet der leistungselektronischen Schaltungstechnik im mittleren Leistungsbereich lassen sich aus anderen Bereichen nur bedingt auf die Umwandlung der Energie aus Brennstoffzellen bei geringen DC-Spannungen zum AC-Netz übertragen, da die Randbedingungen sehr unterschiedlich sind.

In dieser Arbeit werden Untersuchungen und Bewertungen zu unterschiedlichen, prinzipiell geeigneten Wechselrichtertopologien für den mittleren Leistungsbereich um 20 kW und darüber, bezüglich ihrer Anwendung an Brennstoffzellen für den Netzparallelbetrieb vorgestellt. Neben transformatorlosen Wechselrichtern (direkte Umwandlung der DC-Größen in AC-Größen) werden auch Umrichtersysteme mit zwei gekoppelten Stromrichtern untersucht (DC/DC-Wandler und Wechselrichter).

Es erfolgt zunächst eine kurze Charakterisierung der elektrischen Eigenschaften der Brennstoffzelle sowie der wesentlichen Wechselrichterkomponenten (leistungselektronische Bauelemente, passive Komponenten). Dazu werden die Verlustmechanismen an Leistungshalbleitern erläutert und Berechnungsmethoden zusammengefasst. Für die Auslegung der passiven Elemente (Kondensatoren, Induktivitäten) werden die prinzipiellen Mechanismen genannt aber nur nicht im Detail betrachtet. Hier wird auf entsprechende Literatur verwiesen.

Auf die Zusammenfassung der Anforderungen an ein Wechselrichtersystem für den Netzparallelbetrieb von Brennstoffzellen folgt die analytische Herleitung der Betriebsweise der untersuchten leistungselektronischen Schaltungen bzw. deren Beschreibung durch Gleichungen. Ebenso werden Gleichungen zur analytischen Verlustleistungsbestimmung der Wandler hergeleitet.

Für eine Bewertung der Schaltungen in praktischer Hinsicht wurden die untersuchten Wandler aufgebaut und in Betrieb genommen. Die dargestellten Ergebnisse der

Experimente verifizieren Teile der theoretischen Untersuchungen und ergänzen sie insbesondere in Bereichen, die durch die gewählte Modellierung nicht erfasst werden, wie z.B. das Kommutierungsverhalten der Leistungshalbleiter.

Abschließend erfolgt unter Berücksichtigung der Eigenschaften von Brennstoffzellen eine Bewertung der Schaltungstopologien bezüglich des Einsatzes für den netzparallelen Betrieb in dieser Anwendung. Die Bewertung beruht dabei unter anderem auf der Berechnung der Verluste der Leistungshalbleiter, der Bestimmung des Bauaufwandes der unterschiedlichen Schaltungstopologien bezüglich der Leistungshalbleiter, den theoretisch erreichbaren Wirkungsgraden und den Erfahrungen aus dem experimentellen Betrieb.

Abstract

Fuel cells represent an important potential alternative to conventional thermal-mechanical-electrical energy transformations due to their highly efficient direct conversion of chemical energy, i.e. hydrogen or natural gas into electrical energy. Inverter systems that feed electrical power from fuel cells into the grid must convert the direct current of the fuel cell into the alternating current of the grid. In addition, these inverters have to adapt the different voltages of the fuel cell system to the grid. Inverter systems for fuel cells can be seen as an own field of research. Only a few results from other fields of research in power electronic circuits in the medium power range – like converters for electrical drives or power supplies – can be applied to inverter systems for fuel cells due to the different technical constraints.

In this thesis, different topologies of appropriate inverter systems in the medium power range of 20 kW and higher are analyzed and compared to each other. This study includes transformerless inverters as well as two-stage inverter systems with high frequency transformers (DC/DC converter combined with an inverter).

In the beginning, this thesis shows the electrical characteristics of the fuel cell and of the main inverter components like power semiconductors and passive components. In addition, the principles of power semiconductor losses and methods of the semiconductor power loss calculation are shown. This work does not focus on the dimensioning of the passive components like capacitors, chokes and transformers. The main principles of the dimensioning of the passive components are shown but are not analyzed in detail. The summary of the demands of a fuel cell inverter system is followed by the analytical analysis of the different inverter topologies. In addition, the semiconductor loss calculations for the topologies will be derived. To gain practical experience and to verify parts of the theoretical analysis, the converters presented were built and tested in the laboratory. The characteristics of their laboratory performance are shown. Some details of the topologies could only be seen by looking at the experimental results as the semiconductor commutation behavior for example.

Finally, the inverter topologies are analyzed regarding their suitability as inverter system for feeding electrical energy from fuel cells to the grid. This analysis takes the electrical characteristics of a fuel cell system into account. It is based on the inverters operating behavior, their semiconductor power rating, the inverter efficiency and experimental results from laboratory setups of the converters. The semiconductor power rating and efficiency are compared based on an analytical calculation of the semiconductor losses.

Inhaltsverzeichnis

Verzeichnis verwendeter Formelzeichen und Abkürzungen	VIII
1 Einleitung	1
2 Brennstoffzelle	4
2.1 Aufbau und Funktion einer Brennstoffzelle	5
2.2 Charakteristisches elektrisches Verhalten	6
3 Bauelemente	11
3.1 Leistungshalbleiter	11
3.1.1 MOSFET	12
3.1.2 IGBT	15
3.1.3 Dioden	17
3.2 Induktive Bauelemente	20
3.2.1 Drosseln	23
3.2.2 Transformator	24
3.3 Kapazitive Bauelemente	27
4 Wechselrichter für Brennstoffzellen	29
4.1 Anforderungen	29
4.1.1 Allgemeine Anforderungen	29
4.1.2 Elektrische Anforderungen	30
4.2 Klassifizierung und Literaturübersicht	33
4.2.1 Zusammenfassung der Literaturübersicht	38

<i>INHALTSVERZEICHNIS</i>	VI
5 DC/AC-Wandler	40
5.1 Wechselrichter mit eingprägtem Strom	40
5.2 Wechselrichter mit eingprägter Spannung	43
5.3 Z-Source Wechselrichter	45
6 DC/DC-Topologien und Varianten	53
6.1 DC/DC-Wandler ohne galvanische Trennung	53
6.1.1 Hochsetzsteller	53
6.1.2 Hochsetzsteller mit angezapfter Induktivität	55
6.2 DC/DC-Wandler mit galvanischer Trennung	71
6.2.1 Spannungsgespeicher Vollbrückenwandler	71
6.2.2 Stromgespeicher Vollbrückenwandler mit externer Rückführung der Clampingenergie	79
6.2.3 Stromgespeicher Vollbrückenwandler mit interner Rückführung der Clampingenergie	86
7 Messtechnische Untersuchungen	98
7.1 Versuchsaufbauten / Messgeräte	98
7.2 DC/AC-Wandler (Wechselrichter)	99
7.3 DC/DC-Wandler	103
7.3.1 Auslegung und Aufbau	103
7.3.2 Betriebsverhalten des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität	107
7.3.3 Spannungsgespeicher Vollbrückenwandler	109
7.3.4 Stromgespeicher Vollbrückenwandler	115
7.3.5 Verhalten der MOSFET-Inversdiode in stromgespeisten Wand- lern bei interner Rückführung der Clampingenergie	121
8 Bewertung der Stromrichtersysteme	124
8.1 Vergleich der einstufigen DC/AC-Umrichter und zweistufigen DC/DC/AC- Umrichter mit IGBTs als Schalter	125
8.1.1 Halbleiterbauleistung	125
8.1.2 Halbleiterverlustleistungen in Abhängigkeit der Brennstoffzellen- kennlinie	138

8.2	Vergleich von DC/DC-Topologien mit MOSFET-Schaltern in DC/DC-AC-Umrichtersystemen	143
8.2.1	Halbleiterbauleistung der DC/DC-Wandler	143
8.2.2	Aufteilung Durchlass- und Schaltverlustleistungen	149
8.2.3	Halbleiterverlustleistungen in Abhängigkeit der Brennstoffzellenkennlinie	151
8.2.4	Schaltungstechnische Bewertung	154
8.2.5	Phasenverschobene Modulation des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers	156
8.3	Vergleich von transformatorlosen Umrichtersystemen mit transformatorisch gekoppelten Umrichtersystemen	158
9	Zusammenfassung und Ausblick	160
10	Anhang	164
	Abbildungsverzeichnis	169
	Tabellenverzeichnis	173
	Literaturverzeichnis	174

Verzeichnis verwendeter Formelzeichen und Abkürzungen

Abkürzungen

B6	Drehstrombrückenschaltung mit 6 abschaltbaren Leistungshalbleitern mit antiparalleler Diode für 3 Phasenabgänge
D	D iode
ESB	E rsatzschaltbild
ESR	Serienwiderstand eines Kondensators
FPGA	F ield P rogrammable G ate A rray
HSS	H ochsetzsteller
IGBT	I nsulated G ate B ipolar T ransistor
I-WR	Wechselrichter mit eingprägtem Strom
MOSFET	M etal O xide S emiconductor F ield E ffect T ransistor
PWM	P uls- W eiten- M odulation
RBIGBT	R everse B locking I nsulated G ate B ipolar T ransistor
SiC	S ilizium C arbid
ST	S hoot T hrough (Schaltzustand des Z-Source-Wechselrichters)
T	T ransistor
U-WR	Wechselrichter mit eingprägter Spannung
ZVS	Z ero- V oltage- S witching
ZCS	Z ero- C urrent- S witching

Konventionen zur Schreibweise

i	Augenblickswert
\tilde{i}	Effektivwert
I	Effektivwert, Gleichgröße
\bar{i}	Mittelwert
\hat{i}	Spitzenwert
1i	Grundschwungsanteil

Tiefgestellte Indizes

1	die Primärseite betreffend
2	die Sekundärseite betreffend
<i>AV</i>	Mittelwert (engl. average)
<i>ac</i>	Wechselgröße
<i>dc</i>	Gleichgröße
Diode	Diode betreffende Größe
IGBT	IGBT betreffende Größe
MOSFET	MOSFET betreffende Größe
<i>min</i>	Minimalwert
<i>max</i>	Maximalwert
<i>ref</i>	Referenzwert, Bezugsgröße

Hochgestellte Indizes

I-WR	Wechselrichter mit eingprägtem Strom betreffende Größe
U-WR	Wechselrichter mit eingprägter Spannung betreffende Größe
Z-Source	Z-Source-Wechselrichter betreffende Größe

Formelzeichen

<i>a</i>	Tastverhältnis
<i>A</i>	Fläche
<i>A_e</i>	magn. Querschnittsfläche
<i>B</i>	Induktion
cos(φ)	Wirkleistungsfaktor, kurz: Leistungsfaktor
<i>C</i>	Kondensator / Kapazität
<i>D</i>	Bezeichner für eine Diode
<i>D</i>	Tastverhältnis, Tastgrad (engl. duty-cycle)
<i>e⁻</i>	Bezeichner für ein Elektron
η	Wirkungsgrad
<i>E</i>	Energie
<i>E_{on}</i>	Einschaltverlustenergie
<i>E_{off}</i>	Ausschaltverlustenergie
<i>E_{rec}</i>	Ausschaltverlustenergie einer Diode
<i>f</i>	Frequenz
<i>f_T</i>	Taktfrequenz
<i>F</i>	Formfaktor
<i>H</i>	magnetische Feldstärke

H_{DC}	Gleichfeldstärke
H_0	Gleichfeldstärke
I_{BZ}	Brennstoffzellenstrom
I_1	Eingangsstrom
i_{cl}	Strom in Clampingeinheit
I_d	Gleichstrom, Zwischenkreisstrom
i_D	Drainstrom eines MOSFET
I_M	Magnetisierungsstrom
i_N	Netzstrom
i_{ZK}	Eingangsgleichstrom/Zwischenkreisstrom des I-Wechselrichters,
I_{RM}	Rückstromspitze einer Diode
I_{rr}	Rückstromspitze einer Diode
i_T	Transistorstrom
j	Stromdichte
j	imaginäre Einheit
L	Drossel / Induktivität
L_d	Gleichstromdrossel
L_K	Kommutierungsinduktivität
L_N	Netzinduktivität
L_σ	Streuinduktivität
L_h	Hauptinduktivität
l_e	Weglänge im magnetischen Kernmaterial
l_L	Weglänge im Luftspalt
μ	Permeabilität
μ_a	Aplitudenpermeabilität
μ_Δ	Überlagerungspermeabilität
μ_0	Permeabilität des Vakuums = $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$
m	Steigung
M	Modulationsgrad
M_I	Modulationsgrad des Wechselrichters mit eingprägtem Strom
M_U	Modulationsgrad des Wechselrichters mit eingprägter Spannung
M_Z	Modulationsgrad des Z-Source-Wechselrichters
M	Gegeninduktivität (mutual inductance)
N	Windungszahl
n	Wicklungsverhältnis
ω	Kreisfrequenz
P	Wirkleistung
P_{HL}	definierte Bauleistung eines Halbleiters
P_{Diode}	definierte Bauleistung einer Diode
P_{IGBT}	definierte Bauleistung eines IGBTs
P_{MOSFET}	definierte Bauleistung eines MOSFETs
P_{inv}	Wechselrichter-Bemessungsleistung
P_V	Verlustleistung
P_D	Durchlassverlustleistung

P_S	Schaltverlustleistung
P_{Cu}	Verlustleistung in Wicklungen
φ	Brennstoffzellenpotential
Φ	magn. Flußdichte
Q	Ladung
Q_{rr}	Sperrverzugsladung einer Diode
R	elektrischer Widerstand
$R_{DS(on)}$	Einschaltwiderstand eines MOSFET
R_{th}	thermischer Widerstand
r	auf Fläche bezogener Widerstand
r_F	differentieller Widerstand einer Diode
r_{CE}	differentieller Widerstand eines IGBT
t	Zeit
t_{cl}	Zeitdauer eines Clampingvorgangs
t_f	Fallzeit
t_r	Anstiegszeit
t_{rr}	Sperrverzugszeit einer Diode
T	Temperatur
T_j	Sperrschichttemperatur
T	Bezeichner für einen Transistor
T	Periodendauer
T_E	Einschaltdauer
\ddot{u}	Übersetzungsverhältnis
U	Spannung
U_N	Netzspannung
$U_{N\Delta}$	verkettete Netzspannung
U_1	Eingangsspannung
U_2	Ausgangsspannung
U_{BZ}	Brennstoffzellenspannung
U_{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung eines IGBT
U_{cl}	Spannung an der Clamping-Einheit
U_d	Gleichspannung
U_{DS}	Drain-Source-Spannung eines MOSFET
U_F	Diode-Schwellspannung
U_{F0}	Durchlassspannung einer Diode
u_{GS}	Gatespannung
U_R	zulässige Sperrspannung einer Diode
U_{ZK}	Zwischenkreisspannung
V	Bezeichner für ein elektrisches Ventil
V	Spannung (englisch)
W_{magn}	im Magnetfeld gespeicherte Energie
w	Windungszahl
Z	Impedanz

Kapitel 1

Einleitung

Brennstoffzellen wandeln die chemische Energie aus Brennstoffen wie beispielsweise Wasserstoff, Erdgas oder Ethanol direkt in elektrische Energie um. Dabei werden Wirkungsgrade erreicht, die oberhalb der Wirkungsgrade liegen, die mit Energiewandlungssystemen erreicht werden, die auf dem thermodynamischen Kreisprozess beruhen. Dies sind beispielsweise Ottomotoren oder Turbinen, deren mechanische Energie in einem Generator in elektrische Energie umgewandelt wird. Die zusätzlich anfallende Wärmeenergie steht z.B. der Industrie als Prozesswärme zur Verfügung oder kann für die Gebäudeheizung genutzt werden. In der Energieversorgung wird dabei auch von Kraft-Wärme-Kopplung gesprochen.

Aufgrund der hohen Effizienz stellen Brennstoffzellen für die Netzeinspeisung elektrischer Energie eine Alternative dar. In der nahen Zukunft steht dabei die Umwandlung fossiler Energieträger (Erdgas, Wasserstoff aus Erdgas reformiert) in elektrische Energie im Vordergrund. Einen ökologischen und ökonomischen Nutzen erreicht diese Technologie damit derzeit allein durch die hohen Wirkungsgrade im Vergleich zu anderen Systemen. Die auch bei der direkten Umwandlung der chemischen Energie in elektrische Energie anfallende Wärme wird zur Erzielung eines hohen Gesamtwirkungsgrades ebenfalls genutzt.

In Zukunft kann die Brennstoffzelle eine stärkere Rolle bei der Umwandlung gespeicherter Energie aus regenerativen Quellen, z.B. aus Windkraftanlagen oder Solaranlagen, spielen. Sowohl Windenergie als auch Solarenergie stehen in der Regel nicht bedarfsgerecht zur Verfügung. Eine Möglichkeit der Energiespeicherung besteht in der Elektrolyse von Wasser und der anschließenden Speicherung der Energie in chemischer Form als Wasserstoff. Der Wasserstoff kann dann entsprechend des Bedarfes an elektrischer Energie wieder in netzparallel betriebenen Brennstoffzellenanlagen verstromt werden.

Der netzparallele Betrieb von Brennstoffzellenanlagen wird insbesondere in kleineren Einheiten bei der dezentralen Netzeinspeisung elektrischer Energie verfolgt. Vorteil der dezentralen „Erzeugung“ elektrischer Energie liegt dabei insbesondere in der Reduzierung der Verluste, die ansonsten durch den Transport des Stromes über weite Strecken entstehen.

Eine einzelne Brennstoffzelle liefert eine Gleichspannung mit einem Nennwert von ca. 0,6 V. Höhere Spannungen werden durch elektrisches Hintereinanderschalten mehrerer

Zellen zu einem sog. Stack erreicht. Der Strom einer Brennstoffzelle wird durch die aktive Fläche der Zelle bestimmt. Aus Sicht der Ver- und Entsorgung mit Brennstoff bzw. Abgas sind die Zellen eines Brennstoffzellenstacks parallelgeschaltet. Eine sehr hohe Anzahl elektrisch hintereinandergeschalteter Brennstoffzellen wird unwirtschaftlich, da der Aufwand an Prozesstechnik für die gleichmäßige Versorgung der Brennstoffzellen mit den Reaktanden ebenfalls sehr stark ansteigt. Ein Brennstoffzellenstack arbeitet damit bei - im Verhältnis zur Netzspannung - relativ geringen Spannungen aber verhältnismäßig hohen Strömen.

Der Leistungselektronik kommen damit mehrere prinzipielle Aufgaben zu: Die Spannung der Brennstoffzelle muss an die Höhe der Netzspannung angepasst und in eine Wechselspannung umgewandelt werden.

Die Umformung von Gleich- in Wechselgrößen und umgekehrt sowie die Anpassung unterschiedlicher Spannungsebenen ist ein klassisches Feld der Leistungselektronik in der Energieversorgung. Die Besonderheiten von Umrichtern für Brennstoffzellen - niedrige Spannungen bei hohen Strömen - kommen ebenfalls in der Stromversorgungstechnik vor, jedoch ist die Richtung des Leistungsflusses dort i.d.R. vom hohen Potential der Wechselspannung zum niedrigen Potential der Gleichspannung (z.B. Stromversorgungen für EDV-Systeme, elektrochemische Prozesse). Erfahrungen und Ergebnisse aus der Stromversorgungstechnik lassen sich damit nicht immer auf den Anwendungsfall von Brennstoffzellenumrichtern übertragen.

Ein von den Anforderungen her sehr ähnlicher Anwendungsfall sind Wechselrichtersysteme für Photovoltaikanlagen. Die Ergebnisse aus der hier vorgelegten Untersuchung sind daher teilweise auf Solarwechselrichtersysteme übertragbar. In der Regel unterscheiden sich die Anforderungen jedoch im Detail, so arbeiten Solarwechselrichter beispielsweise überwiegend bei höheren Gleichspannungen und vergleichsweise niedrigeren Strömen.

In der aktuellen Literatur werden eine Vielzahl möglicher Schaltungstopologien für den Betrieb an Brennstoffzellen vorgestellt und in Teilen detailliert untersucht. Die untersuchten Systeme werden in der Literatur dabei bezüglich ihrer technischen und ökonomischen Eigenschaften häufig nicht sorgfältig gegen andere konkurrierende Topologien abgewogen. Es fehlt eine wertende Übersicht, die unterschiedliche Wechselrichtersysteme bezüglich ihrer Funktionalität und Wirtschaftlichkeit im Zusammenhang zeigt.

Die Funktionsweisen der Wechselrichtersysteme lassen sich dabei auf grundlegende Schaltungstopologien zurückführen. In der vorliegenden Arbeit werden daher die grundlegenden Topologien, die für Brennstoffzellenwechselrichtersysteme prinzipiell geeignet sind, ausgewählt und detailliert bezüglich ihrer technischen Eigenschaften sowie eines wirtschaftlichen Designs untersucht.

Nach einer Einführung in die Funktion und die elektrischen Eigenschaften von Brennstoffzellen in Kapitel 2 werden in Kapitel 3 die Charakteristika der wichtigsten Bauelemente der Leistungskreise für Brennstoffzellenwechselrichter wie Leistungshalbleiter, Transformatoren, Drosseln und Kondensatoren beschrieben, sowie für die Auslegung relevante Verlustmechanismen und rechnerische Verfahren zu Verlustleistungsbestimmung an Halbleitern vorgestellt.

In Kapitel 4 werden die Anforderungen an ein Wechselrichtersystem für die Anwendung zur Netzeinspeisung elektrischer Energie aus Brennstoffzellen zusammengefasst. Anhand verschiedener technisch möglicher Brennstoffzellenwechselrichtersysteme bzw. Topologien erfolgt eine Klassifizierung der unterschiedlichen Systeme und abschließend eine Einordnung des Themas anhand aktueller Literatur.

In Kapitel 5 werden einstufige Wechselrichter vorgestellt und das Betriebsverhalten sowie Berechnungsmodelle zur Halbleiterverlustleistungsbestimmung dargestellt. In Kapitel 6 werden unterschiedliche grundlegende Konzepte für DC/DC-Wandler beschrieben, die in mehrstufigen Wechselrichtersystemen eingesetzt werden. Es erfolgt eine detaillierte Funktionsbeschreibung verschiedener galvanisch nicht getrennter und galvanisch trennender Wandler. Berechnungsmodelle für die Bestimmung der Halbleiterverluste werden für die untersuchten Wandlertypen hergeleitet und effiziente Modulationsmethoden und Möglichkeiten zur Effizienzsteigerung werden dargestellt.

Experimentelle Ergebnisse anhand von Laboraufbauten der analytisch untersuchten Wandler werden in Kapitel 7 gezeigt. Dabei werden Besonderheiten der Schaltungen vertieft beschrieben, die aufgrund des realen Verhaltens der Leistungshalbleiter gegenüber einer vereinfachten analytischen Untersuchung im Experiment auftreten.

In Kapitel 8 erfolgt eine Bewertung der untersuchten ein- und mehrstufigen Systeme. Wichtigstes Bewertungskriterium ist dabei die Bauleistung der verwendeten Leistungshalbleiterventile, d.h. der notwendige Aufwand an Leistungshalbleitern, da dieser den signifikanten Kostenanteil des Gesamtsystems bestimmt. Die Bauleistung für die Systeme wird dabei mit Hilfe der analytischen Verlustleistungsberechnungen berechnet. Weiterhin sind schaltungstechnische Faktoren wie beispielsweise die Komplexität der Ansteuerung, Maßnahmen für den Halbleiterschutz und weitere Sicherheitsaspekte in die Bewertung eingeflossen.

Den Abschluss bildet Kapitel 9 mit einer Zusammenfassung und einem Ausblick auf weitere Forschungs- und Entwicklungsmöglichkeiten auf dem Gebiet der Leistungselektronik für Brennstoffzellensysteme.

Kapitel 2

Brennstoffzelle

Das elektrische Verhalten von Brennstoffzellen bestimmt zum großen Teil die Anforderungen, die an ein Wechselrichtersystem zur Einspeisung elektrischer Energie aus Brennstoffzellen gestellt werden. In diesem Kapitel werden kurz die Grundlagen von Funktion und elektrischer Charakteristik von Brennstoffzellen dargelegt, die auch für die leistungselektronische Schnittstelle zwischen Brennstoffzelle und Stromversorgungsnetz von Bedeutung sind. Weitergehende Literatur, die insbesondere detaillierter auf die thermodynamischen Vorgänge innerhalb der Zelle eingeht, findet sich beispielsweise im Grundlagenwerk von J. LARMINIE und A. DICKS [1].

Das Prinzip der Brennstoffzelle wurde vom englischen Physiker SIR WILLIAM GROVE im Jahre 1839 entdeckt. Zum Einsatz kamen Brennstoffzellen aber erst in den sechziger Jahren des 20. Jahrhunderts in der Raumfahrt. Auch später behauptete sich die Brennstoffzelle zunächst in Nischenanwendungen, wie dem Militär. Zur Zeit befindet sich die Brennstoffzelle auf der Schwelle zur Markteinführung in unterschiedlichen Sektoren, beispielsweise im U-Boot- oder Kfz-Antrieb oder für dezentrale Energieerzeugung.

Brennstoffzellen werden nach Art des verwendeten Elektrolyts klassifiziert. Eine Übersicht über die am meisten verbreiteten Zellen zeigt Tabelle 2.1. Die Temperatur bezeichnet den Betriebstemperaturbereich der Brennstoffzelle, η_{System} ist der elektrische Wirkungsgrad eines Brennstoffzellensystems. Die Anordnung der Brennstoffzellen erfolgt dabei nach der Arbeitstemperatur der elektrochemischen Prozesse.

Im mittleren Leistungsbereich von 20 kW und darüber wird die Niedertemperatur-Brennstoffzelle mit protonenleitender Membran (PEM-Brennstoffzelle) sowohl im Antriebsbereich, als auch für Anwendungen im stationären Betrieb favorisiert. Im Gegensatz zu Hochtemperaturbrennstoffzellen, die direkt mit Erdgas betrieben werden können, müssen PEM-Zellen mit hochreinem Wasserstoff versorgt werden. Dieser kann aus Erdgas mit Hilfe sogenannter Reformer hergestellt werden, was den Gesamtwirkungsgrad auf 43-50 % sinken lässt [2].

Brennstoffzellentyp	Elektrolyt	Temperatur	η_{System}
AFC (Alkalische Brennstoffzelle)	Kalilauge	50-90°C	< 60 %
PEMFC (Membran-Brennstoffzelle)	Protonenleitende Membran	50-90°C	< 60 %
PAFC (Phosphorsäure-Brennstoffzelle)	Phosphorsäure	160-220°C	< 40 %
MCFC (Karbonatschmelzen-Brennstoffzelle)	Karbonatschmelze	600-660°C	< 60 %
SOFC (Oxidkeramische Brennstoffzelle)	Zirkonoxid	800-1200°C	< 55 %

Tabelle 2.1: Unterschiedliche Typen von Brennstoffzellen und charakteristische Eigenschaften [2]

2.1 Aufbau und Funktion einer Brennstoffzelle

Den schematischen Aufbau einer Brennstoffzelle zeigt die Abbildung 2.1 am Beispiel einer PEM-Brennstoffzelle.

Jede Zelle beinhaltet zwei Elektroden. An der Anode wird der Wasserstoff, an der Kathode Sauerstoff oder Luft zugeführt. Durch den Elektrolyten werden die beiden Reaktanden voneinander getrennt. In der PEM-Brennstoffzelle besteht der Elektrolyt aus einer Teflon[®]-basierten Membran. Sie muss während des Betriebs einen Wassergehalt von ca. 20 - 40 % aufweisen, um Protonen leiten zu können. Die Elektroden bestehen meist aus porösem Graphit, dem Platin oder andere Edelmetalle als Katalysatoren beigemischt sind. Die Elektroden haben ferner die Aufgabe, die Prozessgase der Membran zuzuführen und das Reaktionsprodukt Wasser abzuführen.

In der Brennstoffzelle findet eine chemische Reaktion zwischen Wasserstoff und Sauerstoff statt:

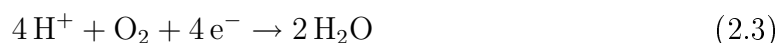


Sie teilt sich an Anode und Kathode in folgende Reaktionen auf:

Anodenreaktion:



Kathodenreaktion:



Der dabei stattfindende Elektronenaustausch erfolgt dabei nicht durch den Elektrolyten, sondern durch einen äusseren Stromkreis. An der Anode oxidiert der Wasserstoff durch „Elektronenabgabe“, die dabei entstehenden H^+ -Protonen wandern durch die Elektrolytmembran zur Kathode. Zwischen den Elektroden bildet sich eine Potentialdifferenz aus, die dazu führt, dass die Elektronen als Strom I_{BZ} über den äusseren Stromkreis von der Anode zur Kathode fließen. Hier nimmt der Sauerstoff Elektronen auf und wird reduziert, es entsteht das Reaktionsprodukt Wasser. Sobald der äußere

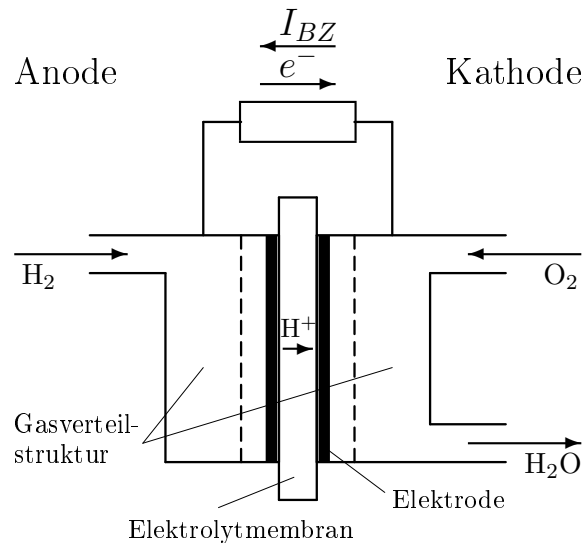


Abbildung 2.1: Aufbau und Funktion einer Brennstoffzelle am Beispiel einer PEM-Brennstoffzelle

Stromkreis unterbrochen wird, stellt sich ein thermodynamisches Gleichgewicht ein, die Reaktion stoppt.

Um höhere Spannungen zu erhalten werden mehrere Brennstoffzellen zu sogenannten „Stacks“ (engl. für Stapel) hintereinandergeschaltet. Aus elektrischer Sicht werden die Stacks dazu in Reihe geschaltet. Aus Sicht der Reaktanden-Versorgung sind die Zellen damit parallel geschaltet. Da die einzelnen Zellen empfindlich auf Veränderungen der Umgebungsbedingungen reagieren, werden sie in der Regel einzeln überwacht (z.B. Feuchtigkeit, Zellspannung). Aus diesem Grund ist eine theoretisch mögliche Hintereinanderschaltung beliebig vieler Zellen sehr aufwändig. Die Dimensionierung eines Brennstoffzellenstacks ist dabei immer eine Abwägung zwischen möglichst hoher Stack-Spannung und wirtschaftlicher Realisierbarkeit der zum sicheren Betrieb des Stacks erforderlichen Peripherie.

2.2 Charakteristisches elektrisches Verhalten

Statische Strom-Spannungskennlinie

Die Strom-Spannungskennlinie bzw. die zur besseren Vergleichbarkeit unterschiedlicher Brennstoffzellen häufiger dargestellte Stromdichte-Spannungskennlinie, weist einen typischen Verlauf auf. In Abbildung 2.2 ist exemplarisch der charakteristische Verlauf der Stromdichte-Spannungskennlinie dargestellt. Aufgetragen ist die Spannung einer einzelnen Brennstoffzelle über der Stromdichte.

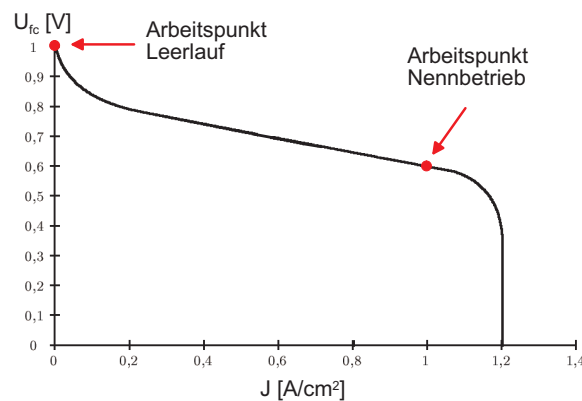


Abbildung 2.2: Stromdichte-Spannungskennlinie einer Brennstoffzelle (nach [2])

Sobald die Brennstoffzelle belastet wird und ein Strom fließt, sinkt die Spannung aufgrund verschiedener Verlustmechanismen, die wiederum für den nichtlinearen Verlauf der Kennlinie verantwortlich sind. Die drei wesentlichen Verlustmechanismen, die sogenannten Polarisationen sind:

Durchtrittspolarisation: Der stärkere nichtlineare Spannungsabfall, der in der Kennlinie gut bei kleineren Stromdichten sichtbar ist, wird Aktivierungs- oder Durchtrittspolarisation genannt. Sie wird durch den Durchtritt von Elektronen an der Elektrolyt-Elektroden-Grenzfläche hervorgerufen. Ein Teil der Überspannung wird quasi zum Antreiben der Elektronen genutzt.

Widerstandspolarisation: Bei steigender Stromdichte überwiegt die sogenannte Widerstands-Polarisation. Der Kennlinienverlauf ist in einem großen Bereich nahezu linear. Die Widerstands-Polarisation umfasst Ohmsche Verluste in den Zuleitungen, den Elektroden und den Bipolarplatten, aber auch Ionenleitungsverluste in der Elektrolytmembran.

Konzentrationspolarisation: Erst bei sehr hohen Stromdichten tritt dann ein starker Abfall der Kennlinie, verursacht durch die sog. Konzentrations-, Diffusions- oder Massentransport-Polarisation, auf. Bei starken Stromdichten erfolgt die Nachführung der Gase nicht mehr in derselben Geschwindigkeit, in der sie miteinander reagieren. Die niedrigere Gaskonzentration führt dabei zu einer Verringerung der Spannung.

Die statische Brennstoffzellenkennlinie ergibt sich nun aus der Überlagerung der einzelnen Polarisationen/Überspannungen. Bezogen auf eine konkrete Brennstoffzelle lässt sich nach [1] die Brennstoffzellenspannung U_{BZ} in Abhängigkeit des ihr entnommenen Stromes I (Erzeugerzählpeilsystem) theoretisch darstellen als:

$$U_{BZ} = \varphi^0 + a + b \ln(I) + IR + c \ln\left(1 - \frac{I}{I_{gr}}\right) \quad (2.4)$$

mit $\varphi^0 = 1,23 \text{ V}$ dem Leerlaufpotential,
 R = ohmschen Verlustanteilen im Zellaufbau und
 a, b, c, I_{gr} = weitere von der Brennstoffzelle abhängige Konstanten,
definitionsgemäß z.T. negativ.

Aus der Kennlinie lässt sich näherungsweise auch der elektrische Wirkungsgrad einer Brennstoffzelle ablesen: Die stromabhängigen Spannungsverluste ΔU bezogen auf die Leerlaufspannung U_{LI} der Zelle betragen $\Delta U = U_{LI} - U_{BZ}(J)$ und ergeben multipliziert mit dem Zellenstrom die ohmschen Verlustleistungen der Zelle. Die Ausgangsspannung der Zelle normiert auf die Leerlaufspannung stellt somit den elektrischen Wirkungsgrad der Zelle dar.

Bei der Betrachtung der Wirkungsgrade einer Brennstoffzelle liegt es nahe, diese bei möglichst geringen Stromdichten zu betreiben. Die Ausnutzung der Zelle ist dabei allerdings sehr gering, weshalb dieser Betrieb aus wirtschaftlichen Gesichtspunkten nicht sinnvoll ist.

Der Betrieb einer Brennstoffzelle sollte immer im linearen Bereich der Kennlinie stattfinden. Beim Betrieb im abknickenden Teil der Kennlinie bei hohen Stromdichten überwiegt die Konzentrationspolarisation, zusätzlich zum schlechten Wirkungsgrad in diesem Betriebsbereich besteht hier die Gefahr der Schädigung der Brennstoffzelle durch Korrosion der Elektroden.

Modellierung der Brennstoffzelle / Elektrisches Ersatzschaltbild

Das wissenschaftliche Interesse bei der Modellierung von Brennstoffzellen bzw. Brennstoffzellensystemen stützt sich in erster Linie auf das Verhalten der Zellen bzw. des Systems beispielsweise in Abhängigkeit unterschiedlicher Gasdrücke, Brennstoffkonzentrationen oder Temperaturen. Die betrachteten Zeitkonstanten liegen dabei, in Abhängigkeit der genutzten Systeme wie z.B. Kompressoren oder Zell-Befeuchter, im Bereich von „30 Sekunden bis Minuten“ [1].

Werden Brennstoffzellen als Kleinkraftwerk im Netzparallelbetrieb eingesetzt, so kann ein kontinuierlicher Leistungsfluss zum Netz hin erreicht werden. Von der Brennstoffzelle wird in diesem Fall keine kurzzeitigen Leistungsänderungen bzw. Leistungsspitzen abgefordert, da diese aus dem Netz gedeckt werden können.

Für die Leistungselektronik-Entwicklung für Brennstoffzellen ist daher in erster Linie das dynamische Verhalten und die Modellierung einer Brennstoffzelle im Bereich von Zeitkonstanten nahe der Umrichterzeitkonstanten bzw. der Zeitkonstanten der Netzperiode von Interesse.

Die in Abbildung 2.2 dargestellte statische Kennlinie beschreibt das Verhalten einer Brennstoffzelle für quasistatische Betriebspunkte. Die Beschreibung des dynamischen Verhaltens lässt sich dann in diesen möglichen Betriebspunkten durch ein elektrisches Ersatzschaltbild mit einzelnen Elementen nachbilden.

Ein sehr reduziertes elektrisches Ersatzschaltbild bestehend aus einer idealen Spannungsquelle U^0 mit einem Reihenwiderstand R_r ist eine gute Näherung für einen eingeschränkten Stromdichtebereich. Die bei hohen Stromdichten auftretenden Verluste und das dynamische Verhalten der Zelle werden durch diese Vereinfachung jedoch nicht wiedergegeben.

Dem in Abb. 2.3 gezeigten elektrischen Ersatzschaltbild liegen Überlegungen zur elektrischen Doppelschicht zu Grunde, wie sie analog von J. LARMINIE und A. DICKS in [1] beschrieben sind.

Das dynamische Verhalten einer Brennstoffzelle wird durch die Schnelligkeit der an den Elektroden stattfindenden Reaktionen bestimmt. Für eine hohe Effizienz der Brennstoffzelle muss die Berührungsfläche zwischen der Elektrode und der Elektrolytmembran möglichst groß sein. An dieser Grenzfläche bildet sich im Betrieb eine sogenannte elektrische Doppelschicht aus. Auf der Oberfläche der Elektrode befinden sich die Elektronen, an der Oberfläche des Elektrolyten befinden sich die H^+ -Ionen. Sammeln sich an den Elektroden Ionen und Elektronen, so entsteht eine Spannung, die Durchtrittspolarisation. Die Anzahl der Ionen und Elektronen, die sich an dieser Grenzschicht sammeln, ist ein Maß für die an dieser Stelle gespeicherte Energie. Sinkt nun beispielsweise der Strom, so dauert es einige Zeit, bis die Ladungen und die dazugehörige Spannung abgebaut sind. Ein sich verringernder Strom führt also zu einer zeitlich verzögert steigenden Klemmenspannung an der Brennstoffzelle. Ein steigender Strom führt entsprechend zu einer fallenden Brennstoffzellenspannung. Dies entspricht dem Verhalten eines Kondensators. Zudem ähnelt auch der mechanische Aufbau einer Brennstoffzelle mit den Elektroden und der dazwischenliegenden dünnen Elektrolytmembran sehr stark dem eines Kondensators. Die Kapazitäten erreichen dabei je nach Größe der Brennstoffzelle Größenordnungen von einigen Farad.

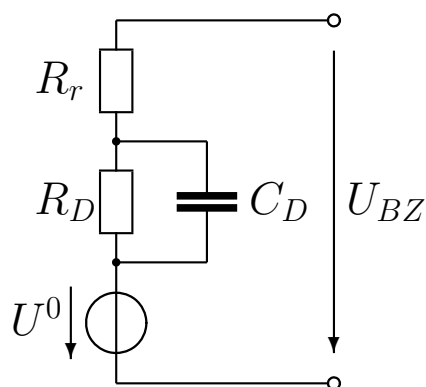


Abbildung 2.3: Elektrisches Ersatzschaltbild einer Brennstoffzelle

Abbildung 2.3 zeigt ein vereinfachtes elektrisches Ersatzschaltbild einer Brennstoffzelle bzw. eines Brennstoffzellenstacks, das die oben genannten Überlegungen berücksichtigt. Die ideale Spannungsquelle U^0 liefert die Leerlaufspannung der Brennstoffzelle.

Die ohmschen Anteile der Brennstoffzelle werden durch den Widerstand R_r modelliert. Die elektrische Doppelschicht wird durch die Parallelschaltung von R_D und C_D nachgebildet. Die sich abhängig vom Strom ändernde Durchtrittspolarisation wird dabei durch den Widerstand R_D beschrieben. Parasitäre Induktivitäten, die durch die Zuleitungen gebildet werden, sind aufgrund ihrer geringen Größe im Ersatzschaltbild vernachlässigt.

Wie in Abschnitt 2.1 beschrieben wurde, ist eine beliebige Hintereinanderschaltung von Einzelzellen nicht angestrebt. Die Auslegung der Stack-Spannung ist dabei immer eine Abwägung der unterschiedlichen Interessen, hohe Stackspannung aus Sicht verlustarmer Leistungselektronik auf der einen und wenige Zellen aus Sicht möglichst aufwandsarmer Brennstoffzellen-Peripherie auf der anderen Seite.

Im Leistungsbereich von 20 kW stellt sich die Dimensionierung eines Brennstoffzellenstacks für stationäre Anwendungen in etwa wie folgt dar:

Nennspannung des Stacks:	50 ... 150 V
Nennstrom:	400 ... 133 A
Zellenzahl:	80 ... 250
Stromdichte:	0,6 ... 1 $\frac{A}{cm^2}$
Zellfläche:	250 ... 500 cm^2

Tabelle 2.2: Nennspannungen und -ströme von Brennstoffzellenstacks im Leistungsbereich von 20 kW

Für PEM-Brennstoffzellen von 5 kW werden z.B. Stacks mit Nennspannungen von 33 V bei Nennströmen von 150 A eingesetzt [3]. Je nach Verschaltung ergäben sich für ein Brennstoffzellensystem von 20 kW daraus eine minimal mögliche Nennspannung von 33 V bei einem Strom von 600 A bzw. eine maximal mögliche Nennspannung von 132 V bei einem Strom von 150 A .

Das von ehem. HDW Fuel Cell Systems GmbH eingesetzte 40 kW PEM-Brennstoffzellenmodul der Firma Siemens hat eine Nennspannung von 108 V bei einem Nennstrom von 350 A. Die Leerlaufspannung beträgt 160 V [4].

Im Zusammenspiel zwischen Brennstoffzellenstack und Umrichtersystem sind nicht nur die Auswirkungen des elektrischen Betriebsverhaltens der Brennstoffzelle auf den Umrichter bzw. dessen Auslegung von Interesse. Die geschalteten Größen des leistungselektronischen Stellgliedes - des Umrichters - haben ebenfalls einen Einfluss auf das Betriebsverhalten der Brennstoffzelle. In [5] wird das Verhalten von Brennstoffzellen bei unterschiedlichen Welligkeiten des Ausgangsstromes untersucht. Im Vordergrund steht dabei das zu erwartende Langzeitverhalten bzw. die Auswirkungen auf die Lebensdauer der Brennstoffzelle.

Kapitel 3

Bauelemente

In diesem Kapitel werden charakteristische Eigenschaften wichtiger Bauelemente von Stromrichtern kurz vorgestellt. Bestimmte Eigenschaften der Bauelemente beeinflussen dabei die Auswahl anderer Bauelemente der Stromrichter. Wenn es beispielsweise möglich ist, Leistungshalbleiter mit hohen Schaltfrequenzen einzusetzen, können induktive und kapazitive Elemente kleiner ausgelegt werden.

Ziel ist dabei, dass das Wechselrichtersystem die in Abschnitt 4.1 genannten Anforderungen möglichst gut erfüllt. Der Schwerpunkt der hier gezeigten Untersuchungen liegt in der Dimensionierung und dem Betriebsverhalten der Wandler in Bezug auf die Leistungshalbleiter. Für die Auslegung der passiven Elemente (Kondensatoren, Induktivitäten) werden im Folgenden die prinzipiellen Mechanismen genannt aber für die untersuchten Wandler nicht im Detail betrachtet. Dazu wird auf entsprechende Literatur verwiesen.

3.1 Leistungshalbleiter

Bei den Stromrichtern im betrachteten Leistungsbereich handelt es sich durchweg um selbstgeführte Stromrichter, d.h. im Leistungsteil der betrachteten Schaltungen finden nur abschaltbare Leistungshalbleiter und Dioden Verwendung.

Auch wenn prinzipiell verschiedene Arten von Leistungshalbleitern gegeneinander austauschbar sind, so weisen die verschiedenen Leistungshalbleiter Eigenschaften auf, die sie jeweils für bestimmte Anwendungen besonders geeignet machen. Für die Auswahl bedeutende Unterscheidungsmerkmale der Leistungshalbleiter sind:

Sperrspannung: die maximale Spannung, die im gesperrten Zustand des Halbleiterventils über dem Halbleiter anliegen kann,

Durchlassverluste: Verlustleistungen, die durch den Stromfluss im Halbleiter umgesetzt werden,

Schaltverluste: Verlustleistungen, die während der Schaltvorgänge im Halbleiter umgesetzt werden.

Die entstehenden Verlustleistungen müssen dabei über die Verbindung des Halbleiterchips mit dem Gehäuse, über die Kontaktfläche des Gehäuses zu einem Kühlkörper und von dort an die Umgebung abgeführt werden. Die oben genannten Schaltverluste beeinflussen u.a. die Schaltgeschwindigkeit und die Häufigkeit mit der geschaltet werden kann (Schaltfrequenz).

So wirkt sich die Spannung der Eingangsseite des Wechselrichtersystems, also die Spannung des Brennstoffzellenstacks - je nach Schaltungstopologie - auf die Auswahl der Halbleiterventile auf der Niederspannungsseite aus. Bei Spannungen unterhalb 100 V bieten sich MOSFETs als abschaltbare Leistungshalbleiter an, bei höheren Spannungen sind IGBT mit Sperrspannungen von 600 V und Superjunction-MOSFETs geeignete Schalter, in der Spannungsebene oberhalb 600 V sind IGBT mit Sperrspannungen ≥ 1200 V die Halbleiter, die in Standard-Anwendungen zum Einsatz kommen [6]. Die Auswahl der Halbleiter hat wiederum Einfluss auf die Betriebs- bzw. Schaltfrequenz der Umrichter. Bei Nutzung von IGBTs liegt die maximal wirtschaftlich nutzbare Schaltfrequenz bei ca. 20 kHz, MOSFETs sind im betrachteten Leistungsbereich bis oberhalb von 100 kHz einsetzbar.

Im Folgenden werden die charakteristischen Eigenschaften moderner Leistungshalbleiter kurz vorgestellt. Weiterhin werden Modelle und Berechnungsverfahren zur analytischen Bestimmung von Verlustleistungen der Leistungshalbleiter hergeleitet, die den folgenden Berechnungen zugrunde liegen.

Die Verlustleistungen beziehen sich dabei immer auf ein angenommenes Bauteil mit den vorausgesetzten Eigenschaften. Ist ein Ventil beispielsweise aus mehreren parallelgeschalteten Halbleitern aufgebaut, so ist dies z.B. durch den sich auf n Halbleiter aufteilenden Strom zu berücksichtigen.

3.1.1 MOSFET

Bei Leistungs-MOSFETs handelt es sich überwiegend um Bauelemente des n-Kanal-Anreicherungsstyps. Mit dem Anlegen einer positiven Spannung zwischen Gate und Drain bildet sich dabei im p-leitenden Silizium-Material ein leitender Kanal mit Elektronen als Ladungsträger, es handelt sich demnach um ein unipolares Bauelement. Ohne bzw. mit negativer Steuerspannung sperrt der MOSFET [6].

MOSFETs weisen im leitenden Zustand ein ohmsches Leitverhalten auf. Die Durchlasscharakteristik im eingeschalteten Zustand wird durch den Einschaltwiderstand $R_{DS,on}$ charakterisiert. Ein Großteil des Einschaltwiderstandes wird bei MOSFETs durch den Widerstand der in der Halbleiterstruktur vorhandenen n⁻-Zone bestimmt, die im Sperrbetrieb die Raumladungszone aufnehmen muss. Soll der MOSFET in der Lage sein höhere Spannungen zu sperren, so muss die n⁻-Zone entsprechend vergrößert werden, was bedeutet, dass der Einschaltwiderstand entsprechend steigt. Gegenüber gleichgroßen bipolaren Bauelementen ist daher bei MOSFETs ab einer Sperrspannung von 200...400 V der Durchlassspannungsabfall U_{DS} höher und die Strombelastbarkeit geringer [6].

Mit MOSFETs sind zudem sehr kurze Schaltzeiten und damit hohe Schaltfrequenzen realisierbar, da aufgrund des unipolaren Ladungstransportes keine Verlustleistung verursachende Speichereffekte auftreten, wie beispielsweise beim IGBT (siehe Abschnitt 3.1.2).

Ein weiterer Vorteil von MOSFETs ist deren begrenzte Avalanche-festigkeit. Bei modernen MOSFETs kann durch technologische Prozesse erreicht werden, dass ein Avalanchedurchbruch nicht zu einem zur Zerstörung des Halbleiters führenden Einschalten der internen Bipolartransistorstruktur führt. In begrenztem Maße (begrenzt durch die maximale Chiptemperatur) kann ein MOSFET daher die Drain-Source-Spannung z.B. beim Abschalten induktiver Lasten begrenzen. Bei einer Parallelschaltung von MOSFETs wird die Avalancheenergie im Zweifelsfall nur in einem MOSFET umgesetzt, da nicht von symmetrischen bzw. identischen Eigenschaften prinzipiell gleicher Bauteile ausgegangen werden kann [6].

In der Halbleiterstruktur des MOSFET ist eine parasitäre Diode vorhanden, die sogenannte Inversdiode. Das Verhalten dieser inheränten Inversdiode bestimmt die Kennlinie im Rückwärtsbetrieb des MOSFET und ist u.a. abhängig von der angelegten Gate-Spannung. Ist die Gatespannung U_{GS} kleiner als die Gate-Schwellschwellspannung $U_{GS,th}$, der Kanal ist also geschlossen, so entspricht die Durchlasscharakteristik in Rückwärtsrichtung einer Diodenkennlinie. Es fließt ein bipolarer Strom. Das Durchlassverhalten und das Ausschaltverhalten dieser Inversdiode sind verhältnismäßig schlecht. Wird der Kanal bei der leitenden Inversdiode zusätzlich aufgesteuert, ergibt sich ein kombinierter Stromfluss. Gegenüber einer einfachen Parallelschaltung von Diode und MOSFET ergibt sich dabei eine kleinere Durchlassspannung, da die Leitfähigkeit des MOSFETs durch injizierte, auch seitlich diffundierende Ladungsträger erhöht wird [6].

Eine Weiterentwicklung konventioneller MOSFETs sind die sogenannten Superjunction MOSFETs [7], bekannt z.B. unter dem Markennamen CoolMOS[®] der Firma Infineon. Dabei wird das elektrische Feld im Sperrzustand nicht nur in vertikaler, sondern auch in horizontaler Richtung abgebaut. Die n⁻-Zone kann gegenüber konventionellen MOSFETs dadurch deutlich dünner ausfallen [6]. Der Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$ wird dadurch deutlich reduziert. Die maximal erzielbare Sperrspannung kommerziell erhältlicher CoolMOS beträgt derzeit 800 V.

Die Durchlassverlustleistungen P_D im MOSFET werden durch den Strom verursacht, der im Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$ Wärmeverluste entstehen lässt. Ausgehend vom Effektivwert $I_{MOS,eff}$ des MOSFET-Stromes werden sie in allgemeiner Form berechnet zu:

$$P_D = R_{DS(on)} \cdot I_{MOS,eff}^2 \quad (3.1)$$

Die Durchlass- und Schaltverluste der Inversdioden bei geschlossenem Kanal werden bestimmt, wie in Abschnitt 3.1.3 beschrieben. Bei geöffnetem Kanal wird auch in Rückwärtsrichtung näherungsweise vom Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$ ausgegangen. Die Durchlassverlustleistungsbestimmung erfolgt dann wie beim MOSFET im Vorwärtsbetrieb.

Eine exakte Bestimmung der MOSFET-Schaltverlustleistungen beim Schalten induktiver Lasten lässt sich anhand der Datenblattangaben nicht durchführen. Näherungsweise lassen sich die Schaltverluste für hartes Ausschalten bzw. entlastetes Einschalten,

wie es in den vorgestellten Schaltungstopologien auftritt, aus den im Folgenden vorgestellten idealisierten Strom- und Spannungsverläufen während des Schaltvorgangs bestimmen (nach [8]). Dabei müssen die Schaltzeiten bzw. die Anstiegs- und Fallzeiten von Ventilstrom und Ventilspannung bekannt sein bzw. dem Datenblatt entnommen werden.

Abbildung 3.1 zeigt Strom- und Spannungsverläufe am Ventil beim entlasteten Einschaltvorgang. Der Stromanstieg wird in diesem Fall durch Streuinduktivitäten im Kommutierungskreis stark begrenzt. Der Abfall der Sperrspannung auf die stationäre Durchlassspannung erfolgt dabei innerhalb der Fallzeit t_f . Gegenüber einem harten Einschaltvorgang kann bei sehr begrenzten Stromanstiegen die Verlustleistung vernachlässigt werden. Bei kleineren Induktivitäten im Kommutierungskreis und somit größeren Gradienten im Stromanstieg kann die Verlustleistung gemäß den Zeitverläufen abgeschätzt werden, die Schaltverlustenergie E_{on} bestimmt sich aus der Multiplikation der Zeitverläufe von Strom und Spannung zu:

$$E_{on} = \frac{U_{DS} t_f^2}{6} \cdot \frac{di_D}{dt} \quad (3.2)$$

mit der Sperrspannung vor dem Schaltvorgang U_{DS} und dem Drainstromanstieg $\frac{di_D}{dt}$.

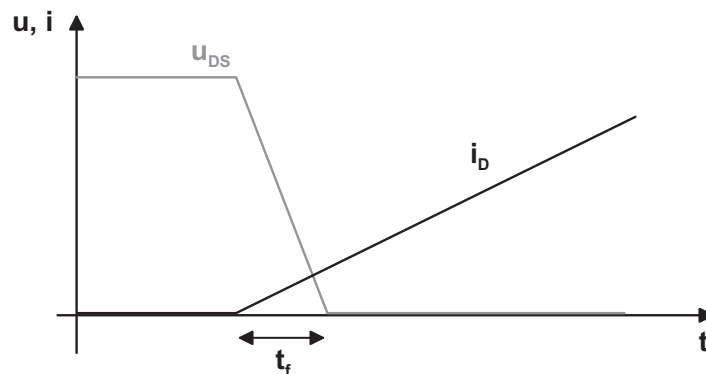


Abbildung 3.1: Zeitverläufe eines vereinfachten schaltentlasteten (zero current switching, ZCS) Einschaltvorganges eines MOSFET zur Bestimmung der Einschaltverlustenergie

Abbildung 3.2 zeigt die idealisierten Strom- und Spannungsverläufe am Ventil beim harten Abschalten. Die Überspannung während des sinkenden Stromes wird durch den Spannungsabfall an den parasitären Kommutierungsinduktivitäten L_k hervorgerufen. Aus der Multiplikation der Zeitverläufe von Strom und Spannung wird die Schaltverlustenergie E_{off} näherungsweise berechnet zu:

$$E_{off} = \frac{U_{DS} I_D t_r}{2} + \frac{I_D (U_{DS} t_f + L_k I_D)}{2} \quad (3.3)$$

mit der Sperrspannung nach dem Schaltvorgang U_{DS} und dem Drainstrom vor dem Schaltvorgang I_D . Die Fallzeit des Stromes t_f sowie die Anstiegszeit der Sperrspannung

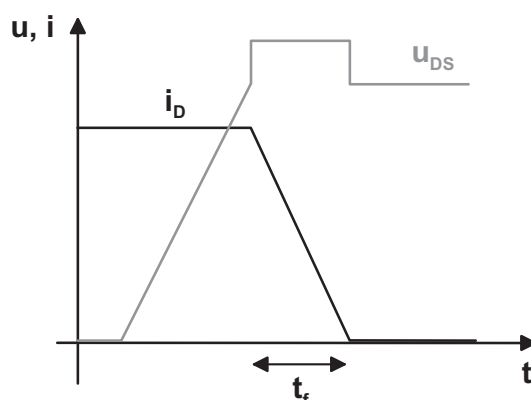


Abbildung 3.2: Zeitverläufe eines vereinfachten harten Einschaltvorganges eines MOSFET zur Bestimmung der Ausschaltverlustenergie

t_r müssen für die Bestimmung bekannt sein bzw. aus dem Datenblatt des jeweiligen Halbleiters entnommen werden.

Die oben dargestellte analytische Schaltverlustenergiebestimmung stellt eine konservative Näherung dar. Die realen Verluste beim Schalten von MOSFETs sind i.d.R. geringer, da insbesondere bei schnellen Schaltvorgängen bei kleinen Gatewiderständen ein Verschiebungsstrom in die Ausgangskapazität des MOSFET fließt, der zu geringeren Verlustenergien am MOSFET-Chip selbst führt [9].

Üblicherweise werden in Datenblättern für MOSFETs Daten für Schaltvorgänge an ohmschen Lasten angegeben. Daraus ergeben sich die Schwierigkeiten, diese Daten auch für die Bestimmung der Schaltverluste an ohmsch-induktiven Lasten anzuwenden. Für einige CoolMOS-Typen sind in den Datenblattangaben bzw. Applikationsschriften [9] inzwischen auch Schaltverlustenergien für bestimmte Betriebspunkte an ohmsch-induktiven Lasten angegeben. Die Abschätzung der Schaltverlustleistungen kann dann wie bei IGBTs üblich bezogen auf diese Referenzwerte (siehe Schaltverlustleistungsbestimmung in Abschnitt 3.1.2) erfolgen.

3.1.2 IGBT

Gegenüber MOSFETs befindet sich in der Halbleiterstruktur des IGBT eine weitere p^+ -Schicht unterhalb der n -Zone [6]. Die an die p^+ -Schicht angrenzende n^- -Zone wird während des Leitzustandes mit positiven Ladungsträgern aus der p^+ -Schicht überschwemmt. Es fließt ein bipolarer Strom. Aufgrund der Ladungsträgerüberschwemmung weisen IGBTs trotz der zusätzlichen Schleusenspannung des p - n -Überganges eine geringere Durchlassspannung gegenüber MOSFETs mit Sperrspannungen über 400 V auf [6].

Nachteilig wirkt sich die Ladungsträgerüberschwemmung auf die Schaltverluste des IGBTs aus. Die Ladungsträger müssen beim Abschalten wieder abgesogen werden, was

sich in erhöhten Ausschaltverlusten bemerkbar macht. Nach dem eigentlichen Schaltvorgang fließt verhältnismäßig lange der sogenannte Schweifstrom bei bereits anliegender voller Sperrspannung, was zu den erhöhten Verlusten führt.

Die maximalen Sperrspannungen heutiger, kommerziell erhältlicher IGBTs liegen bei 6,5 kV.

Zur Bestimmung der Durchlassverluste wird ein linearisiertes Modell für die Durchlasskennlinie genutzt. Die Kennlinie des IGBT wird dabei nach Abbildung 3.3 durch die Schwellspannung U_{CE0} und den differentiellen Widerstand r_{CE} angenähert.

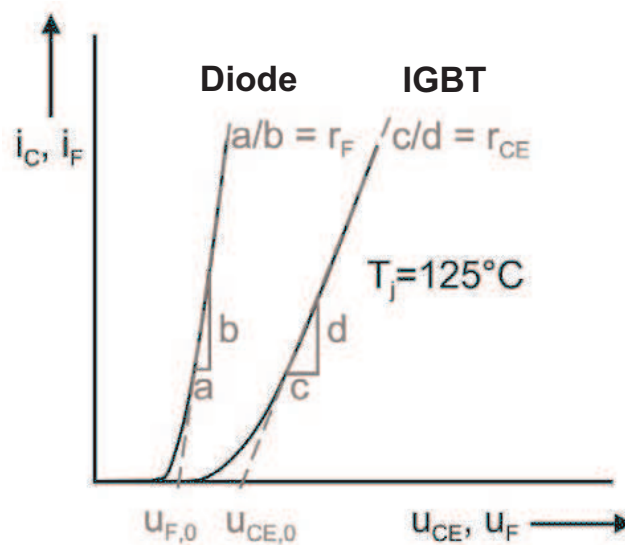


Abbildung 3.3: Durchlasskennlinie eines IGBT und einer Diode mit linearisierter Näherung [10]

Mit dem Mittelwert \bar{i}_C und dem Effektivwert \tilde{i}_C des Kollektorstromes lässt sich die Durchlassverlustleistung $P_{D,IGBT}$ eines IGBT damit vereinfacht bestimmen zu:

$$P_{D,IGBT} = U_{CE0} \bar{i}_C + r_{CE} \tilde{i}_C^2 \quad (3.4)$$

Die Bestimmung der Schaltverluste an IGBTs beruht auf der Annahme linearer Abhängigkeiten der Schaltverlustenergie von der Sperrspannung, die vor bzw. nach dem Schaltvorgang am Ventil anliegt und dem Strom, der vom Ventil aktuell geschaltet wird. In den Datenblättern der IGBTs sind üblicherweise Referenzwerte $E_{OFF,ref}$ und $E_{ON,ref}$ für Schaltverlustenergien beim Schalten von induktiven Lasten angegeben. Diese Werte sind für einen bestimmten Kommutierungsstrom I_{ref} und die Kommutierungsspannung U_{ref} gegeben. Ebenso lassen sich vereinfacht die Schaltverlustenergien der üblicherweise im IGBT-Modul integrierten Freilaufdioden bestimmen, für die ebenfalls ein Referenzwert $E_{Rec,ref}$ im Datenblatt angegeben ist. Die Umrechnung der jeweiligen Schaltverlustenergien bei dem zu bewertenden Schaltvorgang mit der Kommutierungsspannung U_k und dem Kommutierungsstrom I_k berechnen sich dann nach

Gl. (3.5).

$$\begin{aligned}
 E_{ON} &= E_{ON,ref} \cdot \frac{U_k}{U_{ref}} \cdot \frac{I_k}{I_{ref}} \\
 E_{OFF} &= E_{OFF,ref} \cdot \frac{U_k}{U_{ref}} \cdot \frac{I_k}{I_{ref}} \\
 E_{Rec} &= E_{Rec,ref} \cdot \frac{U_k}{U_{ref}} \cdot \frac{I_k}{I_{ref}}
 \end{aligned}
 \tag{3.5}$$

Bei den gegebenen Referenzwerten der Schaltverlustenergien für IGBTs ist zu berücksichtigen, dass sich diese auf den Kommutierungsvorgang zwischen IGBT und der im Modul befindlichen Freilaufdiode beziehen. Kommutiert der Strom im Stromrichter zwischen IGBT und einer anderen Diode, so kann die Einschaltverlustenergie im IGBT aufgrund der unterschiedlich hohen Rückstromspitze der abkommutierenden Diode - und damit der unterschiedlich hohen Kollektorstromspitze - von den gegebenen Werten abweichen.

Rückwärtssperrfähige IGBT (Reverse Blocking IGBT, RBIGBT)

Obwohl IGBTs in ihrer Halbleiterstruktur eine hochsperrende pin-Diode vorliegen haben, die ein Rückwärtssperren des IGBT ermöglicht, liegt die Rückwärtssperrspannung heutiger IGBTs nur bei einigen 10 V, was zum Einen am - auf gute Durchlass- und Wärmeabfuhereigenschaften - optimierten Design, zum Anderen an der Ausführung der Halbleiterchip-Randbereiche liegt [6].

In einigen Schaltungstopologien, wie beispielsweise dem stromgespeisten Wechselrichter [10] (vgl. auch Abschnitt 5.1) sind rückwärtssperrfähige Ventile erforderlich. Die übliche Methode ist dann in Reihe zu dem schaltbaren Halbleiter eine Diode in Serie zu schalten, die dann die Spannung im Rückwärtsbetrieb aufnimmt. Es gibt jedoch auch Bestrebungen IGBTs zu entwickeln, die eine inherente Rückwärtssperrfähigkeit aufweisen [11], [12], [13]. Treiber für diese Entwicklung ist dabei der sogenannte Matrixumrichter, der ebenfalls rückwärtssperrfähige Ventile benötigt. Kommerziell sind rückwärtssperrfähige IGBTs derzeit nicht am Markt verfügbar.

3.1.3 Dioden

In selbstgeführten Stromrichterschaltungen werden Dioden als Freilaufdioden benötigt. Sie übernehmen den Strom des abgeschalteten Halbleiters und ermöglichen damit einen Freilaufpfad der Ströme, die durch Induktivitäten weitergetrieben werden. Aufgrund der sehr schnellen Leistungshalbleiter IGBT und MOSFET müssen die Beschaltungsdioden ebenfalls schnell sein. Weiterhin müssen die Schaltverluste der Dioden aufgrund der hohen Schaltfrequenzen ebenfalls gering sein.

Charakteristische Kenndaten von Dioden sind: die Sperrspannung U_R bzw. in englischsprachigen Datenblättern V_R , die Durchlassspannung U_F bzw. V_F , die Rückstromspitze I_{RM} und die Sperrverzögerungszeit t_{rr} bzw. die Sperrverzögerladung Q_{rr} der Diode.

Die Rückstromspitze der Diode, die dadurch zustande kommt, dass die in der Diode gespeicherte Ladung beim Übergang in den Sperrzustand abgebaut werden muss, ist gemeinsam mit der Sperrverzögerungszeit ein Maß für die Verluste, die beim Schalten in der Diode auftreten. Während des Rückstromes nimmt die Diode bereits die Sperrspannung auf, was zu hohen Verlusten führt (siehe die vereinfachten Zeitverläufe in Abb. 3.4). Schnelle Dioden weisen daher eine niedrige Sperrverzugsladung (gleichbedeutend mit einer kleinen Rückstromspitze und einer kurzen Sperrverzögerungszeit) auf. Die Optimierung einer Diode auf schnelles Schalten geht dabei allerdings immer zu Lasten des Durchlassverhaltens. Erfolgt das Abschalten des Rückstroms innerhalb der Diode mit einem starken di/dt , so wird von einem „snappigen“ Verhalten der Diode gesprochen. An Streuinduktivitäten im Kommutierungskreis führt dieses zu hohen Spannungen. Das Verhalten der Diode ist idealerweise „soft“, d.h. das Abschalten des Rückstromes erfolgt mit einem niedrigen di/dt [6], [14].

Eine recht neuartige Entwicklung stellt die Siliziumcarbid(SiC)-Diode dar [14], [15]. Sie hat eine im Gegensatz zur Silizium-Diode sehr geringe Sperrverzugsladung und damit eine sehr kleine Rückstromspitze und geringe Schaltverluste. Kommerziell sind SiC-Dioden derzeit in diskreten Gehäusebauformen bis zu einer Sperrspannung von 1200 V bei einer Strombelastbarkeit von 10 A erhältlich. Die Durchlassverluste der SiC-Dioden (unipolarer Strom) liegen dabei über denen von schnellen Si-Dioden (bipolarer Strom).

Im Allgemeinen sind die Einschaltverluste von Dioden generell vernachlässigbar, da die Diode erst Strom führt, wenn die Spannung über ihr abgesunken ist [8].

Zur Bestimmung der Durchlassverluste einer Diode wird das in Abb. 3.3 dargestellte linearisierte Kennlinienmodell verwendet. In Abhängigkeit der Dioden-Schwelspannung U_{F0} und dem differentiellen Widerstand r_F lässt sich mit dem Mittelwert \bar{i}_F und dem Effektivwert \tilde{i}_F des Diodenstromes die Durchlassverlustleistung einer Diode $P_{D, Diode}$ analog zum IGBT (Abschnitt 3.1.2) damit vereinfacht bestimmen zu:

$$P_{D, Diode} = U_{F0} \bar{i}_F + r_F \tilde{i}_F^2 \quad (3.6)$$

Sind für die Diode im Datenblatt Referenzwerte für die Schaltverlustenergie für einen spezifizierten Schaltvorgang gegeben, so können die Ausschaltverluste der Diode wie in Abschnitt 3.1.2 beschrieben näherungsweise bestimmt werden. Sind diese Werte nicht gegeben, werden die Schaltverlustenergien nach dem folgenden, genaueren Verfahren bestimmt [8]:

Sind im Datenblatt der verwendeten Dioden die Sperrverzugsladungen Q_{rr} in Abhängigkeit der Stromsteilheit des abkommutierenden Stromes gegeben und sind die Kommutierungsspannung und die Steilheit di/dt des Stromes bekannt, so lässt sich nach Gleichung 3.7 die Ausschaltverlustleistung $E_{off, Diode}$ der Diode recht genau bestimmen [8]. Häufig, insbesondere bei MOSFET-Inversdioden für die dieses Verfahren ebenfalls Gültigkeit besitzt, wird die Sperrverzugsladung nur für ein spezielles di/dt angegeben. Weicht die Stromsteilheit während der Kommutierung von der Datenblattangabe erheblich ab, so handelt es sich bei der Bestimmung der Schaltverlustleistung nach diesem Verfahren nur um eine grobe Abschätzung.

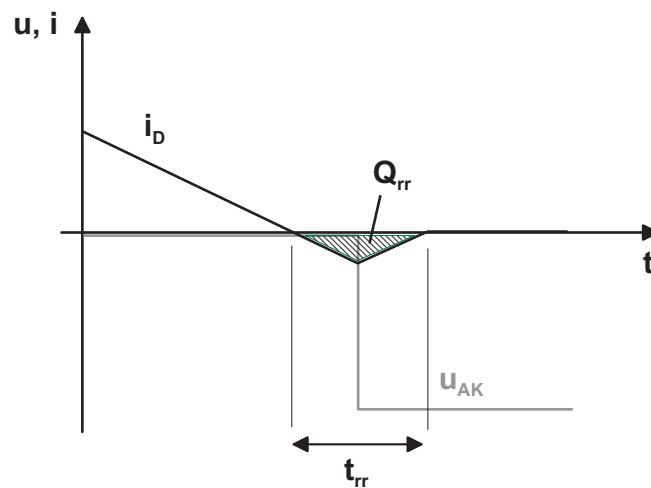


Abbildung 3.4: Zeitverläufe eines vereinfachten harten Ausschaltvorganges einer Diode zur Bestimmung der Dioden-Schaltverlustenergie

$$E_{off, Diode} = \frac{1}{2} Q_{rr} U_R = \frac{1}{4} I_{rr} t_{rr} U_R \quad (3.7)$$

Die maximale Sperrspannung sehr schneller Dioden liegt bei $U_{R,max} = 1800 \text{ V}$. Müssen zur Erhöhung der Sperrspannung mehrere Dioden hintereinandergeschaltet werden, so müssen diese mit RC-Gliedern symmetriert werden. Die statische Symmetrierung erfolgt mit ohmschen Widerständen, die dynamische Symmetrierung erfolgt mit Kondensatoren, die jeweils parallel zu den Dioden geschaltet werden [6], S. 61 ff.

3.2 Induktive Bauelemente

Induktive Bauelemente werden in der Leistungselektronik als Energiespeicher (Drosseln) und zum Übertragen von Leistung (Transformatoren) verwendet. Charakteristische Größen für den Vergleich unterschiedlicher Topologien sind die Baugröße und die Verlustleistung der verwendeten induktiven Bauelemente.

Im Allgemeinen werden Gewicht und Volumen passiver Bauelemente und damit auch induktiver Bauelemente mit zunehmender Betriebsfrequenz kleiner. Da insbesondere die Verluste im magnetischen Material stark von der Frequenz abhängen werden für Betriebsfrequenzen oberhalb von etwa 5 kHz moderne magnetische Materialien wie z.B. Ferrite eingesetzt.

Bestimmende Größe für die Baugröße eines induktiven Bauteils ist zunächst die maximal im magnetischen Material zulässige Induktion B_{max} . Diese ist abhängig vom verwendeten Kernmaterial und wird vom Hersteller angegeben (z.B. [16]).

Die im induktiven Bauelement auftretenden Verluste (magnetische Verluste durch Wirbelströme und Ummagnetisierung des Kerns, ohmsche Verluste in den Wicklungen) dürfen zu keiner unzulässigen Erwärmung führen. Werden die Verluste pro Volumeneinheit zu hoch, muss der Kern größer gewählt werden, als nach Auslegung nach der Sättigungsgrenze B_{max} notwendig wäre.

Weichmagnetische Werkstoffe weisen keinen linearen Zusammenhang zwischen der dem Strom I proportionalen magnetischen Feldstärke H und der Induktion B auf. Der Zusammenhang $B = f(H)$ wird daher für den entsprechenden Werkstoff in Form einer Magnetisierungskurve dargestellt (siehe Abb. 3.5). Ein kompletter Magnetisierungs- und Entmagnetisierungsvorgang durchläuft dabei die Form einer Hysterese, die abhängig vom verwendeten Kernmaterial ist.

Die Magnetisierungskurve beschreibt neben dem Zusammenhang zwischen Feldstärke und Induktion die Ummagnetisierungsverluste die im Kern entstehen. Die im Magnetfeld gespeicherte Energie W_{magn} in Abhängigkeit von Induktion und magnetischer Feldstärke ist

$$W_{magn} = \frac{1}{2} B \cdot H \quad (3.8)$$

Die Fläche, die beim Durchlaufen der Magnetisierungskurve umschlossen wird, beschreibt dabei die Verlustenergie für jeden vollständigen Ummagnetisierungsvorgang. Die Verlustleistung durch die Ummagnetisierung ist damit näherungsweise proportional zur Ummagnetisierungsfrequenz. Moderne magnetische Materialien weisen dabei eine geringe umschlossene Fläche innerhalb der Hysteresekurve auf.

Weiterhin treten im magnetischen Material Verluste durch Wirbelströme auf. Bei gesintertem ferritischem Material werden die Wirbelströme durch elektrische Isolation der einzelnen Sinterkörner, bei Eisenkernen durch Schichten des Kerns aus einzelnen voneinander isolierten Blechen, gering gehalten.

Die gesamten Kernverluste werden von den Herstellern häufig als spezifische Verlustleistung $[\frac{W}{m^3}]$ in Abhängigkeit von Frequenz und Induktion für das jeweilige Kernmaterial

angegeben [16]. Das untere Diagramm in Abbildung 3.5 zeigt die spezifische Verlustleistung am Beispiel des für Leistungsanwendungen eingesetzten Ferrites N87 [17].

In den Wicklungen von Induktivitäten und Transformatoren treten ohmsche Verluste auf. Diese können vereinfacht in Abhängigkeit des Stromeffektivwertes durch die Wicklung I_{eff} und des Widerstandes der Wicklung R_{Cu} bestimmt werden zu:

$$P_{Cu} = I_{eff}^2 \cdot R_{Cu} \quad (3.9)$$

Bei höheren Frequenzen kann jedoch nicht mehr von einer homogenen Stromdichteverteilung über den ganzen Leiterquerschnitt ausgegangen werden. Es treten dann zwei Effekte auf, die durch eine inhomogene Stromdichte im Leiter zu erhöhten ohmschen Verlusten in der Wicklung führen [18]:

Skin-Effekt: Das magnetische Feld, das durch den zeitlich veränderlichen Strom im Leiter hervorgerufen wird, führt zu einer Verdrängung des Stromes zum Rand des Leiters.

Proximity-Effekt: Wird ein Leiter von einem Magnetfeld, z.B. von einem benachbarten Leiter, durchsetzt, so werden zusätzliche Spannungen im Leiter selbst induziert, die zu einer inhomogenen Stromdichteverteilung im Leiter führen.

Zur Verminderung der Auswirkungen von Skin- und Proximity-Effekt werden sog. Hochfrequenzlitzen eingesetzt. Sie bestehen aus vielen dünnen Einzelleitern (Reduktion der Auswirkungen des Skin-Effekts), die miteinander verdrillt sind (Reduktion der Auswirkungen des Proximity-Effekts).

Im betrachteten Frequenzbereich können bei Verwendung von Hochfrequenzlitze für die Grundschwingung der Ströme die Auswirkungen der beiden Effekte näherungsweise vernachlässigt werden. Zu beachten ist, dass bei nichtsinusförmigen Stromverläufen der Anteil der Oberschwingungen erhöhte Verluste durch die genannten Effekte bewirkt [19].

Das Verhältnis von Induktion B zu Feldstärke H ist definiert als Permeabilität $\mu = \frac{B}{H}$. Zur Vereinfachung des nichtlinearen Zusammenhangs zwischen B und H werden für unterschiedliche Arbeitspunkte relative Permeabilitäten μ_r angegeben [16]. Wichtige Kenngrößen sind die Amplitudenpermeabilität μ_a

$$\mu_a = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\hat{B}}{\hat{H}} \quad \text{mit} \quad \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \quad (3.10)$$

Sie ist die Permeabilität bei Wechselmagnetisierung und großer Aussteuerung mit den Absolutwerten \hat{B} und \hat{H} . Die Überlagerungspermeabilität μ_Δ

$$\mu_\Delta = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad (3.11)$$

ist die Permeabilität für Wechsellaussteuerung bei gleichzeitiger Überlagerung eines Gleichfeldes. Bei kleiner Wechsellaussteuerung $\Delta H \rightarrow 0$ geht diese über in die Reversible Permeabilität μ_{rev} (vgl. Abb. 3.5, oben rechts).

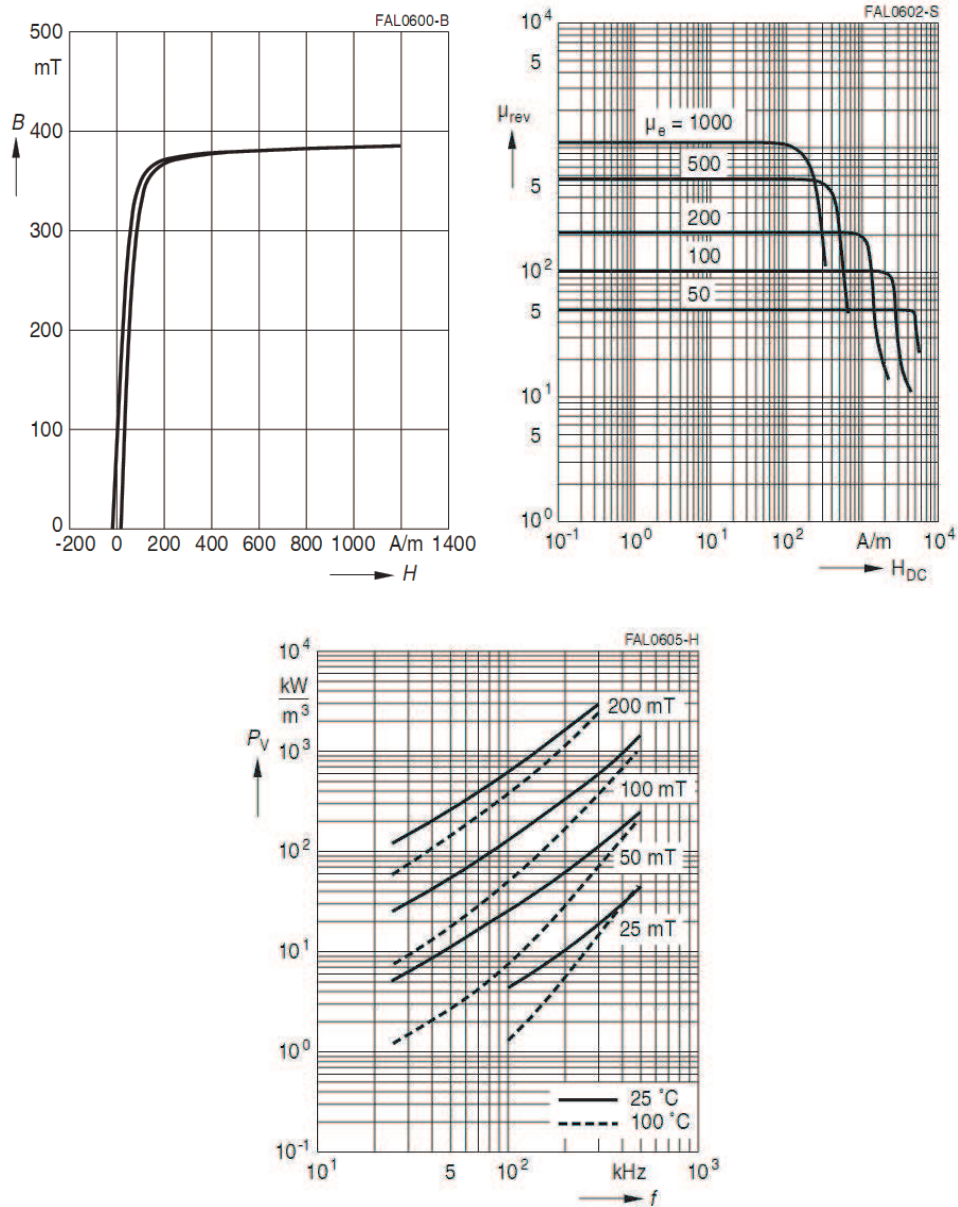


Abbildung 3.5: Charakteristische Materialeigenschaften am Beispiel des Ferrites N87 [17]

Oben links: Quadrant 1 der Magnetisierungskennlinie $B = f(H)$.

Oben rechts: Verlauf der reversiblen Permeabilität μ_{rev} in Abhängigkeit vom statischen Feld H_{DC} bei unterschiedlicher Scherung.

Unten: spezifische Verlustleistung P_V in Abhängigkeit der Frequenz f bei unterschiedlichen Flussdichten und Kerntemperaturen.

3.2.1 Drosseln

Zur Speicherung elektrischer Energie im magnetischen Feld werden Drosseln eingesetzt. Im Folgenden wird auf die Dimensionierung von Glättungsdrosseln für Stromrichterschaltungen eingegangen. Charakteristisches Merkmal von Glättungsdrosseln ist eine Vormagnetisierung hervorgerufen durch den Gleichanteil des Stromes.

Bei der Gleichstromdrossel (gleichstromvormagnetisierte Drossel) ist der Wechselanteil des Stromes gegenüber dem Gleichanteil gering und kann i.d.R. vernachlässigt werden. Damit kann bei Gleichstromdrosseln vereinfachend mit der Reversiblen Permeabilität μ_{rev} gerechnet werden [18].

Zur Erhöhung der Energiespeicherfähigkeit einer Drossel wird ein Luftspalt in den magnetischen Kreis eingebracht. Die Induktion ist stetig und daher im magnetischen Kreis näherungsweise konstant, die magnetische Feldstärke ist im Luftspalt sehr viel höher als im Kernmaterial [19], ein großer Teil der Energie wird dann bei einer hohen Energiedichte im Luftspalt gespeichert. Durch das Einbringen eines Luftspaltes verändern sich die Eigenschaften des magnetischen Kreises. Die Hysteresekurve verläuft geneigter, sie ist geschert. Dadurch verändern sich die Werte der wirksamen Permeabilitäten in Abhängigkeit von der Scherung bzw. der Größe des Luftspaltes. Weitere Abhängigkeiten z.B. der reversiblen Permeabilität bestehen durch die magnetische Vorbelastung durch den Gleichstrom.

Die Abhängigkeiten der Werkstoffeigenschaften verschiedener Kernmaterialien von Scherung und magnetischer Vorbelastung wird daher zur Dimensionierung von Induktivitäten in Form von Diagrammen angegeben. Das mittlere Diagramm der Abbildung 3.5 zeigt beispielsweise den Verlauf der reversiblen Permeabilität in Abhängigkeit der statischen Feldstärke bei unterschiedlichen Scherungsverhältnissen. Das Scherungsverhältnis wird dabei in Abhängigkeit der Luftspalllänge l_L und der mittleren Weglänge im Kernmaterial l_e als effektive Permeabilität μ_e des gescherten Kernes [16] angegeben als:

$$\mu_e = \frac{1}{\frac{1}{\mu_r} + \frac{l_L}{l_e}}$$

bzw. $\mu_e \approx \frac{l_e}{l_L}$ für $\mu_r \gg 1$. (3.12)

Der Zusammenhang zwischen magnetischen und elektrischen Größen lässt sich über die Induktivität L der Drossel bestimmen zu:

$$L = N^2 \mu_e \mu_0 \frac{A_e}{l_e} \quad (3.13)$$

mit der Permeabilität des gescherten Kernes, der effektiven Permeabilität μ_e und der Querschnittsfläche des magnetischen Materials A_e .

Die Abhängigkeit der Gleichfeldstärke H_0 in Abhängigkeit von der Windungszahl N , dem Gleichstrom I_0 und der Weglänge im Kernmaterial l_e ist:

$$H_0 = \frac{N I_0}{l_e} \quad (3.14)$$

Die Dimensionierung einer Drossel ist in erster Linie abhängig vom Kernmaterial und dem Luftspalt, in geringem Maße auch von der Kernform. Die Dimensionierung anhand von Datenblattangaben der Hersteller magnetischer Materialien erfolgt in einem iterativen Prozess. Zunächst wird ein ungescherter magnetischer Kern mit der Weglänge l_e gewählt und die für die geforderte Induktivität L benötigte Windungszahl sowie die Gleichstromvorbelastung bestimmt. Aus den Materialdaten (vgl. Abb. 3.5) werden dann das Scherungsverhältnis und damit die Luftspalllänge ermittelt. Die Windungszahlen und ggf. die Kerngröße müssen an die durch die Scherung geänderten Materialkennwerte angepasst werden. Ist der Kern zu groß gewählt, wird er nicht voll ausgenutzt, ist er zu klein gewählt lässt sich die erforderliche Energiespeicherung nicht erreichen.

Alternativ werden von den Herstellern magnetischer Bauteile für die verschiedenen Kerne und Luftspalllängen sogenannte A_L -Werte angegeben. Dabei gilt für die Induktivität L :

$$L = N^2 A_L \quad (3.15)$$

Nach der Wahl eines Kernes mit dem Querschnitt A und der Windungszahl N kann der erforderliche A_L -Wert über unterschiedliche Luftspalllängen erreicht werden [19].

Um die maximal zulässige Induktion nicht über den zulässigen Wert B_{max} ansteigen zu lassen, darf die Windungszahl N in Abhängigkeit von der Induktivität L , des Spitzenwertes des Drosselstromes \hat{i} und der Querschnittsfläche des magnetischen Kernes A den Wert von

$$N = \frac{L \hat{i}}{A B_{max}} \quad (3.16)$$

dabei nicht unterschreiten.

In den analytischen Schaltungsberechnungen werden die Gleichstromdrosseln mit ihrer Induktivität L modelliert. Innenwiderstände und parasitäre Kapazitäten werden vernachlässigt.

3.2.2 Transformator

Ein vereinfachtes Ersatzschaltbild eines Transformators zeigt die Abbildung 3.6. Die Streuung ist dabei in der auf die Primärseite bezogenen Streuinduktivität L_σ zusammengefasst. Eine an der Primärwicklung anliegende Spannung U_e bewirkt einen ansteigenden Magnetisierungsstrom durch die Hauptinduktivität des Transformators L_h und damit eine Induktionsänderung im Kernmaterial. Durch die Induktionsänderung wird in der Sekundärwicklung eine im Übersetzungsverhältnis \ddot{u} transformierte Spannung induziert. Um den Magnetisierungsstrom im Verhältnis zum Eingangsstrom zu minimieren, werden Kerne ohne Luftspalt eingesetzt. Der magnetische Kreis muss derart ausgelegt werden, dass bei dem maximal auftretenden Magnetisierungsstrom die maximal zulässige Induktion B_{max} des Kernmaterials nicht überschritten wird. Die dazu maximal zulässigen Spannungs-Zeit-Flächen dürfen auch im dynamischen Fall nicht überschritten werden, um eine Sättigung des Kernes zu verhindern. Die Sättigung führt

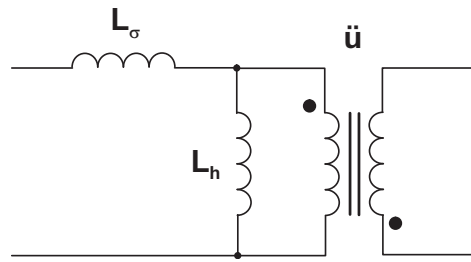


Abbildung 3.6: Ersatzschaltbild der betrachteten Transformatoren

zu einem stark ansteigenden Magnetisierungsstrom, was neben einer Überlastung des Kernmaterials zu einer Überlastung der beteiligten Halbleiter führen kann.

Bei einer rechteckförmigen Spannung ist die Stromänderung in der Hauptinduktivität L_h unter Vernachlässigung der Streuinduktivität L_σ linear. Die Amplitude des Magnetisierungsstromes \hat{I}_μ lässt sich damit in Abhängigkeit des Einschaltintervalls t_E der rechteckförmigen Spannung U_e bestimmen zu [19]:

$$\hat{I}_\mu = \frac{U_e t_E}{L_h} \quad (3.17)$$

Die Amplitude des Magnetisierungsstromes kann für eine erste Abschätzung der Baugröße des magnetischen Kerns genutzt werden. Nach [19], S. 170 f. lässt sich über die Energiedichte eines magnetischen Kreises und die gespeicherte Energie einer Induktivität das minimale Kernvolumen V_e , das den magnetischen Forderungen genügt, bestimmen zu:

$$V_e = \mu_0 \mu_a \frac{L_h \hat{I}_\mu^2}{B_{max}^2} \stackrel{\text{mit(3.17)}}{=} \mu_0 \mu_a \frac{U_e^2 t_E^2}{L_h B_{max}^2} \quad (3.18)$$

Der Wert der Induktivität L_h kann dabei analog zu Gl. (3.15) aus Datenblattangaben des Kerns bestimmt werden.

Der Zusammenhang zwischen induzierter Spannung U_{ind} , Windungszahl n und magnetischer Flussdichte Φ ist durch das Induktionsgesetz

$$U_{ind} = N \frac{d\Phi}{dt} \quad (3.19)$$

gegeben. Bezogen auf den Kern des Transformators mit dem Induktionshub ΔB und dem Querschnitt des magnetischen Kreises A lässt sich das Induktionsgesetz formulieren zu:

$$U_e = N_1 A \frac{\Delta B}{t_E} \quad (3.20)$$

Durch Umstellen von (3.20) lässt sich damit die primärseitige Windungszahl N_1 bestimmen, die in Abhängigkeit des gewählten Kernquerschnittes zum gewünschten Induktionshub ΔB führt. Die sekundärseitige Windungszahl ergibt sich zu $N_2 = \ddot{u} \cdot N_1$.

Für eine optimierte Auslegung eines Transformator-kernes müssen die Windungen für die zur Verfügung stehenden Wickelfenster im Kern ausgelegt und die Verluste bestimmt werden.

Eine Dimensionierung induktiver Bauelemente unter Berücksichtigung der beschriebenen Verlustmechanismen und insbesondere der auslegungsrelevanten Bestimmung der Streuinduktivitäten lässt sich vereinfacht durch geeignete Simulationswerkzeuge erreichen. Die Erstellung der induktiven Bauelemente, die für die im Rahmen dieser Arbeit entstandenen Schaltungen benötigt werden, wurde daher auf spezialisierte Hersteller induktiver Bauelemente übertragen, die über entsprechende Simulationswerkzeuge verfügen. Die Auslegung der induktiven Bauelemente erfolgte dazu nach Vorgabe der Arbeitsfrequenz, des geforderten Wicklungsverhältnisses, der Kurvenform des Stromes und des maximal zu erwartenden $\oint U dt$.

Um die wirksamen Streuinduktivitäten der hochfrequent betriebenen Transformatoren gering zu halten, werden bei den im Rahmen dieser Arbeit aufgebauten galvanisch trennenden DC/DC-Wandlern jeweils zwei Transformatoren eingesetzt, deren primärseitige Wicklungen parallel und deren sekundärseitigen Windungen in Reihe geschaltet sind.

Eine eingehende analytische Modellierung induktiver Bauelemente zeigt die Arbeit von L. SCHÜLTING [18].

Planartransformatoren

Bei Planartransformatoren werden die Wicklungen nicht wie bei herkömmlichen Hochfrequenztransformatoren mit Draht oder Hochfrequenzlitze auf Kerne aufgewickelt, sondern als flächige Leitungen innerhalb des magnetischen Kerns eingelegt bzw. eine geringe Anzahl Wicklungen auf mehrere Kerne aufgeteilt [20]. Dies erfolgt bei kleineren Leistungen bzw. Strömen beispielsweise direkt mit den Kupferbahnen auf Multi-Layer-Platinenmaterial. Das magnetische Material kann dann direkt auf der Flachbaugruppe angeordnet werden. Bei grösseren Leistungen bzw. Strömen werden die Leitungen beispielsweise in Form von flachen Kupferleitungen hergestellt.

Aus der besonderen Bauweise der Flach- oder Planar-Transformatoren ergeben sich folgende Vor- und Nachteile gegenüber anderen Transformatoren:

Der grösste Vorteil von Planartransformatoren ist die - durch die flache Bauform gut realisierbare - grosse Oberfläche, die eine sehr effiziente Kühlung ermöglicht. Dadurch ergibt sich eine hohe Leistungsdichte, also ein verhältnismässig kleines Volumen und eine geringe Masse. Besonders vorteilhaft für Serienprodukte wirkt sich die gute Reproduzierbarkeit der elektrischen Kenndaten aus, die durch präzisere Herstellungsmethoden erreicht wird [21].

Bezüglich der Verluste werden in den genannten Literaturquellen keine Vergleiche zu herkömmlich aufgebauten Hochfrequenztransformatoren genannt. Die Streuinduktivitäten von Planartransformatoren können durch den Aufbau und interne Parallelschaltung sehr niedrig gehalten werden. Die Streuinduktivitäten angebotener Planartrans-

formatoren für die in der Arbeit vorgestellten Laboraufbauten liegen in der Größenordnung der Streuinduktivitäten herkömmlich gewickelter Hochfrequenztransformatoren (Herstellerangabe).

Nachteilig wirken sich insbesondere eine grössere Montagefläche für den Transformator und der hohe Preis für derartige Bauelemente aus [22]. Derzeit sind kommerziell am Markt einzelne Transformatoren bis zu einer Leistung von 20 kW erhältlich. Höhere Leistungen werden durch Parallelschaltung mehrerer Einheiten erreicht.

Einige der Vorteile von Planartransformatoren haben bezüglich der Bewertung eines Planartransformators in Umrichtern für Brennstoffzellen weniger starke Bedeutung. So fallen eine hohe Leistungsdichte und geringere Masse in nichtstationären Anwendungen stärker ins Gewicht. Eine hohe Reproduzierbarkeit der elektrischen Daten sind in erster Linie für Massenprodukte im Kleinleistungsbereich ein wichtiges Argument. Niedrige Verluste und folglich hoher Wirkungsgrad sind für Brennstoffzellenumrichter von großem Interesse. In der vorliegenden Literatur [21], [22], [23] wird kein Effektivitätsvorteil gegenüber herkömmlichen Hochfrequenztransformatoren explizit herausgearbeitet. Dies gilt auch für den Vergleich zwischen herkömmlichem Hochfrequenztransformator und Planartransformator im Teillastbereich. Aufgrund der Annahmen, dass bei den hier angestrebten Leistungen von 20 kW und darüber von einer Schaltfrequenz von unter 100 kHz ausgegangen wird [22], [24], [25] und der Aussage, dass die Vorteile von Planartransformatoren im Allgemeinen bei Betriebsfrequenzen oberhalb von 100 kHz liegen [21], ist der Einsatz eines Planartransformators in dieser Anwendung nicht mit starken Vorteilen verbunden. Unterstützt wird diese Aussage noch durch die höheren Kosten eines Planartransformators gegenüber einem herkömmlichen Hochfrequenztransformator. Folglich werden für die Schaltungsabauten induktive Bauelemente verwendet, die mit konventionellen Kernen aufgebaut sind.

3.3 Kapazitive Bauelemente

Kondensatoren werden in leistungselektronischen Wandler-Systemen zum Entkoppeln von Gleich- und Wechselströmen, allgemein zum Ausfiltern höherfrequenter Anteile im Strom eingesetzt.

Sie dienen beispielsweise der Entkopplung bei DC/DC-Wandlern und Wechselrichtern oder der Reduktion der Strombelastung der Brennstoffzelle. Bei der Kommutierung von Halbleiterschaltern nehmen sie den Kommutierungsstrom auf.

Die Strombelastung der Kondensatoren ist dabei sehr hoch und führt zu einer Erwärmung und damit einer Lebensdauerreduktion des Kondensators. Die Verluste im Kondensator werden im Ersatzschaltbild vereinfacht durch einen Serienwiderstand (ESR) beschrieben. Die Hersteller von Kondensatoren geben neben dem frequenzabhängigen Serienwiderstand zur einfachen Dimensionierung die maximale Wechselstrombelastbarkeit in Abhängigkeit der Frequenz an (vgl. Abb. 3.7).

Um den Effektivwert des Stromes im einzelnen Kondensator zu reduzieren, können mehrere Kondensatoren parallelgeschaltet werden. Positiver Nebeneffekt der Parallel-

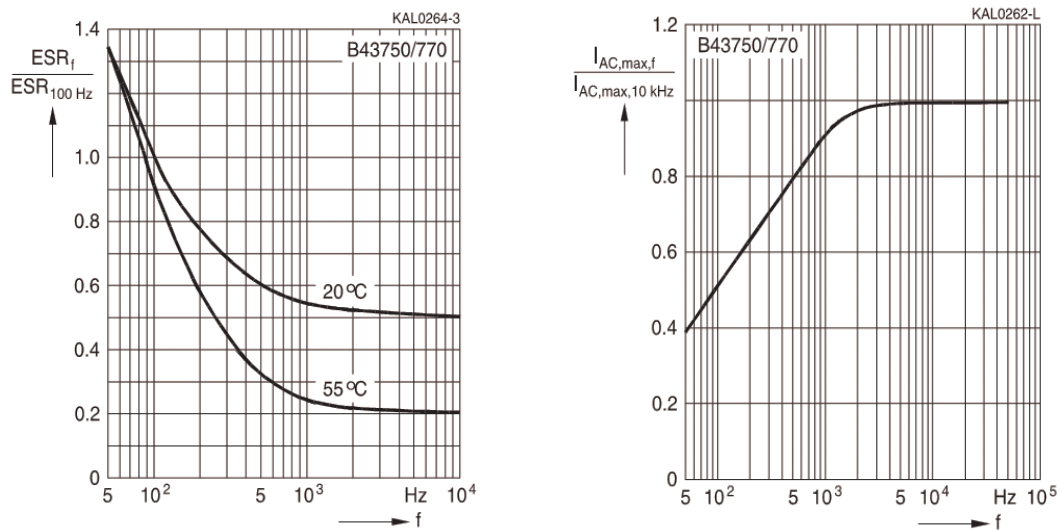


Abbildung 3.7: Charakteristische Daten eines Elektrolytkondensators ($C = 560 \mu\text{F}$, $U = 450 \text{ V}$) [26].

Links: ESR in Abhängigkeit der Frequenz ($ESR_{100\text{ Hz}} = 220 \text{ m}\Omega$). Rechts: zulässige Wechselstrombelastbarkeit in Abhängigkeit der Frequenz ($I_{AC,max,10\text{ kHz}} = 36 \text{ A}$)

schaltung ist eine gleichzeitige Reduktion der wirksamen Streuinduktivitäten z.B. im Kommutierungskreis der Halbleiter, was zu geringeren Schaltüberspannungen führt.

Elektrolytkondensatoren weisen eine hohe Energiedichte bei einer mittleren Leistungsdichte auf. Folienkondensatoren haben eine mittlere Energiedichte bei einer hohen Leistungsdichte und sind bei gleichen Randbedingungen deutlich verlustärmer als Elektrolytkondensatoren. Zudem lassen sich durch kompaktere Bauformen besonders niedrige Streuinduktivitäten realisieren. Um die jeweiligen Vorteile beider Kondensatoren zu nutzen ist eine Kombination beider Typen möglich.

Die Auslegung von Elektrolytkondensatoren erfolgt in Abhängigkeit der Verlustleistung bzw. der maximal zulässigen Erwärmung. Bestimmende Randbedingung ist dabei die Lebensdauer des Kondensators. Der aufgrund der zulässigen Verlustleistungen bestimmte Wert der Kapazität liegt dabei i.d.R. über den Anforderungen an den minimal erforderlichen Energiespeicherinhalt des Kondensators.

Kapitel 4

Wechselrichter für Brennstoffzellen

4.1 Anforderungen

An ein Wechselrichtersystem für Brennstoffzellen werden viele Anforderungen gestellt. Zum Einen sind dies allgemeine Anforderungen, die beispielsweise den Endnutzer eines solchen Systems betreffen, zum Anderen sind es solche, die sich speziell aus der Kombination der Brennstoffzelle mit dem elektrischen Energieversorgungsnetz ergeben.

Die entscheidenden Anforderungen, die an einen Brennstoffzellenumrichter gestellt werden, sind die elektrischen Kenngrößen, die sich beispielsweise aus den Betriebsbedingungen der Brennstoffzelle und des Energieversorgungsnetzes ergeben. In diesen Bereich fallen auch Forderungen an den Schutz von Anlage und Anwender. Sowohl für allgemeine elektrische Anforderungen, insbesondere aber für Schutzmaßnahmen gelten nationale und internationale Normen, die von dem Wechselrichtersystem erfüllt werden müssen.

Führen die unterschiedlichen Anforderungen zu Konflikten bei der Auswahl und Auslegung eines Brennstoffzellenwechselrichtersystems, muss der Entwickler, der den Wechselrichter in ein Brennstoffzellensystem einbindet, sie entsprechend ihrer Bedeutung abwägen.

Im Vordergrund dieser Arbeit stehen die Anforderungen an die Umrichterschaltungen, die sich aus den elektrischen Randbedingungen der Brennstoffzelle einerseits und des elektrischen Versorgungsnetzes andererseits ergeben.

4.1.1 Allgemeine Anforderungen

Der Endanwender nimmt den Wechselrichter als Bauteil der Gesamtanlage im allgemeinen nicht wahr und hat daher wenig besondere Ansprüche an den Wechselrichter. Forderungen seitens des Endanwenders wären beispielsweise niedrige Kosten, eine geringe Geräuschemission, eine hohe Verfügbarkeit und eine lange Lebensdauer ohne Wartung.

Weitere allgemeine technische Anforderungen sind:

- Mögliche Verlustwärmeauskopplung zur Abwärmenutzung
- niedriges Gewicht
- geringe Baugröße
- niedrige Verluste / hoher Wirkungsgrad
- geringe Kosten des Wechselrichters
- eine hohe Zuverlässigkeit/Verfügbarkeit
- lange Lebensdauer

Die angestrebte Lebensdauer für Brennstoffzellen soll in Zukunft bei $t > 40000$ h liegen. In dieser Größenordnung muss sich dann auch mindestens die Lebensdauererwartung für den Wechselrichter bewegen. Wird angenommen, dass nur der Brennstoffzellenstack als Verschleißteil nach Ablauf seiner Lebensdauer ausgetauscht wird, so ist der Wechselrichter für eine entsprechend höhere Lebensdauer auszulegen.

4.1.2 Elektrische Anforderungen

Netzseitige elektrische Anforderungen:

Der Betrieb des Brennstoffzellensystems erfolgt netzgekoppelt, der Wechselrichter liefert konstante Leistung ins Netz. Ein Zwischenspeicher zur Versorgung von Lastspitzen, deren Zeitkonstante unter denen der Brennstoffzellen liegt, ist daher nicht erforderlich. Schwankende Leistungsanforderungen werden durch das Netz gestützt. Da der Energiefluss stets von der Brennstoffzellen-DC-Seite zur AC-Seite erfolgt, ist kein bidirektional arbeitendes Wechselrichtersystem notwendig.

Im angestrebten Leistungsbereich kommt nur Einspeisung in das elektrische Dreiphasennetz in Betracht. Im Gegensatz zum Betrieb am Einphasennetz, bei dem die Leistung mit doppelter Netzfrequenz schwankt, ist der Leistungsfluss im dreiphasigen symmetrischen System konstant, was sich günstig auf die Auslegung von Filterelementen auswirkt.

Während sich die Eingangsspannung des Wechselrichters nach den Erfordernissen der Brennstoffzelle richtet, liegt die erforderliche Ausgangsspannung des Wechselrichters mit der Spannung des Netzes, in das eingespeist werden soll, weitgehend fest. Dabei sind die Toleranzen der Netzspannungsschwankungen zu berücksichtigen, bei denen ein sicherer Betrieb des Wechselrichters noch gegeben sein muss.

Insgesamt ist über einen großen Lastbereich des Wechselrichtersystems ein hoher Wirkungsgrad anzustreben. Der Leistungsbereich, der zeitlich überwiegend abgedeckt wird, liegt bei 60 - 100 % der Nennleistung [2].

Der Betrieb eines selbstgeführten Wechselrichters am Netz ermöglicht die Einspeisung einer steuerbaren Blindleistung ins Netz. Für die Auslegung des Systems und für den

Netzbetreiber ist ein möglichst hoher Wirkleistungsfaktor am Netz anzustreben. Meist wird die Möglichkeit der Blindleistungsregelung gefordert. Diese bewegt sich beispielsweise in der Größenordnung eines einstellbaren $\cos(\varphi)$ von 0,95 induktiv bis 0,95 kapazitiv.

Viele elektrische Anforderungen an das Wechselrichtersystem, insbesondere auf der Netzseite, werden von nationalen und internationalen Normen gestellt. Dies sind neben Maßnahmen zum Anwender- und Geräteschutz die Einhaltung gewisser Grenzen, z.B. von Netzspannungsamplituden, Netzfrequenz, Oberschwingungen, Flicker und Grenzen von Störemission und Störimmission (elektromagnetischen Verträglichkeit, EMV).

Schutzmaßnahmen sind beispielsweise die in einigen Ländern geforderte galvanische Trennung von Energiequelle und Netz oder die einseitige Erdung der Brennstoffzelle.

Weitere Schutzmechanismen auf der AC-Seite sind der Kurzschlusschutz und eine Isolationsüberwachung oder Überwachung der Netzimpedanz, um eine ungewollte Inselnetzbildung von dezentralen Energieerzeugern zu verhindern. Ebenso muss eine Gleichstromspeisung ins Drehstromnetz verhindert werden. Im Folgenden sind einige internationale und nationale Normen genannt, die auf ein Brennstoffzellenwechselrichtersystem anzuwenden sind. In Ermangelung von speziell auf die Anforderungen an Brennstoffzellenwechselrichter zugeschnittenen Normen kommen auch vergleichbare Anforderungen – wie beispielsweise aus dem Bereich der Photovoltaikwechselrichter – zur Anwendung.

VDE 0100, Teil 410 Errichten von Niederspannungsanlagen, Schutzmaßnahmen - Schutz gegen elektrischen Schlag,

TNS-Richtlinie Richtlinie für Anschluss und Parallelbetrieb von Eigenerzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz,

DIN VDE 0126 Aufbau und Fertigung einer selbständigen Freischaltstelle ENS (Einrichtung zur Netzüberwachung mit zugeordnetem allpoligem Schaltorgan) z.B. Detektion von Inselnetzbildung (Überwachung der Netzimpedanz), Überstromüberwachung, Spannungsüberwachung, Frequenzüberwachung, Überwachung etwaiger DC-Einspeisung,

IEC 61727 Photovoltaic (PV) systems – Characteristics of the utility interface,

IEC/IEEE/PAS 63547 Interconnecting distributed resources with electric power systems.

Brennstoffzellenseitige elektrische Anforderungen:

Die geforderte Leistung des Wechselrichters bestimmt sich aus der geforderten Leistung des Gesamtsystems bzw. aus der gegebenen Leistung der Brennstoffzelle. Die Leistung ist dabei neben dem Spannungsübersetzungsverhältnis des Umrichters ein ausschlaggebender Faktor für die Wahl der Schaltungs-Topologie.

Das Spannungsübersetzungsverhältnis, das der Wechselrichter erreichen muss, richtet sich auf der einen Seite nach der vorgegebenen Netzspannung, auf der anderen Seite nach der Spannung des Brennstoffzellenstacks. Die Brennstoffzellenspannung ist dabei wiederum stark abhängig von der Leistung des Gesamtsystems: Bei größeren Anlagen ist ein erhöhter Aufwand an Zellüberwachung eher zu rechtfertigen.

Die Spannung der Brennstoffzelle variiert vom Leerlaufpunkt zum Nennarbeitspunkt um ca. 100 %, während die Netzspannung als nahezu konstant anzusehen ist. Das Wechselrichtersystem muss also einen derart schwankenden Eingangsspannungsbereich abdecken.

Ein weiterer wichtiger Punkt, der die Auslegung der Niederspannungsseite beeinflusst, ist die maximale Welligkeit des Brennstoffzellenstromes, die in der Regel vom Brennstoffzellenhersteller vorgegeben wird. Dabei geben die Brennstoffzellenhersteller als tendenziell niedrige, konservative Werte für die Welligkeit im Bereich von ca. 10% an, auch wenn eine höhere Welligkeit insbesondere bei mittleren bis hohen Frequenzen keine Einflüsse auf das Verhalten der Brennstoffzelle hat [5]. Der Einfluss der Stromwelligkeiten auf die Alterung der Zelle ist Gegenstand aktueller Forschungen.

Aufgrund der kurzen elektrischen Zeitkonstanten des Umrichters muss eine übergeordnete Regelung zu schnelle Lastwechsel unterbinden, damit bei Leistungsanforderungen, die die Zeitkonstante der Brennstoffzelle unterschreiten, eine Unterversorgung der Brennstoffzelle mit Reaktanden und daraus resultierende Schädigungen der Zelle verhindert werden.

Weitere Schutzmaßnahmen bezüglich der Brennstoffzellenseite sind beispielsweise ein Kurzschlusschutz auf der DC-Seite, da der dynamische Kurzschlussstrom aufgrund der Ausgangskapazität der Brennstoffzelle oder zusätzlicher Filterkapazitäten den statischen Kurzschlussstrom um ein Vielfaches übersteigen kann. Weiterhin muss die Brennstoffzelle vor hohen positiven oder negativen Spannungen, die beispielsweise im Fehlerfall des Umrichters auf die Brennstoffzelle geschaltet werden könnten, geschützt werden.

Tabelle 4.1 zeigt die Spannungen und Ströme, die sich für eine sinnvolle Dimensionierung eines Gesamtsystems – Wechselrichter und Brennstoffzellenstack – für eine Bemessungsleistung von $P = 20 \text{ kW}$ ergeben (vgl. auch Tabelle 2.2 auf Seite 10). Die Angabe eines Wertes für die Zwischenkreisspannung zielt dabei auf ein mehrstufiges System eines Wechselrichters mit eingepprägter Spannung und eines DC/DC-Wandlers.

Während des Betriebs einer Brennstoffzelle reduziert sich die Spannung einer Brennstoffzelle aufgrund von Alterungsprozessen innerhalb der Zelle. Die Höhe der Degradation bestimmt definitionsgemäß das Lebensdauerende einer Brennstoffzelle. Um einen Betrieb über die Lebensdauer der Brennstoffzelle sicherzustellen, ist die Degradation bei der Auslegung der minimalen DC-Eingangsspannung der Stromrichter zu berücksichtigen. In dieser Arbeit ist bei der Auslegung der Umrichtersysteme eine reduzierte Brennstoffzellen-Nennspannung von 90% bezogen auf die nominelle Nennspannung im Neuzustand angesetzt.

Eingangsspannungsbereich	Eingangsnennstrom (bei $U_1 = 100\text{ V}$)	Zwischenkreis- spannung	verkettete Netz- spannung
$U_1 = 90 - 200\text{ V}$	$I_1 = 200\text{ A}$	$U_2 = 700\text{ V}$	$U_N = 400\text{ V}$ +15% / -10%

Tabelle 4.1: Betriebsdaten der Umrichtersysteme, Berücksichtigung von 10% Degradation der Zelle

4.2 Klassifizierung und Literaturübersicht

Eine Möglichkeit der Klassifizierung von Wechselrichtersystemen für Brennstoffzellen zeigt die Abbildung 4.1. Neben den dargestellten einstufigen und den zweistufigen Wechselrichtersystemen, deren zweite Stufe als spannungseinprägende Wechselrichter ausgeführt sind, ließen sich noch weitere mehrstufige Umrichtervarianten einordnen. Der überwiegende Teil vorstellbarer oder bereits in der Literatur vorgestellter Systeme läßt sich in das hier gezeigte Schema einordnen.

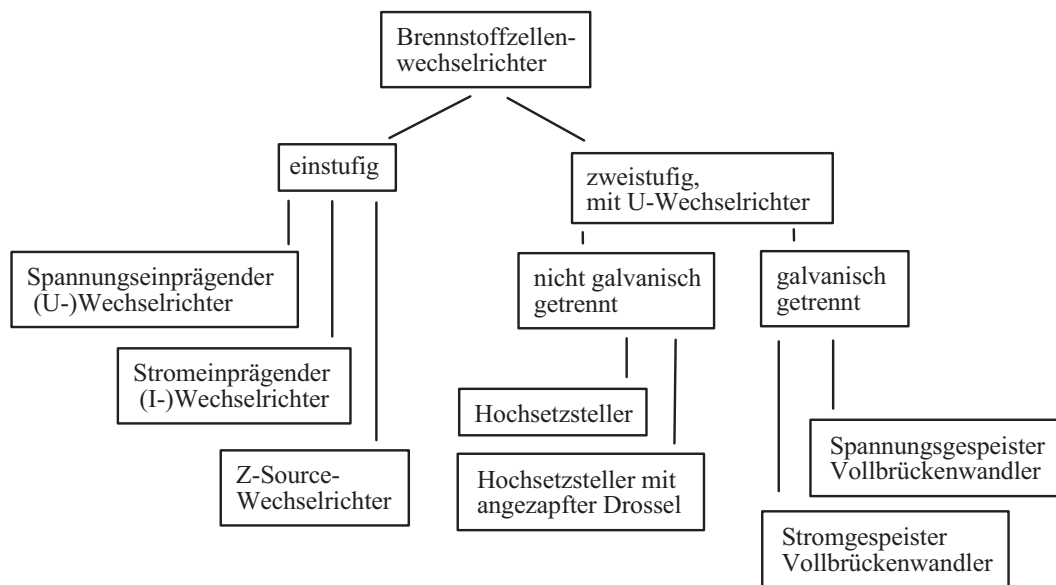


Abbildung 4.1: Übersicht und Klassifizierung von Wechselrichtersystemen für den netzparallelen Betrieb von Brennstoffzellen

Im Folgenden wird eine Literaturübersicht gegeben, die sich an dem oben angegebenen Schema der Klassifizierung orientiert. Dazu werden Ergebnisse der Veröffentlichungen kurz dargestellt, soweit sie sich auf Brennstoffzellenwechselrichtersysteme im mittleren Leistungsbereich beziehen oder in Bezug zum mittleren Leistungsbereich zu setzen sind. Die Auflistung kann nicht die gesamte Literatur zum Thema vollständig darstellen, sie dient in erster Linie dazu, das Thema der vorliegenden Arbeit in den Kontext einzuordnen.

Die Überlegung, einen dreiphasigen Wechselrichter einzusetzen, kann dabei theoretisch auch im kleineren Leistungsbereich sinnvoll sein, da bei der einphasigen Einspeisung die Leistung mit der doppelten Netzfrequenz pulsiert. Eine dreiphasige Einspeisung kann dann auch in diesem kleineren Leistungsbereich zu kleineren Filterelementen führen. Die dreiphasige Einspeisung bei kleineren Leistungen sei hier aber nur am Rande erwähnt, eine Bewertung der Schaltungstopologien wird bei kleineren Leistungen zu anderen Einschätzungen führen, als dies bei größeren Leistungen der Fall wäre. Prinzipiell sind die hier vorgestellten Schaltungen auch bei entsprechenden Systemen sowohl mit kleiner als auch mit größerer Leistung vorstellbar. Insbesondere gilt dies für die jeweils beschriebenen zweistufigen Wechselrichtersysteme.

In einigen der dargestellten Veröffentlichungen wird neben der Brennstoffzelle noch ein Kurzzeit-Energiespeicher beispielsweise in Form einer Akkumulatorbatterie oder von Doppelschichtkondensatoren (sog. Supercaps) eingesetzt, um kurzzeitige Leistungsspitzen abdecken zu können, denen die Brennstoffzelle nicht schnell genug folgen kann. Für die Ankopplung solcher Zwischenspeicher sind in der Regel bidirektionale Steller erforderlich. In der Abgrenzung dieser Arbeit soll der Betrieb der Brennstoffzelle bzw. des Umrichters im Parallelbetrieb am öffentlichen Stromnetz erfolgen. Auf Zwischenspeicher kann in der hier favorisierten Anwendung daher verzichtet werden.

Die überwiegende Anzahl der Schaltungstopologien, die in der Literatur vorgestellt werden und im Folgenden präsentiert werden, behandelt Leistungen bis ca. 10 kW für die Netzeinspeisung elektrischer Energie aus Brennstoffzellen. Bei einigen DC/DC-Wandler-Topologien, insbesondere für Traktionsanwendungen, betragen die Umrichterleistungen bis zu 80 kW.

Bei den betrachteten zweistufigen Systemen dienen die DC/DC-Wandler dazu, die verhältnismäßig niedrige Eingangs-Gleichspannung auf das Niveau der Zwischenkreisspannung eines Wechselrichters mit Spannungszwischenkreis anzuheben. DC/DC-Wandler und Wechselrichter können dabei unabhängig voneinander betrachtet werden. D.h. vorgestellte einphasige Brennstoffzellenwechselrichter dieser Bauart (DC/DC-Wandler und Wechselrichter) sind grundsätzlich auch für mehrphasigen Betrieb - dann mit dreiphasigem Wechselrichter - geeignet. Eine Einschränkung kann dann allerdings beispielsweise durch unterschiedliche Spannungsebenen der Wechselrichter-Zwischenkreisspannung gegeben sein.

Bei den Amplituden der jeweiligen Netzspannungen ist ferner zu beachten, dass sich einige Veröffentlichungen auf die europäischen Spannungen von 230/400 V beziehen, andere aus dem asiatischen und amerikanischen Raum auf Spannungen von 115/200 V. Dies wirkt sich insbesondere auf die Auslegung des Spannungsübersetzungsverhältnisses der Umrichter aus.

In einigen der genannten Veröffentlichungen werden Fotovoltaikwechselrichter vorgestellt, die von ihrer Topologie her grundsätzlich auch als Wechselrichter für Brennstoffzellen geeignet sein können. An Fotovoltaikwechselrichter werden jedoch andere Anforderungen gestellt (i.d.R. höhere Gleichspannungen, niedrigere Ströme, andere Strom-Spannungskennlinien bei Solarzellen).

Zunächst werden exemplarisch einige Übersichtsartikel vorgestellt, die weitere Gliederung erfolgt nach dem in Abb. 4.1 gezeigten Schema.

Übersichtspapiere

Vielfach geben die Übersichtspapiere eine Einführung in unterschiedliche Schaltungstopologien. Eine Bewertung der unterschiedlichen Systeme anhand dargestellter deutlich herausgearbeiteter Vor- und Nachteile findet häufig nicht statt.

In [27] erfolgt die Darstellung und kurze Bewertung unterschiedlicher Wechselrichtersysteme, u.a. mit 50 Hz-Transformator, HF-Transformator und Hochsetzsteller. Seltenere vorgestellte Topologien wie Resonante DC-Wandler, Cúk- und Zeta-Wandler werden präsentiert. Die Wechselrichtung erfolgt mittels eines U-Umrichters. Das favorisierte Konzept für Leistungen um 10 kW ist hier ein DC/DC-Vollbrückenwandler mit Hochfrequenz-Transformator.

In [28] wird u.a. der hart schaltende Vollbrückenwandler und der Reihenschwingkreisumrichter vorgestellt. Detaillierter werden in [29] Gegentaktwandler und Vollbrückenwandler mit HF-Transformatoren für höhere Spannungsübersetzungsverhältnisse verglichen. Gegentaktwandler stellen demnach bis zu Leistungen von 10 kW kostengünstige Lösungen dar. Zur Verringerung von Schaltverlusten in den Halbleitern werden Modulationsverfahren, die zu entlastetem Schalten führen vorgestellt, vgl. auch [30]. Für geringe Spannungsübersetzungsverhältnisse bis $ü=2$ werden in [29] konventionelle Hochsetzsteller vorgeschlagen.

Y. XUE et al. [31] geben eine vielfältige Übersicht über einphasige Wechselrichter im kleineren Leistungsbereich ohne konkreten Bezug zu Brennstoffzellen. Unter anderem wird ein hochfrequent getakteter Vollbrückenwandler mit einer pulsweitenmodulierten Ausgangsspannung mit einer Grundswingungsfrequenz von 100 Hz vorgestellt. Auf der Netzseite erfolgt lediglich die „Kommutierung“ der welligen DC-Ausgangsspannung. Eine beschreibende, nicht bewertende Übersicht über kommerzielle Fotovoltaik-Wechselrichter liefert [32]. Demnach wird häufig eine galvanische Trennung mit Netzfrequenztransformatoren bevorzugt.

Übersichten über reine DC/DC-Wandlertopologien liefern u.a. [33] und [34]. Während der Fokus in der Arbeit von T. MEYER [33] dabei auf sehr hohen Spannungsübersetzungsverhältnissen liegt, um extrem niedrige Brennstoffzellenspannungen zu ermöglichen, geben BLÅBJERG et al. [34] eine Übersicht über Wandler mit mäßig hohen Übersetzungsverhältnissen. Sehr kurz werden Gegentaktwandler und Hochsetzsteller vorgestellt, die hart schaltende Vollbrücke wird auch hier favorisiert.

Einstufige Wechselrichter

In [35] wird eine Einspeisung elektrischer Energie aus Solarmodulen mittels eines dreiphasigen Wechselrichters mit Spannungszwischenkreis vorgestellt. Die Modulspannung liegt dabei sehr hoch, sie muss in jedem Betriebspunkt oberhalb der gleichgerichteten Netzspannung liegen.

Wechselrichter mit eingprägtem Strom können die niedrige Eingangsgleichspannung zur Netzseite hin erhöhen. Sie werden u.a. vorgestellt in [36], [37], [38] und [39].

Eine Mischform von Wechselrichtern mit eingepprägter Spannung und eingepprägtem Strom stellt der Impedanzumrichter oder engl. „Z-Source“-Wechselrichter dar, wie er in [40] und [41] vorgestellt wird. Im Zwischenkreis sind dabei sowohl Induktivitäten als auch Kapazitäten so miteinander verschaltet, dass auch „Kurzschlüsse“ wie beim I-Wechselrichter geschaltet werden können, die eine boost-Funktion bezüglich der Spannung bewirken.

Eine weitere Form eines quasi einstufigen DC/AC-Wandlers wird in [31] vorgestellt: Zwei sinusmodulierte Hochsetzsteller mit 180°-Phasenverschiebung liefern ausgangseitig eine sinusförmige Spannung.

Zweistufige Wandler

Bei den zweistufigen Systemen erfolgt die Wechselrichtung in der Regel durch einen Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis, die erste Stufe ist demnach ein DC/DC-Wandler, der die Eingangsspannung auf die Zwischenkreisspannung des Wechselrichters anhebt.

Zweistufige Wandler ohne galvanische Trennung

Steller ohne galvanische Trennung benötigen weniger Bauteile als transformatorische, also galvanisch getrennte Wandler. Demgegenüber stehen Nachteile, wie eine Spannungsanpassung, die nur über induktive Spannungsteiler, nicht über Wicklungsverhältnisse wie beim Trafo erfolgt. Das einfachste Prinzip des DC/DC-Wandlers mit galvanischer Kopplung nutzt der konventionelle Hochsetzsteller aus. Durch Parallelschaltung, wie z.B. in [42] vorgestellt, lässt sich die Eingangsstromwelligkeit reduzieren. Eine Parallelschaltung von 6 Hochsetzstellern wird in [43] beschrieben. Die Spannungsübersetzungsverhältnisse sind in beiden Publikationen mit < 4 angegeben.

Die Möglichkeit das Spannungsübersetzungsverhältnis zu erhöhen, bietet der Hochsetzsteller mit angezapfter Drossel [3] und [44]. Dabei werden die beiden Funktionsprinzipien induktiver Spannungsteiler und magnetische Kopplung miteinander kombiniert.

Zweistufige Wandler mit galvanischer Trennung

Den Nachteilen von DC/DC-Wandlern mit galvanischer Trennung, wie ein höherer Bauteilaufwand und eine aufwändigere Steuerung, stehen viele Vorteile gegenüber. Zunächst ist die galvanische Entkopplung ein wichtiger Sicherheits- und Schutzaspekt. Dazu lassen sich über das Wicklungsverhältnis am Transformator fast beliebige Spannungsübersetzungsverhältnisse erreichen. Die galvanische Kopplung zwischen Eingang und Ausgang ermöglicht ferner niedrigsperrende Halbleiter mit geringen Durchlassverlusten einzusetzen.

Gegentaktwandler werden häufig in Umrichtern für Leistungsbereiche unter 5-10 kW vorgeschlagen. Sie bieten u.a. eine gute Ausnutzung des Transformator-Kernmaterials bei verhältnismäßig niedrigem Bauteilaufwand [45] und stellen daher eine kostengünstige Lösung dar [29]. Bei höheren Leistungen werden Gegentaktwandler aufgrund von Sättigungseffekten des Transformators problematisch [46], [47].

Vollbrückenwandler

Vollbrückenwandler für Leistungen < 5 kW für überwiegend einphasige Einspeisung werden u.a. in [48], [49] und [50] vorgestellt.

In [50] werden für eine Leistung von 350 W strom- und spannungsgespeiste Halbbrückenwandler beschrieben. Für den mittleren Leistungsbereich um 10 kW wird in [46] eine Anwendung mit Planartransformator beschrieben. Die Einspeisung erfolgt dabei ins 2-phasige 120 V-Netz. Das in [51] beschriebene Wechselrichtersystem mit Vollbrückenwandler speist ebenfalls ins 120 V-Netz ein. In diesem Papier werden kurz Gegentaktwandler, Halbbrückenwandler und Vollbrückenwandler für den angestrebten Leistungsbereich miteinander verglichen. Der DC/DC-Wandler arbeitet mit einer Modulation, die entlastetes Schalten ermöglicht.

In der Dissertation von S. B. KJÆR [52] wird ein spannungsgespeicherter Vollbrückenwandler mit einer Nennleistung von 160 W bei Eingangsspannungen von 23 bis 28 V und einer Ausgangsspannung von 350 V für Photovoltaikanlagen eingehend untersucht.

Die in [30] und in der Arbeit von T. NEERGARD [53] vorgestellten Vollbrückenwandler arbeiten ebenfalls mit entlastetem Schalten. Im letztgenannten System arbeiten zwei gekoppelte Vollbrückenwandler à 5 kW parallel. Die Einspeisung erfolgt ins zwei-phasige 120 V-Netz. Die technischen Daten des DC/DC-Wandlers sind: $U_{ein} = 48$ V, $U_{aus} = 400$ V, Schaltfrequenz $f = 25$ kHz. Durch den hohen Eingangsstrom beträgt die maximal mögliche Schaltfrequenz 50 kHz.

Eine Möglichkeit zur Verkleinerung von Filterelementen wird in [54] beschrieben. Durch den Aufbau des DC/DC-Wandlers mit dreiphasigem Hochfrequenztransformator wird die Welligkeit des Stromes geringer. Ferner kann durch Dreieck-Stern-Wicklungen am Transformator ein kleineres Wicklungsverhältnis erreicht werden, was die Verluste in den Wicklungen verringert.

Vollbrückenwandler mit Leistungen über 10 kW werden in der Literatur häufig für Traktionsanwendungen vorgeschlagen. Ein Beispiel zeigt [55] mit einer Wandlerleistung von 80 kW. Vollbrückenwandler für große Leistungen, sowohl hart schaltend, als auch schaltentlastet und resonant, werden in [24] für ein tiefsetzendes System ($U_{ein} = 700$ V, $U_{aus} = 155$ V, $P = 100$ kW) analysiert. Die favorisierte Topologie ist ein Vollbrückenwandler mit entlastetem Schalten der Ventile. Resonante Umrichter nutzen die Schwingkreis-Induktivität bei hohen Leistungen schlecht aus und werden für die Anwendung als nicht sinnvoll erachtet. Zu berücksichtigen ist hierbei, dass in dem Papier hohe Eingangsspannungen und niedrige Ausgangsspannungen betrachtet wurden.

Einen Verlustleistungsvergleich eines hart schaltenden Wandlers mit CoolMOS und eines resonanten Wandlers zeigt [56]. An diesem heruntersetzenden Wandler wird aufgezeigt, dass die resonante Topologie der hart schaltenden Topologie mit modernen Leistungshalbleitern unterlegen ist.

Sondertopologien:

Neben den oben vorgestellten und klassifizierten Standard-Topologien werden in der Literatur z.T. exotische Wandlungssysteme für Brennstoffzellen vorgeschlagen.

In [57] und [58] wird der Brennstoffzellenstack so unterteilt und in Abhängigkeit des Stromes sukzessiv auf den Wechselrichter geschaltet, dass die Gesamtkennlinie des Brennstoffzellenstacks nicht mehr stark vom Strom abhängt. Eine weitere seltene Topologie wird in [59] vorgeschlagen: Ein Vollbrückenwandler ohne sekundärseitige Gleichrichtung erzeugt eine hochfrequente Wechselspannung, die über einen Matrixumrichter zum einphasigen Netz umgerichtet wird.

4.2.1 Zusammenfassung der Literaturübersicht

In obiger und weiterer Literatur werden bekannte Schaltungstopologien der Leistungselektronik in der Sonderanwendung als Umrichter für Brennstoffzellen beschrieben. Die Besonderheit liegt dabei in der Umwandlung niedriger Spannungen bei hohen Strömen zu hohen Spannungen. Aufgrund der Brennstoffzellenkennlinie muss der Umrichter zudem einen sehr großen Eingangsspannungsbereich abdecken.

Die unterschiedlichen Spannungsebenen sind dabei ausschlaggebend für die Auswahl der Topologien, die wiederum stark von der Auswahl an Halbleitern beeinflusst werden. Dabei stellt eine Einspeisung in das 400 V-Netz andere Anforderungen an die verwendeten Bauelemente und erfordert damit ggf. andere mögliche Schaltungstopologien als beispielsweise eine zweiphasige Einspeisung in ein 120 V-Netz bzw. eine einphasige Einspeisung niedriger Leistungen in das europäische 230 V-Netz.

Das grundsätzliche Problem der einstufigen Topologien ist dabei, dass die Halbleiter zum einen die hohen Ausgangsspannungen sperren müssen, zum anderen durch die hohen Ströme belastet werden. Die Möglichkeit besser angepasste Leistungshalbleiter zu verwenden, wird erst durch transformatorische Umrichter erreicht, die zumindest einen Teil der Spannungsübersetzung über das Wicklungsverhältnis des Transformators vornehmen. In der Regel sind dies die zweistufigen Systeme. Die Wechselrichtung übernimmt dabei ein Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis, die Umsetzung der niedrigen Brennstoffzellenspannung auf die Zwischenkreisspannung des Wechselrichters übernimmt ein DC/DC-Wandler. Die verwendeten DC/DC-Wandler-Topologien sind prinzipiell bekannte Schaltnetzteiltopologien, wie sie beispielsweise in Standardwerken wie [60] und [19] vorgestellt werden.

Die in obigen Veröffentlichungen herausgearbeiteten Leistungsgrenzen für die unterschiedlichen Schaltungen decken sich mit den Empfehlungen aus [60] und [19], in denen Schaltnetzteiltopologien z.B. anhand von Transformator-Ausnutzung, Halbleiter-Sperrspannungen und Schaltungsaufwand verglichen werden. So eignen sich für große Leistungen Gegentaktschaltungen wie Voll- und Halbbrückenwandler, in erster Linie aufgrund der guten Transformatorausnutzung.

Der übliche Arbeitsbereich von Schaltnetzteilen ist die Umwandlung einer hohen Spannung in eine niedrige, beispielsweise aus der gleichgerichteten Netzspannung in die niedrige Versorgungsspannung von Datenverarbeitungsanlagen. Für DC/DC-Wandler in Brennstoffzellenumrichtern ist der umgekehrte Fall - hohe Ströme und kleine Spannungen am Eingang - gefordert. Daraus ergeben sich signifikante Unterschiede in der Auswahl der Topologien. So sind Halbbrückenwandler zum Herabsetzen der Spannung

gut geeignet, da eine Halbierung der Eingangsspannung am Transformator durch eine künstlich gebildete Mittenspannung mittels Speicherkondensatoren erfolgt. Voll- oder Halbbrückenwandler mit Spannungsspeisung am Eingang setzen prinzipiell die Eingangsspannung auf einen niedrigeren Wert herab. In hochsetzenden Anwendungen wie bei der Brennstoffzelle muss das Übersetzungsverhältnis des Transformators daher sehr hoch gewählt werden, um diesen Effekt wieder auszugleichen. Stromgespeiste Brückenwandler setzen prinzipbedingt die Spannung hoch, weshalb sie für die Anwendung an Brennstoffzellen prädestiniert wären. Trotzdem lässt sich anhand der Literatur keine eindeutige Präferenz für ein System erkennen.

Um eine genauere Einschätzung der möglichen Wandlungsverfahren zu entwickeln, werden in dieser Arbeit einige ausgewählte charakteristische Schaltungstopologien, die sich nach einer ersten aus der obigen Literatur herausgearbeiteten Abschätzung als prinzipiell gut geeignet erweisen, detaillierter untersucht. Dabei werden sowohl einstufige als auch zweistufige Umrichtervarianten in die Untersuchungen miteinbezogen.

Bei den DC/DC-Wandlern werden neben transformatorlosen Schaltungen sowohl der spannungsgespeiste Vollbrückenwandler als auch der stromgespeiste Vollbrückenwandler eingehender untersucht. Eine Gegenüberstellung verschiedener Umrichtersysteme für Brennstoffzellen erfolgte zeitlich parallel zu den hier vorgestellten Arbeiten (u.a. [61, 62, 63]) in den Arbeiten von AVERBERG für den Leistungsbereich um 1 kW (u.a. [64, 65]). Weitere Gegenüberstellungen zur Bewertung unterschiedlicher Topologien für Brennstoffzellenumrichter finden sich in der Literatur nicht, die beispielsweise bezüglich analytisch und praktisch bestimmter Verluste und dem Bauaufwand in die notwendige Tiefe gehen.

Der Schwerpunkt liegt insgesamt auf hart schaltenden Topologien. Resonante Topologien werden eingesetzt, um Halbleiterschaltverluste zu minimieren, die Durchlassverluste sind dabei durch höhere Ventilstromeffektivwerte höher als in hart schaltenden Topologien [66]. Bei Anwendungen mit niedrigen Eingangsspannungen überwiegen die Durchlassverluste der Halbleiter, weshalb resonante Topologien in dieser Arbeit nicht weiter untersucht werden. Auch für allgemeine Anwendungen wird beispielsweise nicht von höheren Wirkungsgraden des Serienschwingkreisumrichters gegenüber entlastet schaltenden Vollbrückenwandlern berichtet [24].

Eine Möglichkeit, die Schaltverlustleistungen mit geringem Aufwand zu reduzieren, ist das teilweise Erreichen von entlastetem Schalten [66]. Bei spannungsgespeisten Vollbrückenwandlern wird dieses durch eine veränderte Modulation möglich, jedoch erfolgt entlastetes Schalten nur in einem geringen Leistungsbereich und im ohnehin verlustarmen Einschaltvorgang (siehe Abschnitt 6.2.1). Im Teillastbereich, also bei höheren Brennstoffzellenspannungen, geht dabei die Möglichkeit, entlastet zu schalten verloren. Der Bereich des entlasteten Schaltens kann durch Einfügen einer zusätzlichen Streuinduktivität in den Transformator ausgedehnt werden, damit wird allerdings die Steuerbarkeit des Vollbrückenwandlers eingeschränkt [66].

Kapitel 5

DC/AC-Wandler

DC/AC-Wandler vom Typ Wechselrichter mit eingepprägtem Strom bzw. Wechselrichter mit eingepprägter Spannung sind bekannte und im Industriebereich seit längerem eingesetzte Stromrichter. Eingesetzt werden sie dort insbesondere als Stellglieder für eine Drehzahlsteuerung bzw. -regelung von Drehstromantrieben. Der stromeinprägende Wechselrichter wird als Netzgeführter Stromrichter insbesondere für elektrische Großantriebe seit langem erfolgreich eingesetzt. Als selbstgeführter Wechselrichter konnte er sich aufgrund seiner speziellen Eigenschaften im industriellen Maßstab nicht gegenüber dem etablierten spannungseinprägenden Wechselrichter durchsetzen [10]. Der selbstgeführte Wechselrichter mit eingepprägter Spannung ist die Standardschaltung in heutigen Frequenzumrichtern und seit der Einführung des IGBT als spannungsgesteuertes abschaltbares Halbleiterventil vieltausendfach im Einsatz. Der Z-Source-Wechselrichter ist eine relativ neue Schaltungstopologie, welche die Funktionsprinzipien von stromeinprägendem bzw. spannungseingprägendem Wechselrichter quasi miteinander verbindet. Der Hauptvorteil besteht dabei darin, dass die Gleichspannung im Zwischenkreis gegenüber den beiden anderen Topologien theoretisch beliebige Werte annehmen kann.

Bei der angestrebten Einspeisung ins Drehstromnetz mit einer verketteten Nennspannung von $U_{N\Delta} = 400\text{ V}$ werden aufgrund des Spannungsniveaus in allen drei vorgestellten DC/AC-Wandlern IGBTs als Halbleiterschalter verwendet. Für die Verlustleistungsbestimmung werden im Folgenden daher die in Abschnitt 3.1.2 beschriebenen Berechnungsverfahren für den IGBT angewendet.

5.1 Wechselrichter mit eingepprägtem Strom

Abbildung 5.1 zeigt das Schaltbild eines Wechselrichters mit eingepprägtem Strom (I-Wechselrichter), der von einer Spannungsquelle mit Innenwiderstand (stark vereinfachtes Brennstoffzellenmodell) gespeist wird. Als Zwischenkreis-Energiespeicher fungiert die Gleichstrom-Drossel L_d . Um hohe Überspannungen, die durch die Unterbrechung des Gleichstromes I_d durch die Induktivität L_d entstünden, zu verhindern, werden die Halbleiterventile so geschaltet, dass immer ein positiver Stromfluss in der Induktivität L_d gewährleistet ist. Um einen positiven Stromfluss zu gewährleisten, müssen

die Ventile in der Lage sein negative Spannungen an ihren Klemmen zu sperren. Da IGBTs keine negativen Spannungen aufnehmen können (vgl. Abschnitt 3.1.2), werden diese rückwärtssperrfähigen Halbleiterventile beispielsweise durch IGBTs mit in Serie geschalteter Diode gebildet.

Aufgrund des positiven Stromflusses und der Anwendung als Einspeise-Wechselrichter mit der Eingangsspannung U_{BZ} ist für den I-Wechselrichter nur Leistungsfluss in eine Richtung (Einquadrantenbetrieb) möglich.

Die aufgrund der Pulsung der Halbleiter entstehenden Oberschwingungen werden auf der Drehstromseite mittels eines Filters 2. Ordnung bestehend aus den Filterkondensatoren C und den Filter- bzw. Netzinduktivitäten L_N gefiltert. Die Netzspannung ist durch ideale sinusförmige Spannungsquellen mit der Spannung U_N modelliert.

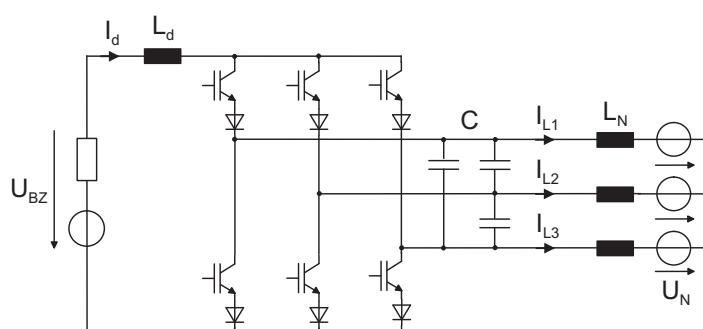


Abbildung 5.1: Schaltbild eines Wechselrichters mit eingprägtem Strom

Funktion

Über die Ventile wird der eingangsseitige Gleichstrom derart geschaltet, dass auf der Drehstromseite pulswidenmodulierte Stromblöcke entstehen, deren Oberschwingungsgehalt gering ist und bei möglichst hohen Frequenzen liegt. Diese Stromblöcke werden durch das netzseitige Filter, bestehend aus den Kapazitäten C und den Induktivitäten L_N , die die Oberschwingungsanteile kurzschließen, gefiltert. Die Ströme i_{L_i} und Spannungen u_N auf der Netzseite sind damit idealerweise rein sinusförmig.

Die Zustände, bei denen der Strom auf der Netzseite null ist, die sogenannten „Nullzustände“, werden erreicht, indem jeweils die beiden Halbleiterschalter einer Phase gleichzeitig eingeschaltet werden. Die Gleichstrominduktivität wird dabei parallel zu der Quelle am Eingang geschaltet und nimmt Energie auf. Wird danach ein sogenannter „aktiver Zustand“ geschaltet, d.h. der Gleichstrom wird zur Erzeugung eines Strompulses auf die Netzseite geschaltet, so wird ein Teil der in der Induktivität L_d gespeicherten Energie auf die Netzseite übertragen.

Aufgrund der Induktivität im Gleichstromkreis ist der Wechselrichter mit eingprägtem Strom in Richtung des Leistungsflusses zum Netz hin gesehen und auf die Spannungen bezogen hochsetzend, d.h. die Gleichspannung am Eingang kann niedrigere Werte aufweisen als die Wechselspannung am Ausgang.

Der Kommutierungspfad der Halbleiter führt über die Filterkondensatoren C , die daher niederinduktiv an die Halbleiter angebunden sein müssen. Die Kommutierungsspannungen der Halbleiter sind damit die Spannungen über den Kondensatoren bzw. vereinfacht angenommen die Netzspannung U_N .

In Abhängigkeit der pulsweitenmodulierten Ansteuersignale, beispielsweise erzeugt durch eine Raumzeigermodulation [10], kann das Verhältnis der Ströme auf der Gleichstrom- bzw. Netzseite eingestellt werden. Der Zusammenhang zwischen dem Gleichstrom I_d und dem Netzstrom i_N wird dabei über den Modulationsgrad M_I beschrieben, der für den Wechselrichter mit eingepprägtem Strom wie folgt definiert ist:

$$M_I = \frac{\hat{i}_N}{I_d} \quad M_I = 0 \dots 1 \quad (5.1)$$

Aufgrund des Leistungsgleichgewichts zwischen Gleichstromseite und Drehstromseite lässt sich daraus vereinfacht das Spannungsverhältnis zwischen Eingangsgleichspannung U_{DC} und der verketteten Netzspannung $U_{N\Delta}$ ableiten.

$$\frac{U_{DC}}{U_{N\Delta}} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_I \cos(\varphi) \quad (5.2)$$

Bei Vollaussteuerung, d.h. der Modulationsgrad beträgt $M_I = 1$ und einem $\cos(\varphi) = 1$ lässt sich daraus die maximal zulässige Gleichspannung auf der Eingangsseite bestimmen zu:

$$U_{DC,max} = \sqrt{\frac{3}{2}} \tilde{U}_N \quad (5.3)$$

Eine genauere Ableitung der maximalen Eingangsspannung unter Berücksichtigung der Grundschwingungsanteile der Filterströme und -spannungen wird in [38] ausführlich dargestellt.

Halbleiterverluste

Die im Folgenden vorgestellten Berechnungsverfahren für die Halbleiterverluste wurden in [67] und [10] analytisch hergeleitet bzw. messtechnisch verifiziert. Die Durchlassverluste sind dabei unabhängig von der Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung. Für die Schaltverluste wird hier näherungsweise von einem Grundschwingungsleistungsfaktor von $\cos(\varphi) = 1$ ausgegangen, da eine Einspeisung von Wirkleistung angestrebt wird. Die Schaltverluste in den Leistungshalbleitern sind u.a. abhängig vom gewählten Modulationsverfahren. Bei dem zugrundeliegenden Modulationsverfahren (Modulationsfunktion Mod1 nach [10]) finden im Stromrichter insgesamt 3 Schalt-handlungen pro PWM-Periode statt.

Es wird unabhängig vom Modulationsgrad immer ein Strompfad über jeweils 2 der in Serie geschalteten IGBTs und Dioden aufrechterhalten. Eingangsseitig fließt der als ideal geglättet angenommene Strom I_d . Die Durchlassverluste P_D eines IGBTs bzw. einer

Diode lassen sich dann mit den in Abschnitt 3.1 beschriebenen Näherungen berechnen zu:

$$\begin{aligned} P_{D,IGBT} &= \frac{2}{6} (U_{CE0} I_d + r_{CE} I_d^2) \\ P_{D,Diode} &= \frac{2}{6} (U_{F0} I_d + r_F I_d^2) \end{aligned} \quad (5.4)$$

Sämtliche Ventile kommutieren mit Strom I_d gegen die als sinusförmig angenommene Kondensatorspannung. Mit den in Abschnitt 3.1 beschriebenen Näherungen (Gl. 3.5) und bekannten Referenzwerten für die Schaltverlustenergie lassen sich die Schaltverluste P_S der IGBTs und der Seriodioden betimmen zu:

$$\begin{aligned} P_{S,IGBT} &= \frac{3}{6\pi} f_S (E_{ON} + E_{OFF}) \frac{I_d}{I_{ref}} \frac{\hat{U}_N}{U_{ref}} \\ P_{S,Diode} &= \frac{3}{6\pi} f_S E_{rec} \frac{I_d}{I_{ref}} \frac{\hat{U}_N}{U_{ref}} \end{aligned} \quad (5.5)$$

5.2 Wechselrichter mit eingepprägter Spannung

Abbildung 5.2 zeigt das Schaltbild eines Wechselrichters mit eingepprägter Spannung (U-Wechselrichter) der von einer idealen Spannungsquelle, dargestellt durch den Zwischenkreiskondensator C gespeist wird. Im Gegensatz zum I-Wechselrichter muss ein Kurzschluss des Zwischenkreises hier ausgeschlossen werden, um Überströme in den Halbleitern zu verhindern.

Der Zwischenkreisstrom im Wechselrichter mit eingepprägter Spannung kann positive und negative Werte aufweisen, daher ist ein Leistungsfluss in beide Richtungen möglich. Um den negativen Stromfluss zu gewährleisten, auch um bei induktiven Lasten beispielsweise einen Freilaufpfad für den Strom zu ermöglichen, müssen die Halbleiterventile Strom in Rückwärtsrichtung führen können. MOSFETs sind dazu prinzipiell in der Lage; bei IGBTs, die wegen der höheren Spannungsfestigkeit in dreiphasigen U-Wechselrichtern meist eingesetzt werden, ist dies aufgrund des p-n-Überganges innerhalb der Halbleiterstruktur nicht möglich (vgl. Abschnitt 3.1.2). Zum IGBT werden daher antiparallele Dioden geschaltet.

Die Oberschwingungen, die durch die puls förmigen Spannungen auf der Drehstromseite entstehen, werden durch ein Filter auf der Netzseite, im einfachsten Fall durch ein Filter 1. Ordnung, bestehend aus den Induktivitäten L_N , gefiltert. In Zukunft werden dabei häufiger Filter höherer Ordnung eingesetzt werden, die aufgrund der besseren Filterwirkung im Bereich der Schaltfrequenzen kleinere passive Bauteile benötigen [68]. Der Netzstrom bzw. die Netzspannung kann bei einem idealen Filter dann als rein sinusförmig angenommen werden. Das Netz kann dann durch ideale Spannungsquellen mit der Spannung U_N modelliert werden.

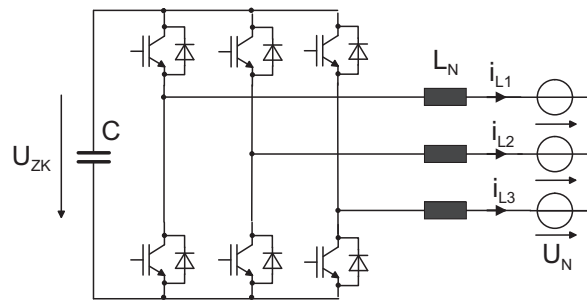


Abbildung 5.2: Schaltbild eines Wechselrichters mit eingepprägter Spannung

Funktion

So wie beim I-Wechselrichter pulsweitenmodulierte Ströme auf die Filterkondensatoren auf der Netzseite geschaltet werden, werden beim Wechselrichter mit eingepprägter Spannung über die geschalteten Ventile pulsweitenmodulierte Spannungsblöcke auf die Drehstromseite geschaltet. Aufgrund der geeignet gewählten Pulsung ist der Oberschwingungsanteil dabei gering bzw. hin zu hohen Frequenzen verlagert, so dass eine Filterung der Spannungsblöcke mittels des netzseitigen Filters, den Induktivitäten L_N , gut möglich ist. Bei idealisierter Betrachtung können die Ausgangsströme des Wechselrichters als sinusförmig angenommen werden.

Nullzustände bedeuten beim U-Wechselrichter eine Spannung von null Volt am Wechselrichterausgang. Dies wird erreicht, indem entweder alle oberen Ventile oder alle unteren Ventile eingeschaltet werden. Die Netzseite ist damit quasi kurzgeschlossen, die Netzspannung fällt dann komplett über den Filterinduktivitäten L_N ab. Während eines aktiven Zustandes sind immer jeweils drei Ventile leitend, wobei gegenüberliegende Ventile zur Vermeidung eines Zwischenkreis Kurzschlusses nie gemeinsam geschaltet sind.

Das Verhalten des U-Wechselrichters von der Zwischenkreis-(Gleichspannungs-)Seite zur Drehspannungsseite ist tiefsetzend. Die Zwischenkreisspannung muss also betragsmäßig über dem Spitzenwert der Drehspannung liegen.

Der Kommutierungspfad beim U-Wechselrichter führt über den Zwischenkreiskondensator C , der niederinduktiv an die Halbleiter angebunden ist, die quasistationäre Kommutierungsspannung an den Ventilen ist daher die Zwischenkreisspannung U_{ZK} .

Das Verhältnis der Zwischenkreisspannung U_{ZK} und der Netzspannung U_N kann beim selbstgeführten Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis variiert werden. Geeignete bekannte Modulationsverfahren sind die Sinus-Dreieck-Modulation und die aktuelle Raumzeigermodulation [10], [69]. Der Zusammenhang zwischen der Zwischenkreisspannung U_{ZK} und der Netzspannung U_N wird hier über den Modulationsgrad M_U beschrieben, der für den Wechselrichter mit eingepprägter Spannung ohne Berücksichtigung von Spannungsabfällen über den Filterinduktivitäten wie folgt definiert ist:

$$M_U = \frac{2 \cdot \hat{u}_N}{U_{ZK}} \quad M_U = 0 \dots \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (5.6)$$

Kann die Netzspannung als konstant angesehen werden, lässt sich daraus auch die oben bereits angesprochene minimale Zwischenkreisspannung bei einem maximalen Modulationsgrad von $M_U = \frac{2}{\sqrt{3}}$ bestimmen zu:

$$U_{ZK,min} = \sqrt{3} \hat{u}_N = \hat{U}_{N\Delta} \quad (5.7)$$

Halbleiterverluste

Aufgrund der Verbreitung von Wechselrichtern mit Spannungszwischenkreis in industriellen Antrieben ist die vereinfachte Bestimmung der Halbleiterverluste für Standardmodulationsverfahren in Standardwerken, u.a. in [6] publiziert. In [10] erfolgt darüberhinaus die Verlustberechnung bei diskontinuierlichen Modulationsverfahren und die messtechnische Verifizierung.

Die Durchlassverluste des U-Wechselrichters P_D^{U-WR} im IGBT und der antiparallelen Diode sind abhängig von der Leitdauer der Ventile, die mittels der Modulationsfunktion beschrieben werden kann. Gleichung (5.8) beschreibt die Durchlassverluste, die im IGBT bzw. in der antiparallelen Diode umgesetzt werden [6].

$$\begin{aligned} P_{D,IGBT}^{U-WR} &= \frac{U_{CE0} \hat{i}_N}{2\pi} \left(1 + \frac{M_U \pi}{4} \cos(\varphi) \right) + \frac{r_{CE} \hat{i}_N^2}{2\pi} \left(\frac{\pi}{4} + \frac{2}{3} M_U \cos(\varphi) \right) \\ P_{D,Diode}^{U-WR} &= \frac{U_{F0} \hat{i}_N}{2\pi} \left(1 - \frac{M_U \pi}{4} \cos(\varphi) \right) + \frac{r_F \hat{i}_N^2}{2\pi} \left(\frac{\pi}{4} - \frac{2}{3} M_U \cos(\varphi) \right) \end{aligned} \quad (5.8)$$

Beim Wechselrichter mit eingepprägter Spannung kommutieren die Ventile den zeitabhängigen Strom gegen die Zwischenkreisspannung U_{ZK} . Die Schaltverluste sind dabei unabhängig von der Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung.

Bei einem konventionellen Modulationsverfahren schalten alle Ventile des Wechselrichters während einer Schaltperiode einmal ein und einmal aus. Mit den in Abschnitt 3.1.2 getroffenen Näherungen lassen sich die Schaltverluste P_S bestimmen zu:

$$\begin{aligned} P_{S,IGBT} &= \frac{1}{\pi} f_S (E_{ON} + E_{OFF}) \frac{U_{ZK} \hat{i}_L}{U_{ref} I_{ref}} \\ P_{S,Diode} &= \frac{1}{\pi} f_S E_{rec} \frac{U_{ZK} \hat{i}_L}{U_{ref} I_{ref}} \end{aligned} \quad (5.9)$$

Nach [6], S. 143 wird dabei angenommen, „dass die Schaltverluste des IGBT während einer Sinushalbwellen des Stromes etwa identisch sind mit den Schaltverlusten bei einem äquivalenten Gleichstrom, der dem Mittelwert der Sinushalbwellen entspricht“, siehe auch Gl.(3.5).

5.3 Z-Source Wechselrichter

Im Zwischenkreis des Z-Source-Wechselrichters sind Induktivitäten und Kapazitäten gemäß Abbildung 5.3 verschaltet. Aus dieser Verschaltung ergibt sich auch die Namensgebung: Der Zwischenkreis stellt im allgemeinen eine Impedanz Z dar und daraus

ergibt sich die Bezeichnung Impedanzwechselrichter bzw. engl. Z-Source-Wechselrichter [70].

Der Z-Source Wechselrichter kann bezüglich der Halbleiterverschaltung die beim U-Wechselrichter verwendete Topologie mit abschaltbaren und rückwärtsleitenden Halbleitern oder die beim I-Wechselrichter notwendige Topologie mit rückwärtssperrenden Elementen aufweisen [71]. Im Folgenden wird die Topologie mit der Halbleiteranordnung wie beim U-Wechselrichter betrachtet, wie sie in Abbildung 5.3 dargestellt ist.

Der Schaltungsteil auf der Netzseite mit den Netzinduktivitäten L_N und der Drehstrombrückenschaltung bestehend aus 6 IGBTs und 6 antiparallelen Dioden gleicht dabei dem Wechselrichter mit Spannungseinprägung. Die Eingangs- bzw. Zwischenkreisseite besteht aus einem Netzwerk aus den Induktivitäten L_d und diagonal dazwischen geschalteten Kondensatoren C . Die Diode D_{ZK} verhindert negativen Stromfluss in die Spannungsquelle mit der Gleichspannung U_1 .

Die Induktivitäten L_d führen jeweils den gleichen Strom und können aufgrund der Symmetrie des Zwischenkreises auch magnetisch gekoppelt aufgebaut sein.

Prinzipbedingt kann der Z-Source-Wechselrichter nur in einem Quadranten betrieben werden (positive Gleichspannung U_1 bei positivem Eingangsstrom I_1).

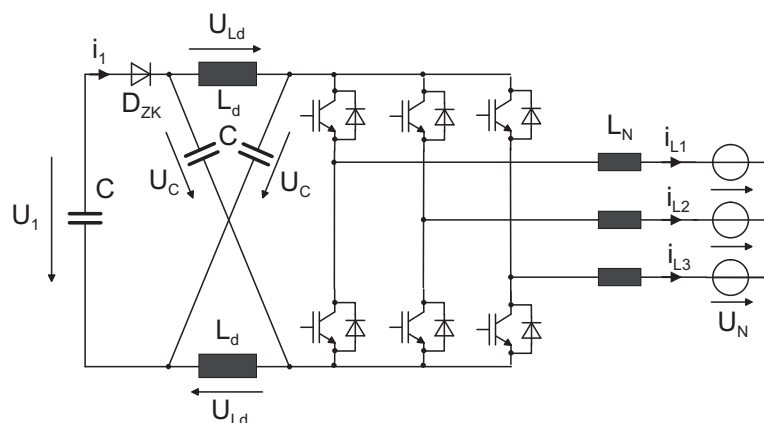


Abbildung 5.3: Schaltbild eines Z-Source Wechselrichters mit U-Wechselrichter-Halbleiteranordnung

Funktion

Für die Funktionsbeschreibung des Z-Source-Wechselrichters werden zwei Fälle unterschieden:

Fall 1, U-Wechselrichterbetrieb: Die Eingangsspannung liegt oberhalb der gleichgerichteten Netzspannung ($U_1 > \sqrt{2}U_{N\Delta}$).

Die Halbleiter werden mit der Pulsweitenmodulation eines U-Wechselrichters angesteuert, der Z-Source-Wechselrichter verhält sich sowohl auf der Netzseite wie auch auf der

DC-Seite wie ein U-Wechselrichter. Die Induktivitäten L_d sind dabei so groß und die Änderung des Zwischenkreisstromes näherungsweise so klein, dass über den Induktivitäten L_d nur eine sehr geringe Spannung abfällt; die Spannung über der Drehstrombrückenschaltung U_{B6} (virtuelle Zwischenkreisspannung) demnach der Spannung der beiden Kondensatoren C entspricht. Durch die Diode D_1 fließt ein Gleichstrom.

Fall 2, Z-Source-Wechselrichterbetrieb: Die Eingangsspannung liegt unterhalb der gleichgerichteten Netzspannung ($U_1 < \sqrt{2}U_{N\Delta}$).

Da ein Betrieb als U-Wechselrichter bei zu geringer Spannung U_{B6} nicht mehr möglich ist, liegt das Ziel der Z-Source-PWM darin, die Spannung U_{B6} gegenüber der Eingangsspannung zu erhöhen. Von der Netzseite aus gesehen verhält sich der Z-Source-Wechselrichter dabei weiterhin wie ein konventioneller U-Wechselrichter.

Erreicht wird dies, indem während der Nullzustände der U-Wechselrichtermodulation ein zusätzlicher Schaltzustand, der sog. „Shoot-Through“-Zustand (ST-Zustand) geschaltet wird. Während des Shoot-Through-Zustandes werden alle Ventile der Drehstrombrückenschaltung eingeschaltet. Von der Netzseite des Wechselrichters betrachtet ergeben sich dabei keine Unterschiede zum Nullzustand der U-Wechselrichter-PWM: Die Spannung zwischen den Phasenanschlüssen der Brückenschaltung sind sowohl während eines konventionellen Nullzustandes als auch während eines Shoot-Through-Zustandes null.

Die Spannung U_{B6} über der Brückenschaltung ist während des Shoot-Through-Zustandes ebenfalls null. Abbildung 5.4 zeigt das Ersatzschaltbild des Zwischenkreises während des Shoot-Through-Zustandes.

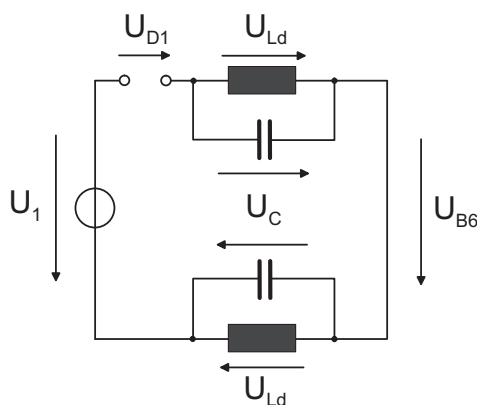


Abbildung 5.4: Ersatzschaltbild des Z-Source Wechselrichters während des Shoot-Through-Zustandes

Die Kapazitäten C und die Induktivitäten L_d sind nun parallelgeschaltet. Die Kapazitäten sind dabei im Verhältnis zu den Induktivitäten so groß, dass die Kondensatorspannung während des Shoot-Through-Zustandes als konstant angesehen werden kann. Der Strom in den Induktivitäten steigt linear an, es wird Energie von den Kondensatoren in die Induktivitäten übertragen. Die Spannung über der Diode D_{ZK} bestimmt sich aus der Masche der Spannungsquelle U_1 und den beiden Kondensatorspannungen

U_C zu:

$$U_{D1} = U_1 - 2U_C$$

Die Spannungen U_C sind immer größer als die Eingangsspannung U_1 , die Diodenspannung U_{DZK} ist damit während des Shoot-Through-Zustandes negativ, die Diode D_{ZK} sperrt.

Während eines aktiven Zustandes, d.h. Energie wird auf die Netzseite übertragen, leitet die Diode D_{ZK} , die Spannung über einer Induktivität ist dann:

$$U_{L_d} = U_1 - U_C \quad (5.10)$$

Im eingeschwungenen Zustand ist die Summe der Spannungs-Zeit-Flächen während einer Taktperiode an den Induktivitäten L_d gleich null. Wegen $U_{L_d} = U_C > 0$ während des Shoot-Through-Zustandes ergibt sich damit, dass die Spannung an der Induktivität während des aktiven Zustandes $U_{L_d} < 0$ ist, woraus sich aus Gl. (5.10) wiederum implizit eine Kondensatorspannung $U_C > U_1$ ergibt, wie oben bereits vorausgesetzt wurde.

Die virtuelle Zwischenkreisspannung U_{B6} während des aktiven Zustandes beträgt:

$$U_{B6} = 2U_C - U_1 \quad (5.11)$$

Wegen $U_C > U_1$ ist diese Spannung größer als die Eingangsspannung, weshalb während der aktiven Zustände ein Betrieb der Drehstrombrückenschaltung quasi als U-Wechselrichter möglich ist.

Die Shoot-Through-Zustände werden innerhalb der Zeit der Nullzustände geschaltet. Das Ziel einer möglichst hohen Spannungsverstärkung wird erreicht, wenn die ST-Dauer T_0 im Verhältnis zur Schaltperiodendauer T möglichst lang gewählt wird. Dabei bestehen zwei Möglichkeiten die ST-Zustände während der Nullzustände aufzuteilen, um die größtmögliche Spannungsverstärkung von der Eingangsgleichspannung zur Netzspannung zu erzeugen:

Modulationsverfahren 1: maximale Verstärkung (maximum boost control) [72]

Die Nullzustände werden bei diesem Verfahren komplett durch Shoot-Through-Zustände ersetzt, die Shoot-Through-Dauer entspricht der Nullzustandsdauer. Da die Nullzustandsdauer während einer sechstel Netzperiode jeweils ein Minimum und ein Maximum aufweist, führt dies zu einer Welligkeit der Ströme im Zwischenkreis.

Modulationsverfahren 2: maximale konstante Verstärkung (maximum constant boost control) [73]

Bei diesem Verfahren ist die Shoot-Through-Dauer T_0 konstant. Um eine möglichst hohe Spannungsverstärkung zu erreichen, wird die Shoot-Through-Dauer dabei so gewählt, dass sie der Dauer des kürzesten Nullzustandes entspricht. Ist die aktuelle Dauer des Nullzustandes länger als die des ST-Zustandes, treten während einer Pulsperiode T_S demnach alle 3 Zustände: Shoot-Through-Zustand, Nullzustand und aktiver Zustand auf.

Der Spannungsgewinn bei dem Verfahren mit maximaler konstanter Verstärkung ist etwas geringer als bei dem Verfahren 1, eine Beeinflussung des Zwischenkreisstromes durch den Netzstrom tritt bei diesem Verfahren allerdings nicht auf, was sich positiv auf die Auslegung der passiven Komponenten des Zwischenkreises auswirkt [70].

Zwei charakteristische Effekte des Z-Source-Wechselrichters treten bei beiden Modulationsverfahren auf: Zum Erreichen einer möglichst hohen Spannungsverstärkung muss der Shoot-Through-Zustand möglichst lang geschaltet werden. Die Dauer des Nullzustandes und damit auch die mögliche Dauer des Shoot-Through-Zustandes ist dabei durch den Modulationsgrad M_Z begrenzt. Wird nun der Modulationsgrad reduziert, steht für den Shoot-Through-Zustand mehr Zeit zur Verfügung, nach Gl. (5.12) steigt die Spannung U_{B6} (vgl. Abb. 5.3) an.

$$U_{B6} = \frac{1}{1 - 2D} U_1 \quad (5.12)$$

$$\text{mit } D = \frac{T_0}{T_S}, \quad T_0 = \text{Dauer des ST-Zustandes}, \quad T_S = \text{Pulsperiode}$$

Andererseits führt eine Verringerung des Modulationsgrades nach Gl. (5.13) zu einer geringeren Ausgangswechselspannung U_N bzw. bei konstanter Ausgangsspannung zu einer höheren erforderlichen Spannung U_{B6} . Der Effekt der steigenden virtuellen Zwischenkreisspannung U_{B6} überwiegt dabei den Effekt der sinkenden Ausgangswchselspannung, weshalb der Betrieb des Z-Source-Wechselrichters theoretisch bis zu einem unendlich hohen Spannungsübersetzungsverhältnis möglich ist.

Begrenzt wird das Spannungsübersetzungsverhältnis lediglich durch die Sperrspannungsfestigkeit der eingesetzten Halbleiter, die sich in Abhängigkeit des Duty-Faktors D nach Gl. (5.12) berechnet.

Die Definition des Modulationsgrades M_Z für den Z-Source-Wechselrichter Gl. (5.13) ist aufgrund der Analogie ähnlich der des U-Wechselrichters:

$$M_Z = \frac{2 \cdot \hat{u}_N}{\hat{u}_{B6}} \quad (5.13)$$

Die folgenden Berechnungen beziehen sich auf das 2. Modulationsverfahren „maximale konstante Verstärkung“. Der Aussteuergrad nimmt dabei einen Maximalwert D_{max} ein, der sich in Abhängigkeit vom Modulationsgrad M_Z nach [73] bestimmen lässt zu:

$$D_{max} = 1 - \frac{\sqrt{3} M_Z}{2} \quad (5.14)$$

Aus den Gleichungen (5.12), (5.13) und (5.14) ergibt sich dann der Zusammenhang zwischen der verketteten Netzspannung $U_{N\Delta}$ und der Eingangsspannung U_1 zu:

$$U_{N\Delta} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} \frac{M_Z}{(\sqrt{3} M_Z - 1)} U_1 \quad \text{mit} \quad M_Z = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdots \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (5.15)$$

Halbleiterverluste

Wird der Z-Source-Wechselrichter bei Eingangsspannungen von $U_1 > \sqrt{2}U_{N\Delta}$ betrieben (Fall 1) arbeitet er wie ein Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis, die Halbleiterverluste gleichen denen des U-Wechselrichters (Gleichungen (5.8) und (5.9) mit $U_{ZK} = U_1$).

Sinkt die Eingangsspannung $U_1 < \sqrt{2}U_{N\Delta}$, so arbeitet der Wechselrichter im Z-Source-Betrieb, d.h. es werden Shoot-Through-Zustände geschaltet (Fall 2).

Der Ventilstrom i_V setzt sich dann zusammen aus Anteilen des Netzstromes und Anteilen des Zwischenkreisstromes während der Shoot-Through-Zustände. Die Abbildung 5.5 (a) zeigt vereinfacht den Ventilstrom i'_V während einer Netzperiode für $\cos \varphi = 1$ (Vgl. Abb. 7.2, S. 102).

Für die Bestimmung der Durchlassverlustleistung werden die Anteile des Netzstromes durch den Mittelwert über eine halbe Sinusschwingung genähert.

Diese Näherung (veranschaulicht in der Darstellung des genäherten Stromverlaufes i''_V in Abbildung 5.5 (b) und (c)) bewirkt eine fehlerhafte Berechnung des Ventilstrom-Effektivwertes. Der durch diese Näherung entstehende Fehler für die Durchlassverlustberechnung an den IGBTs wirkt sich aufgrund des nahe bei „1“ liegenden Formfaktors F (Verhältnis von Effektivwert zu Gleichrichtwert) einer Sinusschwingung

$$F = \frac{\tilde{i}}{i} = 1,11 \quad (5.16)$$

nur gering aus. Zudem sind die Halbleiter in der Regel so groß ausgelegt, dass bei den im Verhältnis zum Shoot-Through-Strom geringen Netzstromanteilen die Kollektor-Emitter-Spannung nicht sehr viel größer als die Spannung U_{CE0} (vgl. Abb. 3.3) ist. Der Anteil des Effektivwertes, der im differentiellen Widerstand Leistung umsetzt, ist dann entsprechend gering.

Ist ein Shoot-Through-Zustand geschaltet ($0 < t < T_0$), sind die beiden Induktivitäten über die Drehstrombrückenschaltung jeweils parallel zu den Kondensatoren geschaltet und es fließt das Zweifache des mittleren Drosselstromes \bar{i}_{L_d} über alle 3 Phasenzweige. Der Mittelwert des Stromes durch eine Induktivität entspricht dabei dem Mittelwert des Eingangsstromes I_1 , da die Kondensatorströme i_C im Mittel null sind.

Die Durchlassverlustleistung eines IGBT lässt sich mit den genannten Voraussetzungen (vgl. Abb. 5.5) näherungsweise bestimmen zu:

$$\begin{aligned} P_{D,IGBT}^{Z-Source} &= U_{CE0} \bar{i} + r_{CE} \tilde{i}^2 \\ &= U_{CE0} \left\{ \bar{i}_{sin} + \frac{2}{3} I_1 D_{max} \right\} + r_{CE} \left\{ \tilde{i}_{ST}^2 + \bar{i}_{sin}^2 (1 - D_{max}) \right\} \quad (5.17) \end{aligned}$$

mit dem Mittelwert des sinusförmigen Anteils am Ventilstrom \bar{i}_{sin} :

$$\bar{i}_{sin} = \frac{\hat{i}_N}{2} \left(1 + M_Z \frac{\pi}{4} \right) \quad (5.18)$$

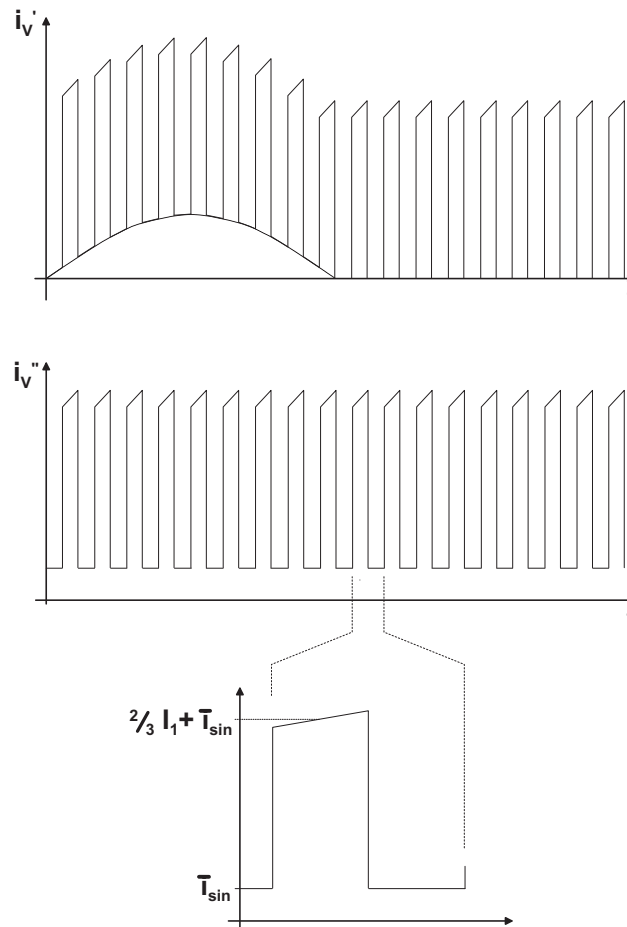


Abbildung 5.5: Näherung der Ventilströme zur Bestimmung der Durchlassverlustleistungen beim Z-Source-Wechselrichter

und dem Effektivwert des Ventilstromes während des ST-Zustandes \tilde{i}_{ST} :

$$\tilde{i}_{ST}^2 = \frac{4}{9} D_{max} \left(k^2 + \frac{k U_C}{L} D_{max} T + \frac{U_C^2}{3 L^2} D_{max}^2 T^2 \right) \quad (5.19)$$

mit
$$k = \left(\frac{3}{2} \bar{i}_{sin} + I_1 - \frac{U_C D_{max} T}{2 L} \right)$$

Während des Flusses der Shoot-Through-Ströme führen die antiparallelen Dioden der Brückenschaltung keinen Strom, die Durchlassverluste der Dioden sind daher geringer als beim U-Wechselrichter. Sie lassen sich damit bestimmen zu:

$$P_{D, Diode}^{Z-Source} = \left\{ \frac{U_{F0} \hat{i}_N}{2\pi} \left(1 - \frac{M_Z \pi}{4} \right) + \frac{r_F \hat{i}_N^2}{2\pi} \left(\frac{\pi}{4} - \frac{2}{3} M_Z \right) \right\} (1 - D_{max}) \quad (5.20)$$

Zusätzlich zu den - auch im U-Wechselrichter - auftretenden Schaltverlusten durch Schalthandlungen zwischen aktiven Schaltzuständen und Nullzuständen treten Schaltverluste durch das Schalten der Shoot-Through-Zustände auf. Aufgrund des verhältnismäßig hohen ST-Stromes sind die Schaltverlustleistungen des Z-Source-Wechselrichters

höher als beim U-Wechselrichter (vgl. Gl. (5.9)). Mit den in Abschnitt 3.1.2 getroffenen Näherungen lassen sich die Schaltverluste der IGBTs bestimmen zu:

$$P_{S,IGBT}^{Z-Source} = f_S (E_{ON} + E_{OFF}) \left(\frac{1}{\pi} \frac{U_{B6}}{U_{ref}} \frac{\hat{i}_N}{I_{ref}} + \frac{U_{B6}}{U_{ref}} \frac{2 P_1}{3 U_1 I_{ref}} \right) \quad (5.21)$$

Die Schaltverluste der antiparallelen Dioden sind außer der erhöhten Kommutierungsspannung $U_{ZK} = U_{B6}$ gleich den Diodenschaltverlusten des U-Wechselrichters (vgl. Gl.(5.9)):

$$P_{S,Diode} = \frac{1}{\pi} f_S E_{rec} \frac{U_{B6}}{U_{ref}} \frac{\hat{i}_N}{I_{ref}} \quad (5.22)$$

Die Durchlassverluste der Zwischenkreisdioden im Z-Source-Wechselrichterbetrieb lassen sich mit der fallenden Flanke des Eingangstromes m_{i_1} und dem Maximalwert des Zwischenkreisstromes \hat{i}_1 :

$$\begin{aligned} m_{i_1} &= \frac{2}{L} (U_1 - U_C) \\ \hat{i}_1 &= I_1 \left(\frac{1}{1-D} \right) + \frac{T(1-D)}{4} m_{i_1} \end{aligned} \quad (5.23)$$

bestimmen zu:

$$\begin{aligned} P_{D,ZK-Diode}^{Fall2} &= U_{F0} I_1 + r_F \left\{ \hat{i}_1^2 (1-D) - \right. \\ &\quad \left. \hat{i}_1 \frac{T(1-D)^2}{2} \cdot (m_{i_1}) + (m_{i_1})^2 \cdot \frac{T^2(1-D)^3}{12} \right\} \end{aligned} \quad (5.24)$$

Arbeitet der Z-Source-Wechselrichter im U-Wechselrichterbetrieb, dann treten in der Zwischenkreisdioden D_{ZK} nur Durchlassverluste durch den Gleichstrom I_1 auf in der Form:

$$P_{D,ZK-Diode}^{Fall1} = U_{F0} I_1 + r_F I_1^2 \quad (5.25)$$

In der Zwischenkreisdioden kommutiert der Minimalwert des Eingangstromes

$$i_{1,min} = \frac{I_1}{(1-D)} - \frac{(U_1 - U_C)}{2L} (1-D) T \quad (5.26)$$

gegen die Spannung $(U_C - U_1)$. Die Schaltverluste der ZK-Dioden lassen sich nach [74] damit bestimmen zu:

$$P_{S,ZK-Diode} = 2 f_S E_{rec} \frac{(U_C - U_1)}{U_{ref}} \frac{1}{I_{ref}} \left\{ \frac{I_1}{(1-D)} - \frac{(U_1 - U_C)}{2L} (1-D) T \right\} \quad (5.27)$$

Wird eine diskontinuierliche Pulsweitenmodulation verwendet, halbieren sich nach [70] die Schaltverluste von IGBTs und Dioden (Gleichungen 5.21, 5.22 und 5.27). Nachteilig wirkt sich dabei aber die erhöhte Welligkeit des Zwischenkreisstromes auf die Verluste der passiven Komponenten aus [70].

Kapitel 6

DC/DC-Topologien und Varianten

Erfolgt die Wechselrichtung und damit die Einspeisung ins Netz über einen Wechselrichter mit eingprägter Spannung, so muss die in der Regel niedrige Spannung des Brennstoffzellenstacks auf die Zwischenkreisspannung des Wechselrichters angehoben werden. Die Spannungsanpassung erfolgt mit Hilfe von DC/DC-Wandlern, die sich zunächst grob in DC/DC-Wandler ohne galvanische Trennung und galvanisch trennende DC/DC-Wandler unterteilen lassen.

6.1 DC/DC-Wandler ohne galvanische Trennung

6.1.1 Hochsetzsteller

Funktion

Eine bekannte und einfach zu realisierende Form eines DC/DC-Wandlers ist der konventionelle Hochsetzsteller, dessen Schaltbild in Abbildung 6.1 dargestellt ist.

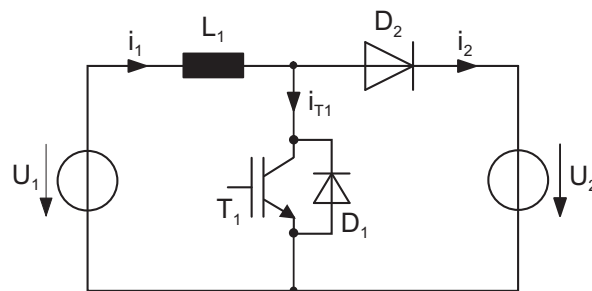


Abbildung 6.1: Schaltbild eines konventionellen Hochsetzstellers

Der Transistor T_1 wird bei einer Schaltfrequenz von $f_S = \frac{1}{T_S}$ periodisch mit einer Leitdauer von T_E eingeschaltet. Der Tastgrad D für den Hochsetzsteller ist definiert

als:

$$D = \frac{T_E}{T_S} \quad (6.1)$$

Während der Einschaltzeit T_E liegt über der Induktivität L_1 die Eingangsspannung U_1 , der Strom i_1 steigt an, es wird Energie in L_1 gespeichert. Ist der Transistor T_1 ausgeschaltet leitet die Diode D_2 für den Zeitraum $T - T_E$, über der Induktivität liegt die Differenz zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung $U_1 - U_2$ an, der Strom durch die Induktivität sinkt. Das Verhältnis \ddot{u} zwischen der Ausgangsspannung U_2 und der Eingangsspannung U_1 lässt sich im eingeschwungenen Zustand bei nichtlückendem Betrieb in Abhängigkeit des Tastgrades D (Gl.(6.1)) berechnen zu:

$$\ddot{u} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 - D} \quad (6.2)$$

Die statische Sperrspannung beider Halbleiter ist die Ausgangsspannung des Stellers U_2 . Daraus ergibt sich für die geforderte Anwendung die Einschränkung, höhersperrende Leistungshalbleiter wie IGBTs und entsprechende Dioden zu verwenden. Daraus wiederum ergibt sich als weitere Einschränkung eine maximale Schaltfrequenz des Hochsetzstellers und damit entsprechend grösser zu dimensionierende Filterelemente.

Bei hohen Spannungsübertragungsverhältnissen ist die Einschaltzeit T_E des Haupttransistors T_1 sehr lang bzw. die Leitdauer $T - T_E$ der Diode D_2 entsprechend Gleichungen (6.2) und (6.1) sehr kurz. Dadurch steigt die Belastung der Diode durch den hohen Effektivwert des Stromes stark an. Weiterhin wird bei steigenden Aussteuergraden D die Einschaltzeit $T - T_E$ der Diode so kurz, dass sie sich der Größenordnung der Kommutierungs- bzw. Schaltzeiten nähert. Die Schaltverluste der Diode steigen dann im Verhältnis zu den Gesamtverlusten der Diode sehr stark an. Aus den oben genannten Gründen ergibt sich eine Obergrenze für das technisch sinnvolle Spannungsübersetzungsverhältnis, nach [3] liegt das maximale Übersetzungsverhältnis im Bereich von $\ddot{u} = 3 - 5$.

Halbleiterverluste

Aufgrund der erforderlichen Sperrspannung werden IGBTs und entsprechend hoch sperrende Dioden für die Verlustleistungsberechnung vorausgesetzt. Für die Bestimmung der Halbleiter-Durchlassverluste wurde die Durchlasskennlinie gemäß Abschnitt 3.1 linearisiert. Die Berechnung der Durchlassverluste erfolgt dabei über die Mittel- bzw. Effektivwerte der Ventilströme.

Für die Berechnung der Schaltverluste wird, wie in Abschnitt 3.1 beschrieben, eine Linearisierung ausgehend von im Datenblatt genannten Referenzwerten für Strom und Spannung beim Schaltvorgang vorausgesetzt.

Abhängig vom Tastgrad D ergeben sich bei ideal geglättetem Eingangsstrom I_{d1} für die Durchlassverluste des IGBT T_1 :

$$P_{C,IGBT}^{HSS} = I_{d1}(U_{CE0} + r_{CE} I_{d1}) \cdot D \quad (6.3)$$

Die Diode führt während der Zeit $T - T_E$ ebenfalls den Eingangsstrom I_1 , die Durchlassverluste der Diode ergeben sich damit zu:

$$P_{C,Diode}^{HSS} = I_{d1}(U_{F0} + r_F I_{d1}) \cdot (1 - D) \quad (6.4)$$

Die Kommutierungsspannung von Diode und IGBT ist die Ausgangsspannung des Stellers U_2 . Bei geglättetem Eingangsstrom kommutiert jeweils der Strom I_1 , daher ergibt sich gemäß Abschnitt 3.1 für die Schaltverluste des IGBT:

$$P_{S,IGBT}^{HSS} = f_S \cdot (E_{on} + E_{off}) \frac{U_2}{U_{ref}} \frac{I_1}{I_{ref}} \quad (6.5)$$

und für die Schaltverluste der Diode:

$$P_{S,Diode}^{HSS} = f_S \cdot E_{rec} \frac{U_2}{U_{ref}} \frac{I_1}{I_{ref}} \quad (6.6)$$

6.1.2 Hochsetzsteller mit angezapfter Induktivität

Um das Spannungsübersetzungsverhältnis gegenüber dem konventionellen Hochsetzsteller zu erhöhen, ist es möglich, die Induktivität mit einer Anzapfung zu versehen [3], [75]. Dabei werden zwei einzelne Induktivitäten auf einen gemeinsamen Kern gewickelt, der Aufbau der Induktivität entspricht dann dem eines Spartransformators.

Zusätzlich zum hochsetzenden Prinzip der Induktivität erfolgt bei diesem Wandler-Typ eine Spannungserhöhung aufgrund der unterschiedlichen Windungszahlen der angezapften Induktivität. Bei gleichem Spannungsübersetzungsverhältnis - im Vergleich zum konventionellen Hochsetzsteller - ist der Aussteuergrad beim Hochsetzsteller mit angezapfter Induktivität niedriger. Ein weiterer Vorteil besteht darin, dass die Sperrspannung des Transistors geringer ausfallen kann. Nachteilig sind die auftretende Sperrspannung an der Diode, die über der sekundärseitigen Spannung liegt, sowie eine erforderliche Überspannungs-Schutzbeschaltung (aus dem Englischen auch: Clamping-Beschaltung) des Transistors, um diesen vor Überspannungen zu schützen, die durch die Stromsteilheiten an den Streuinduktivitäten der Drossel hervorgerufen werden. Im Folgenden werden Gleichungen zum Betriebsverhalten und die analytische Bestimmung der Halbleiterverlustleistungen des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität anhand der charakteristischen Zeitverläufe von Strom und Spannungen hergeleitet.

Hochsetzsteller mit angezapfter Drossel und externer Rückführung der Clampingenergie

Abbildung 6.2 zeigt das Schaltbild eines Hochsetzstellers mit angezapfter Drossel. Die angezapfte Induktivität wird dargestellt durch die Induktivität L_1 mit der Windungszahl w_1 und der Induktivität L_2 mit der Windungszahl w_2 . Beide Wicklungen befinden sich auf einem Kern, für die Berechnungen wird eine ideale Kopplung (Kopplungsfaktor $k = 1$) angenommen. Das Übersetzungsverhältnis der Wicklungen ist definiert als:

$$n = \frac{w_1}{w_2} \quad (6.7)$$

Zwischen den Induktivitäten L_1 und L_2 besteht damit der Zusammenhang:

$$L_2 = n^2 \cdot L_1 \quad (6.8)$$

Für die Kommutierungsvorgänge wird Streuung durch Streuinduktivitäten an jeder Wicklung $L_{1\sigma}$ und $L_{2\sigma}$ modelliert.

Die Energie, die in dem Beschaltungs- bzw. Clampingnetzwerk bestehend aus der Diode D_{Cl} und dem Kondensator C_{cl} anfällt, wird dabei extern abgeführt. Sie kann beispielsweise über einen Chopper-Widerstand in Wärme umgewandelt werden oder regenerativ über einen separaten Tiefsetzsteller zurück in den Eingang [3] oder auf die Sekundärseite des Wandlers gespeist [61], [63] werden. In der folgenden Betrachtung wird die Spannung des Begrenzernetzwerkes dabei vom separaten Wandler oder vom Chopper-Widerstand auf einem einstellbaren Wert konstant gehalten.

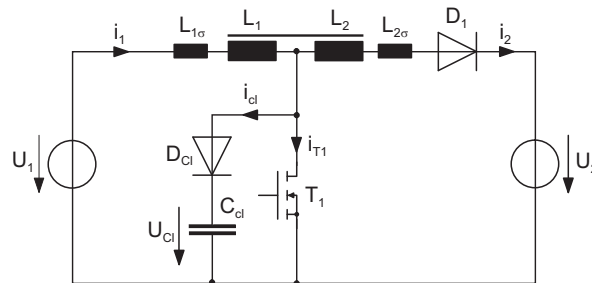


Abbildung 6.2: Schaltbild des Hochsetzstellers mit angezapfter Drossel und externer Rückführung der Clampingenergie

Funktion

Im Folgenden erfolgt eine kurze Funktionsbeschreibung des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität und externer Rückführung der Clampingenergie anhand der charakteristischen Zeitverläufe in Abbildung 6.3, des Schaltbildes in Abb. 6.2 und der Ersatzschaltbilder für die unterschiedlichen Phasen auf Seite 70.

Zum Zeitpunkt t_0 wird der Transistor T_1 eingeschaltet.

$t_1 - t_0$: Der Transistor T_1 beginnt den Strom zu übernehmen, die Diode D_1 kommutiert ab (Ersatzschaltbild in Abb. 6.9, S. 69). Das Verhältnis der Ströme ergibt sich aus der Bedingung, dass der Fluss innerhalb des Kerns der gekoppelten Induktivitäten stetig ist. Zum Zeitpunkt t_1 ist der Strom durch die Diode D_1 abkommutiert.

$t_2 - t_1$: Während dieses Zeitraumes sperrt die Diode D_1 , der Strom i_2 ist null. Über den Induktivitäten $L_{1\sigma} + L_1$ liegt die Eingangsspannung U_1 an. Der Eingangsstrom steigt entsprechend, Energie wird in der Induktivität gespeichert (ESB in Abb. 6.8).

Zum Zeitpunkt t_2 wird der Transistor T_1 ausgeschaltet. Der Strom i_1 sinkt, die Diode D_1 beginnt zu leiten, der Strom i_2 steigt. Aufgrund der Stromsteilheit in

den Streuinduktivitäten steigt somit auch die Spannung über dem Transistor T_1 . Hat die Drain-Source-Spannung des Transistors den Wert der Spannung U_{cl} über dem Kondensator C_{cl} erreicht, beginnt die Diode D_{C1} zu leiten.

$t_3 - t_2$: Abb. 6.10 auf Seite 70 zeigt das Ersatzschaltbild der Anordnung während des Clamping-Vorgangs, d.h. die Diode D_{C1} leitet. Die Strom- bzw. Spannungsverläufe ergeben sich aus der Knotengleichung und den zwei Maschengleichungen. Bei der Induktivität ist dabei die Selbstinduktion $M = k\sqrt{L_1 L_2}$ zu berücksichtigen. Zum Zeitpunkt t_3 ist der Strom durch die Clamping-Diode D_{C1} abkommutiert.

$t_4 - t_3$: Die Diode D_1 führt weiterhin den Strom. Eingangsstrom i_1 und Ausgangsstrom i_2 sind gleich. Die während $t_2 - t_1$ in der Induktivität gespeicherte Energie wird auf die Sekundärseite übertragen (ESB in Abb. 6.11).

Die Einschaltzeit des Transistors ist $T_E = t_2 - t_0$, die Periodendauer $T = t_4 - t_0$.

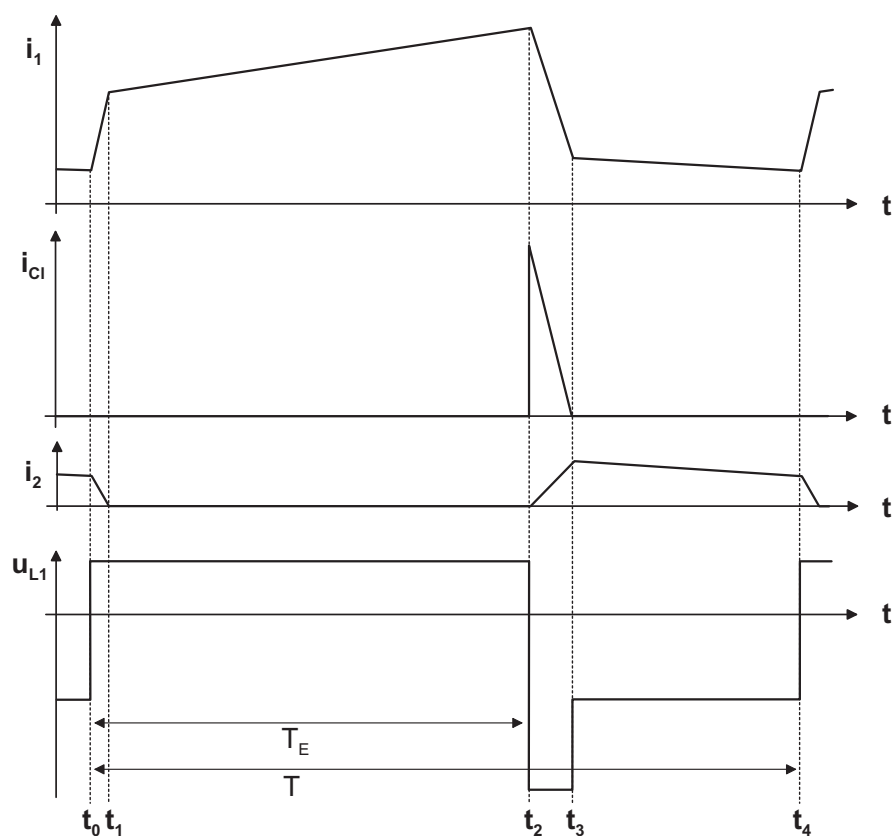


Abbildung 6.3: Zeitverläufe des Hochsetzstellers mit externer Rückführung der Clampingenergie

Schaltungsanalyse

Die folgende analytische Bestimmung des Hochsetzstellers mit angezapfter Drossel dient in erster Linie zur Bestimmung der Halbleiterverluste sowie weiterer Parameter zur Auslegung der Bauteile.

Für die Analyse des Betriebsverhaltens gelten folgende Voraussetzungen: Die Halbleiter, sowie die induktiven und kapazitiven Bauelemente sind verlustfrei, die Induktivität wird modelliert über die Induktivitäten L_1 und L_2 , das Übersetzungsverhältnis n nach Gl.(6.7) und die primärseitige- und sekundärseitige Streuinduktivität $L_{1\sigma}$ bzw. $L_{2\sigma}$. Es wird ideale Kopplung zwischen den Induktivitäten angenommen, die Selbstinduktivität bestimmt sich dann zu $M = \sqrt{L_1 L_2} = n \cdot L_1$.

Weiterhin wird der Kommutierungsvorgang der abkommutierenden sekundärseitigen Diode D_1 vernachlässigt. Weitere Vernachlässigungen, die aufgrund der komplexen Schaltungsanalyse notwendig sind, um darstellbare Ergebnisse zu liefern, werden zu dem jeweiligen behandelten Punkt genannt.

Das Verhältnis der Eingangsspannung U_1 zur Ausgangsspannung U_2 ist abhängig vom Windungszahlenverhältnis der angezapften Induktivität n und der Einschaltzeit T_E des Haupttransistors bei der Schaltperiodendauer T nach [3]:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{T - T_E}{T + n T_E} \quad (6.9)$$

Zur Bestimmung des Eingangsstrom-Maximalwertes \hat{i}_1 kann vereinfachend davon ausgegangen werden, dass keine Leistung in der Clamping-Einheit anfällt und damit sämtliche Leistung in die Sekundärseite übertragen wird. Der Kommutierungsvorgang vom Haupttransistor in die sekundärseitige Diode finde ideal schnell statt ($t_{cl} = (t_3 - t_2) = 0$).

$$\hat{i}_1 = \left(I_1 + \frac{U_1}{2(L_{1\sigma} + L_1)} \frac{T_E^2}{T} - \frac{U_1 I_1}{U_2} \right) \frac{T}{T_E} \quad (6.10)$$

Die Leistung, die in die Clamping-Einheit abgeführt wird, ist stark abhängig von der Clamping-Zeit t_{cl} (s.u.). Längere Zeiten t_{cl} bewirken dabei höhere Leistungen im Clamping-Beschaltungsnetzwerk. Für den Fall, dass die Clamping-Leistung kleiner als etwa 20 % der übertragenen Gesamtleistung des Hochsetzstellers mit angezapfter Drossel ist, ergibt sich bei den oben getroffenen Vernachlässigungen ein Fehler für den Spitzenwert des Eingangsstromes von unter 5%.

Die Spannung des Clamping-Kondensators C_{cl} ist abhängig von dem Wert der Streuinduktivitäten ($L_{1\sigma}$ bzw. $L_{2\sigma}$), dem Eingangsstrom I_1 und dem Clamping-Zeitintervall t_{cl} . Sie lässt sich beispielsweise bestimmen aus der Stromsteilheit \hat{i}_1/t_{cl} mit \hat{i}_1 aus Gl. (6.10) und der Stromsteilheit des Clamping-Stromes di_{cl}/dt , die sich aus dem Ersatzschaltbild während des Clampingvorganges (Abb. 6.10, Seite 70) ableiten lässt. Mit den oben getroffenen Vereinfachungen für den Spitzenwert des Eingangsstromes \hat{i}_1 lässt sich die Spannung am Clamping-Kondensator bestimmen zu:

$$U_{Cl} = \frac{\hat{i}_1(n^2 L_1 L_{1\sigma} + L_1 L_{2\sigma} + L_{1\sigma} L_{2\sigma}) + t_{cl}[U_1 L_1(n^2 + n) + U_2(n L_1 + L_{1\sigma} + L_1)]}{t_{cl}[L_1(n + 1)^2 + L_{1\sigma} + L_{2\sigma}]} \quad (6.11)$$

In Abbildung 6.4 ist der Verlauf der Clamping-Spannung U_{cl} in Abhängigkeit von der Clamping-Zeitdauer t_{cl} anhand einer ausgewählten Systemauslegung zur Verdeutlichung der Abhängigkeiten gezeigt. Die durchgezogene Linie zeigt den Verlauf gemäß

Gleichung (6.11) unter den genannten Vereinfachungen, die gepunktete Linie zeigt den ermittelten Verlauf ohne die genannten Vereinfachungen. Die Verläufe sind nahezu identisch und zeigen die sehr gute Näherung der gewählten Vereinfachungen.

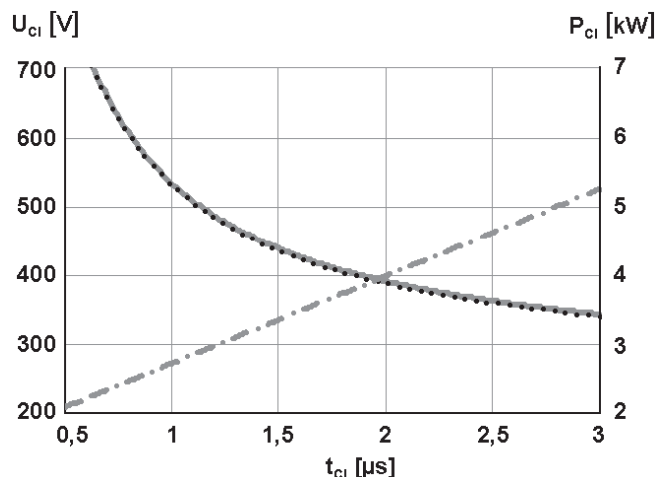


Abbildung 6.4: Verlauf der Spannung $U_{cl}(t_{cl})$ (grau, schwarz gepunktet) und Leistung $P_{cl}(t_{cl})$ (Strich-Punkt) der Clamping-Einheit in Abhängigkeit von der Clamping-Zeit t_{cl} beim Hochsetzsteller mit externer Clampingenergie rückführung.

Parameter: $I_1 = 200$ A, $U_1 = 100$ V, $U_2 = 700$ V, $T_E = 21$ μ s, $f_S = 30$ kHz, $L_1 = 15$ μ H, $L_{1\sigma} = 0,75$ μ H, $L_{2\sigma} = 6,75$ μ H.

Ebenfalls dargestellt ist der Verlauf der Leistung $P_{cl}(t_{cl})$ (Strich-Punkt-Linie), die über das Clamping-Netzwerk abgeführt werden muss. Sie ergibt sich aus der Multiplikation der Clamping-Spannung U_{cl} und dem Mittelwert des Clamping-Stromes $I_{cl} = \bar{i}_{cl}$. Der Clamping-Strom i_{cl} sinkt innerhalb der Zeit t_{cl} von dem Maximalwert \hat{i}_1 auf Null ab (siehe Abb. 6.3). Der Mittelwert des Clamping-Stromes berechnet sich demnach zu:

$$I_{cl} = \bar{i}_{cl} = \frac{\hat{i}_1 t_{cl}}{2T} \quad (6.12)$$

Unabhängig vom Clamping-Zeitintervall t_{cl} wird während der Einschaltzeit Energie in den Streuinduktivitäten gespeichert, die während des Clampings abgebaut werden müssen. Daher ergibt sich für $t_{cl} \rightarrow 0$ ein asymptotischer Endwert ungleich null für die Leistung, die in die Clamping-Einheit abfließt.

Halbleiterverlustleistungen

Die folgende Bestimmung der Halbleiterverlustleistungen erfolgt analog der in Abschnitt 3.1 vorgestellten Verfahren. Durchlassverluste ergeben sich aus dem Mittelwert des Halbleiterstromes multipliziert mit der Schwellenspannung des Halbleiters und dem quadrierten Effektivwert des Halbleiterstromes multipliziert mit dem Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$ des MOSFET bzw. dem differentiellen Widerstand r_f der Diode. Das gleichzeitige Auftreten von Ventilstrom und Spannung über dem Ventil während des harten Schaltvorganges bewirkt die Schaltverluste.

Nach dem Einschalten von T_1 wird der Stromanstieg im Transistor von den Induktivitäten des Netzwerkes begrenzt. Die Fallzeit der Spannung t_f , in der die Sperrspannung

auf den Wert der Durchlassspannung abfällt, ist dabei deutlich kürzer als die Anstiegszeit des Stromes. Der Einschaltvorgang von MOSFET T_1 ist demnach ein weicher Schaltvorgang (zero current switching, ZCS) mit geringen Einschaltverlustenergien.

Die Stromsteilheit des Transistorstromes lässt sich aus dem Ersatzschaltbild für die Freilaufphasen (Abb. 6.9, Seite 69) bestimmen zu:

$$\frac{di_{T_1}}{dt} = \frac{U_1[L_1(n^2 + n) + L_{2\sigma}] + U_2[L_1(n + 1) + L_{1\sigma}]}{n^2 L_1 L_{1\sigma} + L_{1\sigma} L_{2\sigma} + L_1 L_{2\sigma}} \quad (6.13)$$

Die Sperrspannung U_{DS} am MOSFET T_1 vor dem Schaltvorgang beträgt:

$$U_{DS} = \frac{U_1(nL_1 + n^2 L_1 + L_{2\sigma}) + U_2(L_{1\sigma} + L_1 + nL_1)}{L_1(n + 1)^2 + L_{1\sigma} + L_{2\sigma}} \quad (6.14)$$

Daraus lässt sich die Einschaltverlustleistung berechnen zu:

$$P_{on, T_1} = \frac{U_{DS} t_f^2}{6T} \cdot \frac{di_{T_1}}{dt} \quad (6.15)$$

Der Anteil der Einschaltverlustleistung an den Gesamtverlusten des MOSFET liegt dabei unter 1%.

Während der Einschaltzeit $T_E = t_2 - t_0$ des Haupttransistors führt nur dieser den gesamten Eingangsstrom i_1 . Aus dem trapezförmigen Stromverlauf lässt sich der Effektivwert und somit die Durchlassverlustleistung, die über dem Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$ abfällt, bestimmen zu:

$$P_{D, T_1} = R_{DS(on)} \cdot \left\{ \frac{U_1^2}{3(L_{1\sigma} + L_1)^2} \frac{T_E^3}{T} - \frac{\hat{i}_1 U_1}{(L_{1\sigma} + L_1)} \frac{T_E^2}{T} + \hat{i}_1^2 \frac{T_E}{T} \right\} \quad (6.16)$$

Der Transistor T_1 schaltet den Spitzenwert des Eingangsstromes \hat{i}_1 ab und sperrt nach dem Schaltvorgang gegen die Spannung des Kondensators U_{cl} . Die Ausschaltverluste des Haupttransistors sind damit:

$$P_{off, T_1} = \frac{\hat{i}_1 U_{cl} t_r}{2T} + \frac{\hat{i}_1}{2T} (U_{cl} t_f + L_{streu} \hat{i}_1) \quad (6.17)$$

L_{streu} bezeichnet dabei die Streuinduktivität des Kommutierungskreises zwischen T_{Cl} und T_1 , die zu einer Überhöhung der Sperrspannung während des abkommutierenden Stromes führt.

Die Clamping-Diode leitet in Abhängigkeit der Clamping-Spannung U_{Cl} (vgl. Abb. 6.4) während der Clamping-Zeit t_{Cl} . Aus dem dreieckförmigen Stromverlauf lassen sich die Durchlassverluste bestimmen zu:

$$P_{D, D_{Cl}} = U_{F0} \frac{\hat{i}_1 t_{Cl}}{2T} + r_F \frac{\hat{i}_1^2 t_{Cl}}{3T} \quad (6.18)$$

Die Schaltverluste der Clampingdiode lassen sich mit Hilfe der Datenblattangaben berechnen zu:

$$P_{S, D_{cl}} = \frac{Q_{rr} \left(\frac{di_{cl}}{dt} \right) (U_{DS} - U_{cl})}{2T} \quad (6.19)$$

$$\text{mit } U_{DS} \text{ aus Gl. (6.14) und } \frac{di_{cl}}{dt} = \frac{\hat{i}_1}{t_{cl}}$$

Der Ausgangsstromverlauf des Hochsetzstellers mit angezapfter Drossel und externer Clampingenergieerückführung lässt sich abhängig vom jeweiligen Zeitintervall anhand der Ersatzschaltbilder aus den Abbildungen 6.9, 6.10 und 6.11 (Seite 69) beschreiben. Ausgehend von den Zeitverläufen lassen sich Mittel- und Effektivwert des Stromes i_2 berechnen. Zugunsten einer vereinfachten „worst case“-Abschätzung wird hier auf die sehr umfangreiche geschlossene symbolische Darstellung verzichtet.

Die Vereinfachung besteht darin, dass ein unendlich kurzes Clamping-Zeitintervall t_{cl} angenommen wird. Damit ist die Leistung P_{cl} , die über die Clamping-Einheit abgeführt wird, minimal und der Ausgangsstrom I_2 bzw. die Durchlassverluste in der sekundärseitigen Diode D_1 dementsprechend maximal. Der Ausgangsstrom i_2 hat dann einen rein trapezförmigen Verlauf. Der Maximalwert des Ausgangsstromes \hat{i}_2 ergibt sich aufgrund des stetigen Flusses in der gekoppelten Induktivität [3] in Abhängigkeit des Wicklungsverhältnisses n und des Eingangsstromspitzenwertes \hat{i}_1 zu:

$$\hat{i}_2 = \frac{\hat{i}_1}{1+n} \quad (6.20)$$

Die Flanke des abfallenden Stromes während der Ausschaltzeit $T - T_E$ lässt sich aus der Masche aus dem Ersatzschaltbild für die Übertragungsphase (Abb. 6.11, Seite 70) bestimmen zu:

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{U_1 - U_2}{(1+n)^2 L_1 + L_{1\sigma} + L_{2\sigma}} \quad (6.21)$$

Die Durchlassverlustleistung, die an der sekundärseitigen Diode anfällt, lässt sich damit näherungsweise bestimmen zu:

$$\begin{aligned} P_{D, D_1} &= U_{F0} \bar{i}_2 + r_f \tilde{i}_2^2 \\ &= U_{F0} \left(\hat{i}_2 - \frac{di_2}{dt} \frac{(T - T_E)}{2} \right) \frac{T - T_E}{T} \\ &\quad + r_f \left(\hat{i}_2 - \hat{i}_2 \frac{di_2}{dt} (T - T_E) + \frac{di_2^2}{dt} \frac{(T - T_E)^2}{3} \right) \frac{T - T_E}{T} \end{aligned} \quad (6.22)$$

Die Höhe der Sperrverzögerungsladung Q_{rr} einer Diode ist, wie in Abschnitt 3.1.3 beschrieben, sehr stark von der Steilheit des abkommutierenden Stromes abhängig. Die Steilheit des abkommutierenden Stromes i_2 der Diode D_1 lässt sich anhand des Ersatzschaltbildes für die Freilaufphasen (Abb. 6.9, Seite 69) berechnen zu:

$$\frac{di_{2FW}}{dt} = - \frac{nL_1 U_1 + U_2 L_{1\sigma} + U_2 L_1}{n^2 L_1 L_{1\sigma} + L_{2\sigma} L_{1\sigma} + L_{2\sigma} L_1} \quad (6.23)$$

Mit den Ergebnissen aus Gleichung (6.23) lassen sich aus entsprechenden Kennlinien der Datenblätter Werte für die Sperrverzögerungsladung Q_{rr} ermitteln. Nach dem Schaltvorgang sperrt die Diode D_1 gegen die Spannung

$$U_{sperr} = U_2 + nU_1 \frac{L_1}{(L_1 + L_{1\sigma})} \quad (6.24)$$

Damit lassen sich dann die Ausschaltverluste der Diode D_1 bestimmen zu:

$$P_{S, D_1} = \frac{Q_{rr} \left(\frac{di_{2FW}}{dt} \right) U_{sperr}}{2T} \quad (6.25)$$

Hochsetzsteller mit angezapfter Drossel und interner Rückführung der Clampingenergie

Wird die Schaltung aus Abbildung 6.2, S. 56 durch einen Transistor, der antiparallel zu der Clamping-Diode geschaltet ist, ergänzt (siehe Abb. 6.5), so kann die Energie, die in der Überspannungs-Schutzbeschaltung anfällt, regenerativ genutzt und innerhalb des DC/DC-Wandlers auf die Sekundärseite übertragen werden. Im Folgenden wird diese Art des Überspannungsschutzes bezeichnet als Clamping mit interner Rückführung der Clampingenergie. Im englischen Sprachgebrauch wird häufig der Begriff „active clamping“ für entsprechende regenerative Clamping-Schaltungen genutzt. Hier wird der Begriff „interne Rückführung der Clampingenergie“ verwendet, um eine Verwechslung mit Fachbegriffen zur Ansteuerung von Leistungshalbleitern zu vermeiden, wo der Begriff „active clamp“ ein direktes Rückführen des Drain-Potentials auf das Gate mittels eines Zener-Elementes beschreibt [6].

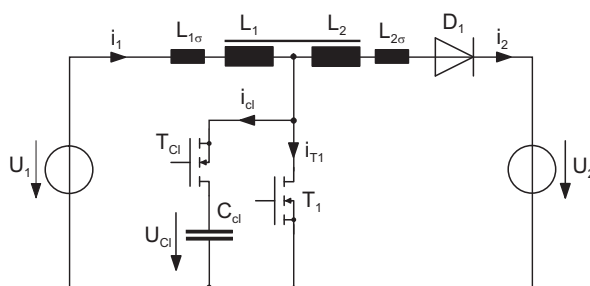


Abbildung 6.5: Schaltbild des Hochsetzstellers mit interner Rückführung der Clampingenergie

Funktion

Die Funktion wird anhand des Schaltbildes des Wandlers (Abb. 6.5) sowie der Zeitverläufe (Abb. 6.6) erläutert. Das Grundprinzip des Wandlers entspricht dabei dem im vorherigen Abschnitt vorgestellten Hochsetzsteller mit angezapfter Drossel und externer Clampingenergieüberführung.

Für die Zeiträume $t_1 - t_0$ sowie $t_2 - t_1$ ist die Funktion identisch zu dem im vorangehenden Abschnitt beschriebenen Wandler mit externer Clampingenergieerückführung (Siehe Seite 56). Zum Zeitpunkt t_2 wird der Transistor T_1 ausgeschaltet. Der Strom kommutiert zum Einen in die ausgangsseitige Diode D_1 und zum Anderen in die Inversdiode von MOSFET T_{C1} .

$t_3 - t_2$: Die Inversdiode von T_1 leitet. Nach Ablauf einer kurzen Totzeit nach t_2 , die einen Kurzschluss der Kapazität C_d über T_{C1} und T_1 verhindert, wird der Kanal von T_{C1} über eine positive Gatespannung aufgesteuert. Dies führt nach [6] zu einer geringeren Durchlassspannung der Inversdiode von T_1 und damit zu geringeren Durchlassverlusten. (ESB in Abb. 6.10, S. 70). Die Stromverläufe werden durch die Spannungen an den Induktivitäten bestimmt.

$t_4 - t_3$: Zum Zeitpunkt t_3 ist der Strom durch die Inversdiode von T_{C1} zu null geworden, der Transistor ist jedoch schon aufgesteuert und beginnt in positiver Richtung (von Drain nach Source) zu leiten. Der Schaltvorgang ist spannungslos und damit verlustlos (ZVS). Es gilt weiterhin das Ersatzschaltbild aus Abb. 6.10, Stromsteilheiten und Spannungen gleichen denen des Zeitraumes $t_3 - t_2$. Die Energiemenge, die während $t_3 - t_2$ im Kondensator C_d gespeichert wurde, wird während $t_4 - t_3$ dem Kondensator wieder entnommen.

$t_5 - t_4$: Zum Zeitpunkt t_4 wird T_{C1} abgeschaltet, der Strom kommutiert in die Inversdiode von T_1 (ESB in Abb. 6.9).

$t_6 - t_5$: Nachdem der Freilauf durch die Inversdiode von T_1 abgeklungen ist, führt die Diode D_1 weiterhin den Strom. Es gilt das Ersatzschaltbild aus Abb. 6.11. Die während $t_2 - t_1$ in der Induktivität gespeicherte Energie wird auf die Sekundärseite übertragen.

Zum Zeitpunkt t_6 beginnt eine neue Taktperiode mit dem Einschalten von T_1 .

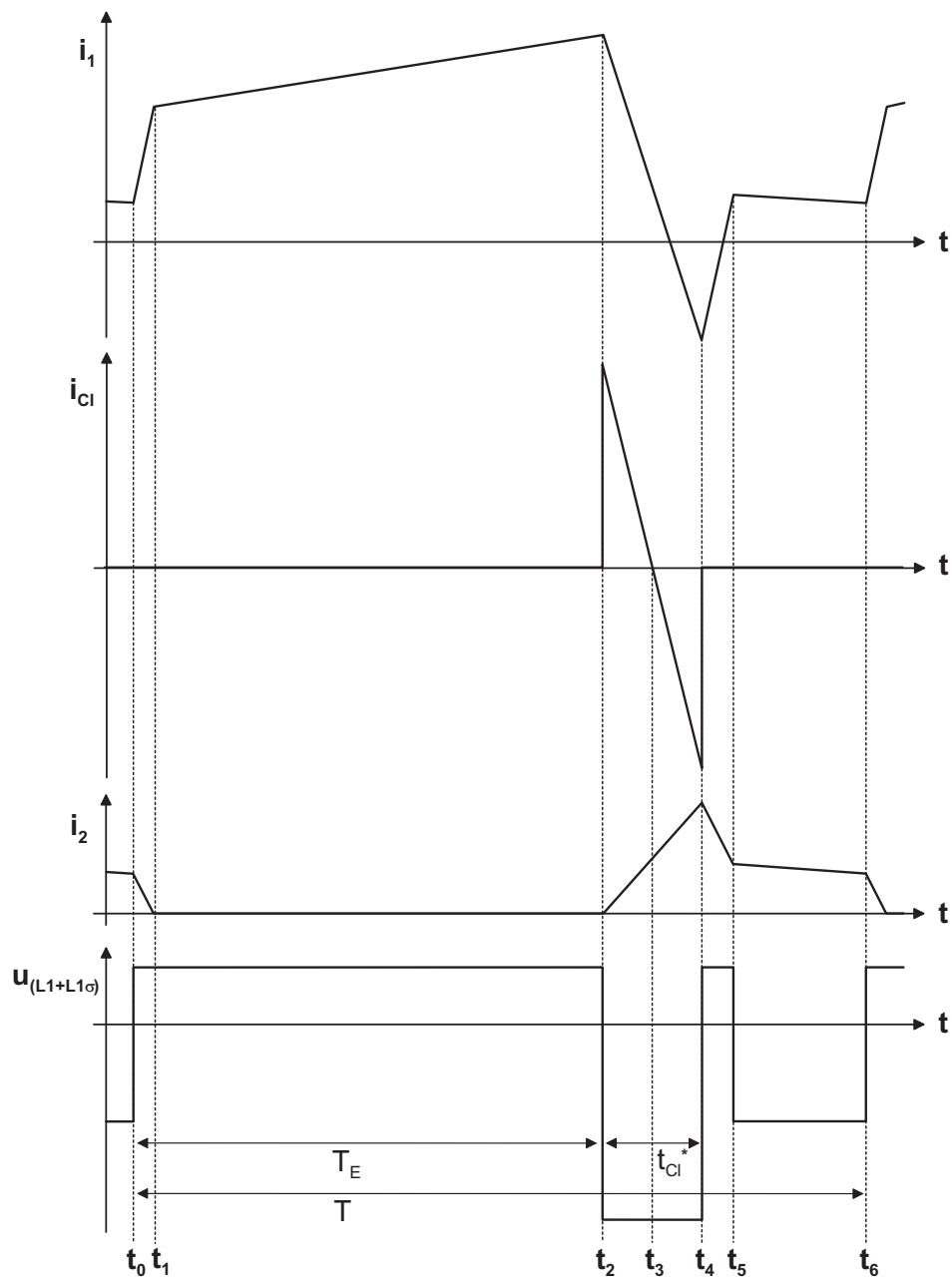


Abbildung 6.6: Zeitverläufe des Hochsetzstellers mit interner Rückführung der Clampingenergie

Die Generierung der Ansteuersignale für T_{C1} lässt sich auf verschiedene Arten erreichen. Zum einen besteht die Möglichkeit, den Transistor in Abhängigkeit von der Spannung des Clamping-Kondensators C_{cl} ein- bzw. auszuschalten. Während Energie in den Kondensator geladen wird, steigt die Spannung U_{cl} an, wenn Energie aus dem Kondensator entnommen wird, sinkt die Spannung wieder ab. Dies lässt sich mit Hilfe eines einfachen Komparators ausnutzen. Die Schaltbedingung für den Clamping-Transistor ist dann: $T_{cl} = \text{on}$ für $U_{cl} > U_{cl,ref}$ bzw. $T_{cl} = \text{off}$ für $U_{cl} < U_{cl,ref}$.

In Abhängigkeit des Referenzwertes für die Clamping-Spannung $U_{cl,ref}$ wird sich dann für den Hochsetzsteller mit interner Clampingenergieerückführung im eingeschwungenen Zustand eine bestimmte Clamping-Zeit $t_{cl} = t_4 - t_2$ einstellen (siehe Abb. 6.6). Nachteil dieser Ansteuerung ist die relativ hohe Empfindlichkeit des Komparators gegenüber elektromagnetischen Störungen. Außerdem muss ein versehentliches gleichzeitiges Schalten von T_1 und T_{C1} zur Vermeidung eines Kurzschlusses verhindert werden.

Eine andere Möglichkeit besteht darin, den Transistor mittels einer Pulsweitenmodulation in Abhängigkeit der Ansteuersignale für den Haupttransistor T_1 anzusteuern. Dabei wird sich in Abhängigkeit von der eingestellten Zeit t_{cl} gemäß Gleichung (6.28) im eingeschwungenen Zustand eine Clampingspannung U_{cl} einstellen.

Im praktischen Betrieb führt ein Abschalten des Clamping-Transistors T_{C1} innerhalb des Zeitintervalls $T - T_E$ zu starken impulsartigen Überströmen und Überspannungen, die die Halbleiter gefährden. Die Ursache hierfür liegt am nichtidealen Rückstromverhalten der MOSFET-Inversdioden in Verbindung mit den kleinen Streuinduktivitäten des Kommutierungskreises. In Abschnitt 7.3.5, S. 121 f. wird dieser Sachverhalt genauer untersucht. Ein Betrieb des Hochsetzstellers mit angezapfter Drossel ist in der oben beschriebenen Betriebsweise daher nicht möglich.

Eine Lösung dieser Problematik des schlechten Inversdioden-Rückstromverhaltens besteht darin, dass der Transistor T_{C1} für den theoretisch maximalen Zeitraum $t_{cl,max}$ angesteuert wird. Damit wird T_1 während des natürlichen Leitzustandes seiner Inversdiode aufgesteuert, womit wiederum der Rückstromabriss der Inversdiode von T_1 verhindert wird. Die Inversdiode von T_1 bildet dabei den Freilaufpfad des Stromes, der von T_{C1} zum Abschluss des Clamping-Zeitintervalls t_{cl} abgeschaltet wird.

Unter Vernachlässigung von Totzeiten zwischen den Ansteuersignalen von T_1 und T_{C1} , die einen Kurzschluss des Clamping-Kondensators C_{cl} verhindern, ist das maximale Clamping-Zeitintervall damit:

$$t_{cl,max} = T - T_E \quad (6.26)$$

Abbildung 6.7 zeigt die Zeitverläufe des Hochsetzstellers mit dem Modulationsverfahren nach Gleichung (6.26). Der Zeitbereich $t_6 - t_5$ entfällt gegenüber der oben vorgestellten Modulationsart, der Strom kommutiert hier immer vom Haupttransistor bzw. dessen Inversdiode in die Clamping-Einheit und zurück. Die Energie wird im Wesentlichen während des Clamping-Vorgangs auf die Sekundärseite übertragen. Das Einschalten des Haupttransistors T_1 erfolgt zum Zeitpunkt t_0 bzw. t_6 verlustlos während die Inversdiode von T_1 den Strom führt.

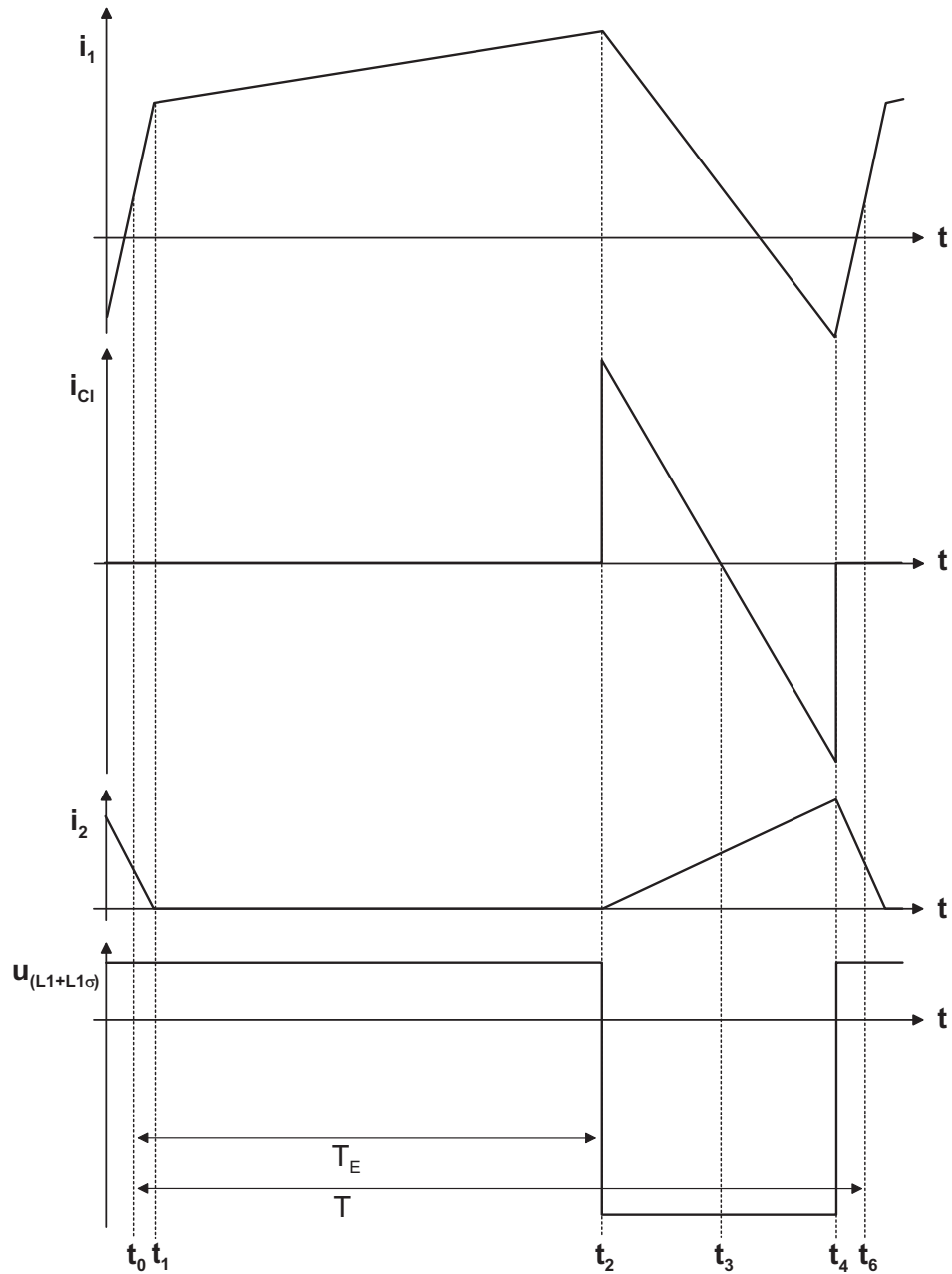


Abbildung 6.7: Zeitverläufe des Hochsetzstellers mit interner Rückführung der Clampingenergie. Modulationsverfahren gem. Gleichung (6.26)

Schaltungsanalyse

Zusätzlich zu den im vorigen Abschnitt getroffenen Voraussetzungen werden für die folgenden Berechnungen die Kommutierungsvorgänge der abkommutierenden Inversdiode von T_1 ($t_5 - t_4$) sowie der abkommutierenden sekundärseitigen Diode D_1 ($t_1 - t_0$) vernachlässigt.

Der Spitzenwert des Eingangsstromes lässt sich in Abhängigkeit des Eingangsstrommittelwertes bestimmen zu:

$$\hat{i}_1 = I_1 \left\{ \frac{T}{T_E} - \frac{U_1}{U_2} \frac{T^2}{T_E(T - T_E)} \right\} + \frac{T_E U_1}{2(L_1 + L_{1\sigma})} \quad (6.27)$$

Die Spannung U_{cl} am Clamping-Kondensator im eingeschwungenen Zustand lässt sich aus Knoten- und Maschengleichungen während des Clamping-Vorganges bestimmen (vgl. ESB in Abb. 6.10). In Abhängigkeit u.a. von der Clamping-Dauer t_{cl} ergibt sich:

$$U_{cl} = \frac{2\hat{i}_1(n^2 L_1 L_{1\sigma} + L_1 L_{2\sigma} + L_{1\sigma} L_{2\sigma}) + t_{cl}\{U_1 L_1(n^2 + n) + U_2(n L_1 + L_{1\sigma} + L_1)\}}{t_{cl}\{L_1(n + 1)^2 + L_{1\sigma} + L_{2\sigma}\}} \quad (6.28)$$

Halbleiter-Verlustleistungsberechnung

Die folgende Bestimmung der Halbleiterverlustleistungen erfolgt analog der in Abschnitt 3.1 vorgestellten Verfahren. Der Effektivwert des Halbleiterstromes verursacht im Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$ des MOSFET die Durchlassverluste, das gleichzeitige Auftreten von Ventilstrom und Spannung über dem Ventil während des harten Schaltvorganges bewirkt hohe Schaltverluste.

Der Haupttransistor T_1 schaltet bei der Modulation mit maximalem Clamping-Zeitintervall $t_{cl,max}$ gemäß Gleichung (6.26) nahezu spannungslos ein. Einschaltverluste sind daher vernachlässigbar.

Während der Einschaltzeit $T_E = t_2 - t_0$ des Haupttransistors führt nur dieser den gesamten Eingangsstrom i_1 . Aus dem trapezförmigen Stromverlauf lässt sich der Effektivwert und somit die Durchlassverlustleistung, die über dem Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$ abfällt bestimmen zu:

$$P_{D,T_1} = R_{DS(on)} \cdot \left\{ \frac{U_1^2}{3(L_{1\sigma} + L_1)^2} \frac{T_E^3}{T} - \frac{\hat{i}_1 U_1}{(L_{1\sigma} + L_1)} \frac{T_E^2}{T} + \hat{i}_1^2 \frac{T_E}{T} \right\} \quad (6.29)$$

Aufgrund des identischen Stromverlaufs ist diese Gleichung identisch mit Gl.6.16 beim Hochsetzsteller mit externer Rückführung der Clampingenergie.

Der Ausschaltvorgang von Transistor T_1 gleicht dem Ausschalten von T_1 beim Hochsetzsteller mit geteilter Drossel und externer Clampingenergie Rückführung. Er schaltet den Spitzenwert des Eingangsstromes \hat{i}_1 ab und sperrt nach dem Schaltvorgang gegen die Spannung des Kondensators U_{cl} . Die Ausschaltverluste des Haupttransistors lassen sich damit für den Hochsetzsteller mit geteilter Drossel und interner Clampingenergie Rückführung mit Hilfe von Gleichung (6.17) berechnen.

Während der Transistor T_1 abgeschaltet wird, beginnt die Inversdiode D_{C1} vom Transistor T_{C1} zu leiten. Der Kanal von T_{C1} wird nach Ablauf einer Totzeit mit einer positiven Gatespannung aufgesteuert. Für die Bestimmung der Durchlassverluste wird daher davon ausgegangen, dass der Durchlasswiderstand der Inversdiode D_{C1} bei aufgesteuertem Kanal dem Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$ des Transistors T_{C1} entspricht.

Die Durchlassverlustleistung der Inversdiode D_{C1} und des Transistors T_{C1} lässt sich dann vereinfachend zusammenfassen zu:

$$P_{D,T_{cl}} = R_{DS(on)} \cdot \hat{i}_1^2 \frac{t_{cl}}{3T} \quad (6.30)$$

Wird der Strom i_{cl} im Clamping-Kreis zu null, bzw. ändert seine Richtung, schaltet die Diode D_{C1} quasi ab, und der Transistor T_{C1} übernimmt den Strom. Der Ausschaltvorgang der Diode kann als verlustlos betrachtet werden, da über dem Ventil aufgrund des aufgesteuerten parallelen Transistors keine Sperrspannung anliegt. Aus diesem Grund ist der Einschaltvorgang des Transistors T_{C1} ebenfalls verlustlos (ZVS).

Schaltet der Transistor T_{C1} zum Zeitpunkt t_4 ab (siehe Abb. 6.6, S. 64), so muss er den Spitzenwert des Eingangsstromes \hat{i}_1 sperren und gegen die Spannung am Clamping-Kondensator U_{cl} sperren. Unter Annahme der Strom- und Spannungsverläufe beim harten Schalten, wie in Abschnitt 3.1 eingeführt, lassen sich die Ausschaltverluste, also die Gesamtschaltverluste des Clamping-Kreises bestimmen zu:

$$P_{off,T_{cl}} = \frac{\hat{i}_1 U_{cl} t_r}{2T} + \frac{\hat{i}_1}{2T} (U_{cl} t_f + L_{streu} \hat{i}_1) \quad (6.31)$$

mit \hat{i}_1 aus Gl. (6.27).

Die sekundärseitige Diode D_1 führt den Strom i_2 während der gesamten Ausschaltzeit von T_1 . Bei Modulation nach Gl. (6.26) hat der Strom einen dreieckförmigen Verlauf. Die Durchlassverluste lassen sich unter Berücksichtigung einer vereinfachten Durchlasskennlinie nach Abschnitt 3.1.3 und mit der Randbedingung des Leistungsgleichgewichts zwischen Primär- und Sekundärseite darstellen als:

$$P_{D,D_1} = U_{F0} \frac{U_1}{U_2} I_1 + r_f \frac{4U_1^2 I_1^2}{3U_2^2} \frac{T}{(T - T_E)} \quad (6.32)$$

Der Abkommutierungsvorgang der sekundärseitigen Diode D_1 ist identisch mit dem im vorangegangenen Abschnitt (S. 62) beschriebenen Abschaltvorgang der sekundärseitigen Diode. Die Flanke des abkommutierenden Stromes lässt sich ebenfalls aus dem Ersatzschaltbild für die Freilaufphase (Abb. 6.9, Seite 69) bestimmen. Da auch die Sperrspannung in diesem Fall identisch ist, lassen sich die Ausschaltverluste von D_1 mit Hilfe der Gleichungen (6.23), (6.24) und (6.25) bestimmen.

Aus obiger Verlustleistungsanalyse des Clamping-Kreises mit interner Energierückführung lässt sich folgendes zusammenfassen: Eine Verringerung der Clamping-Spannung U_{cl} bzw. eine Verlängerung des Clamping-Zeitintervalls t_{cl} (vgl. Gl. (6.28)) führt nach Gl. (6.31) zu verringerten Schaltverlusten im Transistor T_{C1} . Die Durchlassverluste (Gl.

(6.30)) steigen hingegen aufgrund der längeren Leitdauer des Halbleiters bei längerem Zeitintervall t_{cl} an. Der Eingangsstromspitzenwert \hat{i}_1 (Gl. (6.27)) ist unabhängig von t_{cl} .

Eine Modulation unter maximaler Ausnutzung des Clamping-Zeitintervalls (Gl. (6.26)), die sich aufgrund des schlechten Rückstromverhaltens der Inversdioden als zwingend erforderlich erweist (siehe Abschnitt 7.3.5), wirkt sich vorteilhaft auf die Schaltverluste des Haupttransistors T_1 aus. Der Transistor T_1 schaltet dann im spannungslosen Zustand ein (ZVS), da seine Inversdiode den Freilaufpfad des vom Clamping-Transistors T_{Cl} abgeschalteten Stromes bildet. Während des Aufsteuerns von T_1 fällt daher nur die vernachlässigbare Dioden-Durchlassspannung über dem Halbleiter ab.

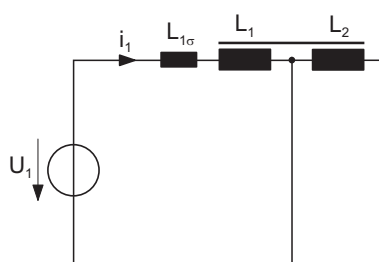


Abbildung 6.8: Ersatzschaltbild des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität während der Speicherphase $t_2 - t_1$

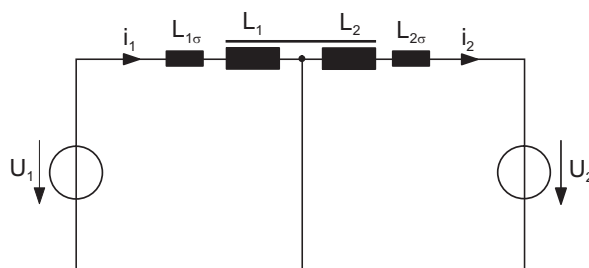


Abbildung 6.9: Ersatzschaltbild des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität während der Freilaufphasen $t_1 - t_0$ für externe Rückführung der Clampingenergie bzw. $t_1 - t_0$ und $t_5 - t_4$ für interne Energierückführung

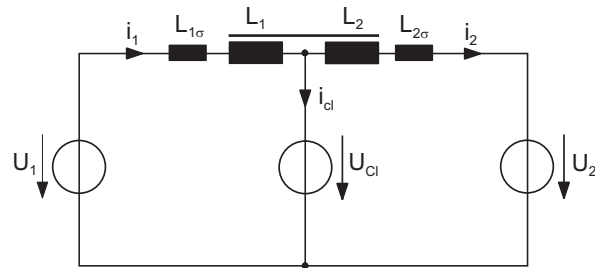


Abbildung 6.10: Ersatzschaltbild des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität während des Clamping-Vorganges $t_3 - t_2$ für externe Rückführung der Clampingenergie bzw. $t_4 - t_2$ für interne Energierückführung

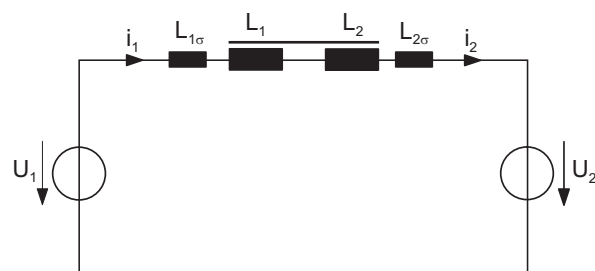


Abbildung 6.11: Ersatzschaltbild des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität während der Übertragungsphase $t_4 - t_3$ für externe Rückführung der Clampingenergie bzw. $t_6 - t_5$ für interne Energierückführung

6.2 DC/DC-Wandler mit galvanischer Trennung

Bei den hier vorgestellten DC/DC-Wandlern mit galvanischer Trennung wird mit einer Wechselrichterbrücke bestehend aus 4 Transistoren (Vollbrücke) eine Rechteckspannung erzeugt, die über einen Transformator hochgesetzt wird. Auf der Sekundärseite des Transformators wird die Rechteckspannung mit einer Diodenbrücke gleichgerichtet. Je nach Speisung der Primärseite (Niederspannungsseite) handelt es sich um „spannungsgespeiste Vollbrückenwandler“ bzw. „stromgespeiste Vollbrückenwandler“, die im Folgenden weiter analysiert werden. Neben der Spannungsanpassung über Transformatoren erfolgt eine variable Spannungsanpassung über die getaktete Spannung an einer Längsinduktivität.

Die DC/DC-Wandlung über derartige Stromrichter wird in der Stromversorgungstechnik eingesetzt, und zwar in der Regel als Abwärtswandler für die Versorgung von Komponenten bei niedrigen Spannungen, z.B. der Versorgung von elektronischen Baugruppen.

Die prinzipielle Anwendbarkeit dieser Stromrichter als hochsetzende DC/DC-Wandler für Brennstoffzellensysteme wird beispielsweise in [27, 76, 62, 65] für spannungsgespeiste Vollbrückenwandler und in [45] für stromgespeiste Vollbrückenwandler gezeigt.

Die für eine direkte Vergleichbarkeit der Systeme notwendige analytische Darstellung wird in dieser Arbeit hergeleitet. Dazu erfolgt zunächst die Herleitung der beschreibenden Systemgleichungen anhand der charakteristischen Zeitverläufe. Anschließend werden die Gleichungen für die Berechnung der Leistungshalbleiterverluste bestimmt. Dabei werden die Wandler in einer Tiefe modelliert, die u.a. die Effekte von Streuinduktivitäten und Transformatorwicklungsverhältnissen auf das Schaltungsverhalten berücksichtigt.

6.2.1 Spannungsgespeister Vollbrückenwandler

Spannungsgespeiste Vollbrückenwandler sind bekannte Topologien aus der Stromversorgungstechnik. Sie arbeiten vom Prinzip her ähnlich wie ein Tiefsetzsteller und werden daher üblicherweise dort eingesetzt, wo bei hohen Leistungen Spannungen potentialgetrennt herabgesetzt werden sollen.

Funktionsweise und Zeitverläufe

Abbildung 6.12 zeigt die Schaltung des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers. Die Transistoren T_1 bis T_4 am Eingang benötigen aufgrund der relativ niedrigen Spannung der Brennstoffzelle nur eine geringe Sperrspannungsfestigkeit. MOSFETs sind dort gut einsetzbar. Der Transformator Tr hat das Übersetzungsverhältnis $\frac{w_1}{w_2} = n$, die Streuinduktivität L_σ ist auf die Primärseite bezogen. Da der Magnetisierungsstrom entsprechender Transformatoren im Verhältnis sehr klein ist, kann für die Hauptinduktivität

für die folgenden Betrachtungen vernachlässigt werden. Die Gleichrichtung der blockförmigen Ausgangsspannung erfolgt mittels eines Vollbrückengleichrichters bestehend aus den Dioden D_1 bis D_4 .

In Abbildung 6.13 sind die charakteristischen Strom- und Spannungsverläufe des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers dargestellt. Dabei bezeichnen u_{pri} und i_{pri} Spannung und Strom auf der Primärseite des Transformators, i_2 ist der Strom durch die ausgangsseitige Glättungsinduktivität des Wandlers. u_{sek} bezeichnet die sekundärseitige Spannung des Transformators.

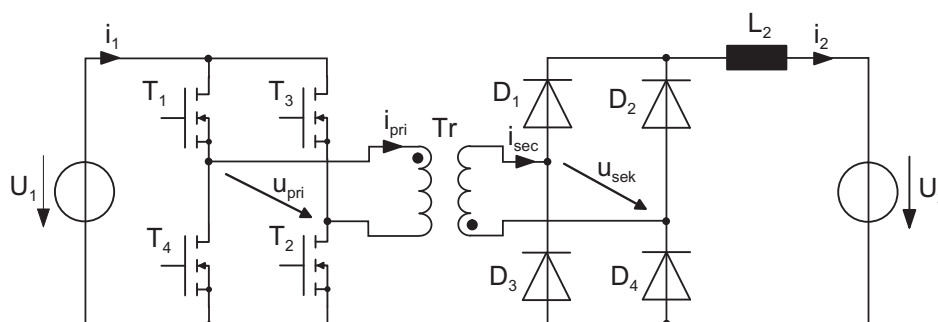


Abbildung 6.12: Schaltbild des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers

Die Funktionsweise wird im Folgenden anhand einzelner Zeitabschnitte erläutert:

Zum Zeitpunkt t_0 sind die Transistoren T_1 und T_2 eingeschaltet.

$t_1 - t_0$: Auf der Sekundärseite leiten alle Dioden $D_1 - D_4$, die Spannung an der Sekundärseite des Transformators U_2 ist 0 V (ESB in Abb. 6.15). Die Steigung des ansteigenden Primärstromes i_{pri} ergibt sich über die Spannung U_1 über der Transformatorstreuinduktivität L_σ .

Zum Zeitpunkt t_1 hat der sekundärseitige Transformatorstrom $i_{sek} = n \cdot i_{pri}$ den Wert des Ausgangsstromes i_2 erreicht. Der Kommutierungsvorgang innerhalb der Gleichrichterioden ist abgeschlossen.

$t_2 - t_1$: Es leiten jetzt D_1 und D_4 . Energie wird über den Transformator von der Primär- auf die Sekundärseite übertragen (ESB in Abb. 6.16). Die sekundärseitige Spannung des Transformators u_{sek} ist die Differenz aus der über das Windungsverhältnis erhöhten Eingangsspannung $n \cdot U_1$ und dem Spannungsabfall über der Struinduktivität L_σ . Der Ausgangsstrom i_2 steigt, da über der Induktivität L_2 die Differenz der sekundärseitigen Transformatorspannung u_{sek} und der Ausgangsspannung U_2 anliegt und diese Differenz während dieses Zeitraumes einen positiven Wert aufweist.

Zum Zeitpunkt t_2 werden die Transistoren T_1 und T_2 ausgeschaltet.

$t_3 - t_2$: Die Energie der Streuinduktivität L_σ wird über einen Freilaufpfad, bestehend aus den MOSFET-Invers-Dioden von T_3 und T_4 abgebaut. Die Spannung u_{pri} auf der Primärseite des Transformators ist negativ und beträgt $u_{pri} = -U_1$.

Zusätzlich zu den Dioden D_1 und D_4 beginnen die Dioden D_2 und D_3 zu leiten, die Ausgangsspannung des Transformators u_{sec} ist 0 V. Die Flanke des abfallenden Transformatorstromes i_{pri} ist durch die Spannung $-U_1$ über der Streuinduktivität L_σ bestimmt (ESB in Abb. 6.17).

Zum Zeitpunkt t_3 ist der Transformatorstrom i_{pri} zu Null geworden.

$t_4 - t_3$: Die Spannungen an der Primär- und Sekundärseite des Transformators sind Null. Die Dioden D_1 bis D_4 leiten und bilden den Freilaufpfad für die Induktivität L_2 , die Transistoren T_1 bis T_4 sind ausgeschaltet (ESB in Abb. 6.18).

Zum Zeitpunkt t_4 werden die Transistoren T_3 und T_4 eingeschaltet.

Die Zeitverläufe während der zweiten Halbperiode ähneln denen der ersten Halbperiode insofern, da die Schaltung des spannungseinprägenden Vollbrückenwandlers symmetrisch aufgebaut ist und symmetrisch angesteuert wird.

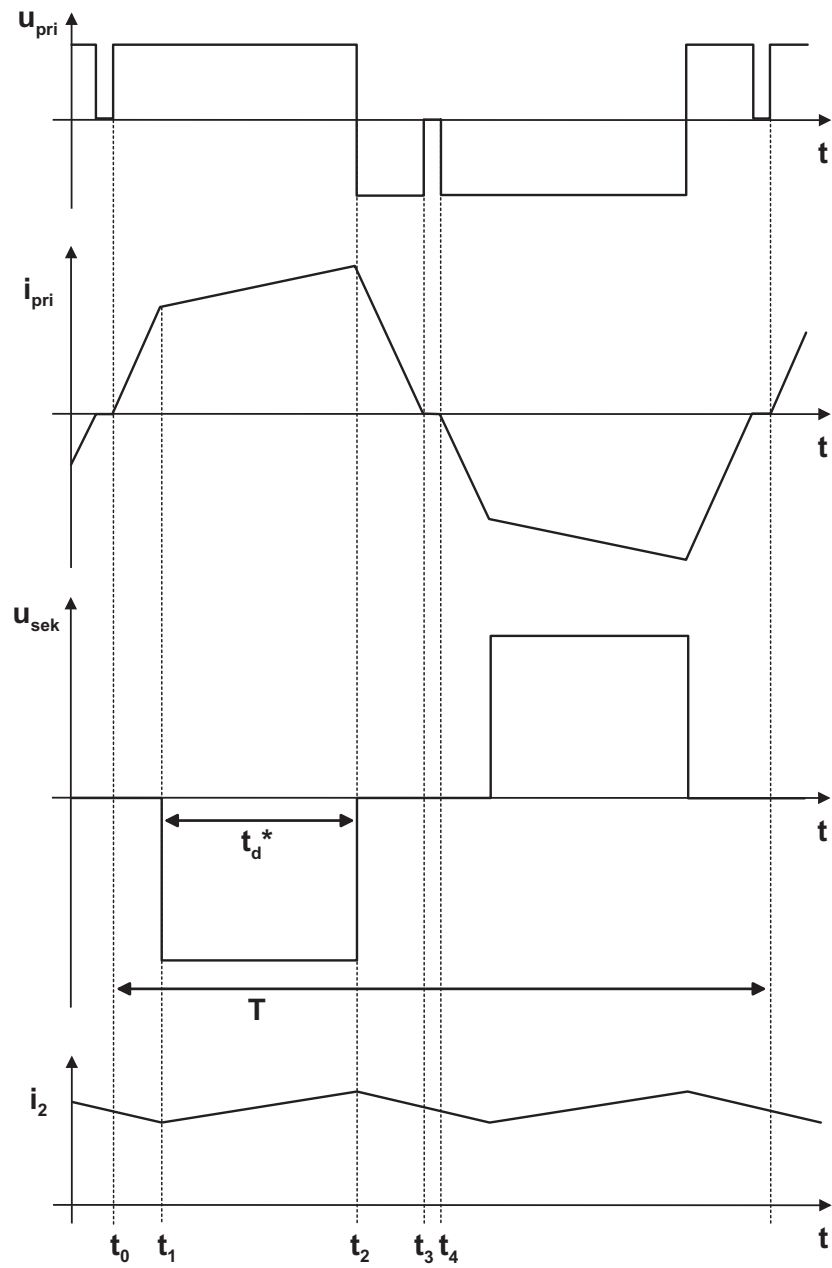


Abbildung 6.13: Zeitverläufe des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers

Schaltungsanalyse

Der Tastgrad D^* (D für engl. "duty-cycle") des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers ist hier definiert wie folgt:

$$D^* = \frac{2t_d^*}{T} \quad (6.33)$$

mit t_d^* wie in Abbildung 6.13 definiert.

Der Wert der Ausgangsspannung U_2 in Abhängigkeit der Eingangsspannung U_1 hängt ab vom Wert der sekundärseitigen Induktivität L_2 , der Streuinduktivität des Transformators L_σ , dem Transformator-Übersetzungsverhältnis n und dem Tastgrad D^* aus Gleichung (6.33) und lässt sich bestimmen zu:

$$U_2 = L_2 D^* n \frac{U_1}{L_2 + L_\sigma n^2 - D^* L_\sigma n^2} \quad (6.34)$$

Der maximal mögliche Tastgrad D_{max}^* hängt unter anderem von der Streuinduktivität L_σ und der Periodendauer T ab. Er lässt sich darstellen als:

$$D_{max}^* = 1 - \frac{4L_\sigma I_2 n}{U_1 T} \quad (6.35)$$

Gleichung (6.35) in Gleichung (6.34) eingesetzt führt zu der maximal möglichen Ausgangsspannung $U_{2,max}$ bei gegebenen Systemparametern.

Den Zusammenhang zeigt anschaulich Abbildung 6.14. Aufgetragen ist die erreichbare Ausgangsspannung U_2 bei einer gegebenen Eingangsspannung von 100 V in Abhängigkeit des Transformator-Windungsverhältnisses n und der Transformatorstreuinduktivität L_σ . Bei großen Streuinduktivitäten führt dabei eine weitere Erhöhung des Übersetzungsverhältnisses nicht zu einer erwünschten Erhöhung der Ausgangsspannung. Die Zeiten, die zur Umladung der Streuinduktivität benötigt werden, verhindern dabei einen erforderlichen hohen Tastgrad. Hieraus ergibt sich, dass die Streuinduktivität L_σ großen Einfluss auf die Dimensionierung des Stromrichters hat. Die Streuinduktivität begrenzt dabei entweder das maximale Verhältnis von Ausgangsspannung zu Eingangsspannung $\frac{U_2}{U_1}$ oder die Betriebsfrequenz des DC/DC-Wandlers [62, 65, 64].

Die quasistationäre Sperrspannung U_R der sekundärseitigen Gleichrichterioden ist:

$$U_R = U_1 \cdot n \quad (6.36)$$

Daraus ergibt sich in Bezug auf die Anwendung als DC/DC-Wandler für Brennstoffzellen eine sehr hohe Sperrspannung bei geringer Last durch die hohe Leerlaufspannung der Brennstoffzelle und das verhältnismäßig hohe Wicklungsverhältnis n beim Transformator des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers.

Halbleiterverlustleistungen

Im folgenden Abschnitt werden die Halbleiterverluste des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers mit den Methoden aus Abschnitt 3.1 näherungsweise bestimmt.

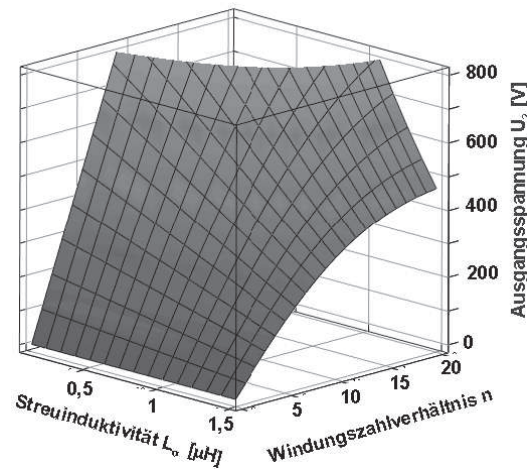


Abbildung 6.14: Maximale erzielbare Ausgangsspannung des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers in Abhängigkeit der Streuinduktivität L_σ und dem Windungszahlverhältnis n bei einer Eingangsspannung von 100 V.

Eingangsstrom $I_1 = 200$ A, Induktivität $L_2 = 500 \mu\text{H}$, Taktfrequenz $f_T = 50$ kHz.

Die Sperrspannung des MOSFET vor dem Einschaltvorgang beträgt $U_1/2$. Der eingeschaltete Strom steigt Steilheit $di/dt = U_1/L_\sigma$. Damit lässt sich die Einschaltverlustleistung eines MOSFET bestimmen zu:

$$P_{on,Tr} = \frac{U_1^2 t_f^2}{12 L_\sigma T} \quad \text{mit } t_f = \text{Fallzeit der Sperrspannung} \quad (6.37)$$

Aufgrund der kurzen Fallzeit der Sperrspannung t_f liegen die Einschaltverlustleistungen maximal in der Größenordnung von <1 mW und können vernachlässigt werden.

Die Durchlassverluste, die im MOSFET anfallen, lassen sich durch die Effektivwerte der dreieck- und trapezförmigen Anteile des MOSFET-Stromes bestimmen:

$$P_{D,Tr} = R_{DS(on)} \left(\frac{\Delta t^3 U_1^2}{3 L_\sigma^2 T} + \frac{\hat{i}_1^2 t_d^*}{T} - \frac{n^2 U_1 - n U_2}{n^2 L_\sigma + L_1} \frac{\hat{i}_1 t_d^{*2}}{T} + \left(\frac{n^2 U_1 - n U_2}{n^2 L_\sigma + L_1} \right)^2 \frac{t_d^{*3}}{3T} \right) \quad (6.38)$$

$$\text{mit } \hat{i}_1 = n \left(I_2 + \frac{n U_1 - U_2}{2(n^2 L_\sigma + L_1)} t_d^* \right) \quad (6.39)$$

$$\text{und } \Delta t = \frac{L_\sigma}{U_1} \cdot i_{1,min} = \frac{n L_\sigma}{U_1} \left(I_2 - \frac{n U_1 - U_2}{2(n^2 L_\sigma + L_1)} t_d^* \right) \quad (6.40)$$

Jeder MOSFET schaltet den Spitzenwert \hat{i}_1 des Eingangsstromes ab. Nach dem Schaltvorgang sperrt der MOSFET gegen die Eingangsspannung U_1 . Die Ausschaltverluste lassen sich dann bestimmen zu:

$$P_{off,Tr} = \frac{\hat{i}_1 U_1 t_r}{2T} + \frac{\hat{i}_1}{2T} (U_1 t_f + L_k \hat{i}_1) \quad (6.41)$$

mit der Streuinduktivität des Kommutierungskreises L_k .

Die Durchlassverluste der Inversdiode der MOSFETs ergeben sich aus dem dreieckförmigen Verlauf des Stromes zu:

$$P_{D,inv} = U_{F0} \frac{L_\sigma \hat{i}_1^2}{2U_1 T} + r_f \frac{L_\sigma \hat{i}_1^3}{3U_1 T} \quad (6.42)$$

mit \hat{i}_1 aus Gl. (6.39).

Die Inversdioden der MOSFETs sperren nach dem Abschalten gegen die halbe Eingangsspannung $U_1/2$. Mit den von der Stromsteilheit des abkommutierenden Stromes abhängigen Sperrverzugsladungen $Q_{rr}(\frac{di}{dt})$ der Inversdiode, die aus dem Datenblatt zu entnehmen sind, lässt sich die Ausschaltverlustleistung der Inversdiode bestimmen zu:

$$P_{off,inv} = \frac{U_1 Q_{rr}(\frac{di}{dt})}{4T} \quad (6.43)$$

Die Steilheit des abkommutierenden Stromes durch die MOSFET-Inversdiode ist dabei:

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_1}{L_\sigma} \quad (6.44)$$

Zur Vereinfachung der Berechnung der Durchlassverlustleistungen in den Gleichrichterdiolen wird der Ausgangsstrom $i_2(t)$ als ideal geglättet angenommen. Der reale Stromverlauf besteht überwiegend aus trapezoiden Teilstücken, d.h. durch die angenommene ideale Glättung wird der berechnete Effektivwert geringfügig niedriger ausfallen als der tatsächliche. Die Vereinfachung und damit der Fehler wirkt sich dabei nur auf den Verlustleistungsanteil des differentiellen Widerstandes r_F der Diode aus.

$$P_{D,rec} = \frac{U_{F0} I_2}{2} \left(1 - \frac{L_\sigma I_2 n}{U_1 T} \right) + \frac{r_F I_2^2}{T} \left(\frac{L_\sigma I_2 n}{3U_1} + \frac{T}{4} + \frac{t_d^*}{2} \right) \quad (6.45)$$

Während des Zeitabschnittes $(t_1 - t_0)$ kommutieren zwei der vier leitenden Gleichrichterdiolen ab. Die statische Sperrspannung der Gleichrichterdiolen beträgt $n \cdot U_1$, die Ausschaltverlustleistung einer Gleichrichterdiode ist damit:

$$P_{off,rec} = \frac{nU_1 Q_{rr}(\frac{di}{dt})}{2T} \quad (6.46)$$

Der fallende Strom teilt sich auf beide abkommutierenden Dioden auf, die Steilheit des abkommutierenden Stromes durch eine Gleichrichterdiode ergibt sich dabei aus dem Ersatzschaltbild in Abb. 6.15 zu:

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_1}{2nL_\sigma} \quad (6.47)$$

Ausgehend von der analytischen Herleitung der Funktion des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers wurden mit den obigen Gleichungen die Verlustleistungen aller Halbleiter auf Primär- und Sekundärseite hergeleitet. Die aus diesen Gleichungen abgeleitete Ergebnisse der Verlustleistungsberechnungen werden im Kapitel 8 (Seite 124 ff.) für einen bewertenden Vergleich zu den anderen untersuchten Schaltungstopologien herangezogen.

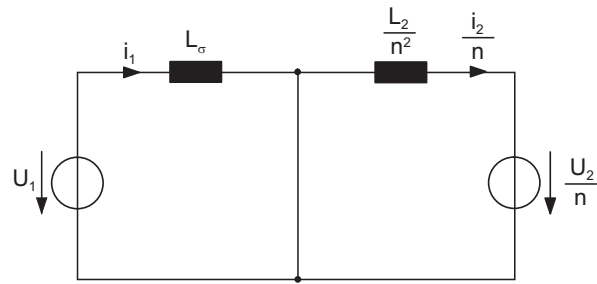


Abbildung 6.15: Ersatzschaltbild des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers während der Aufkommutierung des Transformatorstromes $t_1 - t_0$.

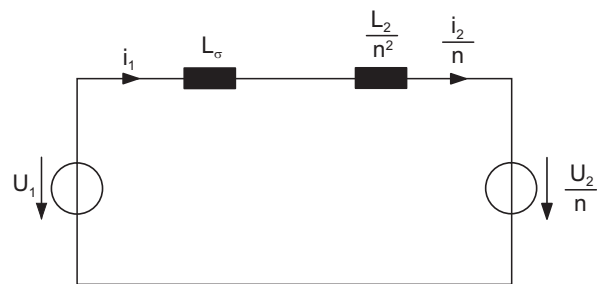


Abbildung 6.16: Ersatzschaltbild des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers während der Übertragungsphase $t_2 - t_1$

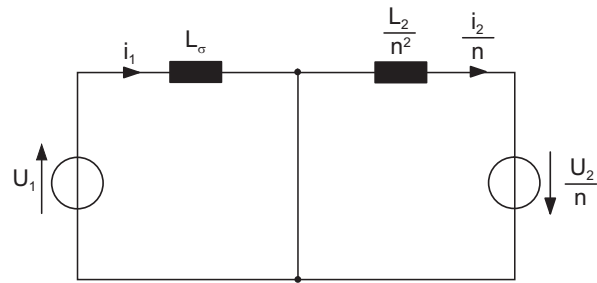


Abbildung 6.17: Ersatzschaltbild des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers während der Abkommutierung des Transformatorstromes $t_3 - t_2$

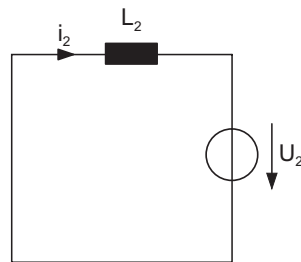


Abbildung 6.18: Ersatzschaltbild des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers während des Freilaufs über die Gleichrichterdiode $t_4 - t_3$

6.2.2 Stromgespeicher Vollbrückenwandler mit externer Rückführung der Clampingenergie

Das Prinzip der stromgespeisten Wandler wird unter anderem bei bidirektionalen Wandlern, z.B. in Antriebs-Applikationen, ausgenutzt [77]. Auch in Anwendungen für Brennstoffzellenumrichter sind stromgespeiste Vollbrückenwandler geeignete Topologien [45].

Der stromgespeiste Vollbrückenwandler benötigt wie der Hochsetzsteller mit angezapfter Induktivität (vgl. Abschnitt 6.1.2) ein Beschaltungsnetzwerk, um die maximale Spannung an den Transistoren zu begrenzen. Die in dieser Clamping-Beschaltung anfallende Energie kann auch beim stromgespeisten Vollbrückenwandler beispielsweise über einen zusätzlichen DC/DC-Wandler mit gegenüber der Gesamt-Übertragungsleistung geringerer Leistung auf die Sekundärseite übertragen werden („externe Rückführung der Clampingenergie“). Eine einfachere Möglichkeit wird in [45] genutzt: Die Clampingenergie wird zum Teil regenerativ mit einem schlechten Wirkungsgrad über einen ohmschen Widerstand zur Strombegrenzung auf die Primärseite übertragen. Die einfachste Variante ist ein komplettes Umwandeln der Clampingenergie in Wärme in ohmschen Widerständen.

Funktionsweise und Zeitverläufe

Abbildung 6.19 zeigt das Schaltbild eines stromgespeisten Vollbrückenwandlers. Charakteristisches Merkmal der Eingangsseite ist die Induktivität L_1 . Weiterhin wird ein Beschaltungsnetzwerk benötigt, um Schaltüberspannungen abzufangen. Diese Clamping-Beschaltung besteht aus der Diode D_{Cl} und aus dem Kondensator C_{Cl} . Für die folgende Betrachtung wird zunächst davon ausgegangen, dass die Spannung über dem Kondensator U_{Cl} auf einem konstanten Wert gehalten wird. Die maximale quasistatische Sperrspannung der eingangsseitigen Transistoren T_1 bis T_4 entspricht der Spannung U_{Cl} . Der Transformator hat das Übersetzungsverhältnis $n = \frac{w_{sec}}{w_{pri}}$, die Streuinduktivität des Transformators L_σ ist auf die Primärseite bezogen, die Hauptinduktivität wurde aufgrund der verhältnismäßig kleinen Magnetisierungsströme für die folgenden Betrachtungen vernachlässigt. Die Gleichrichtung der sekundärseitigen, blockförmigen Wechsellspannung erfolgt mittels eines Vollbrückengleichrichters bestehend aus den Dioden D_1 bis D_4 . Nach der Kommutierung liegt an den Gleichrichterioden die Ausgangsspannung U_2 an, die statische Sperrspannungsfestigkeit der Gleichrichterioden muss daher nur auf diese Spannung ausgelegt werden.

Abbildung 6.20 auf Seite 85 zeigt die charakteristischen Strom- und Spannungsverläufe des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit externer Rückführung der Clampingenergie. u_{pri} und i_{pri} bezeichnen Primärspannung und Primärstrom des Transformators, i_1 ist der Strom durch die eingangsseitige Glättungsinduktivität des Wandlers. u_{sec} bezeichnet die sekundärseitige Spannung des Transformators.

Im Folgenden wird die Funktionsweise des stromgespeisten Vollbrückenwandlers anhand der dargestellten Stromverläufe beschrieben:

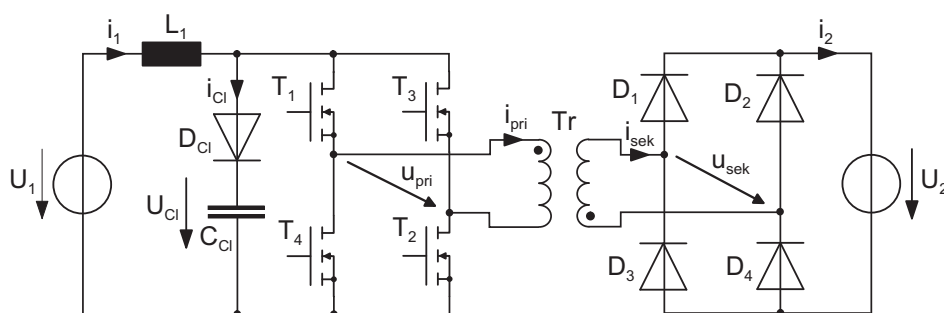


Abbildung 6.19: Schaltbild des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit externer Rückführung der Clampingenergie

$t_1 - t_0$: Vor dem Zeitpunkt t_0 leiten die Transistoren T_3 und T_4 . Zum Zeitpunkt t_0 werden T_1 und T_2 zusätzlich zu den bereits leitenden Transistoren eingeschaltet, so dass nun alle vier Transistoren der Brücke leiten. Die primärseitige Spannung am Transformator ist null. Die sekundärseitige Spannung beträgt U_2 . Der Transformatorstrom sinkt aufgrund der Spannung $\frac{U_2}{n}$, die über der Streuinduktivität L_σ anliegt. Die in der Streuinduktivität gespeicherte Energie wird über die Dioden D_1 und D_2 auf die Sekundärseite übertragen (ESB in Abb. 6.24, S. 95).

$t_2 - t_1$: Zum Zeitpunkt t_1 ist der Transformatorstrom auf null abgesunken. Während des Zeitintervalls $t_2 - t_0$ sind alle Transistoren leitend, der Eingangsstrom i_1 steigt aufgrund der Spannung U_1 über der Induktivität L_1 , es wird Energie in L_1 gespeichert (ESB in Abb. 6.23). Der Transformatorstrom bleibt während dieses Zeitintervalls null.

$t_3 - t_2$: Zum Zeitpunkt t_2 werden die Transistoren T_3 und T_4 abgeschaltet. Der Eingangsstrom i_1 wird auf den Transformator mit der Streuinduktivität L_σ eingepreßt (ESB in Abb. 6.25). Durch den schnellen Stromanstieg an L_σ steigt die Spannung an der Primärseite des Transformators an. Die Clamping-Diode D_{Cl} beginnt zu leiten, sobald die primärseitige Transformatorspannung die Clampingspannung erreicht hat ($u_{D_{Cl}} = U_{Cl} - u_{pri}$). Die Transformatorspannung wird dann auf den Wert der Clampingspannung begrenzt. Die Spannung über der Clamping-Einheit wird dabei von einer externen Beschaltung auf einem konstanten Wert gehalten. Die fallende Flanke des Eingangsstromes i_1 ergibt sich aus der konstanten Spannung $U_1 - U_{Cl}$ über der Induktivität L_1 . Die steigende Flanke des primären Transformatorstromes ergibt sich aus der konstanten Spannung $U_1 - \frac{U_{Cl}}{n}$, die während des Zeitraumes $t_3 - t_2$ an der Streuinduktivität L_σ des Transformators anliegt.

$t_4 - t_3$: Zum Zeitpunkt t_3 hat der Primärstrom des Transformators i_{pri} den Eingangsstrom i_1 erreicht. Über den Transformator wird Energie auf die Sekundärseite übertragen. Der Eingangsstrom und der primäre Transformatorstrom sind gleich. Die konstante Spannung $U_1 - \frac{U_2}{n}$ liegt über der Reihenschaltung ($L_1 + L_\sigma$) der Induktivität L_1 und der Streuinduktivität L_σ an und bestimmt damit die Flanke

des fallenden Stromes (ESB in Abb. 6.26). Zum Zeitpunkt t_4 werden die Transistoren T_3 und T_4 eingeschaltet, es leiten somit wieder alle vier Transistoren.

Aufgrund des symmetrischen Aufbaus der Schaltung und der symmetrischen Ansteuerung gleichen die Zeitverläufe in der zweiten Halbperiode den oben vorgestellten Zeitverläufen ($t_4 \hat{=} t_0$ usw.).

Das hier vorgestellte Modulationsverfahren zeichnet sich gegenüber einem anderen möglichen Modulationsverfahren durch deutlich geringere Durchlassverluste aus. Bei der in [78] vorgestellten „phase-shift-modulation“ werden während des Stromanstiegs in der Induktivität L_1 ($t_2 - t_0$) nur zwei Ventile der Brücke eingeschaltet, während bei dem hier verwendeten Modulationsverfahren alle 4 Transistoren den Eingangsstrom führen, entsprechend einer Verringerung der Durchlassverluste um 50%.

Schaltungsanalyse

Der Tastgrad D des stromgespeisten Vollbrückenwandlers ist wie folgt definiert:

$$D = \frac{2t_d}{T} \quad (6.48)$$

Dabei ist $t_d = t_2 - t_0$ die Zeit, in der alle Transistoren der Vollbrücke leiten und der Eingangsstrom durch die Spannung über der Induktivität L_1 steigt (vgl. Abb. 6.20).

Das Verhältnis zwischen Ausgangsspannung und Eingangsspannung U_1/U_2 hängt ab vom Eingangsstrom I_1 , der Eingangsinduktivität L_1 , dem Transformatorübersetzungsverhältnis n und dem Tastgrad D . Das Verhältnis der Spannungen lässt sich darstellen zu:

$$U_2 = \frac{n(4I_1L_1L_\sigma - DTU_1L_\sigma - 2TU_1L_1)}{2L_1[T(D-1)]} \quad (6.49)$$

Der vom Eingangsstrom und von der Streuinduktivität abhängige Term ist dabei sehr klein und kann für eine vereinfachte Betrachtung vernachlässigt werden.

Aufgrund des hochsetzenden Prinzips des stromgespeisten Vollbrückenwandlers ist die Eingangsspannung - bei konstanter Ausgangsspannung - auf eine maximale Amplitude begrenzt. Dies führt zu einem maximalen Übersetzungsverhältnis n_{max} für den Transformator, abhängig von der maximal möglichen Eingangsspannung $U_{1,max}$ und der gegebenen Ausgangsspannung U_2 :

$$n_{max} = \frac{U_2}{U_{1,max}} \quad (6.50)$$

In die Clamping-Schaltung zur Begrenzung der maximalen Transistorspannung wird die in der Transformatorstreuinduktivität gespeicherte Energie abgeführt. Die Höhe der Clamping-Spannung U_{Cl} bzw. die Dauer des Clamping-Vorgangs $t_{cl}^* = (t_3 - t_2)$ haben dabei keinen Einfluss auf das Verhältnis von Eingangs- zu Ausgangsspannung des Wandlers (vgl. Gl. (6.49)). Sie bestimmen lediglich die Leistung P_{Cl} , die pro Schaltperiode in die Clamping-Einheit abfließt:

$$P_{Cl} = U_{Cl} \frac{\hat{i}_1 t_{cl}^*}{T} \quad \text{mit} \quad \hat{i}_1 \approx I_1 + \frac{U_1 t_d}{2L_1} \quad (6.51)$$

Die Dauer des Clamping-Vorganges ($t_3 - t_2$), siehe auch Abb. 6.20, wird im Folgenden für den stromgespeisten Vollbrückenwandler mit externer Rückführung der Clampingenergie mit dem Index „*“ als t_{cl}^* bezeichnet. Hiermit wird eine eindeutige Abgrenzung zur Dauer des Clamping-Vorganges beim stromgespeisten Vollbrückenwandler mit interner Rückführung der Clampingenergie (Abschnitt 6.2.3, S. 86 ff.) erreicht.

Den Zusammenhang der Dauer des Clamping-Vorganges t_{cl}^* mit den Spannungen und Schaltungsparametern des stromgespeisten Vollbrückenwandlers zeigt Gleichung (6.52).

$$t_{cl}^* = \frac{\hat{i}_1 L_1 L_\sigma n}{n L_\sigma (U_{Cl} - U_1) + L_1 (n U_{Cl} - U_2)} \quad (6.52)$$

Die Leistung, die in die Begrenzerschaltung abfließt, ist damit erwartungsgemäß auch abhängig von der Streuinduktivität und bei größerer Streuinduktivität größer. Für eine möglichst geringe Leistung, die bei dem Verfahren mit externer Clampingenergieübertragung über Hilfsrichter übertragen wird, ist die Clamping-Spannung daher möglichst hoch zu wählen, ohne die Transistoren durch Überspannungen zu gefährden. Nachteilig wirkt sich dies auf die erhöhten Schaltverluste der Transistoren aus.

Die quasistatische Sperrspannung der sekundärseitigen Gleichrichterioden ist beim stromgespeisten Vollbrückenwandler die Ausgangsspannung U_2 bzw. $U_2/2$ für den Fall, dass sekundärseitig kein Strom fließt.

Halbleiterverluste

Der Einschaltvorgang von MOSFET T_1 ist ein weicher Schaltvorgang (zero current switching, ZCS) mit geringen Einschaltverlustenergien, da der Stromanstieg nach dem Einschalten des Transistors über die Induktivitäten L_1 und L_σ begrenzt wird, während die Sperrspannung innerhalb der wesentlich kürzeren Fallzeit t_f auf den Wert der Durchlassspannung abfällt. Die Stromsteilheit des Transistorstromes lässt sich aus dem Ersatzschaltbild in Abb. 6.24 bestimmen zu:

$$\frac{di_{T_1}}{dt} = \frac{di_1}{dt} - \frac{di_{pri}}{dt} = \frac{U_1}{L_1} + \frac{U_2}{n L_\sigma} \quad (6.53)$$

Die Sperrspannung U_{DS} am MOSFET T_1 (vgl. Abb. 6.24) vor dem Schaltvorgang beträgt:

$$U_{DS} = \frac{n U_1 L_\sigma + U_2 L_1}{n(L_1 + L_\sigma)} \approx \frac{U_2}{n} \quad (6.54)$$

Daraus lässt sich die Einschaltverlustleistung berechnen zu:

$$P_{on,Tr} = \frac{U_{DS} t_f^2}{6T} \cdot \frac{di_{T_1}}{dt} \quad (6.55)$$

Durchlassverluste eines Brücken-MOSFET lassen sich berechnen wie folgt:

$$P_{D,Tr} = R_{DS(on)} \frac{1}{T} \left\{ \frac{\hat{i}_1^2 t_d}{2} - U_1 \frac{\hat{i}_1 t_d^2}{2L_1} + \frac{U_1^2 t_d^3}{6L_1^2} + \frac{(U_{cl} - U_2/n)^2 t_{cl}^3}{L_\sigma^2} + \frac{c^2 k^3}{3} + c k^2 i_{1,min} + k i_{1,min}^2 \right\} \quad (6.56)$$

mit den Konstanten

$$c = \frac{(U_2/n - U_1)}{(L_1 + L_\sigma)}; \quad k = \left(\frac{T}{2} - t_d - t_{cl}^* \right) \quad \text{und} \quad i_{1,min} \approx I_1 - \frac{U_1 t_d}{2L_1} \quad (6.57)$$

und

$$\hat{i}_1 \approx I_1 + \frac{U_1 t_d}{2L_1} \quad (6.58)$$

Der Ausschaltvorgang ist hart und verlustbehaftet. Ein Transistor schaltet jeweils die Hälfte des Eingangsstromspitzenwertes \hat{i}_1 ab und sperrt nach dem Schaltvorgang gegen die Spannung des Clamping-Kondensators U_{cl} . Ausschaltverluste sind damit:

$$P_{off,Tr} = \frac{\hat{i}_1 U_{cl} t_r}{4T} + \frac{\hat{i}_1}{4T} (U_{cl} t_f + L_k \hat{i}_1) \quad (6.59)$$

mit der Anstiegszeit der Sperrspannung t_r , der Fallzeit des Stromes t_f und der Streuinduktivität des Kommutierungskreises L_k .

Die Gleichrichterdiode führen jeweils für eine Halperiode den Sekundärstrom des Transformators. Mit den Konstanten c , k und $i_{1,min}$ aus Gl. (6.57) lassen sich die Durchlassverluste einer Gleichrichterdiode beschreiben als:

$$P_{D,Rec} = U_{F0} \left(\frac{(U_{cl} - U_2/n) t_{cl}^{*2}}{L_\sigma} + \frac{k i_{1,min}}{nT} + \frac{k^2 c}{2nT} \right) + r_F \left(\frac{(U_{cl} - U_2/n)^2 t_{cl}^{*3}}{L_\sigma^2} + \frac{c^2 k^3}{3n^2 T} + \frac{c k^2 i_{1,min}}{n^2 T} + \frac{k i_{1,min}^2}{n^2 T} \right) \quad (6.60)$$

Die Sperrverzögerungsladung Q_{rr} einer Diode ist abhängig von der Steilheit des abkommutierenden Stromes. Die Steilheit des abkommutierenden Stromes einer Gleichrichterdiode ist (vgl. ESB in Abb. 6.24):

$$\frac{di_2}{dt} = -\frac{U_2}{n^2 L_\sigma} \quad (6.61)$$

Damit lassen sich aus entsprechenden Kennlinien der Datenblätter Werte für die Sperrverzögerungsladung Q_{rr} ermitteln. Die Gleichrichterdiode sperren gegen die Ausgangsspannung U_2 , damit lassen sich die Ausschaltverluste einer Gleichrichterdiode bestimmen zu:

$$P_{off,Rec} = \frac{Q_{rr} U_2}{2T} \quad (6.62)$$

Es finden innerhalb einer Taktperiode zwei Clamping-Vorgänge statt, in denen der Strom innerhalb der Clamping-Zeit t^* um den Wert \hat{i}_1 abnimmt. Die Durchlassverluste der Clamping-Diode sind damit:

$$P_{D,cl} = U_{F0} \hat{i}_1 \frac{t_{cl}^*}{T} + r_F \hat{i}_1^2 \frac{t_{cl}^*}{3T} \quad (6.63)$$

Die Steilheit des abkommütierenden Stromes der Clamping-Diode (vgl. ESB in Abb. 6.25) ist:

$$\left| \frac{di_{cl}}{dt} \right| = \frac{di_1}{dt} - \frac{di_{pri}}{dt} = \frac{(U_1 - U_{cl})}{L_1} - \frac{(U_{cl} - U_2/n)}{L_\sigma} \quad (6.64)$$

Nach dem Abschalten der Clamping-Diode liegt an der Clamping-Diode die Spannung U_R an.

$$U_R = \frac{nU_1L_\sigma + U_2L_1}{n(L_1 + L_\sigma)} - U_{cl} \quad (6.65)$$

Mit der Spannung U_R und der aus dem Datenblatt zu entnehmenden Sperrverzugsladung $Q_{rr}(\frac{di}{dt})$ lassen sich die Ausschaltverluste (zwei Schaltvorgänge pro Periodendauer T) berechnen zu:

$$P_{off, D_{cl}} = 2 \frac{Q_{rr}U_R}{2T} \quad (6.66)$$

In den vorangehenden Abschnitten wurden für den stromgespeisten Vollbrückenwandler mit externer Rückführung der Clampingenergie u.a. die Gleichungen zur Berechnung des Spannungsübersetzungsverhältnisses und der Halbleiterverlustleistungen hergeleitet. Ergebnisse dieser Berechnungen werden im Kapitel 8 (Seite 124 ff.) für einen bewertenden Vergleich der untersuchten Schaltungstopologien herangezogen.

Im Folgenden werden für den stromgespeisten Vollbrückenwandler mit interner Rückführung der Clampingenergie analog zu den vorangehenden Abschnitten Gleichungen für die Halbleiterverluste und das Betriebsverhalten anhand einer Schaltungsbeschreibung hergeleitet.

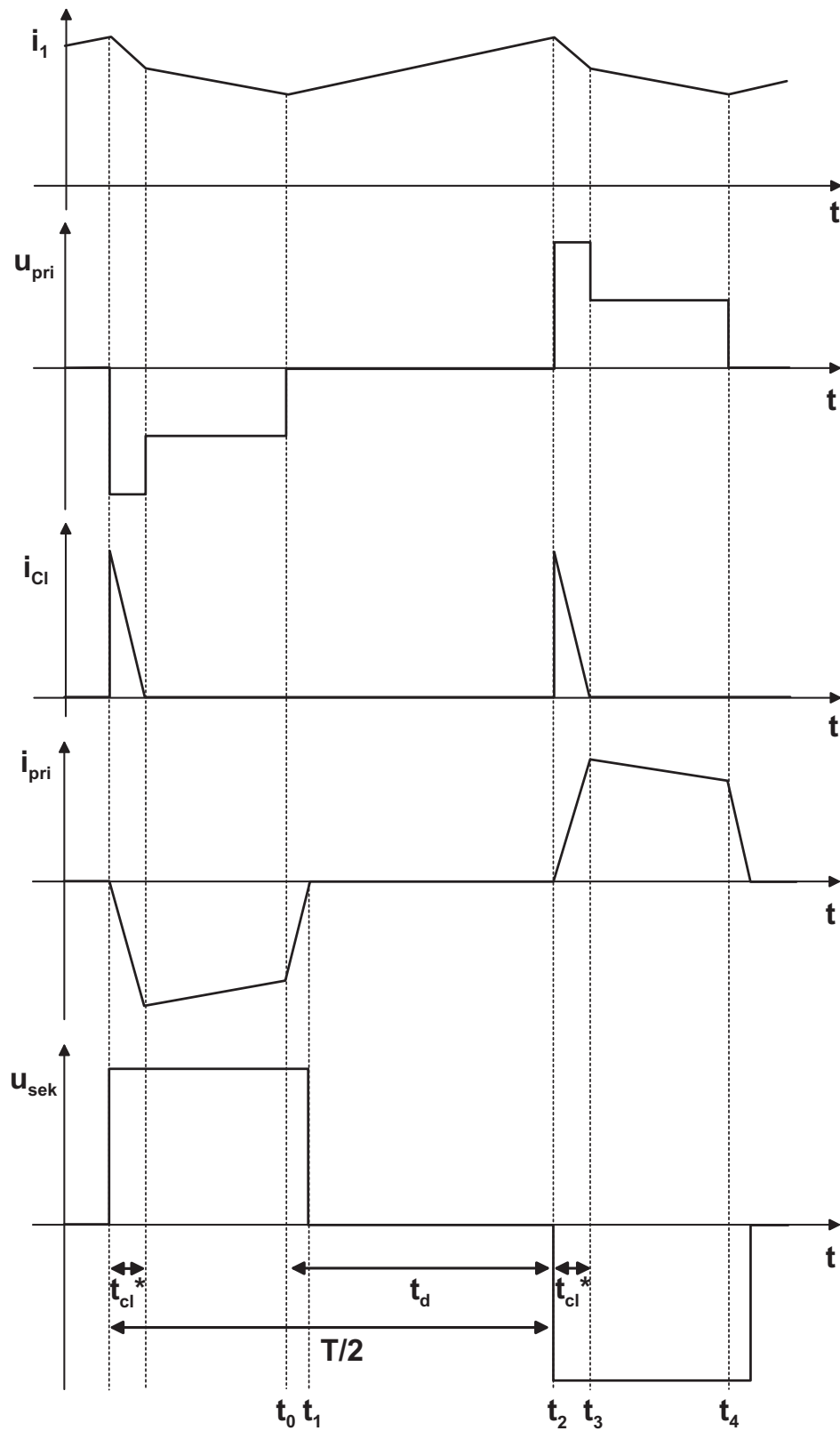


Abbildung 6.20: Zeitverläufe des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit externer Rückführung der Clampingenergie

6.2.3 Stromgespeicher Vollbrückenwandler mit interner Rückführung der Clampingenergie

Im Folgenden wird der stromgespeiste Vollbrückenwandler mit interner Rückführung der Clampingenergie eingehend analysiert.

Abbildung 6.21 zeigt die Schaltung eines stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit interner Rückführung der Clampingenergie. Die Schaltung entspricht überwiegend dem stromgespeisten Vollbrückenwandler mit externer Energierückführung (Abb. 6.19). Zusätzlich ist der Transistor T_{Cl} parallel zu der Diode D_{Cl} geschaltet, der es ermöglicht, die im Kondensator C_{cl} zwischengespeicherte Clampingenergie in die Schaltung zurückzuführen [79].

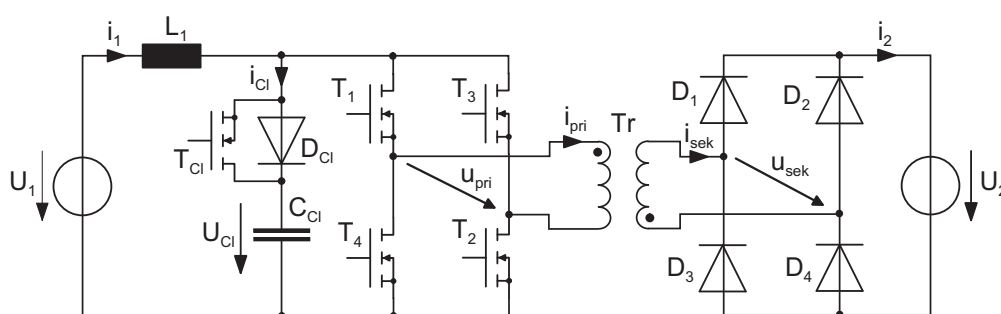


Abbildung 6.21: Schaltbild des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit interner Rückführung der Clampingenergie

Die eingezeichnete Diode D_{Cl} ist für den Betrieb des Wandlers nicht notwendig, da innerhalb der MOSFET-Struktur eine Diode antiparallel zum MOSFET, die sog. Inversdiode, vorhanden ist. Um das Verhalten der Schaltung leichter nachvollziehbar zu gestalten, ist die Diode D_{Cl} in der Schaltung dennoch dargestellt.

Die Sperrspannung der Transistoren T_1 bis T_4 sowie T_{Cl} ist die Spannung U_{cl} am Kondensator im Clamping-Netzwerk .

Die Zeitverläufe des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit externer Clampingenergie-rückführung zeigt Abbildung 6.22. Bis auf den Zeitraum $t_5 - t_3$ gleichen sie den Zeitverläufen des Wandlers mit externer Energierückführung (vgl. Abb. 6.20).

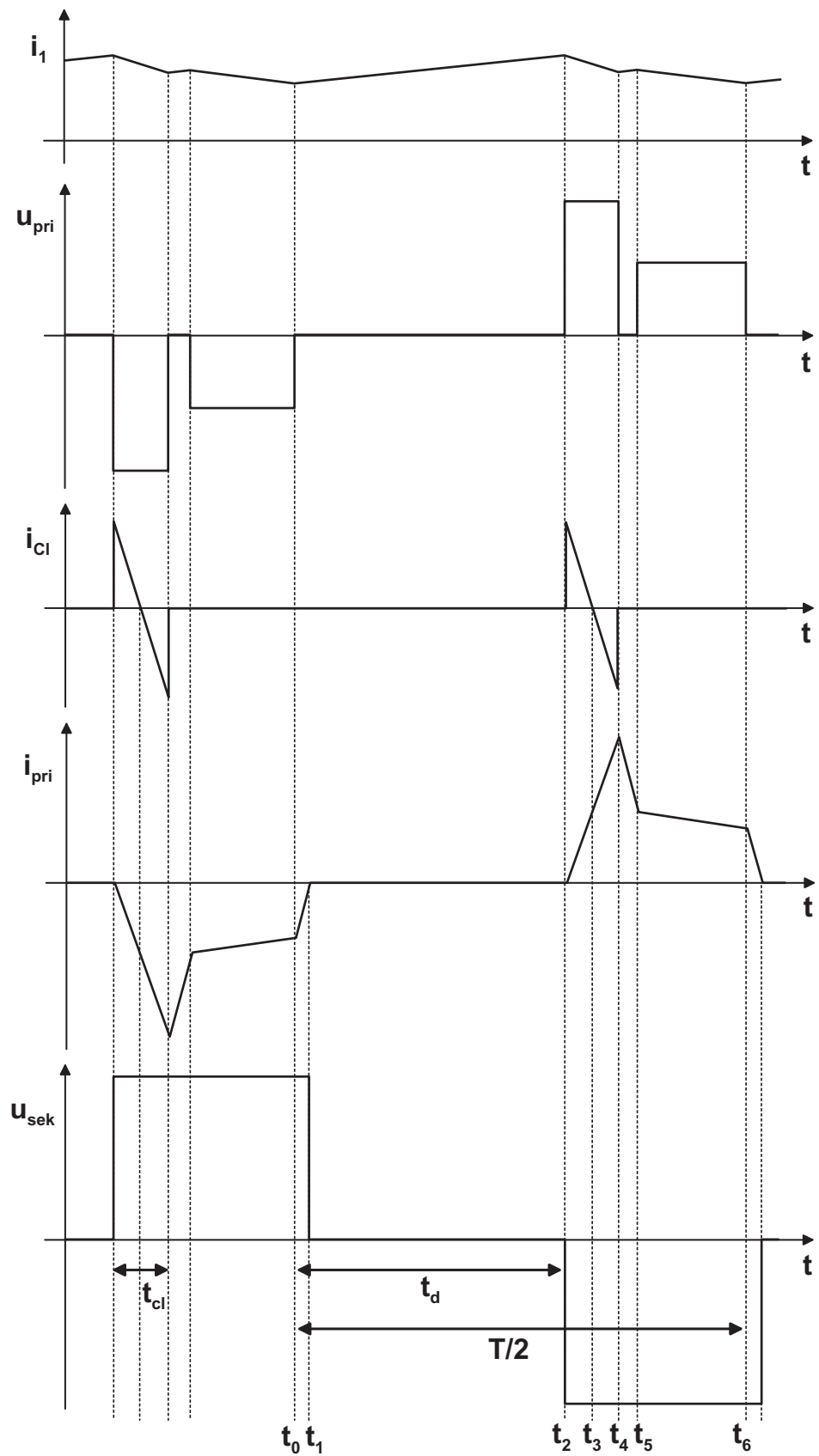


Abbildung 6.22: Zeitverläufe des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit interner Rückführung der Clampingenergie

Im Folgenden wird die Funktionsweise des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit interner Rückführung der Clampingenergie anhand der Zeitverläufe kurz beschrieben:

Im Zeitraum vor t_0 leiten die Transistoren T_3 und T_4 .

$t_1 - t_0$: Zum Zeitpunkt t_0 werden zusätzlich T_1 und T_2 eingeschaltet. Alle Transistoren leiten, die Primärspannung u_{pri} des Transformators ist Null, die Sekundärspannung ist $u_{sek} = U_2$. Die fallende Flanke des Transformatorstromes ist bestimmt durch die Spannung U_2/n , die über der Streuinduktivität L_σ abfällt (ESB in Abb. 6.24 auf Seite 95). Die in der Streuinduktivität gespeicherte Energie wird durch die Dioden D_1 und D_4 auf die Sekundärseite übertragen.

$t_2 - t_1$: Der Transformatorstrom i_{pri} wird zum Zeitpunkt t_1 Null. Die Haupttransistoren T_1 bis T_4 leiten weiterhin. Die Spannung U_1 liegt über der Induktivität L_1 an und bestimmt die steigende Flanke des Eingangsstromes i_1 (ESB in Abb. 6.23).

$t_3 - t_2$: Zum Zeitpunkt t_2 werden T_3 und T_4 abgeschaltet. Der Strom i_1 , der während des Kommutierungsvorganges als konstant angenommen werden kann, wird in die Streuinduktivität des Transformators L_σ eingepreßt. Durch die schnelle Stromänderung an L_σ steigt die Spannung auf der Primärseite des Transformators u_{pri} . Hat diese die als konstant angenommene Spannung des Kondensators C_{cl} erreicht, beginnt die Diode D_{C1} zu leiten, die Primärspannung des Transformators wird damit auf dem Wert $u_{pri} = U_{cl}$ festgehalten. Die fallende Stromflanke von i_1 wird bestimmt durch die Spannung $U_1 - U_{cl}$ über der Induktivität L_1 . Die Flanke des Transformator-Primärstromes i_{pri} wird bestimmt durch die Spannung $U_1 - U_{cl}/n$ über der Streuinduktivität L_σ . Während die MOSFET-Inversdiode Diode D_{C1} leitet, wird der Kanal des Transistors T_{C1} aufgesteuert (ESB in Abb. 6.25).

$t_4 - t_3$: Der Strom durch die Inversdiode D_{C1} wird zum Zeitpunkt t_3 Null, der Transistor, dessen Kanal bereits aufgesteuert ist, beginnt zu leiten. Der Einschaltvorgang von T_{C1} ist ein entlasteter Schaltvorgang, da die Spannung während des Einschaltens über dem Ventil aufgrund der leitenden Diode nahezu Null ist (ZVS). Die primäre Transformatorspannung ist weiterhin $u_{pri} = U_{cl}$ (ESB in Abb. 6.25). Der Strom der Clamping-Einheit i_{cl} ist negativ und fließt in die Schaltung zurück. Der Primärstrom des Transformators steigt weiterhin an ($i_{pri} = (-i_{cl} + i_1)$).

$t_5 - t_4$: Zum Zeitpunkt t_4 ist die Energiemenge, die während des Zeitraumes $t_3 - t_2$ im Clamping-Kondensator gespeichert wurde, wieder aus dem Clamping-Kondensator herausgeflossen. Der Transistor T_{C1} wird abgeschaltet. Die während $t_4 - t_3$ in der Streuinduktivität des Transformators zusätzlich gespeicherte Energie wird nun über einen Freilaufpfad des Stromes auf die Sekundärseite übertragen. Der Strom teilt sich dabei durch die symmetrische Schaltungsanordnung wie folgt auf: Eine Hälfte fließt durch T_1 und die Inversdiode von T_3 , die andere Hälfte fließt durch T_2 und die Inversdiode von T_4 . Die Transformatorprimärspannung ist Null. Auf der Sekundärseite leiten die Dioden D_2 und D_3 (ESB in Abb. 6.24).

$t_6 - t_5$: Zum Zeitpunkt t_5 erreicht der Primärstrom des Transformators i_{pri} den Wert des Eingangsstromes i_1 . Während $t_6 - t_5$ sind i_1 und i_{pri} gleich, es wird Energie auf die Sekundärseite übertragen. Die Flanke des fallenden Stromes ist bestimmt durch die Spannung $(U_1 - U_2/n)$ über den Induktivitäten $(L_1 + L_\sigma)$ (ESB in Abb. 6.26).

Zum Zeitpunkt t_6 werden die Transistoren T_3 und T_4 zusätzlich zu den bereits leitenden Transistoren T_1 und T_2 eingeschaltet, es beginnt die zweite Halbperiode, die Strom- und Spannungsverläufe sind prinzipiell gleich wie die oben beschriebenen.

Schaltungsanalyse

Für die Schaltungsanalyse werden folgende Voraussetzungen getroffen: Verluste in den Halbleitern, in induktiven und kapazitiven Elementen werden vernachlässigt. Der Transformator wird mit dem Windungszahlenverhältnis n und der auf die Primärseite bezogenen Streuinduktivität L_σ modelliert.

Die Erzeugung des Ansteuersignals für den Transistor T_{Cl} kann auf verschiedene Weise geschehen. Abhängig von der Größe der Kapazität C_{cl} steigt die Clamping-Spannung U_{cl} während der Leitdauer von D_{Cl} ($t_3 - t_2$). Leitet der Transistor T_{Cl} , wird Energie aus der Kapazität entnommen, die Spannung U_{cl} sinkt. Eine Möglichkeit besteht demnach darin, den Transistor T_{Cl} durch einen schnellen Spannungskomparator anzusteuern. Ist die Clamping-Spannung größer als ein Referenzwert $U_{cl,ref}$, so wird T_{Cl} eingeschaltet, sinkt die Spannung unter den Referenzwert ab, wird T_{Cl} abgeschaltet. In Abhängigkeit der Referenzspannung wird sich dabei eine Clamping-Zeit t_{cl} einstellen. Bei dieser Modulationsmethode ist zu beachten, dass ein Kurzschluss des Clamping-Kondensators C_{cl} über die Transistoren T_{Cl} und T_1 verhindert werden muss.

$t_{Cl} = (t_4 - t_2)$ bezeichnet dabei die Zeitdauer des aktiv gesteuerten Clampingvorgangs des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit interner Rückführung der Clampingenergie.

Eine weitere Möglichkeit zur Ansteuerung des Clamping-Transistors besteht in der Nutzung eines pulsweitenmodulierten Ansteuersignals (PWM). Nach dem Abschalten zweier diagonalen Transistoren, beispielsweise T_3 und T_4 wie oben beschrieben, wird der Transistor T_{Cl} für eine bestimmte Zeitdauer t_{cl} aufgesteuert. Die Spannung am Clamping-Kondensator U_{cl} wird sich dann im eingeschwungenen Zustand in Abhängigkeit von t_{cl} auf einen stationären Wert einstellen.

Das verhältnismäßig schlechte Reverse-Recovery-Verhalten der MOSFET-Inversdioden führt zu hohen Halbleiterbelastungen durch hohe Strom- bzw. Spannungssteilheiten. In Abschnitt 7.3.5 wird anhand von Messergebnissen detaillierter auf diese Problematik eingegangen. Dieses Problem kann umgangen werden, indem das Zeitintervall t_{cl} möglichst lang gewählt wird. Damit wird erreicht, dass der Dioden-Rückstrom nicht abgeschaltet wird.

Werden Totzeiten, die einen Kurzschluss des Kondensators C_{cl} verhindern, zwischen den Haupttransistoren T_1 bis T_4 und dem Clamping-Transistor vernachlässigt, so ist das Clamping-Zeitintervall t_{cl} bei dieser Modulationsmethode wie folgt:

$$t_{cl,opt} = \frac{T}{2} - t_d \quad (6.67)$$

mit der Periodendauer der Haupttransistoren T und der Leitdauer der Haupttransistoren t_d .

Ein weiterer Vorteil der Modulationsmethode entsprechend Gleichung (6.67) ist das entlastete Einschalten (ZVS) der Haupttransistoren nach dem Clamping-Vorgang: Der Freilaufpfad des Clamping-Stromes, der durch den Transistor T_{C1} abgeschaltet wird, wird durch die diagonal liegenden Transistoren (Beispiel: T_3 und T_4) und die Inversdioden der beiden anderen diagonal liegenden Transistoren (T_1 und T_2) gebildet. Das Einschalten der Transistoren (im Beispiel T_1 und T_2 zum Zeitpunkt t_0) erfolgt dann spannungslos, da der Kanal bereits während des Leitens der Inversdiode aufgesteuert wird.

Erfolgt die Modulation des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit interner Clampingenergie-Rückführung gemäß des Verfahrens zur Optimierung des Schaltverhaltens (Clamping-Zeitintervall entsprechend Gleichung (6.67)), dann lässt sich der Tastgrad D in Abhängigkeit der Bauteilparameter und der Ein- bzw. Ausgangsgrößen bestimmen zu:

$$D = -\frac{-2U_2L_1T - 4I_1L_1L_\sigma n + U_1TL_\sigma n + 2U_1TnL_1}{2U_2L_1T} \quad (6.68)$$

Werden die Kommutierungszeiten $t_5 - t_4$ und $t_1 - t_0$ (Abkommutieren des Transformatorstromes) als ideal schnell angenommen, so lässt sich obige Gleichung vereinfachen zu:

$$D = \frac{U_2T - 4I_1L_\sigma n + U_1Tn}{U_2T} \quad (6.69)$$

Der Maximalwert des Transformator-Primärstromes lässt sich dann vereinfacht bestimmen zu:

$$\hat{i}_{pri} = 2I_1 \quad (6.70)$$

In der Anwendung als Stromrichter für Brennstoffzellen zur Netzeinspeisung wird die Ausgangsspannung U_2 als konstant betrachtet, und die Eingangsspannung des Vollbrückenwandlers bzw. die Spannung des Brennstoffzellenstacks ist abhängig vom Eingangsstrom $U_1 = f(I_1)$.

Der Tastgrad D bzw. die Zeit $t_d = t_2 - t_0$, in der alle Transistoren der Vollbrücke leiten, sind dabei definiert wie in Abschnitt 6.2.2 für den stromgespeisten Vollbrückenwandler mit externer Clampingenergie-Rückführung (Gl. (6.48)). Ebenfalls gleich ist das maximale Wicklungsverhältnis n_{max} des Transformators nach Gl. (6.50).

Die Energie, die während des Zeitraumes $t_3 - t_2$ in den Clamping-Kondensator fließt, wird im stromgespeisten Vollbrückenwandler mit interner Clampingenergie-Rückführung während des Zeitraumes $t_4 - t_3$ über den Transistor T_{C1} auf die Sekundärseite des Wandlers übertragen.

Ein weiterer wesentlicher Unterschied besteht bezüglich der Halbleiterausnutzung zwischen dem stromgespeisten Vollbrückenwandler mit externer Clampingenergieerückführung und dem Wandler mit interner Clampingenergieerückführung. Bei der Topologie mit externer Energieerückführung werden die Inversdioden der MOSFETs T_1 bis T_4 nicht von Strom durchflossen, da der Strom immer von den - in positiver Richtung leitenden - Transistoren auf die Diode D_{C1} der Clamping-Einheit kommutiert. Die Nachteile der verhältnismäßig langsam schaltenden Inversdioden werden damit umgangen. Für die Diode D_{C1} kann ein Typ mit schnellem Schaltvermögen ausgewählt werden, der ein besseres Schaltverhalten zu Lasten eines guten Durchlassverhaltens aufweist.

Bei der Topologie mit interner Energieerückführung muss auch das Schaltverhalten der MOSFET-Inversdiode besonders berücksichtigt werden. Dies wird in Abschnitt 7.3.5 gesondert betrachtet.

Halbleiterverluste

Die analytische Bestimmung der Halbleiterverluste berücksichtigt Durchlass- und Schaltverluste, wie in Abschnitt 3.1 dargestellt. Der Effektivwert des Halbleiterstromes verursacht im Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$ des MOSFET die Durchlassverluste, Schaltverluste entstehen durch gleichzeitiges Anliegen von Strom und Spannung am Ventil während des harten Schaltvorgangs.

Für die Bestimmung der Durchlassverluste der MOSFETs in der primärseitigen Brücke sowie der Gleichrichterioden auf der Sekundärseite wird angenommen, dass das Abkommutieren des Transformatorstromes ideal schnell abläuft (Zeitraum $(t_5 - t_4) + (t_1 - t_0)$, der Zeitraum $(t_6 - t_5)$ entfällt bei der Modulationsmethode entsprechend Gl. (6.67)). Der Freilauf in den Inversdioden der Brücken-MOSFETs wird daher ebenfalls vernachlässigt. Die hierbei vernachlässigte Kommutierungszeit t_{fw} (Leitdauer der Inversdioden der Brücken-MOSFETs):

$$t_{fw} = \frac{nL_\sigma \hat{i}_{pri}}{U_2} \quad (6.71)$$

ist aufgrund der hohen Spannung U_2/n , die über der Streuinduktivität L_σ anliegt (vgl. Ersatzschaltbild in Abb. 6.24, S. 95) bezogen auf die Periodendauer sehr kurz. Die Durchlassverluste der Inversdioden der Brücken-MOSFETs werden wegen der Kürze ihrer Leitdauer daher vernachlässigt. Das Ausschalten der Inversdiode erfolgt ferner zu einem Zeitpunkt, zu dem der zugehörige Transistor bereits aufgesteuert ist. Daher fällt keine hohe Spannung während des Abkommutierens der Inversdiode an, Diodenschaltverluste werden daher ebenfalls vernachlässigt.

Unter den oben genannten Näherungen lassen sich die Durchlassverluste eines Brücken-MOSFET berechnen zu:

$$P_{D,Tr} = R_{DS(on)} \frac{1}{T} \left(\frac{\hat{i}_1^2 t_d}{2} - \frac{U_1 \hat{i}_1}{2L_1} t_d^2 + \frac{U_1^2}{6L_1^2} t_d^3 + \hat{i}_{pri}^2 \frac{t_{cl}}{3} \right) \quad (6.72)$$

Das Einschalten der Haupttransistoren erfolgt entlastet (ZVS), kann demnach als verlustlos angesehen werden. Der Ausschaltvorgang ist hart und verlustbehaftet. Ein Transistor schaltet jeweils die Hälfte des Eingangsstromspitzenwertes \hat{i}_1 ab und sperrt nach

dem Schaltvorgang gegen die Spannung des Clamping-Kondensators U_{cl} . Die Gesamtschaltverluste eines Brücken-MOSFET lassen sich gemäß Abschnitt 3.1 bestimmen zu:

$$P_{off,Tr} = \frac{\hat{i}_1 U_{cl} t_r}{4T} + \frac{\hat{i}_1}{4T} (U_{cl} t_f + L_k \hat{i}_1) \quad (6.73)$$

Die Gleichrichterioden führen jeweils für eine Halbperiode den Sekundärstrom des Transformators. Der Stromverlauf ist dreieckförmig, der Maximalwert des Ausgangsstromes ist $\hat{i}_{sek} = \frac{\hat{i}_{pri}}{n}$ mit \hat{i}_{pri} gem. Gl. (6.70). Damit lassen sich die Durchlassverluste einer Gleichrichterdiode bestimmen zu:

$$P_{D,Rec} = \frac{t_{cl} \hat{i}_{pri} U_{F0}}{2nT} + r_F \frac{t_{cl} \hat{i}_{pri}^2}{3Tn^2} \quad (6.74)$$

Das Abschaltverhalten der Gleichrichterioden ist beim stromgespeisten Vollbrückenwandler mit externer und interner Clampingenergie rückführung gleich. Die Steilheit des abkommutierenden Stromes einer Gleichrichterdiode ist (vgl. ESB in Abb. 6.24):

$$\frac{di_2}{dt} = -\frac{U_2}{n^2 L_\sigma} \quad (6.75)$$

Damit lassen sich aus entsprechenden Kennlinien der Datenblätter Werte für die Sperrverzögerungsladung Q_{rr} ermitteln. Die Gleichrichterioden sperren gegen die Ausgangsspannung U_2 , die Ausschaltverluste einer Gleichrichterdiode sind damit:

$$P_{S,D1} = \frac{Q_{rr} U_2}{2T} \quad (6.76)$$

Schaltungsanalyse „Clamping“ bei interner Rückführung der Clampingenergie

Die Spannung U_{cl} , die am Clamping-Kondensator im eingeschwungenen Zustand anliegt, hängt vom Windungszahlenverhältnis des Transformators n , der Ausgangsspannung U_2 , der Eingangsspannung U_1 , dem Mittelwert des Eingangsstromes I_1 und der Streuinduktivität L_σ ab. In Abhängigkeit vom Clamping-Zeitintervall t_{cl} und von t_d lässt sie sich unter Zuhilfenahme von Gl. (6.81) bestimmen zu:

$$U_{cl} = \frac{U_2 L_1 t_{cl} + 2I_1 L_1 L_\sigma n + U_1 L_\sigma n (t_d + t_{cl})}{t_{cl} n (L_\sigma + L_1)} \quad (6.77)$$

bzw. nach dem Clamping-Zeitintervall t_{cl} umgestellt:

$$t_{cl} = \frac{2L_\sigma L_1 n I_1 + L_\sigma n t_d U_1}{L_\sigma n U_{cl} + L_1 U_{cl} n - L_\sigma n U_1 - L_1 U_2} \quad (6.78)$$

Für den stromgespeisten Vollbrückenwandler mit externer Rückführung der Clampingenergie gilt obige Gleichung mit der Konvention (siehe Abschnitt 6.2.2):

$$t_{cl}^* = \frac{t_{cl}}{2} \quad (6.79)$$

Bei der stromgespeisten Vollbrücke mit interner Energierückführung und Modulation nach Gl. (6.67) besteht der vereinfachte Zusammenhang zwischen Eingangsspannung und Clamping-Spannung von:

$$U_{cl} = \frac{T}{T - 2t_d} U_1 = \frac{1}{1 - D} U_1 \quad (6.80)$$

Das Verhältnis der Ausgangs- und Eingangsspannung $\frac{U_2}{U_1}$ und damit nach Gl. (6.67) und (6.77) auch die Spannung U_{cl} wird dabei durch den Tastgrad D des Wandlers bestimmt. Die Spannung U_{cl} ist die Sperrspannung aller Ventile auf der Primärseite des Vollbrückenwandlers. Die maximale Höhe $U_{cl,max}$ bestimmt daher die Auswahl der Sperrspannungsfestigkeit der Halbleiter. Bei gegebenen Halbleitern wird das variable Spannungsübersetzungsverhältnis des Wandlers durch die Sperrspannungsfestigkeit der Ventile begrenzt.

Die höchste Clamping-Spannung $U_{cl,max}$ tritt bei hohen Eingangsströmen und niedrigen Eingangsspannungen auf. Der Tastgrad D ist bei kleinen Eingangsspannungen hoch, das Clamping-Zeitintervall t_{cl} ist dann klein, zudem führt der hohe Strom zu großen Energien, die in die Clamping-Einheit fließen. Dieser Betriebspunkt – hohe Ströme bei niedrigen Spannungen – tritt in der Anwendung als DC/DC-Wandler für Brennstoffzellen im Nennarbeitspunkt der Brennstoffzelle auf.

Die Clamping-Spannung hat in dieser Anwendung ihren Maximalwert daher im Nennarbeitspunkt. Eine Einschränkung des Stellbereiches des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit interner Clampingenergieerückführung aufgrund zu hoher Clampingspannungen im Teillastbetrieb ist daher nicht gegeben.

Halbleiter-Verlustleistungsberechnung „Clamping“

Die analytische Bestimmung der Halbleiterverluste berücksichtigt Durchlass- und Schaltverluste, wie in Abschnitt 3.1 dargestellt. Der Effektivwert des Halbleiterstromes verursacht im Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$ des MOSFET die Durchlassverluste, Schaltverluste entstehen durch gleichzeitiges Anliegen von Strom und Spannung am Ventil während des harten Schaltvorgangs.

Im Folgenden wird davon ausgegangen, dass die Modulation des Transistors T_{Cl} gemäß Gl. (6.67) erfolgt, um Probleme durch das nichtideale Reverse-Recovery-Verhalten der MOSFET-Inversdioden zu vermeiden.

Der Spitzenwert \hat{i}_1 des Eingangsstromes lässt sich dann in Abhängigkeit der Eingangsspannung U_1 , dem Duty-Cycle-Zeitintervall t_d und dem Mittelwert des Eingangsstromes $\bar{i}_1 = I_1$ bestimmen zu:

$$\hat{i}_1 = I_1 + \frac{U_1 t_d}{2L_1} \quad (6.81)$$

Für die Modulation nach Gleichung (6.67) ist Gleichung (6.81) exakt, für $t_{cl} < t_{cl,opt}$ stellt sie eine sehr gute Näherung dar.

Wie auf Seite 86 beschrieben ist, beginnt die Diode D_{Cl} (Inversdiode von T_{Cl}) zu leiten, wenn T_3 und T_4 abgeschaltet werden. Nach einer kurzen Totzeit wird der Kanal von

MOSFET T_{C1} durch eine positive Gatespannung geöffnet. Es wird daher angenommen, dass sich dadurch der Durchlasswiderstand der Inversdiode auf den Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$ des MOSFET reduziert [6]. Die Durchlassverluste des Transistors T_{C1} und der zugehörigen Inversdiode D_{C1} lassen sich dann zusammenfassen zu:

$$P_{D,cl} = R_{DS(on)} \frac{2t_{cl}}{3T} \left(I_1 + \frac{U_1 t_d}{2L_1} \right)^2 = R_{DS(on)} \frac{4L_\sigma}{3T(U_{cl} - U_2/n)} \left(I_1 + \frac{U_1 t_d}{2L_1} \right)^3 \quad (6.82)$$

Während die Diode D_{C1} abschaltet, bleibt die Spannung über der Diode näherungsweise Null, da der Transistor T_{C1} bereits aufgesteuert und damit leitend ist. Die Ausschaltverluste der Diode können damit vernachlässigt werden. Das Einschalten des Transistors T_{C1} ist dabei ebenfalls nahezu verlustlos (ZVS).

Beim Ausschalten von T_{C1} handelt es sich um einen harten, verlustbehafteten Schaltvorgang. Der Transistor schaltet den Spitzenwert des Eingangsstromes \hat{i}_1 ab und sperrt nach dem Schaltvorgang gegen die Spannung des Clamping-Kondensators U_{cl} . Die Abschaltverluste von T_{C1} bzw. die Gesamtschaltverluste der Clamping-Einheit lassen sich gemäß Abschnitt 3.1 berechnen zu:

$$P_{S,cl} = \frac{\hat{i}_1 U_{cl} t_r}{2T} + \frac{\hat{i}_1}{2T} (U_{cl} t_f + L_k \hat{i}_1) \quad (6.83)$$

mit \hat{i}_1 aus Gl. (6.81), der Streuinduktivität des Kommutierungspfades L_k , der Fallzeit des abkommutierenden Stromes t_f und der Anstiegszeit der Drain-Source Spannung t_r .

Nach Gl. (6.82) und (6.83) führt eine reduzierte Clampingspannung bzw. eine Verlängerung des Clamping-Zeitintervalls t_{cl} zu niedrigeren Schaltverlustleistungen aber höheren Durchlassverlustleistungen an Transistor T_{C1} . Aufgrund der vorgegebenen Modulationsart mit einer maximalen Clamping-Zeit $t_{cl} = t_{cl,max}$ bestehen allerdings keine Freiheitsgrade bezüglich der Einstellung des Clampingzeitintervalls t_{cl} , welches gemäß Gl. (6.67) durch den Tastgrad D vorgegeben ist.

Auch ein Modulationsverfahren nach [78], das zur Reduzierung der Durchlassverluste in der Clamping-Beschaltung vorgeschlagen wird, kann aufgrund des Verhaltens der Inversdiode nicht umgesetzt werden: Bei dem Modulationsverfahren nach [78] wird das Clamping-Zeitintervall quasi in drei Bereiche aufgeteilt: Zunächst findet ein rein passiver Clamping-Vorgang nur unter Ausnutzung der Inversdiode von T_{C1} statt. Der Transistor wird erst am Ende des Clamping-Zeitintervalls eingeschaltet, so dass im mittleren Bereich des Clamping-Vorgangs kein Stromfluss im Clamping-Schaltkreis stattfindet. Aufgrund der kurzen Leitdauer der Inversdiode D_{C1} und von T_{C1} sinken die Durchlassverluste, die Clamping-Spannung steigt gemäß Gl. (6.77) an. Die Schaltverluste der Clamping-Beschaltung steigen bei Anwendung dieses Verfahrens ebenfalls an, da der Clamping-Transistor T_{C1} nicht mehr spannungslos einschaltet.

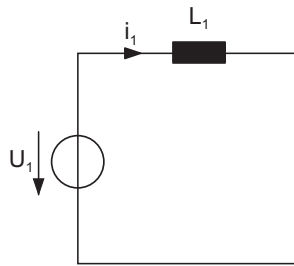


Abbildung 6.23: Ersatzschaltbild des stromgespeisten Vollbrückenwandlers während der Speicherphase ($t_2 - t_1$)

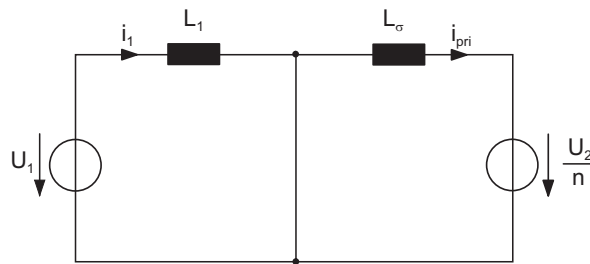


Abbildung 6.24: Ersatzschaltbild des stromgespeisten Vollbrückenwandlers während der Freilaufphase ($t_1 - t_0$) für externe Energierückführung bzw. ($t_1 - t_0$) und ($t_5 - t_4$) für interne Energierückführung

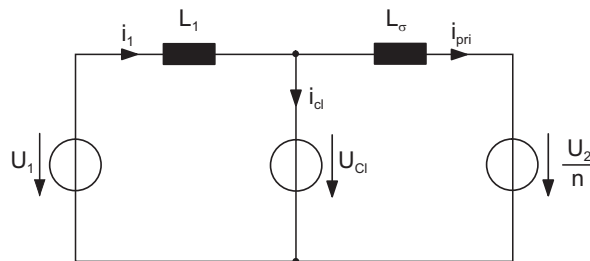


Abbildung 6.25: Ersatzschaltbild des stromgespeisten Vollbrückenwandlers während des Clamping-Vorganges ($t_3 - t_2$) für externe Energierückführung bzw. ($t_4 - t_2$) für interne Energierückführung

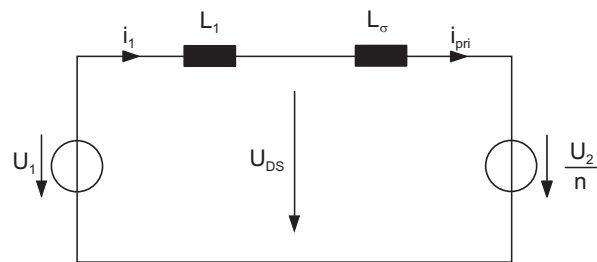


Abbildung 6.26: Ersatzschaltbild des stromgespeisten Vollbrückenwandlers während der Übertragungsphase ($t_4 - t_3$) für externe Energierückführung bzw. ($t_6 - t_5$) für interne Energierückführung

In den vorangehenden Kapiteln sind die charakteristischen Gleichungen der untersuchten leistungselektronischen Wandlerysteme ausgehend von Funktionsbeschreibungen hergeleitet worden. Mit Hilfe der hergeleiteten Charakteristiken lassen sich u.a. die Spannungsverhältnisse zwischen Primär- und Sekundärseite, charakteristische Stromverläufe und Energie- bzw. Leistungsflüsse der Beschaltungsnetzwerke für unterschiedliche Arbeitspunkte bestimmen. Die ebenfalls hergeleiteten Gleichungen zur analytischen Bestimmung der Halbleiterverlustleistungen für die untersuchten Stromrichter werden für einen Vergleich der theoretisch erreichbaren Wirkungsgrade und des benötigten Aufwandes der Halbleiter („Bauleistung“) für die Wandler in Kapitel 8 (Seite 124 ff.) verwendet.

Um die für die theoretische Analyse getroffenen Annahmen zu bestätigen, zur genaueren Untersuchung des realen Schaltungsverhaltens, z.B. des Kommutierungsverhaltens der beteiligten Halbleiter, und für eine Bewertung der Schaltungen aus einer praktischen Sichtweise wurden die untersuchten Schaltungen dazu im Labormaßstab aufgebaut und betrieben. Die Dimensionierung der Schaltungen erfolgte dabei ausgehend von den oben hergeleiteten charakteristischen Gleichungen. Im Folgenden Kapitel werden dazu charakteristische Ergebnisse, die aus den experimentellen Untersuchungen gewonnen wurden, dargestellt.

Kapitel 7

Messtechnische Untersuchungen der ausgewählten Schaltungen

Die Ergebnisse der analytischen Untersuchungen zum Betriebsverhalten der Umrichter wurden in Rahmen der Arbeit z.T. durch numerische Simulationen mit Hilfe der Schaltungssimulations-Software Simplorer[®] überprüft. Zur Verifikation sowohl der analytischen als auch der in den Simulationen gewonnenen Ergebnisse wurden Umrichteraufbauten für alle ausgewählten Schaltungen im Labormaßstab erstellt und im praktischen Betrieb untersucht.

7.1 Versuchsaufbauten / Messgeräte

Zur Speisung der Umrichteraufbauten bis zu einer Leistung von $P_1 = 1,8 \text{ kW}$ bei Strömen bis $I_1 = 120 \text{ A}$ finden Labornetzteile Verwendung. Für größere Einspeiseleistungen wird ein am Lehrstuhl entwickeltes Netzteil verwendet, das Ausgangsspannungen bis 400 V und Ausgangsströme bis 200 A bei einer maximalen Leistung von $P = 20 \text{ kW}$ liefert. Das Netzteil besteht aus einem Tiefsetzsteller ($f_S = 5 \text{ kHz}$), der aus dem Drehstromnetz über einen Stelltransformator und einen Gleichrichter versorgt wird. Der Stelltransformator übernimmt dabei einen Teil der Spannungsanpassung. Das über einen Mikrocontroller geregelte Netzteil bietet dabei ausgangsseitig neben einem rein gesteuerten Betrieb (einstellbarer Tastgrad des Tiefsetzstellers) eine geregelte Ausgangsspannung und die Möglichkeit, verschiedene programmierbare Strom-Spannungskennlinien von Brennstoffzellenstacks nachzubilden. Die Ausgangskapazität des Netzteils vermag dabei das kapazitive Verhalten einer Brennstoffzelle in gewissen Grenzen nachzubilden.

Zur Messwertaufnahme dienen Differenzastköpfe (ELDITEST GE8100 und GE8115) für zeitabhängige Spannungen, Stromzangen mit Strommessverstärkern (Tektronix TCP) sowie Rogowski-Stromzangen (PEM CWT mini und CWT ULTRA mini) für zeitabhängige Ströme. Während die Tektronix-Stromzangen im Gegensatz zu den Rogowski-Stromzangen auch Gleichanteile im Strom messen können, bieten die

Rogowski-Stromzangen neben einer hohen Bandbreite aufgrund ihrer kleinen Bauart die Möglichkeit, die Ventilströme in den kompakten Aufbauten zu messen. Sind - wie bei den DC/DC-Wandlern - mehrere Ventile parallelgeschaltet, so bezieht sich die Strommessung mittels der Rogowski-Stromzangen auf ein Ventil. Hierauf wird bei der Darstellung der Zeitverläufe im einzelnen hingewiesen. Aufgrund der symmetrischen, niederinduktiven und niederohmigen Aufbauten kann von einer hinreichend symmetrischen Stromverteilung ausgegangen werden.

Zur Messwertdarstellung dienen Digital-Oszilloskope (Hersteller: LeCroy, Tektronix) mit 8 Bit vertikaler Auflösung. Bei den in diesem Kapitel dargestellten Zeitverläufen befindet sich der Nullpunkt $t = 0 \mu s$ definitionsgemäß auf der Ordinate der Oszillogramme am linken Rand.

Als Belastung für die Umrichter dienen zum einen ohmsche Widerstände (Testbetrieb der DC/DC-Wandler, Betrieb des Z-Source-Wechselrichters), zum anderen das Netz als aktive Last (Wechselrichter mit eingepprägtem Strom, DC/DC-Wandler in Kombination mit dem Wechselrichter mit eingepprägter Spannung).

7.2 DC/AC-Wandler (Wechselrichter)

Die Laboraufbauten der Wechselrichter sind im Rahmen von Studien- und Diplomarbeiten am Lehrstuhl für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe in Kiel entwickelt worden. Die Leistungsteile bestehen aus kommerziell erhältlichen IGBT- bzw. Diodenmodulen. Die Verschaltung der Module mit den Kapazitäten erfolgt mit plattenförmigen mehrlagigen Kupferleitern, um die Kommutierungskreise niederinduktiv zu halten. Die Ansteuerung der IGBTs erfolgt mit industriellen Treiberkarten des Herstellers Alstom[®]. Diese Treiberkarten stellen galvanisch getrennte bipolare Gatespannungen von +15/-5 V zur Verfügung und beinhalten einen Überstromschutz in Form einer Überwachung der Kollektor-Emitter-Spannung im Einschaltzustand (U_{CE} -Fehlererkennung).

Die Erzeugung der Pulsweitenmodulation bzw. die Regelung erfolgt mit einem digitalen Signalprozessorsystem (dspace[®]), an das auch die Messwerte übergeben werden. Die Ansteuersignale für den Wechselrichter mit eingepprägtem Strom sowie für den Z-Source-Wechselrichter werden zusätzlich über ein FPGA (Field Programmable Gate Array) modifiziert.

Das Regelkonzept sieht vor, die Leistung der Wechselrichter zu regeln. Dies erfolgt mit Hilfe kaskadierter Regelkreise [10]: Der Netzstrom wird mit dem inneren Regelkreis - einer netzspannungsorientierten Regelung - nach Betrag und Phase geregelt. Die übergeordnete Regelung hält die Eingangsgröße (Eingangstrom beim I-Wechselrichter, Zwischenkreisspannung beim U-Wechselrichter) auf dem Sollwert.

Aufbau des Wechselrichters mit eingepprägtem Strom

Der Wechselrichter mit eingepprägtem Strom ist auf einen maximalen Zwischenkreisstrom von $I_d = 60 A$ und Netzspannungen von $U_N = 400 V$ ausgelegt. Dies entspricht

einer Nennleistung von $P_N = 20 \text{ kW}$ bei einer Eingangsspannung von $U_1 = 333 \text{ V}$. Die rückwärtssperrfähigen Ventile sind durch Standard-IGBT-Module und zusätzlich in Reihe geschaltete Diodenmodule mit einer Sperrspannungsfestigkeit von jeweils 1700 V realisiert.

Um die Halbleiter vor Überspannungen zu schützen, die durch eine versehentliche Unterbrechung des Zwischenkreis-Strompfades entstehen können, sieht das Schutzkonzept für den I-Wechselrichter ein Kurzschließen der Gleichstrominduktivität L_d mit Hilfe eines zusätzlichen Zweiges vor [80]. Im Eingangskreis liegt dazu ein zusätzlicher IGBT, der im Fehlerfall abschaltet, um dann einen Kurzschluss der Quelle zu verhindern.

Die Erzeugung der Ansteuersignale und die Regelung des Wechselrichters mit eingepprägtem Strom erfolgen nach [10].

Weitere Daten des Wechselrichters mit eingepprägtem Strom finden sich in Tabelle 10.1 im Anhang.

Abbildung 7.1 zeigt die Zeitverläufe des Eingangs-DC-Stromes i_1 , die verkettete Spannung an den Kondensatoren des Netzfilters u_C und den Netzstrom i_N des I-Wechselrichters im Wechselrichterbetrieb bei einer Eingangsspannung von $U_1 = 180 \text{ V}$, einem Eingangsstrom von $I_1 = 60 \text{ A}$ und einer verketteten Netzspannung von $U_{N\Delta} = 200 \text{ V}$.

Die Induktivität des Zwischenkreises ist für das Erreichen einer stabilen Regelung am Netz verhältnismäßig groß (70 mH) ausgelegt. Der Eingangsstrom i_1 weist daher nur eine sehr geringe Welligkeit auf. Sowohl die Kondensatorspannung u_C als auch der Netzstrom i_N enthalten Anteile von Harmonischen. Dies ist auf die Oberschwingungsbelastung des Netzes zurückzuführen. Die Phasenverschiebung von 120° zwischen Kondensatorspannung und Netzstrom ist auf die Messung des Stromes im Strang, sowie die Messung der Spannung zwischen zwei Phasen zurückzuführen. Die Schaltung befindet sich im Wechselrichterbetrieb bei einem $\cos(\varphi) = 1$, es wird reine Wirkleistung ins Netz eingespeist.

Aufbau des Wechselrichters mit eingepprägter Spannung

Der Leistungsteil des Wechselrichters mit eingepprägter Spannung besteht aus einem 6-fach IGBT-Modul mit integrierten Freilaufdioden und einer Sperrspannungsfestigkeit von 1200 V , die niederinduktiv an den Zwischenkreiskondensator angekoppelt sind. Zur Filterung der Oberschwingungen aus den Netzströmen dient ein L-Filter 1. Ordnung.

Das Schutzkonzept sieht neben der U_{CE} -Fehlerüberwachung in den IGBT-Treibern eine Überwachung der Zwischenkreisspannung sowie der Netzströme vor.

Weitere Daten des Wechselrichters mit eingepprägter Spannung finden sich in Tabelle 10.2 im Anhang. Die Regelung der Zwischenkreisspannung erfolgt mittels einer netzspannungsorientierten Regelung [10].

Aufbau des Z-Source-Wechselrichters

Der Betrieb des Z-Source-Wechselrichters erfolgt im gesteuerten Betrieb an ohmsch-induktiver Last. Die Modulation erfolgt nach dem Verfahren der „Konstanten Verstärkung“ (siehe Abschnitt 5.3, Seite 45). Der Leistungsteil besteht aus einem kommerziell

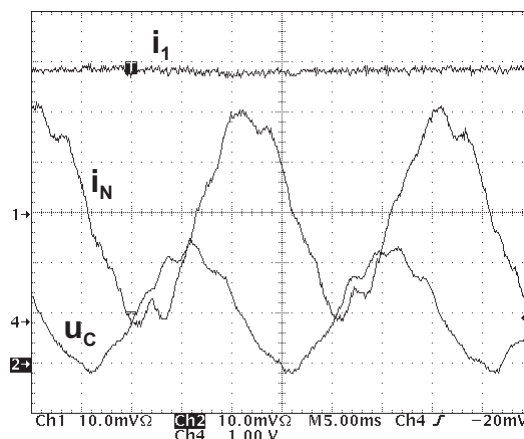


Abbildung 7.1: Zeitverläufe am Wechselrichter mit eingprägtem Strom;

$U_1 = 180\text{ V}$, $I_1 = 60\text{ A}$, $U_{N\Delta} = 200\text{ V}$, Kanal 2: i_1 [$10\frac{\text{A}}{\text{div}}$]; Kanal 1: i_N [$20\frac{\text{A}}{\text{div}}$]; Kanal 4: u_C [$200\frac{\text{V}}{\text{div}}$].

erhältlichen 6-fach IGBT-Modul mit integrierten Freilaufdioden, die Sperrspannungsfestigkeit beträgt 1700 V.

Die Wicklungen beider Zwischenkreisinduktivitäten befinden sich auf einem gemeinsamen Kern. Aufgrund der verhältnismäßig hohen Verluste im verwendeten Schnittbandkern ist die Induktivität allerdings nicht dauerbetriebsfest ausgelegt.

Das Schutzkonzept des Z-Source-Wechselrichters beinhaltet eine Überwachung der Zwischenkreisspannung und des Netzstromes.

Weitere Daten des Z-Source-Wechselrichters finden sich in Tabelle 10.3 im Anhang.

Das oben dargestellte Oszillogramm in Abbildung 7.2 zeigt den charakteristischen Verlauf des IGBT-Kollektorstromes i_C und der IGBT-Spannung u_{CE} eines Z-Source-Wechselrichters (vgl. den Ansatz zur vereinfachten Bestimmung der Durchlastverlustleistung in Abb. 5.5(a) auf Seite 51). Im IGBT-Strom (Kanal 2) sind deutlich die ausgeprägten Shoot-Through-Anteile ($f_S = 3\text{ kHz}$) sowie der sinusförmige Anteil des Netzstromes zu erkennen. Während des Zeitraumes $t = 7,4 \dots 14,8\text{ ms}$ (Zeitbasis 2 ms/div) wird der IGBT nicht gepulst. Weiterhin sind im IGBT-Strom die für die Modulation mit „Konstanter Verstärkung“ charakteristischen Anteile („einhüllende“) bei der 6-fachen Netzfrequenz sichtbar.

Das untere Oszillogramm in Abb. 7.2 zeigt den Verlauf des Eingangsstromes bzw. den Strom $i_1 = i_{D_{ZK}}$ durch die Zwischenkreisdiode D_{ZK} (vgl. Schaltbild in Abb. 5.3, S. 46) sowie die Spannung $u_{D_{ZK}}$, die über die der Zwischenkreisdiode abfällt.

Die Zwischenkreisdiode sperrt während der Shoot-Through-Zustände, die Sperrspannung an der Diode wird durch die Spannung der Quelle und die Spannungen der Kondensatoren gebildet (vgl. ESB in Abb. 5.4). Während der aktiven und der Nullzeiger führt die Diode Strom. Sprünge im Diodenstrom – wie im Stromverlauf bei $t = 950\ \mu\text{s}$ (Zeitbasis $100\ \mu\text{s/div}$) – sind auf Schaltvorgänge in der Drehstrombrückenschaltung zu-

rückzuführen [74]. Sie werden in der Berechnung der Durchlassverluste nach Gl. 5.24 vernachlässigt.

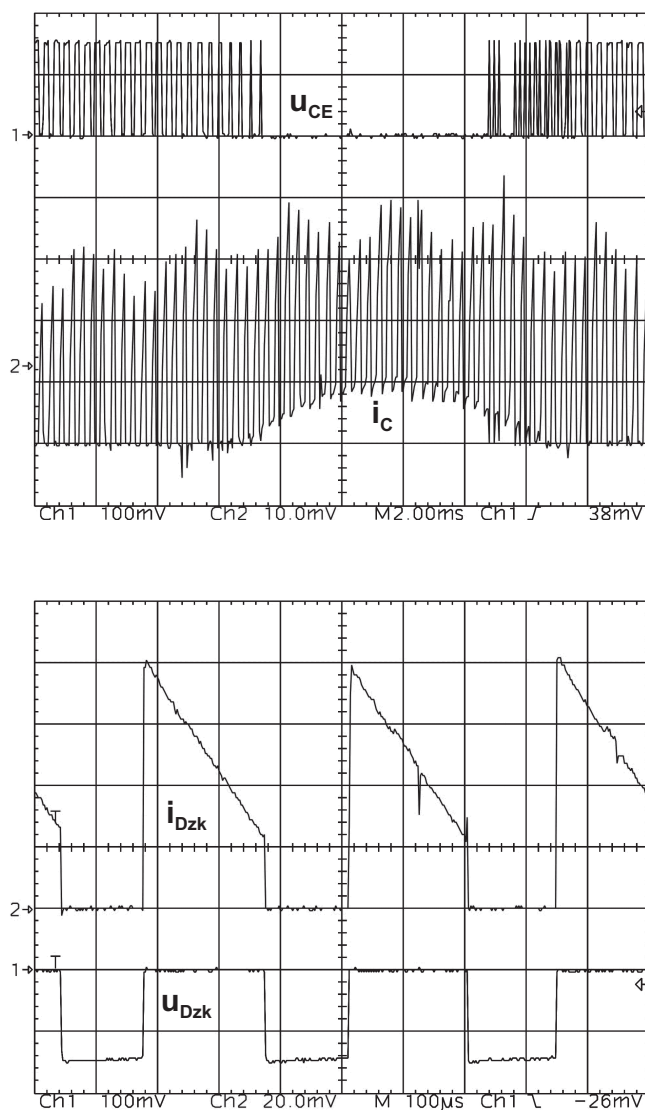


Abbildung 7.2: Zeitverläufe an Ventilen des Z-Source-Wechselrichters

Oben: Ventilstrom und -spannung während einer Netzperiode. Kanal 1: u_{CE} $[100 \frac{V}{div}]$; Kanal 2: i_C $[5 \frac{A}{div}]$; Zeitbereich: $[2 \frac{ms}{div}]$.

Unten: Eingangsstrom und Spannungsverlauf an der Zwischenkreisdiode. Kanal 2: $i_1 = i_{Dzk}$ $[10 \frac{A}{div}]$; Kanal 1: u_{Dzk} $[100 \frac{V}{div}]$; Zeitbereich: $[100 \frac{µs}{div}]$

7.3 DC/DC-Wandler

7.3.1 Auslegung und Aufbau

Die Laboraufbauten der DC/DC-Wandler wurden im Rahmen dieser Arbeit entwickelt und aufgebaut.

Die Ansteuersignale für die Transistoren sowohl der Vollbrückenwandler als auch des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität werden mit Hilfe eines FPGA erzeugt. Variable Parameter sind Taktfrequenz und Aussteuergrad bzw. zusätzlich die Clamping-Zeit für die Schaltungen mit interner Rückführung der Clampingenergie (stromgespeister Vollbrückenwandler und Hochsetzsteller mit angezapfter Induktivität).

Die MOSFETs werden mit unipolaren Gatespannungen (0 V/15 V) angesteuert, die von Treiberkarten des Herstellers Concept[®] jeweils galvanisch getrennt zur Verfügung gestellt werden. Die Treiber beinhalten weiterhin einen Halbleiterschutz vor Überstrom durch Überwachung der Durchlassspannung des eingeschalteten Ventils.

Weiterhin werden die Eingangsströme mittels Hall-Wandler sowie die Ausgangsspannungen der Wandler und die Spannungen der Clamping-Kreise bei den stromgespeisten Schaltungen überwacht. Die Abschaltsschwellen sind dabei so ausgelegt, dass die im System gespeicherten Energien zu keiner Zerstörung der Halbleiter führen.

Über eine Verschaltung der Kommutierungskreise (Eingangskondensatoren - CoolMOS beim spannungsgespeisten Vollbrückenwandler bzw. Clamping-Kondensator - CoolMOS beim stromgespeisten Vollbrückenwandler) mittels großflächiger verplatteter Kupferleiterbahnen ist eine niederinduktive und niederohmige Verbindung gewährleistet.

Die verwendeten Bauelemente und wichtige charakteristische Eigenschaften der Versuchsaufbauten werden im Folgenden kurz für den Hochsetzsteller mit angezapfter Induktivität und die Vollbrückenwandler beschrieben.

Die Auslegung der Bauteile erfolgte nach dem in Abschnitt 8.1.1 beschriebenen Verfahren für den in Abschnitt 4.1.2 (Tabelle 4.1, S. 33) dargestellten Betriebsbereich.

Aufbau des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität

Der Haupttransistor T_1 (vgl. Schaltung in Abb. 6.1, S. 53) besteht aus einer Parallelschaltung von $n = 12$ Infineon[®] 60 A 600 V CoolMOS vom Typ IPW60R045CS (charakteristische Daten in Tab. 8.4). Der Transistor ist auf niedrige Durchlassverluste optimiert. Diese MOSFET weisen gegenüber IGBTs in der Sperrspannungsklasse von 600 V niedrigere Durchlass- und Schaltverluste auf und ermöglichen den Einsatz kompakter induktiver Bauelemente. Die Clamping-Dioden in Wandlern mit passivem Clamping bzw. Clamping mit externer Clampingenergie Rückführung bestehen aus Parallelschaltungen von Dioden des Typs HFA25PB60 vom Hersteller International Rectifier[®]. Die Sperrspannung beträgt $U_R = 600$ V, die Auswahl erfolgt optimiert auf ein gutes Schaltverhalten der Dioden (Ultra Fast, Soft Recovery Diode).

Der Clamping-Transistor T_{Cl} bei der Schaltung mit interner Clampingenergieerückführung wird ebenfalls durch eine Parallelschaltung der auch für den Haupttransistor eingesetzten CoolMOS vom Typ IPW60R045CS gebildet. Zur effizienten Wärmeabfuhr sind die nichtisolierten Transistorgehäuse auf leistungsfähigen Aluminium-Kühlkörpern montiert, die auch die elektrische Verbindung herstellen. Die Clamping-Dioden sind ebenfalls elektrisch leitfähig mit einem separaten Aluminium-Kühlkörper verbunden, der vom Rest der Schaltung galvanisch getrennt ist.

Die Ausgangsdiode vom Typ DH2x61-18A des Herstellers IXYS® ($I_{F(AV)} = 60 \text{ A}$, $U_{RRM} = 1800 \text{ V}$) weist ein gutes Schaltverhalten bei hoher Sperrspannung auf.

Die angezapfte Induktivität wurden vom Hersteller STS-Transformatoren, nach folgenden Vorgaben hergestellt:

- Streuinduktivitätsarmer Aufbau
- Windungszahlverhältnis n , bzw. Verhältnis der Induktivitäten L_1 und L_2
- maximale Grundswingungsfrequenz
- maximaler Stromeffektivwert eingangs- und ausgangsseitig

Das Verhältnis der primärseitigen Windung N_1 und der sekundärseitigen Windung N_2 bei der angezapften Induktivität ist mit $n = \frac{N_2}{N_1} = 3$ derart ausgelegt, dass sich der Hochsetzsteller über den gesamten Arbeitsbereich in der Nähe des Modulationsgrades

$$D = \frac{T_E}{T} = 0,5 \quad \text{mit } T_E = \text{Einschaltzeit des Haupttransistors } T_1$$

befindet. Die primäre Induktivität beträgt $L_1 = 15 \mu\text{H}$, die Wicklungen sind mit Hochfrequenzlitze auf einem Ferritkern aufgebracht.

Ein- und Ausgangsseite sind durch Elektrolyt-Kondensatoren gestützt. Der Clamping-Kondensator besteht aus einer Parallelschaltung von Folienkondensatoren ($C = 6,6 \mu\text{F}$) und Elektrolytkondensatoren ($C = 680 \mu\text{F}$). Er ist niederinduktiv und niederohmig über eine Kupferverplattung an die Leistungshalbleiter angeschlossen.

Aufbauten der Vollbrückenwandler

Die Transistoren T_1 bis T_4 (vgl. Schaltbilder in Abb. 6.12, S. 72 und Abb. 6.21, S. 86) bestehen jeweils aus einer Parallelschaltung von $n = 8$ Infineon® 60 A 600 V CoolMOS vom Typ IPW60R045CS. Trotz deren relativ hoher Sperrspannung von $U = 600 \text{ V}$ weisen sie einen geringen Bahnwiderstand von $R_{DSon} = 0,045 \Omega$ auf. Bei dem stromgespeisten Vollbrückenwandler mit passivem Clamping bzw. Clamping mit externer Clampingenergieerückführung kommen Clampingdioden vom Typ International Rectifier HFA25PB60 ($U_R = 600 \text{ V}$) zum Einsatz. Die Dioden sind in Bezug auf ein möglichst gutes Schaltverhalten bei hohen Frequenzen ausgewählt (Ultra Fast, Soft Recovery Diode). Der Clampingtransistor bei interner Clampingenergieerückführung ist der ebenfalls eingangsseitig eingesetzte CoolMOS IPW60R045CS.

Um eine möglichst effiziente Verlustwärmeabfuhr der nichtisolierten Transistor- und Clampingdiodengehäuse (TO 247) zu erreichen, sind die elektrisch parallelgeschalteten MOSFETs und Dioden thermisch an eine gemeinsame Kupferkühlplatte gekoppelt, um eine gute Wärmespreizung zu erreichen. Die Kupferkühlplatte führt zudem gleichzeitig den Drain- bzw. Kathodenstrom und ist über eine thermisch leitfähige, elektrisch isolierende Folie an effiziente Kühlkörperprofile angekoppelt. Der kritische, da elektrisch isolierte ($U_{test} = 1 \text{ kV}$) Wärmeübergang Kupferkühlplatte - Aluminiumkühlkörper ist damit durch die im Verhältnis zur Kühlfläche der Transistoren deutlich vergrößerte Fläche der Kupferkühlplatte optimiert.

Durch die verhältnismäßig große und dünne elektrische Isolierung zwischen der auf schwankendem Potential befindlichen Kupferkühlplatte und geerdetem Aluminiumkühlkörper wird eine parasitäre Kapazität in der Größenordnung der Ausgangskapazität der parallelgeschalteten MOSFETs gebildet.

Der Gleichrichter des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers wird aus Dioden der Firma IXYS vom Typ DH2x61-18A mit einem Nennstrom von $I_{F,AV} = 60 \text{ A}$ gebildet. Die Dioden sind in Bezug auf gutes Schaltverhalten bei hoher Sperrspannung gewählt (Fast Recovery Epitaxial Diode (FRED)). Die Sperrspannung einer Diode beträgt $U_{BR} = 1800 \text{ V}$. Um die geforderte Spannungsfestigkeit des Gleichrichters zu erhalten, werden jeweils zwei Dioden in Serie geschaltet. Eine statische und dynamische Symmetrierung erfolgt nach [6] über parallelgeschaltete Widerstände und Kondensatoren.

Für den Gleichrichter des stromgespeisten Vollbrückenwandlers können aufgrund der weniger kritischen Sperrspannungsbelastung Dioden mit einer Sperrspannung von 1200 V eingesetzt werden (ST Microelectronics STTA9012TV1, (Ultra Fast, Soft recovery)). Diese weisen ein besseres Schaltverhalten als die 1800 V -Dioden auf. Um die auftretenden Verluste abzuführen, sind jeweils zwei der Dioden mit einem Nennstrom von $I_{F,AV} = 45 \text{ A}$ parallelgeschaltet.

Die induktiven Bauelemente wurden in Zusammenarbeit mit dem Hersteller STS-Transformatoren nach Vorgaben erstellt.

Vorgegebene Parameter neben der Forderung nach einem streuinduktivitätsarmen Aufbau für die Transformatoren waren:

- Windungszahlverhältnis
- maximale Grundswingungsfrequenz
- maximaler Stromeffektivwert

Das Windungszahlverhältnis für den Transformator des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers wurde dabei nach Kap. 6.2.1 in Abhängigkeit der zu erwartenden Streuinduktivität bestimmt, um den erforderlichen Spannungshub zu gewährleisten. Für den spannungsgespeisten Vollbrückenwandler beträgt das Übersetzungsverhältnis $n = 10$.

Das gewählte Windungszahlverhältnis für den Transformator des stromgespeisten Vollbrückenwandlers ermöglicht es, bei höchster Eingangsspannung den Minimalwert der Ausgangsspannung zu erreichen. Für den stromgespeisten Vollbrückenwandler beträgt das Übersetzungsverhältnis $n = 3,25$.

Die Transformatoren sind als sogenannter „power-train“ verschaltet, d.h. je Umrichter werden zwei Transformatoren primärseitig parallelgeschaltet und sekundärseitig in Reihe geschaltet, um die Streuinduktivitäten zu minimieren. Die Wicklungen sind aus Hochfrequenzlitze auf Ferritkernen gewickelt.

Vorgegebene Parameter für die Induktivitäten waren:

- Wert der Induktivität
- maximale Grundswingungsfrequenz
- maximaler Stromeffektivwert
- Spitzenwert des Stromes (Sättigungsstrom)

Für den spannungsgespeisten Vollbrückenwandler beträgt der Wert der ausgangsseitigen Filterinduktivität $L_2 = 350 \mu\text{H}$, für den stromgespeisten Vollbrückenwandler beträgt der Wert der eingangsseitigen Filterinduktivität $L_1 = 10 \mu\text{H}$. Die Induktivitäten bestehen aus Hochfrequenzlitze auf Ferritkern.

Der Clamping-Kondensator des stromgespeisten Vollbrückenwandlers besteht aus einer Parallelschaltung aus Folienkondensatoren ($C = 3,68 \mu\text{F}$) zur Aufnahme der transienten Ströme und einem Elektrolytkondensator ($C = 680 \mu\text{F}$) für die Energiespeicherung.

Ein- und Ausgangsseite der Wandler sind jeweils durch Elektrolyt-Kondensatoren gestützt.

Die Energie, die im Clamping-Kreis anfällt, wird beim stromgespeisten Vollbrückenwandler mit externer Energierückführung über einen Hilfsumrichter auf die Sekundärseite übertragen. Der Hilfsumrichter selbst ist ein spannungsgespeicher Halbrückenwandler mit galvanischer Trennung und einer Nennleistung von $P = 1 \text{ kW}$. Der Halbrückenwandler wird mit einem konstanten einstellbaren Tastgrad betrieben, so dass sich eine Clamping-Spannung U_{Cl} um einen konstanten Faktor niedriger als die Ausgangsspannung einstellt.

Für den Testbetrieb dient ein Chopper-Widerstand als Sicherheit, der als Zweipunktregler auf eine konstante Spannung regelt und in der Lage ist, die gesamte anfallende Clamping-Leistung in Wärme umzusetzen.

Zur Ermittlung des Verhaltens der DC/DC-Wandler erfolgt deren Betrieb rein gesteuert an ohmscher (Widerstand) oder aktiver Last (Netz über U-WR). Bei Belastung mit einem Wechselrichter mit eingepprägter Spannung regelt dieser auf eine konstante Zwischenkreisspannung, aufgrund der Kennlinie des Netzteils stellt sich ein stabiler Arbeitspunkt ein.

Als Regelungskonzept für das Gesamtsystem bietet sich eine Zwischenkreisspannungsregelung des Wechselrichters und eine Eingangsstromregelung des DC/DC-Wandlers an. Die Regelungskonzepte wurden im Rahmen dieser Arbeit aber nicht weiter untersucht und umgesetzt.

7.3.2 Betriebsverhalten des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität

Hochsetzsteller mit angezapfter Induktivität und externer Rückführung der Clampingenergie

Abbildung 7.3 zeigt Strom- und Spannungsverläufe des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität und externer Rückführung der Clampingenergie.

Kanal A zeigt den Strom $\frac{i_{Cl}}{4}$ durch eine der parallelgeschalteten Clamping-Dioden. Kanal B zeigt den Strom $\frac{i_{T1}}{12}$ durch einen der parallelgeschalteten CoolMOSFET. Kanal 3 zeigt die Drain-Source Spannung von T_1 und Kanal 2 zeigt die Gatespannung an T_1 .

Nach $6 \mu\text{s}$ schaltet der Transistor T_1 ab, der Strom kommutiert in den Clamping-Pfad. Die Sperrspannung an T_1 entspricht der Clamping-Spannung, hier 180 V. Das Abkommutieren der schnellen Clamping-Diode erfolgt mit sehr geringem Rückstrom. Beim Einschalten von T_1 nach $22 \mu\text{s}$ führt der Transistor zunächst auch die über die Induktivität transformierte Rückstromspitze der sekundärseitigen Diode. Aufgrund der hohen Sperrspannungsfestigkeit der sekundärseitigen Diode ist deren Schaltverhalten weniger optimal als das der Clamping-Diode. Strom- und Spannungsverläufe sind über den gesamten Zeitverlauf verhältnismäßig glatt und neigen nicht zum Schwingen.

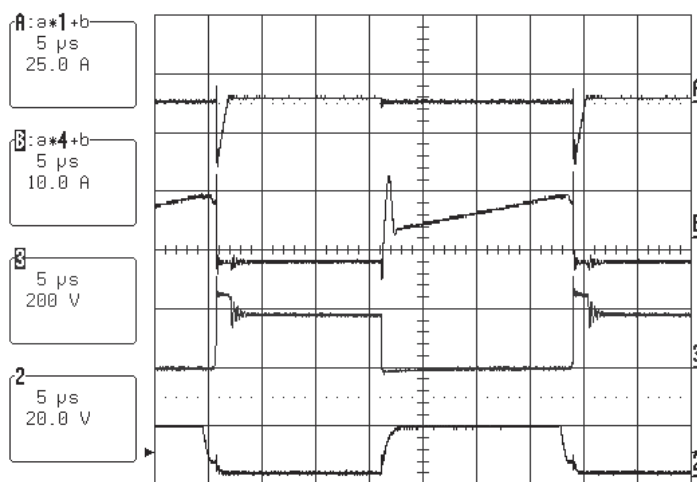


Abbildung 7.3: Zeitverläufe des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität und externer Rückführung der Clampingenergie;

$U_1 = 85 \text{ V}$, $I_1 = 70 \text{ A}$, $U_2 = 350 \text{ V}$, $U_{Cl} = 230 \text{ V}$; Kanal A: $\frac{i_{Cl}}{4}$, Kanal B: $\frac{i_{T1}}{12}$, Kanal 3: $u_{DS, T1}$, Kanal 2: $u_{GS, T1}$, Technische Daten des Wandlers siehe Abschnitt 7.3.1.

Hochsetzsteller mit angezapfter Induktivität und interner Rückführung der Clampingenergie

Abbildung 7.4 zeigt Strom- und Spannungsverläufe des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität und interner Rückführung der Clampingenergie. Der Clamping-Transistor wird hier mit optimaler Modulation nach Gl. (6.26) angesteuert.

Kanal A zeigt den Strom $\frac{i_{Cl}}{4}$ durch einen der parallelgeschalteten Clamping-Transistoren. Kanal B zeigt den Strom $\frac{i_{T1}}{12}$ durch einen der parallelgeschalteten Cool-MOSFET. Kanal 2 zeigt die Gatespannung von T_1 und Kanal 3 zeigt die Gatespannung von T_{Cl} .

Nach ca. $8 \mu s$ schaltet der Transistor T_1 ab, der Strom kommutiert zunächst in die Inversdiode von T_{Cl} . Nach Ablauf einer Totzeit wird - bei weiterhin negativem Ventilstrom - der Kanal des Clamping-Transistors mit positiver Gatespannung aufgesteuert. Dies lässt sich u.a. am Verlauf des Stromes i_{Cl} zum Zeitpunkt $t = 10 \mu s$ erkennen. Bei $t = 15 \mu s$ wird der Strom im Clamping-Transistor bei niedriger Drain-Source-Spannung positiv, die Inversdiode schaltet ebenfalls quasi spannungslos ab. Bei $t = 23 \mu s$ wird der Clamping-Transistor abgeschaltet. Der Strom kommutiert zunächst in die Inversdiode von T_1 (negative Stromspitze in Kanal B). Der Transistor T_1 wird nach einer Totzeit - bei negativem Stromfluss - aufgesteuert. Das Abschalten der Inversdiode sowie das Einschalten des Haupttransistors erfolgt daher nahezu verlustlos (ZVS).

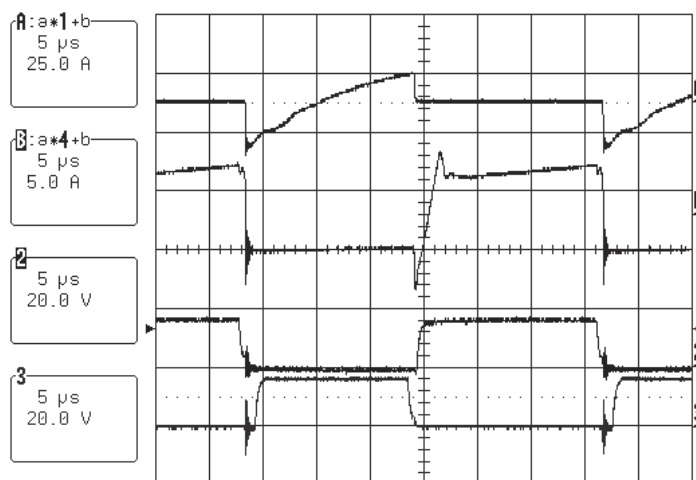


Abbildung 7.4: Zeitverläufe des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität und interner Rückführung der Clampingenergie;

Kanal A: $\frac{i_{Cl}}{4}$, Kanal B: $\frac{i_{T1}}{12}$, Kanal 2: $u_{GS, T1}$, Kanal 3: $u_{GS, T_{Cl}}$

Wird die Totzeit zwischen Abschalten von T_{Cl} und Einschalten von T_1 verlängert, so besteht die Gefahr einer unkontrollierten Kommutierung des Stromes zwischen den Inversdioden der Transistoren, wie in Abschnitt 7.3.5 beschrieben. Idealerweise schaltet der Transistor während der Leitphase seiner Inversdiode ein. Bei einem Einschalten während des Rückstromes der Inversdiode konnte messtechnisch ebenfalls kein negativer Einfluss auf die Schaltung gezeigt werden.

Mit der optimalen Modulationsmethode sind Strom- und Spannungsverläufe wie beim passiven Clamping über dem gesamten Zeitverlauf quasi frei von parasitären Schwingungen.

7.3.3 Spannungsgespeister Vollbrückenwandler

Abbildung 7.5 zeigt Strom- und Spannungsverläufe des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers.

Kanal 2 zeigt die Drain-Source-Spannung des Transistors T_1 . Kanal B zeigt den Strom $\frac{i_{T1}}{8}$ durch einen der parallelgeschalteten CoolMOSFETs des Schalters T_1 . Kanal A zeigt den Primärstrom des Transformators. Kanal 4 zeigt die Spannung über der sekundärseitigen Gleichrichterdiode D_1 .

Auffällig ist zunächst, dass die Schaltung zum Schwingen neigt. Die unterschiedlichen Frequenzen der Schwingungen lassen darauf schließen, dass unterschiedliche parasitäre Schwingkreise angeregt werden. Schwingungen mit relativ hoher Frequenz treten nach Abschalten des Transformatorstromes auf. Sie sind auf parasitäre Schwingkreise, vermutlich gebildet aus den Ausgangskapazitäten der MOSFET, der durch die Kühlkörperanbindung gebildeten Kapazitäten und den Streuinduktivitäten zwischen Eingangskondensator und den eingangsseitigen Transistoren zurückzuführen. Zudem beeinflusst das Schaltverhalten der MOSFET-Inversdioden die Schwingungen, wie im Folgenden näher erläutert wird. Aufgrund des abgeschalteten Strompfades durch den Transformator ist die Dämpfung gering. Stärker gedämpfte Schwingungen mit mittleren Frequenzen treten während des Stromflusses durch den Transformator auf. Aufgrund des vorhandenen geschalteten Strompfades ist dabei eine stärkere Dämpfung vorhanden. Die maximale Amplitude dieser Schwingungen überschreitet dabei das 2-fache des zu erwartenden stationären Wertes. Dies führt insbesondere an den Gleichrichterdiode zu einer extrem hohen Spannungsbelastung. Der parasitäre Schwingkreis wird dabei im Wesentlichen aus Transformatorstreuinduktivität und den Sperrschichtkapazitäten der sperrenden Gleichrichterdiode [65, 64], sowie den zu deren dynamischer Symmetrierung parallelgeschalteten Kapazitäten gebildet. Die Schwingungen haben insbesondere Einfluss auf die Ströme im Wandler, die Durchlassverluste werden durch den steigenden Effektivwert erhöht. Die maximale Sperrspannung der eingangsseitigen MOSFET-Brücke steigt dabei nicht wesentlich über die Eingangsspannung hinaus an.

Neben erhöhten Verlusten führen die angeregten Schwingungen im spannungsgespeisten Vollbrückenwandler zu starken Störaussendungen bis in den MHz-Bereich, deren Abstrahlung gemäß aktueller EMV-Normen zu begrenzen ist.

Abbildung 7.6 zeigt die Strom- und Spannungsverläufe, sowie die Verlustleistung eines MOSFET im spannungsgespeisten Vollbrückenwandler. Die Oszillogramme zeigen insbesondere den Zeitraum des Freilaufes über die Gleichrichterdiode ($t_4 - t_3$ wie in Abschnitt 6.2.1 definiert), sowie die Auf- und Abkommutierungszeiten des Transformatorstromes ($t_1 - t_0$ bzw. $t_3 - t_2$).

Den Einschaltvorgang des MOSFET zeigt das obere Oszillogramm. Bis zum Zeitpunkt $t = 7\mu\text{s}$ wird das Verhalten des betrachteten MOSFET durch Kommutierungsvorgän-

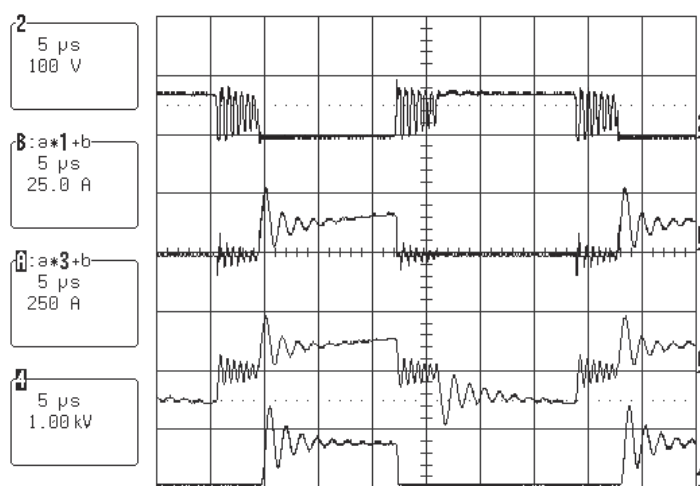


Abbildung 7.5: Zeitverläufe des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers;

$U_1 = 85 \text{ V}$, $I_1 = 100 \text{ A}$, $U_2 = 660 \text{ V}$, Kanal 2: u_{DS,T_1} , Kanal B: $\frac{i_{T_1}}{8}$, Kanal A: i_{pri} , Kanal 4: u_{D1} .
Technische Daten des Wandlers siehe Abschnitt 7.3.1.

ge anderer Ventile beeinflusst (Auflösung $1 \mu\text{s}/\text{div}$). Zum Zeitpunkt $t = 7 \mu\text{s}$ wird der MOSFET eingeschaltet und er beginnt zu leiten. Die Stromanstiegsgeschwindigkeit ist durch die Streuinduktivität des Transformators begrenzt, die dadurch stark reduzierte Einschaltverlustleistung ist nicht messbar. (Der mathematische Oszilloskop-Kanal C, der die Leistung $p_V(t)$ darstellt, lässt keine weitere Verstärkung zu.) Deutlich ist nach dem Einschalten das Überschwingen des Ventilstromes aufgrund der parasitären Schwingkreise zu erkennen.

Das untere Oszillogramm zeigt den Ausschaltvorgang eines MOSFET zum Zeitpunkt $t = 3,6 \mu\text{s}$ (Auflösung $1 \mu\text{s}/\text{div}$). Der eigentliche Schaltvorgang findet dabei schaltentlastet statt, wie prinzipiell in Abbildung 7.8 gezeigt ist. Der Strom kommutiert ab, die Ventilspannung steigt ohne eine signifikante Spannungsüberhöhung auf die stationäre Sperrspannung, hier die Eingangsspannung an.

Die Ausschaltverlustleistung stellt die höchste Verlustleistung dar, der Maximalwert liegt in der Größenordnung von 2 kW , die Anstiegszeiten von Strom und Spannung liegen in der Größenordnung von 50 ns , so dass sich aus dem Oszillogramm näherungsweise eine Schaltverlustenergie von $0,1 \text{ mWs}$ bestimmen lässt (vgl. Abb. 7.7, rechts).

Deutlich sind vor dem Einschaltvorgang (Abb. 7.6 oben, bei $t = 3 \dots 7 \mu\text{s}$) bzw. nach dem Ausschaltvorgang (Abb. 7.6 unten bei $t = 3,6 \dots 7,8 \mu\text{s}$) die bereits beschriebenen Oszillationen sowohl im Strom als auch in der Spannung zu erkennen. Die Schaltung befindet sich dabei im prinzipiell Freilauf, d.h. alle vier Gleichrichterdioden leiten, der Transformatorstrom ist Null. Die Ströme, die während dieses Freilaufs abweichend von den theoretischen Verläufen im MOSFET und damit auch auf der Primärseite des Transformators fließen, lassen sich mit dem Verhalten der Inversdiode des MOSFET am Beispiel des Ausschaltvorganges (Abb. 7.6 oben) erklären: Zum Zeitpunkt $t = 3 \mu\text{s}$ wird der Strom im nicht betrachteten MOSFET des Brückenzeiges abgeschaltet. Der Strom kommutiert in die Inversdiode des hier betrachteten MOSFET. Der Dioden-Rückstrom

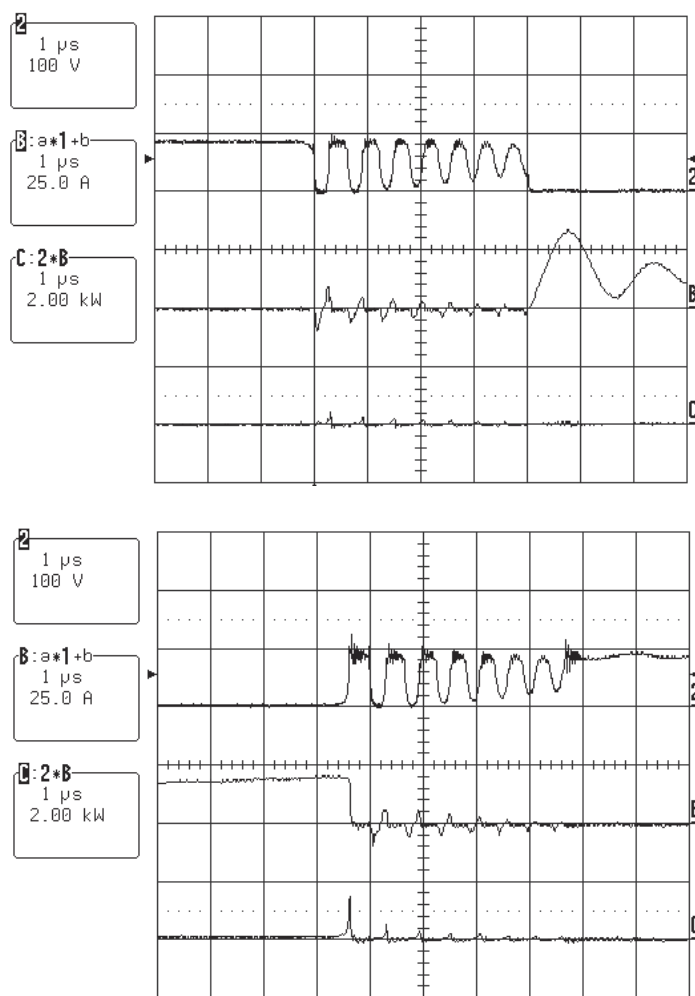


Abbildung 7.6: Einschaltvorgang (oben) und Ausschaltvorgang (unten) der MOSFETs im spannungsgespeisten Vollbrückenwandler;

$$U_1 = 85 \text{ V}, I_1 = 100 \text{ A}, U_2 = 660 \text{ V}, \text{ Kanal 2: } u_{DS,T_1}, \text{ Kanal B: } \frac{i_{T_1}}{8}, \text{ Kanal C: } p_{V,T_1} = u_{DS,T_1} \cdot \frac{i_{T_1}}{8}$$

der Inversdiode kommutiert wiederum in die Freilauf(Invers)-Diode des abschaltenden MOSFET, dessen Dioden-Rückstrom wiederum in die Inversdiode des hier betrachteten MOSFET usw. Dieses Verhalten zeigt sich u.a. auch deutlich durch die Spannung über dem MOSFETs, die Werte von $+U_1$ (Sperrern des MOSFET bzw. der Inversdiode) und 0 (Leiten des MOSFETs bzw. der Inversdiode) annimmt. In der Theorie sperren alle 4 MOSFETs, die Sperrspannung teilt sich entsprechend den Sperrwiderständen der Halbleiter auf, bei der symmetrischen Anordnung dementsprechend auf $\frac{U_1}{2}$.

Durch diese Kommutierungsvorgänge entstehen zusätzliche Leit- und Schaltverluste innerhalb des MOSFET, die sich mit der betrachteten Modellierungstiefe nicht analytisch bestimmen lassen. Anhand der Oszillogramme lässt sich jedoch abschätzen, dass die zusätzlichen Schaltverluste einen deutlich geringeren Anteil an den Gesamtverlusten haben, als die Verluste, die während des eigentlichen Schaltvorganges im MOSFET auftreten.

Die Abbildung 7.7 zeigt zusätzlich zum Schaltverhalten der MOSFETs das Kommutierungsverhalten der sekundärseitigen Gleichrichterdiode.

Die Oszillationen des Transformatorstromes - hervorgerufen durch die MOSFETs - treten auch im Strom der Gleichrichterdiode auf. Zum Zeitpunkt $t = 1,5\mu\text{s}$ wird der Transformatorstrom abgeschaltet, der Freilauf des Ausgangsstromes durch die Gleichrichterdiode beginnt (Abb. 7.7 oben). Aufgrund von Unsymmetrien im Aufbau und Bauteiltoleranzen teilt sich der Strom nicht gleichmäßig auf alle Gleichrichterdiode auf. Der Strom der betrachteten Gleichrichterdiode sinkt nahezu auf Null ab. Die Diode ist zunächst aber nicht ausgeschaltet, sie nimmt noch keine Sperrspannung auf.

Bei $t = 6\mu\text{s}$ schaltet die Gleichrichterdiode ab, es fließt ein Rückstrom und die Diode nimmt Sperrspannung auf. Die Sperrspannung schwingt mit gleicher Frequenz wie der Transformator- bzw. Ventilstrom, jedoch um 90° phasenverschoben.

Das untere Oszillogramm in Abb. 7.7 zeigt das Abschalten des MOSFET (wie auch in Abb. 7.6 unten, jedoch in höherer Auflösung und zusätzlich mit Spannung und Strom der Gleichrichterdiode). Der Strom des Transformators wird zu Null, der Ausgangsstrom fließt im Freilauf über die Dioden des Gleichrichters. Kanal A (i_{rec}) und Kanal 4 ($u_{KA_{rec}}$) zeigen die Strom- und Spannungsverläufe an einer Gleichrichterdiode. Aufgrund der vorhandenen Unsymmetrien innerhalb der Gleichrichterbrücke teilt sich der abfallende Transformatorstrom nicht wie theoretisch erwartet sofort auf die parallelen Zweige der Gleichrichterdiode auf, sondern fließt zunächst noch in der hier nicht betrachteten Diode im benachbarten parallelen Zweig voll weiter. An der betrachteten Diode liegt daher zunächst noch die volle Sperrspannung an. Die Sperrschichtkapazitäten der Gleichrichterdiode müssen umgeladen werden. Erst nachdem die Sperrspannung auf Null gesunken ist ($t = 350\text{ ns}$), beginnt die betrachtete Gleichrichterdiode zu leiten.

Der Effekt der unsymmetrischen Aufteilung der Ströme und Spannungen an der Gleichrichterbrücke wird zusätzlich zu den vorhandenen Bauteilstreuungen bei den Dioden sehr stark durch Bauteilstreuungen bei der Beschaltung für die Symmetrierung der hintereinandergeschalteten Dioden verstärkt. Die für die dynamische Symmetrierung parallelgeschalteten Kapazitäten wirken sich dabei stark auf das $\frac{du}{dt}$ sowie die Resonanzen der parasitären Schwingkreise aus; die für die statische Symmetrierung parallelgeschalteten ohmschen Widerstände führen insbesondere zu der ungleichmäßigen Aufteilung der Ströme innerhalb der Gleichrichterbrücke. Diese Effekte konnten durch Simulationen in Simplorer[®] nachgebildet werden. Trotz eines optimierten symmetrischen Aufbaus ergibt sich damit eine ungleichmäßige Verlustleistungsaufteilung und unsymmetrische Belastung insbesondere der Gleichrichterdiode.

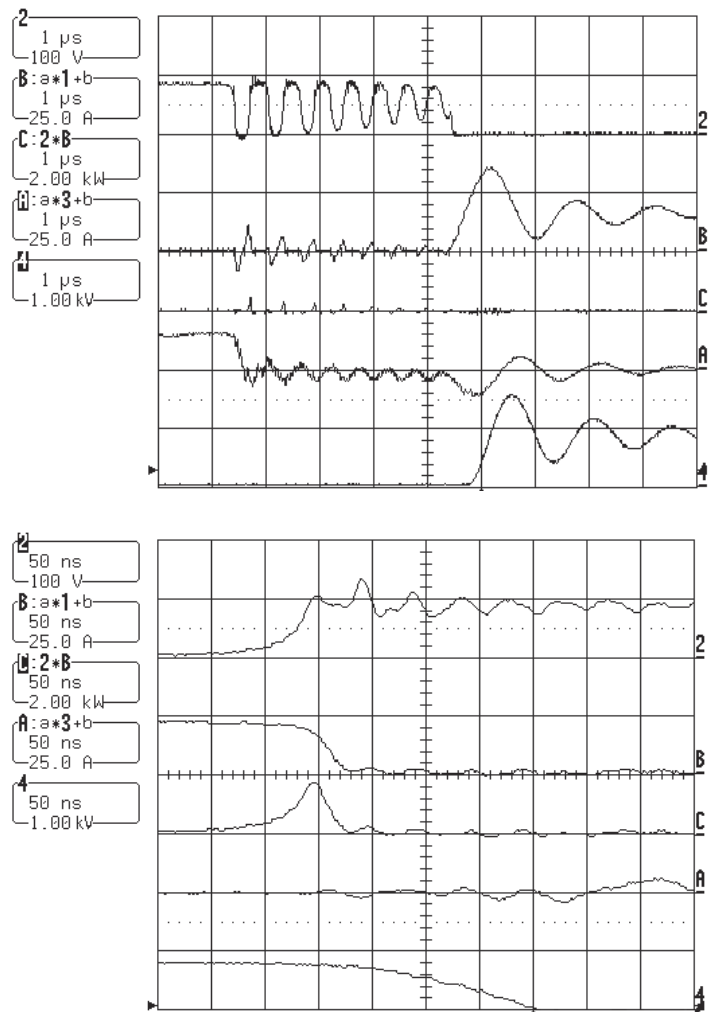


Abbildung 7.7: Abkommutieren (oben) und Aufkommutieren (unten) des Stromes der Gleichrichterdiolen im spannungsgespeisten Vollbrückenwandler;

$U_1 = 85 \text{ V}$, $I_1 = 100 \text{ A}$, $U_2 = 660 \text{ V}$, Kanal 2: u_{DS,T_1} , Kanal B: $\frac{i_{T_1}}{8}$, Kanal C: p_{V,T_1} , Kanal A: i_{rec} , Kanal 4: $u_{KA,rec}$

Abbildung 7.8 zeigt den typischen verlustbehafteten Ausschaltvorgang eines MOSFET innerhalb des Laboraufbaus des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers. Gegenüber dem in der analytischen Herleitung angenommenen harten Schaltvorgang handelt es sich um einen entlasteten Schaltvorgang. Der weiche Schaltvorgang wird zum einen durch die innerhalb der Schaltung befindlichen parasitären Induktivitäten und Kapazitäten, zum anderen durch die inneren Kapazitäten des MOSFET [9] hervorgerufen. Die Schaltverluste hängen desweiteren stark von den Stromsteilheiten ab, die über die Ansteuerung resp. den Gatevorwiderstand vorgegeben werden.

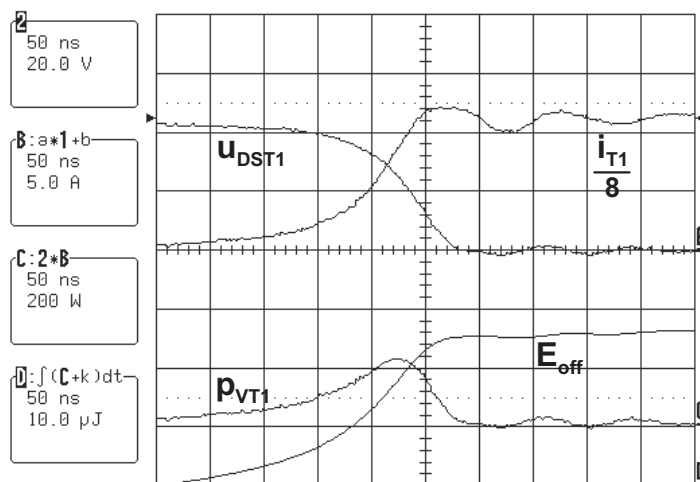


Abbildung 7.8: Ausschaltvorgang eines MOSFET; Zeitverläufe

Kanal 2: $u_{DS,T1}$, Kanal B: $\frac{i_{T1}}{8}$, Kanal C: $p_{V,T1}$, Kanal D: E_{off} .

Der theoretische Ansatz, ein harter Schaltvorgang, ergäbe bei vergleichbaren Kommutierungszeiten (Stromfallzeit $t_f = 75 \text{ ns}$, Spannungsanstiegszeit $t_r = 75 \text{ ns}$, angenommene Streuinduktivität des Kommutierungskreises von $L_k = 20 \text{ nH}$) in diesem Fall nach Gleichung (3.3) eine Schaltverlustenergie von:

$$E_{off} = 38,34 \mu\text{J}$$

Die gemessene Schaltverlustenergie beträgt hier $E_{off} = 26 \mu\text{J}$.

Die Genauigkeit der Rogowski Stromzangen wird mit 2% angegeben, die der Differenzastköpfe mit 3%. Die Grundgenauigkeit des Oszilloskops beträgt für jeden Kanal 1%. Eine Abschätzung des Meßfehlers der Schaltverlustenergie ergibt mit den Gesetzen der Fehlerfortpflanzung (Umwandlung der Strommessung in Spannungen, Teilen der Spannung mit dem Differenzastkopf und anschließende Multiplikation der Strom- und Spannungsmesswerte für die Verlustleistung) damit eine maximale Abweichung in der Größenordnung von 7%. Der gemessene Wert für die Schaltverlustenergie liegt damit auch unter Berücksichtigung des maximalen Fehlers deutlich unterhalb des theoretischen Wertes. Der verfolgte theoretische Ansatz stellt damit eine konservative Abschätzung der Verlustleistung dar.

Da in der Realität sehr viele Faktoren das Schaltverhalten beeinflussen, kann eine genaue Bestimmung der Schaltverlustenergien erst anhand eines Prototypen sicher er-

folgen. Auch ein einfacher Testaufbau (z.B. Tiefsetzstellerschaltung im Doppelpulsbetrieb) kann im Vorfeld nur begrenzt nutzbare Ergebnisse liefern. So ist das Kommutierungsverhalten zwischen den MOSFETs auf der Primärseite zu den Gleichrichterdiolen auf der Sekundärseite beispielsweise von der schwer vereinfacht nachzubildenden Verkopplung der Ströme und Spannungen über den Transformator abhängig.

7.3.4 Stromgespeicher Vollbrückenwandler

Stromgespeicher Vollbrückenwandler mit externer Clampingenergieerückführung

Charakteristische Stromverläufe des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit externer Rückführung der Clampingenergie zeigt Abb. 7.9. Die Clamping-Spannung wird dabei auf einen Wert von $U_{Cl} = 250 \text{ V}$ konstant gehalten.

Im oberen Oszillogramm zeigt Kanal A den Primärstrom des Transformators i_{pri} , Kanal B zeigt den Strom $\frac{i_{Cl}}{4}$ durch eine der parallelgeschalteten schnellen Clamping-Dioden, Kanal C zeigt den eingangsseitigen Strom i_1 (ohne Gleichanteil).

Ist der Eingangsstrom minimal, kommutiert der Strom von den beiden abgeschalteten diagonalen Transistoren in die Clamping-Einheit (Kanal B) und in den Transformator. Die Clamping-Diode weist nur einen geringen Rückstrom auf, es werden durch das Abschalten der Diode keine signifikanten Schwingungen angeregt. Ist der Eingangsstrom maximal, kommutiert der Transformatorstrom ab. Dem Primärstrom des Transformators überlagert sich zu diesem Zeitpunkt die Rückstromspitze der sekundärseitigen Gleichrichterdiolen, verstärkt mit dem Wicklungsverhältnis des Transformators. Die Stromverläufe sind überwiegend gut geglättet, lediglich während der Kommutierungsvorgänge treten Störungen durch Strom- bzw. Spannungsflanken auf. Aufgrund der verhältnismäßig hohen Kommutierungsspannung von $U_{Cl} = 250 \text{ V}$ erfolgt ein schnelles Kommutieren des Stromes in den Transformator, die Leistung, die in die Clamping-Beschaltung abfließt, bleibt damit gering.

In Abb. 7.9, unten, sind die charakteristischen Ventilströme und -spannungen gezeigt (B: MOSFET-Strom, 2: MOSFET Drain-Source-Spannung, A: Strom Gleichrichterdiode, 4: Gleichrichterdiode Kathoden-Anoden-Spannung). In der Speicherphase (vgl. Abschnitt 6.2.2) sind alle MOSFETs der Eingangsbrücke leitend, der Eingangsstrom teilt sich entsprechend auf alle Transistoren auf, der Ventilstrom entspricht dem halben Eingangsstrom. In der Übertragungsphase führen die Ventile den vollen Eingangsstrom. Während des Clampingvorganges sperrt der MOSFET gegen die Clamping-Spannung, im weiteren Verlauf gegen die durch das Wicklungsverhältnis geteilte Ausgangsspannung. Die Spannung der Gleichrichterdiolen steigt auch während der Kommutierung nicht signifikant über den Wert der Ausgangsspannung von 650 V an.

Abbildung 7.10 zeigt Kommutierungsvorgänge des stromgespeisten Vollbrückenwandlers im Detail. Das obere Oszillogramm zeigt Strom (Kanal B), Spannung (Kanal 4) und Verlustleistung (Kanal C) an der Clampingdiode sowie den Primärstrom des Transformators (Kanal A) und die Primärspannung am Transformator (Kanal 2). Mit dem

Abschalten zweier diagonalen Transistoren kommutiert der Strom in die Clamping-Diode und den Transformator. Der Anstieg des Transformators wird durch die konstante Spannung, die über der Streuinduktivität abfällt begrenzt. Aus der Steilheit des Stromes lässt sich damit die Streuinduktivität L_σ des Transformators bestimmen (vgl. Ersatzschaltbild, Abb. 6.25):

$$L_\sigma = \left(U_{cl} - \frac{U_2}{n} \right) \frac{dt}{di_{pri}} = \left(250 \text{ V} - \frac{650 \text{ V}}{3,25} \right) \frac{1 \mu\text{s}}{200 \text{ A}} = 0,25 \mu\text{H}$$

Die Clampingdiode schaltet ohne Rückstrom ab. Neben der verwendeten schnellen Diode führt die geringe Steigung des Clampingstromes zu diesem verlustfreien Schaltvorgang.

Das untere Oszillogramm in Abb. 7.10 zeigt den Abschaltvorgang eines MOSFET der Vollbrücke sowie das Aufkommutieren einer Gleichrichterdiode. Nach dem Schaltvorgang sperrt der MOSFET gegen die Spannung des Clampingkreises. Der Abschaltvorgang des MOSFET erfolgt dabei nicht hart, sondern schaltentlastet aufgrund der parasitären Ausgangskapazität des MOSFET. Die gemessene Schaltverlustleistung ist gering, sie lässt sich aufgrund parasitärer Schwingungen nicht exakt dem Halbleiter zuordnen.

Das Einschalten der Gleichrichterdiode erfolgt verlustlos. Vor dem Schaltvorgang sperren alle Gleichrichterdioden, die zu sperrende Ausgangsspannung teilt sich entsprechend der Sperrwiderstände auf die einzelnen Dioden der Brücke auf. Aufgrund von Bauteiltoleranzen beträgt die Sperrspannung der betrachteten Diode weniger als die halbe Ausgangsspannung. Die Stromanstiegsgeschwindigkeit in der aufkommutierenden Diode entspricht dem Stromanstieg der Sekundärseite des Transformators ($n \cdot \frac{di_{pri}}{dt}$).

Abbildung 7.11 zeigt den Kommutierungsvorgang von der Übertragungsphase in die Speicherphase (vgl. Abschnitt 6.2.2): Einschalten eines MOSFET und das Abschalten einer Gleichrichterdiode in unterschiedlichen zeitlichen Auflösungen. Die Stromänderung an MOSFET und Diode wird durch die Streuinduktivität des Transformators soweit begrenzt, dass der Einschaltvorgang des MOSFET (bei $t = 0,3 \mu\text{s}$ oberes Oszillogramm bzw. $t = 0,15 \mu\text{s}$ unteres Oszillogramm) nahezu verlustlos erfolgt. In der Gleichrichterdiode fließt trotz des reduzierten $\frac{di}{dt}$ ein hoher Rückstrom beim Schalten, der zu einer hohen Schaltverlustleistung führt (in Kanal A aus Gründen der Darstellbarkeit negativ aufgetragen). Der Abschaltvorgang der Gleichrichterdiode führt zu einer Anregung des parasitären Schwingkreises aus Diodenkapazität und parasitären Transformator-Elementen, was zu einem periodischen Wiederein- und -ausschalten der Gleichrichterdiode und damit zu erhöhten Schaltverlusten führt. Etwa $1 \mu\text{s}$ nach dem Einschalten des MOSFET sind die resonanten Vorgänge weitgehend abgeschlossen, der Strom durch die Transistoren entspricht der Hälfte des Eingangstromes, die Ausgangsspannung teilt sich entsprechend der Sperrwiderstände auf die Gleichrichterdioden auf.

Aus den Oszillogrammen des Kommutierungsverhaltens wird deutlich, dass auch für den stromgespeisten Vollbrückenwandler eine exakte analytische Bestimmung der Schaltverlustenergien im Vorhinein aufgrund der vielen Einflussfaktoren des Schaltungsaufbaus, insbesondere der nur sehr aufwändig zu modellierenden parasitären Effekte, schwer möglich ist.

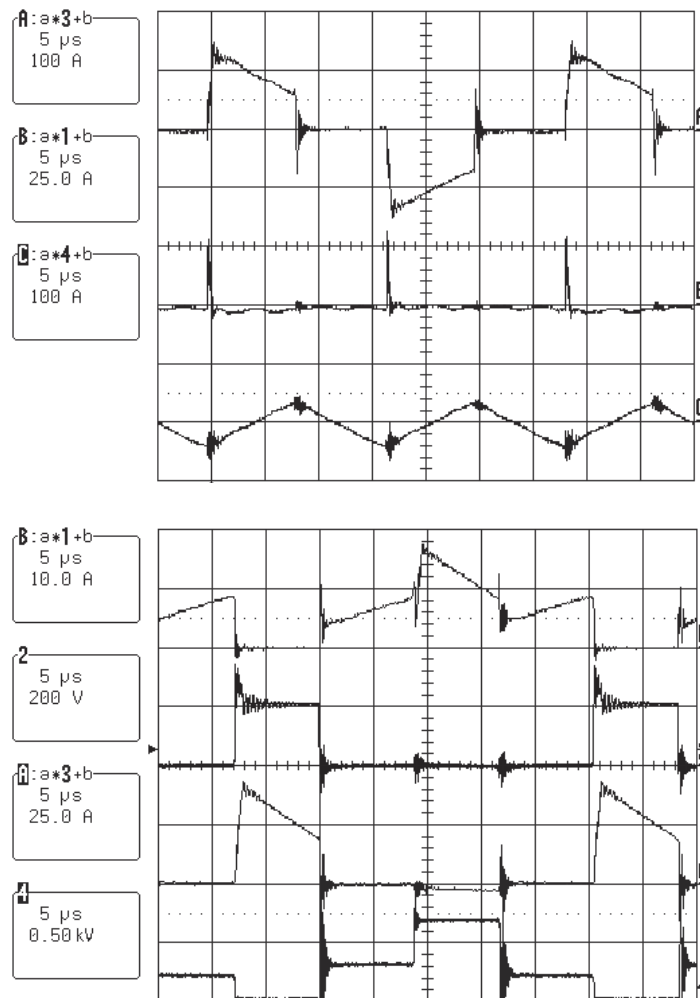


Abbildung 7.9: Zeitverläufe des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit externer Rückführung der Clampingenergie;

$$U_1 = 100 \text{ V}, I_1 = 100 \text{ V}, U_2 = 650 \text{ V}, U_{Cl} = 250 \text{ V}$$

Oben: Transformatorstrom, Clamping-Strom, Eingangsstrom (Kanal A: i_{pri} , Kanal B: $\frac{i_{Cl}}{4}$, Kanal C: i_1 (nur Wechselanteil)).

Unten: Ventilströme und -spannungen Kanal B: $\frac{i_{T1}}{8}$, Kanal 2: $u_{DS,T1}$, Kanal A: i_{rec} , Kanal 4: $u_{KA,rec}$
Technische Daten des Wandlers siehe Abschnitt 7.3.1.

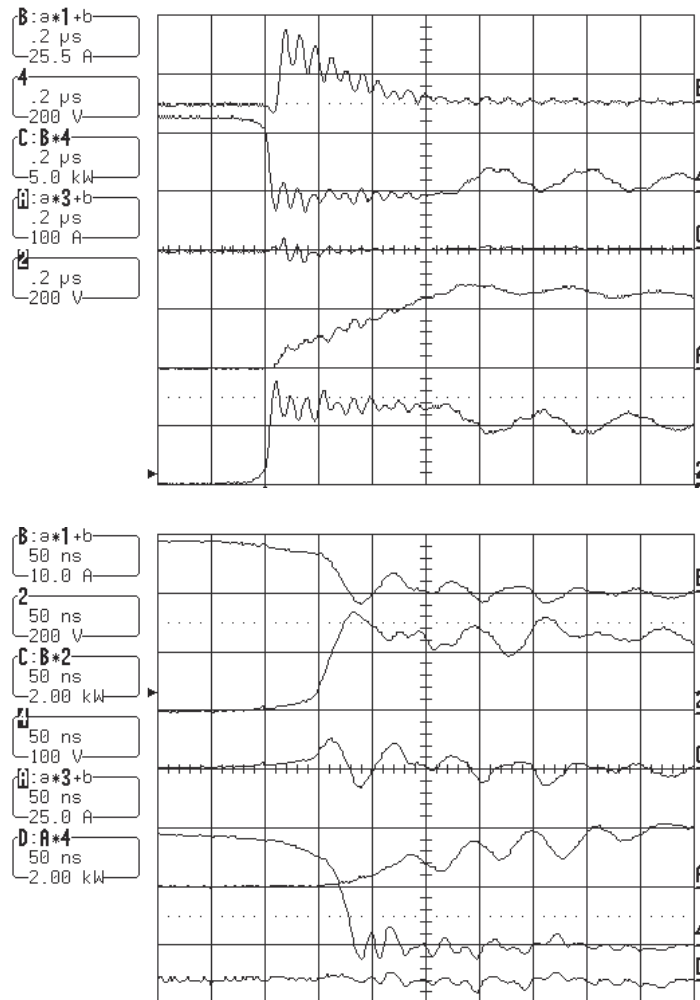


Abbildung 7.10: Kommutierungsvorgang: Abschalten MOSFET, Aufkommutieren der Clamping-Diode und der Gleichrichterdiode;

$$U_1 = 100 \text{ V}, I_1 = 100 \text{ A}, U_2 = 650 \text{ V}, U_{Cl} = 250 \text{ V}$$

Oben: Strom, Spannung und Verlustleistung der Clampingdiode, primärseitige Ströme und Spannungen am Transformator Kanal B: $\frac{i_{Cl}}{4}$, Kanal 4: $u_{KA,Cl}$, Kanal C: $p_{V,Cl}$, Kanal A: i_{pri} , Kanal 2: u_{pri} .

Unten: Strom, Spannung und Verlustleistung am MOSFET, Strom, Spannung und Verlustleistung an der Gleichrichterdiode. Kanal B: $\frac{i_{T1}}{8}$, Kanal 2: $u_{DS,T1}$, Kanal C: $p_{V,T1}$, Kanal 4: $u_{KA,rec}$, Kanal A: $\frac{i_{rec}}{8}$, Kanal D: $p_{V,rec}$

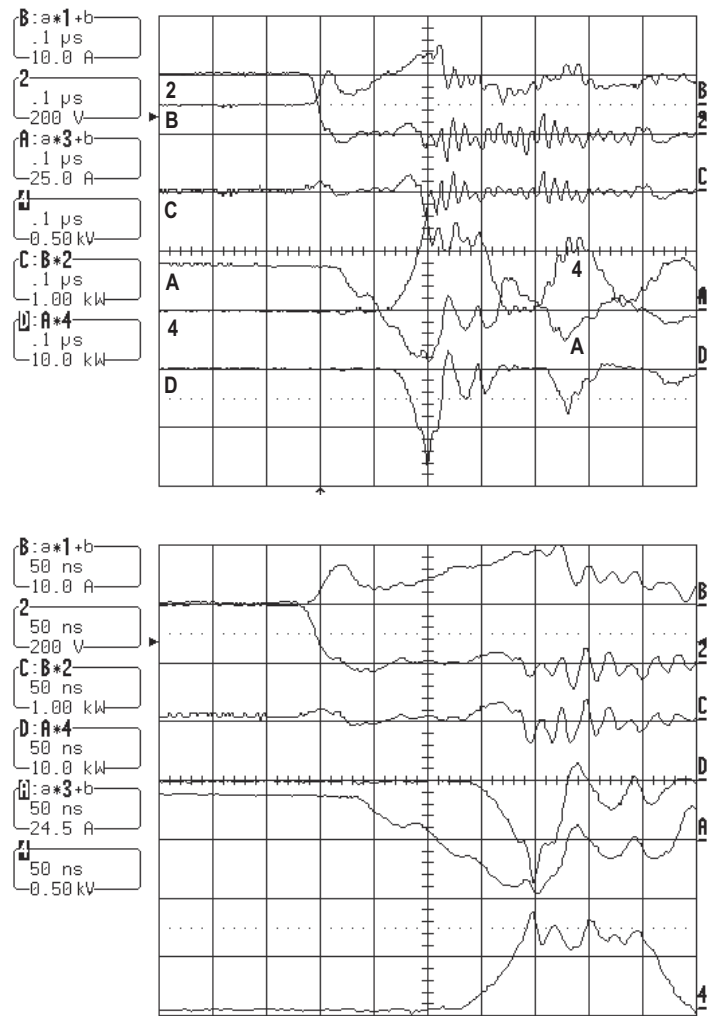


Abbildung 7.11: Kommutierungsvorgang: Einschalten MOSFET, Ausschalten Gleichrichterdiode, Ventilströme und -spannungen, unterschiedliche zeitliche Auflösung;

$U_1 = 100 \text{ V}$, $I_1 = 100 \text{ A}$, $U_2 = 650 \text{ V}$, $U_{Cl} = 250 \text{ V}$ Kanal B: $\frac{i_{T1}}{8}$, Kanal 2: $u_{DS,T1}$, Kanal A: i_{rec} , Kanal 4: $u_{KA,rec}$, Kanal C: $p_{V,T1}$, Kanal D: $p_{V,rec}$.

Stromgespeister Vollbrückenwandler mit interner Clampingenergie rückführung

Abbildung 7.12 zeigt charakteristische Strom- und Spannungsverläufe des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit interner Rückführung der Clampingenergie.

Kanal A zeigt den primärseitigen Transformatorstrom i_{pri} . Kanal B zeigt den Strom $\frac{i_{T_{Cl}}}{4}$ durch einen der parallelgeschalteten CoolMOSFET des Clampingkreises. Kanal 3 zeigt die Drain-Source Spannung von T_{Cl} , Kanal 2 zeigt die Gatespannung von T_{Cl} .

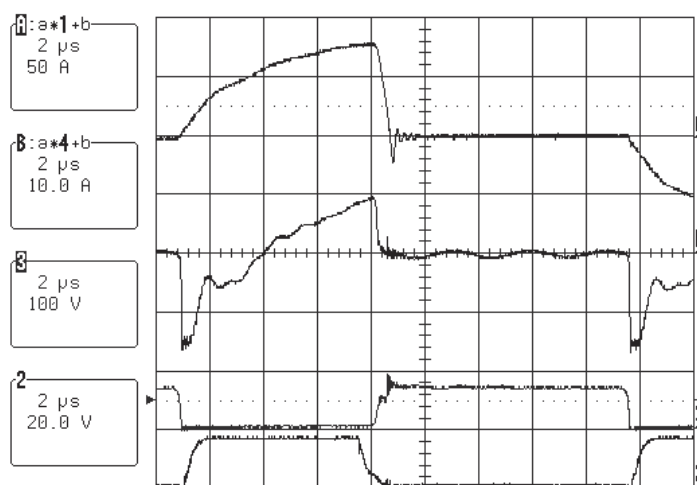


Abbildung 7.12: Zeitverläufe des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit interner Rückführung der Clampingenergie;

$U_1 = 31 \text{ V}$, $I_1 = 56 \text{ A}$, $U_2 = 195 \text{ V}$, $U_{Cl} = 65 \text{ V}$. Kanal A: i_{pri} , Kanal B: $\frac{i_{Cl}}{4}$, Kanal 3: $U_{DS,T_{Cl}}$, Kanal 2: $U_{GS,T_{Cl}}$.

Bei $t = 1 \mu\text{s}$ beginnt der Strom in den Transformator und in den Clampingkreis zu kommutieren. Der sinusförmige Verlauf des Transformatorstromes und des Stromes durch den Clamping-Transistor wird dabei durch die Widerstände und Induktivitäten im Clampingkreis, insbesondere durch L_σ und C_{Cl} hervorgerufen.

Zum Zeitpunkt $t = 2 \mu\text{s}$ steuert der Kanal des Clamping-Transistors auf (siehe die ansteigende Gatespannung in Kanal 2). Die Veränderung des Durchlassverhaltens zeigt sich durch ein leichtes Schwingen des Ventilstromes (Kanal B).

Zur Vermeidung negativer Effekte der Inversdioden erfolgt die Ansteuerung des Clamping-Transistors mit dem Modulationsverfahren entsprechend Gleichung (6.67), d.h. der Transistor wird für den gesamten zur Verfügung stehenden Zeitraum aufgesteuert, Totzeiten zur Vermeidung eines Kurzschlusses des Clamping-Kondensators sind eingefügt. Nach ca. $8 \mu\text{s}$ wird der Clampingvorgang beendet, im Transformatorstrom zeigt sich die Rückstromspitze der sekundärseitigen Gleichrichterdiode.

In Abbildung 7.13 sind die Ströme und Spannungen der Ventile auf der Niederspannungsseite des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit interner Clampingenergie rückführung gezeigt. Die Sperrspannung der Ventile in der Clamping-Beschaltung und in der

Brückenschaltung sperren gegen die sich je nach Betriebspunkt einstellende Clamping-Spannung. Die Schaltfrequenz des Clamping-Transistors ist dabei doppelt so hoch wie die der Brücken-Transistoren. Im Vergleich zum Vollbrückenwandler mit externer Rückführung der Clampingenergie (vgl. Abb. 7.9) ist der prinzipiell höhere Strom während des Clampingvorganges in den Brückentransistoren zu erkennen, er steigt auf Werte oberhalb des Eingangsstromes an.

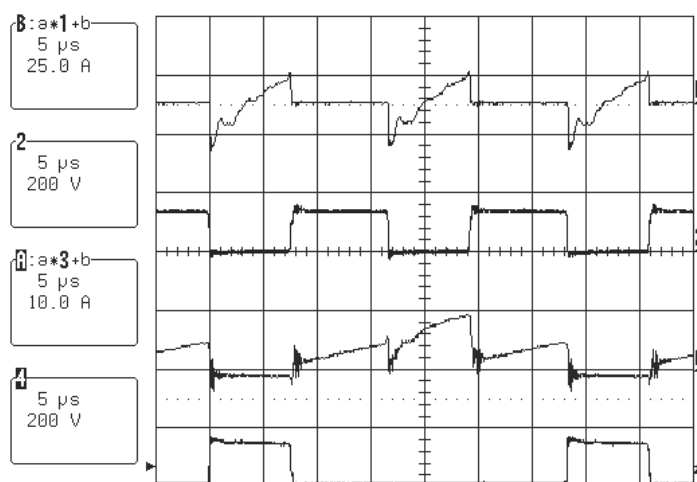


Abbildung 7.13: Ventilströme und -spannungen des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit interner Rückführung der Clampingenergie;

$U_1 = 65 \text{ V}$, $I_1 = 65 \text{ A}$, $U_2 = 430 \text{ V}$, $U_{Cl} = 140 \text{ V}$. Kanal B: $\frac{i_{Cl}}{4}$, Kanal 2: $u_{DS, T_{Cl}}$, Kanal A: $\frac{i_{T1}}{8}$, Kanal 4: $U_{DS, T1}$.

Auffallend sind die im Verhältnis zum spannungsgespeisten Vollbrückenwandler glatten Stromverläufe in beiden Schaltungsvarianten des stromgespeisten Vollbrückenwandlers. Obgleich der mechanische Aufbau und damit parasitäre Elemente zumindest in der selben Größenordnung liegen, werden parasitäre Schwingkreise kaum angeregt. Aufgrund der eingepprägten Ströme in der Vollbrücke neigt die Schaltung nicht zu Schwingungen. Dies wirkt sich positiv sowohl auf das Störverhalten als auch auf Durchlass- und Schaltverluste des stromgespeisten Vollbrückenwandlers aus.

7.3.5 Verhalten der MOSFET-Inversdiode in stromgespeisten Wandlern bei interner Rückführung der Clampingenergie

Das Kommutierungsverhalten zwischen Clamping-Kreis und Haupttransistor bei interner Rückführung der Clampingenergie (Transistor im Clamping-Kreis, vgl. Abschnitte 6.1.2 und 6.2.3) wird sehr stark von der Inversdiode des Clamping-MOSFET T_{Cl} beeinflusst bzw. beeinträchtigt [63]. Anhand der Kommutierung innerhalb des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität soll dieses im Folgenden exemplarisch erläutert werden. Die Kommutierung im stromgespeisten Vollbrückenwandler findet im Prinzip in gleicher Weise statt, die Ergebnisse lassen sich daher übertragen.

Abbildung 7.14 zeigt den Kommutierungskreis mit vereinfacht zusammengefasster Streuinduktivität L_σ (für die hier betrachtete Kommutierung im Querzweig liegend), Abbildung 7.15 zeigt Stromverläufe des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität und externer Rückführung der Clampingenergie. Die Clamping-Zeit t_{Cl} ist hier kürzer als die Ausschaltzeit des Haupttransistors ($T-t_{on}$) gewählt, wie anhand der Gatesignale für den Haupttransistor (Kanal 2) und den Clamping-Transistor (Kanal 3) erkennbar ist.

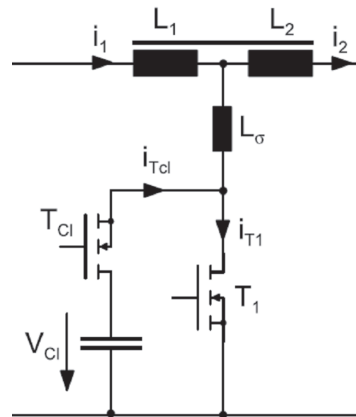


Abbildung 7.14: Kommutierungskreis beim Hochsetzsteller mit angezapfter Induktivität und interner Rückführung der Clampingenergie

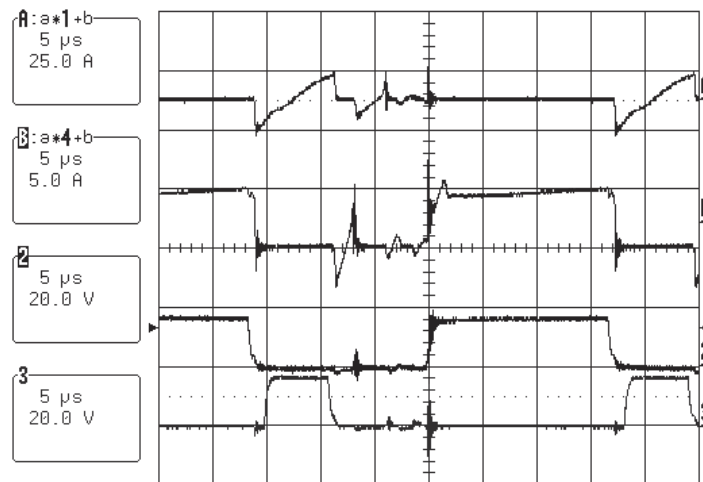


Abbildung 7.15: Nichtideale Kommutierung im Clamping-Kreis durch das Rückstromverhalten der MOSFET-Inversdiode

Kanal A: $\frac{i_{Cl}}{4}$, Kanal B: $\frac{i_{T1}}{12}$, Kanal 2: $u_{GS,T1}$, Kanal 3: $u_{GS,TCl}$

Im Zeitraum $15 \mu s < t < 25 \mu s$ (Zeitbasis $5 \mu s/div$) zeigen sowohl der Strom des Haupttransistors (Kanal B) als auch der Clampingstrom (Kanal A) nicht die zu erwartenden Ströme von 0 A. Im Folgenden werden diese zeitabhängigen Stromverläufe im Detail

erläutert, der Nullpunkt $t = 0 \mu\text{s}$ befinde sich auf der Ordinate des Oszillograms (Abb. 7.15) ganz am linken Rand:

Zum Zeitpunkt $t = 9 \mu\text{s}$ wird Transistor T_1 abgeschaltet (vgl. Kanal 2), der Strom kommutiert von T_1 in die Inversdiode von T_{C1} . Zum Zeitpunkt $t = 10 \mu\text{s}$ wird der Kanal von T_{C1} über eine positive Gatespannung aufgesteuert (vgl. Kanal 3). Ab $t = 13 \mu\text{s}$ beginnt der Clampingstrom i_{Cl} in positive Richtung von T_{C1} (von Drain nach Source) zu fließen.

Zum Zeitpunkt $t = 16 \mu\text{s}$ wird der Clamping-Transistor T_{C1} abgeschaltet, der Strom kommutiert in die Inversdiode von T_1 .

Bei $t = 18 \mu\text{s}$ schaltet der Rückstrom der Inversdiode von T_1 ab, der in die Inversdiode von T_{C1} kommutiert. Bei $t = 21 \mu\text{s}$ schaltet wiederum die Inversdiode von T_{C1} ab, der Strom kommutiert in die Inversdiode von T_1 . Dieses Hin- und Herkommutieren des Diodenrückstromes von einer in die andere Inversdiode wiederholt sich mit abklingender Amplitude, bis der Haupttransistor T_1 zum Zeitpunkt $t = 25 \mu\text{s}$ wieder eingeschaltet wird (vgl. Kanal 2).

Da während des Einschaltens von T_1 die Inversdiode von T_{C1} noch leitend ist, wird der Clamping-Kondensator C_{Cl} kurze Zeit kurzgeschlossen, was in der Spitze der Transistorströme i_{T_1} und i_{Cl} zu erkennen ist.

Die zum Zeitpunkt $t = 27 \mu\text{s}$ im Strom i_1 erkennbare Stromspitze ist die Rückstromspitze der sekundärseitigen Diode D_1 , die sich auf die Primärseite der Induktivität fortsetzt.

Der Unterschied dieser Kommutierung zu bekannten Kommutierungskreisen besteht darin, dass der Wert der Streuinduktivitäten so gering ist, dass der Strom durch die Streuinduktivitäten während der Kommutierung nicht als konstant angesehen werden kann, sondern seine Richtung ändert. Daher ist ein Hin- und Herschwingen des Stromes, also eine Kommutierung zwischen zwei Dioden möglich.

Theoretisch kommt der oben beschriebene Vorgang auch beim passiven Clamping mit externer Energierückgewinnung vor. Der Rückstrom bzw. die Sperrverzugsladung der dann eingesetzten Dioden ist dabei im Verhältnis so klein, dass eine Schwingung durch die vorhandenen parasitären Widerstände sehr schnell abgebaut wird.

Ein Parallelschalten einer schnellen Diode zur Inversdiode des MOSFET führt nicht zu einer Verbesserung des oben gezeigten Verhaltens. Aufgrund der relativ hohen Durchlassspannung der schnellen Diode im Verhältnis zur Inversdiode des MOSFET führt die schnelle parallelgeschaltete Diode nur einen äußerst geringen Anteil des Stromes. Die MOSFET-Inversdiode führt den überwiegenden Anteil des Stromes, die Sperrverzugsladung der Inversdiode muss beim Schalten weiterhin abgebaut werden, was wiederum zu dem hohen Rückwärtsstrom führt.

Die Darstellung der aus dem Betrieb der Laboraufbauten gewonnenen experimentellen Ergebnisse ist damit abgeschlossen und im Folgenden erfolgt eine eingehende Bewertung der unterschiedlichen Stromrichter in Bezug auf deren Eignung an Brennstoffzellen im stationären Einsatz. Dabei werden neben analytisch gewonnenen Bewertungsfaktoren auch Kriterien bezüglich des praktischen Betriebs mit herangezogen.

Kapitel 8

Bewertung der Stromrichtersysteme

Bewertungskriterien für leistungselektronische Systeme sind beispielsweise unterschiedliche technische Möglichkeiten, die die Systeme in der Anwendung bieten. Eine weitere wichtige Bewertungsgrundlage insbesondere bei Systemen, die eine vergleichbare technische „Performance“ bieten, sind die Kosten für das System. Ein großer Anteil der Kosten entfällt dabei auf die verwendeten Leistungshalbleiter.

Die technischen Möglichkeiten bzw. Mindesteigenschaften, die die vorgestellten Wechselrichtervarianten bieten, sind im Wesentlichen gleich, sie wandeln Gleichstrom aus der Brennstoffzelle in Netzwechselstrom um, bei gleichzeitiger Anpassung der unterschiedlichen Spannungsebenen. Ein wesentlicher Unterschied besteht in der galvanischen Trennung, die die transformatorischen DC/DC-Wandler im Gegensatz zu den transformatorlosen Wechselrichtersystemen bieten.

Im Folgenden werden Kriterien zur Kostenbewertung der unterschiedlichen Umrichtervarianten herausgearbeitet. Neben den Investitionskosten bzw. dem Bauaufwand eines Wechselrichtersystems ist die Energieeffizienz bzw. der Wirkungsgrad eines solchen Systems ein entscheidender Faktor. Ein höherer Bauaufwand kann dann wirtschaftlich sinnvoll sein, wenn aufgrund des höheren Systemwirkungsgrades durch Einsparung von Betriebsstoffen über die gesamte Lebensdauer des Systems die zusätzlichen Kosten aufgefangen werden.

Eine Vergleichbarkeit aller vorgestellten Systeme untereinander gestaltet sich schwierig, u.a. wegen unterschiedlicher Spannungsebenen der möglichen Brennstoffzellenstacks bzw. wegen der für die jeweiligen Wechselrichtersysteme sinnvoll einzusetzenden Halbleiter mit unterschiedlich hohen Sperrspannungen. CoolMOSFETs und IGBTs sind beispielsweise aufgrund der unterschiedlichen technologischen Möglichkeiten nicht direkt vergleichbar. Unterschiede wie beispielsweise die galvanische Trennung bei transformatorischen Wandlern erschweren ebenfalls eine gemeinsame Bewertung.

Daher erfolgt im ersten Schritt eine getrennte Bewertung der Wechselrichter, die mit IGBTs als Halbleiterschalter ausgestattet sind. Dies sind

- der Wechselrichter mit eingepprägter Spannung und vorgeschaltetem Hochsetzsteller (U-WR + HSS)

- der Wechselrichter mit eingepprägtem Strom (I-WR)
- der Z-Source-Wechselrichter (Z-Source-WR)

Die DC/DC-Wandler mit höheren Schaltfrequenzen und CoolMOSFETs als Halbleiterschalter:

- Hochsetzsteller mit angezapfter Induktivität
- Spannungsgespeister Vollbrückenwandler
- Stromgespeister Vollbrückenwandler

werden zunächst ebenfalls separat bewertet. Abschließend erfolgt eine gemeinsame Bewertung.

8.1 Vergleich der einstufigen DC/AC-Umrichter und zweistufigen DC/DC/AC-Umrichter mit IGBTs als Schalter

8.1.1 Halbleiterbauleistung

Die Kosten für Halbleiter steigen mit zunehmender Stromtragfähigkeit und zunehmender Spannungsfestigkeit in etwa linear. Dabei sind Halbleiter mit einer relativ kleinen Abstufung der Nennstrombelastbarkeit im allgemeinen erhältlich, während die Sperrspannung der Halbleiter nur sehr grob abgestuft ist. Dies hängt unter anderem von den Betriebsspannungen ab, an denen leistungselektronische Systeme arbeiten. Für IGBTs sind Typen mit 600 V Sperrspannung für Umrichter am europäischen 230 V-Einphasennetz und Typen mit einer Sperrspannung von 1200 V für dreiphasige 400 V-Netze am Markt etabliert. Die nächsthöhere Sperrspannung liegt bei 1700 V für Umrichtersysteme an 690 V-Netzspannung; es folgen 3,3 kV und mehr für Mittelspannungsanwendungen.

Während MOSFETs mit Sperrspannungen von 80 V üblicherweise für niedrige Betriebsspannungen etwa im Automotive-Bereich angewendet werden, so treten moderne Superjunction-MOSFETs mit Sperrspannungen bis zu 800 V in Konkurrenz zum IGBT für Schaltungen am einphasigen Netz.

Um die Wechselrichtervarianten zu vergleichen, die aufgrund der Spannungsbelastung der Halbleiter mit IGBTs und entsprechenden Freilaufdioden ausgestattet sein müssen, wird die Halbleiter-Bauleistung der Wechselrichtervarianten als Maß für den Bauteilaufwand bzw. als Bewertungsfaktor eingeführt und im Folgenden anhand einer Auslegung im mittleren Leistungsbereich analytisch bestimmt.

In dieser Untersuchung sind die Wechselrichtersysteme mit IGBTs: der Wechselrichter mit eingprägtem Strom, der Z-Source-Wechselrichter [74] und als vergleichbare Variante des DC/DC-Wandlers mit U-Wechselrichter wird der konventionelle Hochsetzsteller mit in die Untersuchung einbezogen [38].

Die Halbleiterbauleistung für IGBTs und Dioden ist dabei definiert wie folgt:

$$\begin{aligned} P_{IGBT} &= U_{CES} \cdot I_{C,nom} \\ P_{Diode} &= U_{CES} \cdot I_{F,nom} \end{aligned} \quad (8.1)$$

$I_{C,nom}$ bezeichnet dabei den im Datenblatt genannten Nennstrom des IGBT, $I_{F,nom}$ bezeichnet den zur Charakterisierung im Datenblatt angegebenen Wert des Diodennennstromes. V_{CES} ist die für den Betrieb des Halbleiters maximal zulässige Sperrspannung.

Die gesamte Bauleistung eines Wechselrichtersystems ist dabei die Summe der benötigten Bauleistungen von IGBT und Diode. Die Halbleiter sind dabei so ausgelegt, dass die maximale Sperrschichttemperatur im Dauerbetrieb nicht überschritten wird (technische Minimalauslegung, kostengünstigste Auslegung der Bauelemente bzgl. der Investitionskosten). Durch die unterschiedliche Gewichtung der IGBT-Bauleistung und der Diodenbauleistung wird im Folgenden der Einfluß unterschiedlicher Kosten für Dioden und IGBTs abgeschätzt. Die separate graphische und tabellarische Darstellung der IGBT- und Diodenbauleistungen für die Wechselrichter ermöglicht dabei eine differenziertere Betrachtung.

Interpolation der Halbleiterdaten

Eine optimale Auslegung der Wechselrichtersysteme erfordert eine feine Abstufung bezüglich der Strombelastbarkeit der einzusetzenden Halbleiter.

Eine Möglichkeit, eine feine Abstufung gleicher Leistungshalbleiter zu erhalten, ist die Betrachtung einzelner Halbleiterchips, die - wie in kommerziellen Modulen - entsprechend der Stromanforderungen parallelgeschaltet werden. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, die Daten kommerziell erhältlicher Module eines Typs mit verhältnismäßig großer Leistungsabstufung als Referenzwerte zu wählen und zwischen den Werten zu interpolieren bzw. Werte zu extrapolieren. Aufgrund der für den Anwender im allgemeinen leicht zugänglichen Daten der Halbleitermodule wird in dieser Arbeit die letztgenannte Variante angewandt.

Die zweite Variable der definierten Bauleistung ist die Sperrspannung der verwendeten Halbleiter. Da eine feinere Abstufung als die durch die Leistungshalbleiterhersteller vorgegebenen für den Anwender technisch nicht möglich ist, wird auf eine verfeinerte Abstufung der Sperrspannungen zur Bestimmung der optimalen Halbleiterauslegung verzichtet. Desweiteren liegen die Anforderungen an die Sperrfähigkeit der Halbleiter bei den betrachteten Umrichtersystemen innerhalb eng umgrenzter Bereiche, die letztendlich von der Höhe der Netzspannung vorgegeben werden.

Tabelle 8.1 zeigt die für die optimale Halbleiterauslegung benötigten Datenblattangaben verschiedener Eupec IGBT-Module des Typs BSMxxGB120DLC mit nominellen

Nennströmen von $I_{C, nom} = \mathbf{xx} = 35 \dots 200$ A. Anhand der Referenzwerte werden Werte für

- die Schaltverlustenergien $E_{ON}(I_{C, vir})$, $E_{OFF}(I_{C, vir})$ und $E_{rec}(I_{F, vir})$,
- die Kenndaten für die Durchlasskennlinien (vgl. Abb. 3.3) $V_{CE,0}$ und $r_{CE}(I_{C, vir})$ bzw. $V_{F,0}$ und $r_F(I_{F, vir})$
- und den thermischen Widerstand zwischen Chip und Gehäuse $R_{thjc}(I_{C, vir})$ bzw. $R_{thjc}(I_{F, vir})$

eines *virtuellen Leistungsmoduls* mit dem nominellen Nennstrom $I_{C, vir}$ interpoliert.

Kollektor-Nennstrom $I_{C, nom}$ [A]	15	25	35	50	75	100	150	200	300
Sperrspannung U_{CEN} [V]	1200	1200	1200	1200	1200	1200	1200	1200	1200
Einschaltverlustenergie E_{ON} [mJ]	2	3,3	4,5	6,4	7,5	10	17	22	35
Ausschaltverlustenergie E_{OFF} [mJ]	1,5	2,9	4,3	6,2	9	12	18	23	36
IGBT-Schwellenspannung $V_{CE,0}$ [V]	1,25	1,25	1,25	1,25	1,25	1,25	1,25	1,25	1,25
diff. Widerstand IGBT r_{CE} [m Ω]	75	44	33	23	15	11,5	7,5	6	3,6
Wärmeübergangswiderstand $R_{thjc, IGBT}$ [K/W]	0,86	0,6	0,4	0,27	0,18	0,16	0,1	0,08	0,05
Diodenschaltverluste E_{rec} [mJ]	1,3	2,2	2,8	4	6,2	9	10	14	21
Dioden-Schwellenspannung $V_{F,0}$ [V]	1	1	1	1	1	1	1	1	1
diff. Widerstand Diode r_F [m Ω]	45	28	20	14	9,6	7	4,4	3,5	2,5
Wärmeübergangswiderstand $R_{thjc, Diode}$ [K/W]	1,5	1	0,7	0,6	0,5	0,3	0,25	0,18	0,13

Tabelle 8.1: Daten der eupec-IGBT-Reihe BSMxxGB120DLC

Methodik der optimalen Halbleiterauslegung

Das Umrichtersystem ist dann optimal ausgelegt, wenn der Betrieb mit einem möglichst geringen Kosten- bzw. Bauteilaufwand dauerhaft gewährleistet ist. Der begrenzende Faktor für die Leistungshalter ist dabei deren maximale thermische Belastbarkeit. Durchlass- und Schaltverluste am Halbleiter erzeugen Wärme, die über Kühlsysteme abgeführt werden muss. Die Sperrschichttemperatur des Halbleiters darf im Betrieb dabei üblicherweise die Temperatur von $T_j = 150^\circ\text{C}$ nicht übersteigen. Der thermische Widerstand zwischen Chip und Kühlsystem ist aufgrund der begrenzten Fläche des Halbleiterchips begrenzt, daher lässt sich dieser bei zu starker Verlustleistung, die im Chip umgesetzt wird, auch mit aufwändigen Kühlsystemen nicht ausreichend kühlen. Es müssen Halbleiterchips mit größerer Fläche oder mehrere parallelgeschaltete Chips entsprechend einer höheren Strombelastbarkeit eingesetzt werden.

Die optimale Auslegung der Halbleiter für die betrachteten Umrichtervarianten erfolgt derart, dass die Sperrschichttemperaturen der Halbleiter basierend auf den analytischen Berechnungsverfahren für die Halbleiterverluste (vgl. Abschnitte 5.1, 5.2 und

5.3) bestimmt werden. Berechnungsgrundlage sind zum einen die in Tabelle 8.2 gezeigten Randbedingungen und die auf den Daten aus Tabelle 8.1 beruhenden interpolierten Halbleiterkennwerten der Eupec[®] IGBT-Reihe BSM $\times\times$ GB120DLC.

Die Bestimmung der optimalen Auslegung erfolgt mittels eines rekursiven Berechnungsverfahrens mit dem Ziel, dass in dem Arbeitspunkt des Wechselrichters, in dem das Maximum der Halbleiterverlustleistung auftritt, jeder eingesetzte Halbleiter die Sperrschichttemperatur von $T_j = 125^\circ\text{C}$ erreicht. Ist dies erreicht, ist die eingesetzte Anzahl an Halbleitern minimal. Abb. 8.1 zeigt anschaulich das Schema zur rekursiven Berechnung der optimalen Halbleiterauslegung. Ausgehend von einer beliebigen Halbleiterauslegung werden unter Einbeziehung der Randbedingungen und der entsprechenden Halbleiterdaten die Sperrschichttemperaturen ermittelt. Sind diese zu hoch bzw. zu niedrig, wird im nächsten Berechnungsschritt der nächst größere bzw. nächst kleinere interpolierte Halbleiter mit dem Nennstrom $I_{C, \text{vir}}$ gewählt.

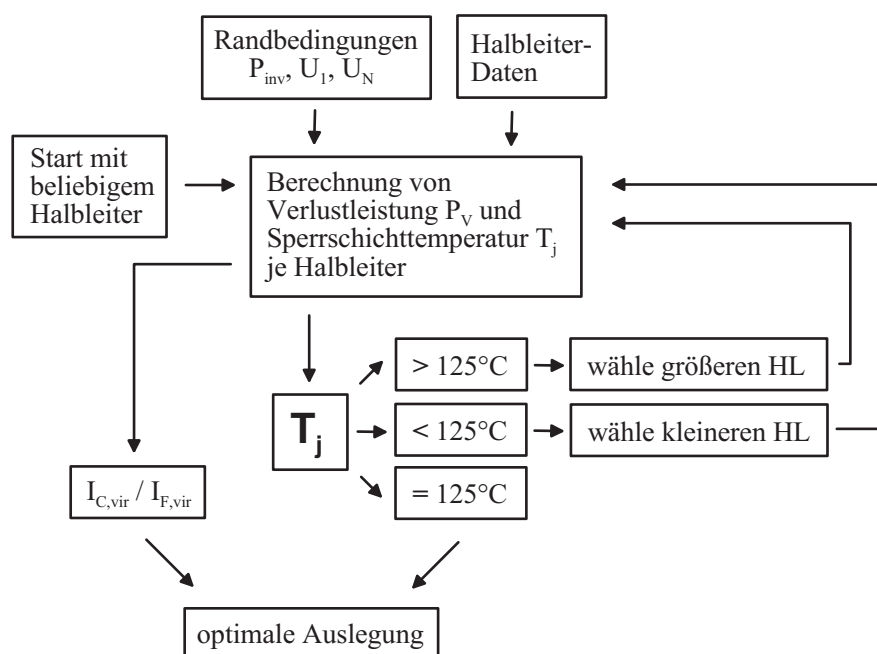


Abbildung 8.1: Schema des rekursiven Berechnungsverfahrens zur optimalen Bauteil-auslegung, Randbedingung: Modul-Gäusetemperatur $T_C = 90^\circ\text{C}$

Um die Wärmeabfuhr der Verlustleistung zu berücksichtigen, wird für die Gehäusetemperatur der virtuellen Halbleitermodule eine gemeinsame Temperatur von $T_C = 90^\circ\text{C}$ angenommen. Damit wird nur der Wärmeübergangswiderstand vom Halbleiterchip zum Gehäuse R_{thjc} ausgewertet und die Verwendung des stark von Modulaufbau, der Modulgröße und der Modul-Montage abhängigen Wärmeübergangswiderstandes vom Gehäuse zum Kühlkörper R_{thch} vermieden.

Die Berechnung erfolgt dabei für jeden Halbleiter einzeln: 6 IGBTs und 6 antiparallele Dioden für den Wechselrichter mit eingepprägter Spannung, 1 IGBT und 1 Diode für den Hochsetzsteller, 6 IGBTs und 6 Seriendioden für den Wechselrichter mit eingepprägtem Strom und 6 IGBTs, 6 antiparallele Dioden und 1 Zwischenkreisdioden für den Z-Source

Wechselrichter. Durch die Interpolation der Halbleiterkennwerte ergeben sich dabei Bauteilauslegungen, die nicht kommerziell erhältlichen Modulen entsprechen können.

Um eine gute Vergleichbarkeit der unterschiedlichen Wechselrichtersysteme zu gewährleisten wird angenommen, dass für alle Dioden die gleichen Daten zugrunde liegen, also auch für die Seriendioden des I-Wechselrichters, die Diode des Hochsetzstellers und die Zwischenkreis-Diode des Z-Source-Wechselrichters, Dioden mit den Daten der Freilaufdioden aus den IGBT-Datenblättern verwendet werden.

Die Ergebnisse der optimalen Auslegung werden unter Berücksichtigung der im Folgenden gezeigten Randbedingungen auf den Seiten 132 ff. als Halbleiterbauleistung, bezogen auf die Bemessungsleistung der Wechselrichter dargestellt.

Randbedingungen für die Bemessung der Wechselrichtersysteme im betrachteten Leistungsbereich

Neben den Datenblattangaben der Halbleiter müssen weitere Randbedingungen für den Dimensionierungsprozess der Wechselrichter einbezogen werden.

Eine Übersicht über die elektrischen Betriebsbedingungen zeigt Tabelle 8.2.

Die Nennleistung des Wechselrichters ist derart gewählt, dass die Wechselrichtersysteme innerhalb des betrachteten Leistungsbereiches liegen und zusätzlich die errechneten Bauleistungswerte möglichst mit interpolierten, nicht mit extrapolierten Werten der Halbleiter berechnet werden, um eine sichere Aussagekraft der Ergebnisse zu gewährleisten.

Wechselrichter-nennleistung	Brennstoffzellen-kennlinie	Netzspannung	Netz-leistungsfaktor	Schaltfrequenz
$P_{inv} = 35 \text{ kW}$	$U_{BZ}(j)$ nach Abb. 2.2	$U_N = 400 \text{ V}$ +10% / - 15%	$\cos(\varphi) = 1$	$f_s = 5 \text{ kHz}$

Tabelle 8.2: Betriebsbedingungen für Bauleistungsvergleich I-Wechselrichter, U-Wechselrichter mit Hochsetzsteller und Z-Source-Wechselrichter

Als Eingangsquelle dient ein Brennstoffzellenstack auf Basis der Brennstoffzellenkennlinie aus Abb. 2.2. Die Nennspannung des Brennstoffzellenstacks sei dabei durch beliebig viele in Reihe schaltbare Brennstoffzellen variabel, der Nennstrom des Brennstoffzellenstacks sei durch eine beliebige Zellfläche A ebenfalls variabel wählbar ($I_{BZ} [\text{A}] = A [\text{m}^2] \cdot J [\frac{\text{A}}{\text{m}^2}]$). Die Nenn-Ausgangsleistung des Brennstoffzellenstacks ist dabei konstant und entspricht der Nennleistung des Wechselrichters P_{inv} .

Die Sperrspannung der Halbleiter beträgt für alle Halbleiter $U_{CES} = 1200 \text{ V}$. Die Ventile des U-Wechselrichters kommutieren ebenso wie die Ventile des Hochsetzstellers gegen die Zwischenkreisspannung, die über den gesamten Betriebsbereich mit $U_{ZK} = \text{const.} = 750 \text{ V}$ angenommen ist. Die Ventile des Wechselrichters mit eingepägtem Strom kommutieren gegen die Spannung der netzseitigen Filterkapazitäten

mit dem Wert $\hat{u}_C \approx \hat{u}_N$. Unter Berücksichtigung von Kommutierungsüberspannungen und eventuellen Überspannungen des schwingungsfähigen C-L-Filters des I-Wechselrichters ist die Wahl der Halbleitersperrspannung bei einer Nennspannung des Netzes von $u_N = 400 \text{ V}$ für die betrachteten Umrichter praxisnah, auch wenn sich theoretisch unterschiedliche Kommutierungsspannungen bei U- und I-Wechselrichter ergeben. Die Sperrspannung der Ventile des Z-Source-Wechselrichters richtet sich nach dem Aussteuergrad des Wechselrichters. Dieser wird bezüglich der Sperrspannung der Leistungshalbleiter entsprechend begrenzt (s.u.). Die in den Berechnungen zugrundegelegte Schaltfrequenz beträgt $f_S = 5 \text{ kHz}$.

Der Wechselrichter mit eingepprägter Spannung mit in Serie geschaltetem Hochsetzsteller wird mit konstanter Zwischenkreisspannung betrieben. Der Hochsetzsteller passt dabei die variable Brennstoffzellenspannung an, während der U-Wechselrichter Netzspannungsschwankungen ausgleicht, die gemäß DIN EN 50160 mit $U_N = 400 \text{ V} + 10\% / -15\%$ [81] angenommen werden. Die Halbleiterverluste des U-Wechselrichters haben bei niedriger Netzspannung ihr Maximum, da bei konstanter übertragener Leistung der Strom entsprechend steigt. Die Bestimmung der optimalen Bauteilauslegung erfolgt daher für eine minimale Netzspannung von $U_{N, \min} = 340 \text{ V}$.

Für den I-Wechselrichter und den Z-Source-Wechselrichter erfolgt die Auslegung für eine Netzspannung von $U_{N, \max} = 110\% U_N$. Der I-Wechselrichter hat in diesem Betriebspunkt die höchsten Schaltverlustleistungen, während beim Z-Source-Wechselrichter eine stärkere Ventilbelastung durch das höhere Übersetzungsverhältnis auftritt. Für die Auslegung des Hochsetzstellers erfolgt aufgrund der konstanten Zwischenkreisspannung keine netzspannungsabhängige Bauteilauslegung.

Während sich die Unterschiede in der Auslegung des U-Wechselrichters bei Nennspannung im Vergleich zu 15% Unterspannung um mehr als 10% bezüglich der Bauleistung auswirken (stärkerer Netzstrom bei konstanter Leistung), so sind die Unterschiede in der Bauleistung des I-Wechselrichters bei Auslegung auf Netz-Nennspannung im Vergleich zu 10% Überspannung kleiner als 1%.

Die Zwischenkreisspannung ist mit einem Wert von $U_{ZK} = 750 \text{ V}$ bezüglich der maximalen zulässigen Spannung des Zwischenkreiskondensators (industriüblicher Wert: 800 V) und der Halbleitersperrspannungen unter Berücksichtigung von Sicherheitsreserven maximal ausgelegt. Dies ermöglicht zum einen eine ausreichende Regelreserve auch bei hohen Netzspannungen, zum anderen wird damit der theoretische Eingangsspannungsbereich in Zusammenhang mit dem Hochsetzsteller maximiert.

Der Wechselrichter mit eingepprägtem Strom hat keinen zusätzlichen Energiespeicher, wie der Zwischenkreiskondensator bei dem System mit Hochsetzsteller und U-Wechselrichter. Netzspannungsschwankungen und die variable Brennstoffzellenspannung müssen daher über den Modulationsgrad des I-Wechselrichters angepasst werden.

Der maximale Modulationsgrad des I-Wechselrichters beträgt $M_I = 1$, daraus ergibt sich unter der Annahme sinusförmiger Netzströme nach [37] abhängig von der Netzspannung u_N , dem Leistungsfaktor $\cos(\varphi)$ und der Netzfilterauslegung eine maximale DC-Eingangsspannung $U_{1, \max}^{I-WR}$ (8.2). Mit den getroffenen Annahmen der Netzspannungsschwankungen und der Berücksichtigung einer Regelreserve für die Gleichstrom-

regelung von 5% der Netzspannung lässt sich diese maximale Eingangsspannung des I-Wechselrichters bestimmen zu:

$$U_{1,max}^{I-WR} = \sqrt{\frac{3}{2}} \tilde{U}_{verk} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot 0,85 \cdot 0,95 \cdot 400 \text{ V} = 396 \text{ V} \quad (8.2)$$

Die Auswirkungen des Netzfilters auf die Eingangsspannung kann bei geeigneter Wahl des Netzfilters dabei vernachlässigt werden [37].

Beim Z-Source-Wechselrichter steigt bei konstanter Ausgangs-Wechselspannung die Kommutierungsspannung der Halbleiter mit sinkender Eingangsspannung, d.h. der Aussteuergrad des Z-Source-Wechselrichters ist begrenzt (vgl. Abschnitt 5.3). Die minimale Eingangsspannung lässt sich dann mit Hilfe der Gleichungen (5.12), (5.13) und (5.14) bestimmen zu:

$$U_{1,min}^{Z-Source} = 2\sqrt{2}U_N - U_{B6,max} \quad (8.3)$$

Unter Berücksichtigung der Spannungsbelastbarkeit der Kapazitäten und einer Sperrspannung der Halbleiter von $U_{CES} = 1200 \text{ V}$ wird hier wie beim U-Wechselrichter maximal eine Spannung von $U_{B6,max} = 750 \text{ V}$ für die virtuelle Zwischenkreisspannung zugelassen. Nach Gl. (8.3) ergibt sich daraus bei einer maximalen Netzspannung von $U_N = 440 \text{ V}$ eine minimale Eingangsspannung des Z-Source-Wechselrichters von $U_{1,min}^{Z-Source} = 495 \text{ V}$. Die maximal zulässige Eingangsspannung beträgt wie beim U-Wechselrichter $U_{1,max}^{Z-Source} = 750 \text{ V}$.

Die höchsten Verluste im Hochsetzsteller, im Wechselrichter mit eingepprägtem Strom und im Z-Source-Wechselrichter treten bei niedrigen Eingangsspannungen auf. Da die übertragene Leistung stets als konstant angenommen wird, steigt der Strom des Brennstoffzellenstacks dementsprechend proportional an. Zur Bestimmung der Halbleiter-Bauleistungen wird daher immer der Nennarbeitspunkt der Brennstoffzelle – hoher Strom und niedrige Spannung – herangezogen.

Optimierter Betriebsbereich

Aus Brennstoffzellenkennlinien (vgl. Abb. 2.2) lässt sich ablesen, dass die Brennstoffzellenspannung über den gesamten Lastbereich von etwa 60% bis 100% der Leerlaufspannung variiert. Soll der gesamte Leistungsbereich einer Brennstoffzelle genutzt werden, so ergeben sich für den optimal ausgelegten U-Wechselrichter mit Hochsetzsteller Eingangsspannungen von $U_{BZ} = 450 \dots 750 \text{ V}$ (Nennspannung ... Leerlaufspannung) und für den optimal ausgelegten I-Wechselrichter Eingangsspannungen von $U_{BZ} = 238 \dots 396 \text{ V}$. Für den Z-Source-Wechselrichter ergibt sich wie beim U-Wechselrichter ebenfalls ein Eingangsspannungsbereich von $U_{BZ} = 450 \dots 750 \text{ V}$, der unter den gegebenen Voraussetzungen (Netzspannungsbereich, Sperrspannungen der Halbleiter) allerdings nicht vollkommen ausgeschöpft werden kann (minimale Eingangsspannung 495 V).

Das auf den „optimierten Betriebsbereich“ ausgelegte Wechselrichtersystem ist für eine Minimalauslegung der Wechselrichterkomponenten optimiert unter der Voraussetzung,

dass die Stack-Spannung beliebig gewählt werden kann. Um hohe Ausgangsspannungen mit Brennstoffzellen darzustellen, müssen entsprechend viele Einzelzellen in Reihe geschaltet werden. Aufgrund der aufwändigen Brennstoffzellenstack-Infrastruktur, wie beispielsweise der Feuchtigkeitsüberwachung jeder Einzelzelle, ist die Auslegung des Gesamtsystems mit derart hohen Stackspannungen vom jeweiligen Anwendungszweck abhängig. Für den betrachteten Leistungsbereich liegt die praxisnahe Nennspannung des Brennstoffzellenstacks eher im Bereich von bis zu 200 V (vgl. Abschnitt 2.2).

Eine Auslegung des I-Wechselrichters mit einem reduzierten Eingangsspannungsbereich und damit einhergehend einer Reduktion der Halbleiterbauleistung ist in [37] diskutiert. Jedoch ist dabei ein Betrieb des Umrichters nicht im kompletten Leistungsbereich der Brennstoffzelle möglich. Aus regelungstechnischer Sicht bestehen hohe Anforderungen bei einer Zuschaltung von Brennstoffzelle und Wechselrichter aufgrund von Nichtlinearitäten, aus Sicht der Brennstoffzelle ist die dabei auftretende sprunghafte Laständerung bei ausreichender Brennstoffversorgung aufgrund des kapazitiven Ausgangsverhaltens vertretbar.

Installierte Bauleistung

In Abbildung 8.2 ist die gesamte auf die Nennleistung des Wechselrichters bezogene Halbleiterbauleistung (vergl. Definition in (8.1))

$$P_{HL,norm} = \frac{P_{HL}}{P_{inv}} \quad \text{mit} \quad P_{HL} = \sum P_{IGBT} + \sum P_{Diode} \quad (8.4)$$

über der jeweils minimalen Umrichtereingangsspannung dargestellt.

Die gezeigten Halbleiterbauleistungen der Wechselrichtersysteme Hochsetzsteller mit U-Wechselrichter, I-Wechselrichter und Z-Source-Wechselrichter sind dabei nach dem oben beschriebenen Verfahren mit den Randbedingungen aus Tab. 8.2 für die entsprechende minimale Eingangsspannung ausgelegt. Die minimale Eingangsspannung entspricht in der hier betrachteten Anwendung der Ausgangsspannung eines Brennstoffzellenstacks bei Nennlast (hoher Strom bei niedriger Spannung).

In der Darstellung sind die oben beschriebenen Einschränkungen in den theoretisch nutzbaren Spannungsbereichen des Hochsetzstellers mit U-Wechselrichter, des I-Wechselrichters und des Z-Source-Wechselrichters berücksichtigt.

Die Halbleiterbauleistung des Systems Hochsetzsteller und U-Wechselrichter benötigt über den gesamten Spannungsbereich im Verhältnis eine relativ geringe Bauleistung (schwarze Balken). Der Anteil der Bauleistung des U-Wechselrichters ist dabei konstant, da die Zwischenkreisspannung als konstant angenommen wird. Im Gegensatz dazu steigt der Bauleistungsanteil des Hochsetzstellers bei geringeren Eingangsspannungen stark an, da dieser einen größeren Spannungshub bei steigendem Eingangsstrom liefert. Zusätzlich steigt bei gleich bleibendem Mittelwert der Effektivwert des Hochsetzsteller-Ausgangsstromes aufgrund des verringerten Tastgrades an.

Soll der gesamte Spannungsbereich eines Brennstoffzellensystems ausgenutzt werden, kann der Wechselrichter mit eingepprägtem Strom nur mit Eingangsspannungen unter-

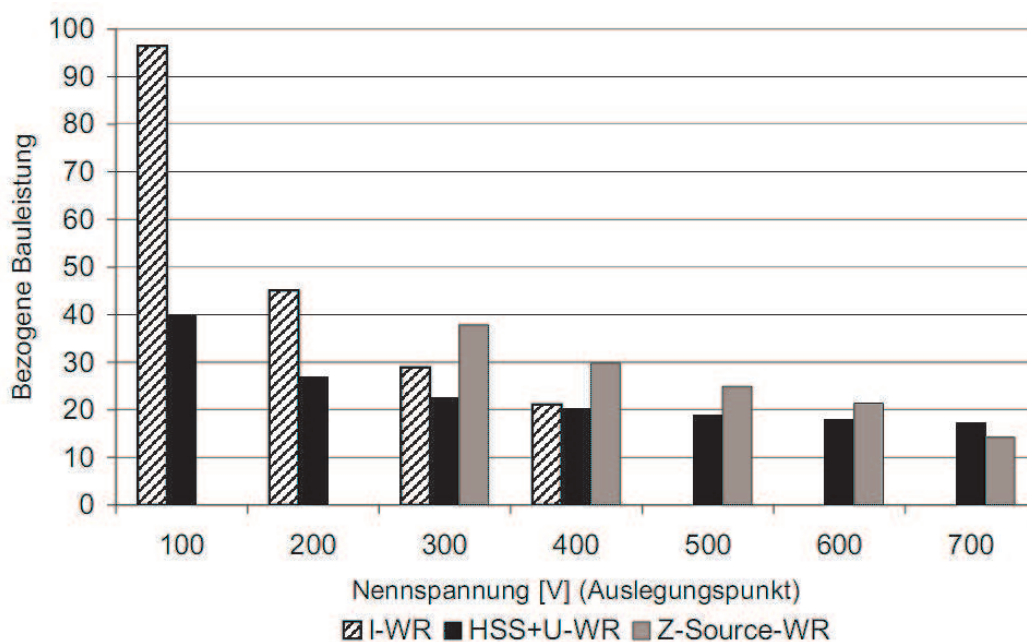


Abbildung 8.2: Bezogene Halbleiterbauleistung von Wechselrichter mit eingepprägtem Strom (I-WR; schraffiert), Hochsetzsteller mit U-Wechselrichter (HSS + U-WR; schwarz) und Z-Source-Wechselrichter (Z-Source-WR; grau). Betriebsbedingungen aus Tab. 8.2.

halb von $U_{1,max}^{I-WR} = 396 \text{ V}$ (Gl. (8.2)) betrieben werden. Wird er auf diese hohe Eingangsspannung hin optimiert, wird in etwa die gleiche Bauleistung benötigt wie für das Wechselrichtersystem mit Hochsetzsteller und U-Wechselrichter. Stiege die Spannung des entsprechend ausgelegten Brennstoffzellenstacks bei abnehmender Belastung an, so könnte der I-Wechselrichter dann aber nicht mehr betrieben werden. Bei einer Reduzierung der minimalen Eingangsspannung steigt die benötigte Bauleistung stark an (schraffierte Balken). Der durch den I-Wechselrichter bereitzustellende Spannungshub steigt; diese Funktion wird durch längere Nullzustände im Zwischenkreis realisiert. Da der Zwischenkreisstrom über vier in Reihe geschaltete Ventile fließt, steigen die Durchlassverluste stark an, was wiederum eine stärkere Dimensionierung der Bauteile nach sich zieht.

Die Spannungsabhängigkeit bei der Bauleistung des Z-Source-Wechselrichters wird durch zwei Effekte stark beeinflusst. Zum Einen steigt – wie bei den anderen Systemen – bei niedriger Spannung und konstanter Bemessungsleistung der DC-Eingangsstrom an, was sich insbesondere auf die Durchlassverluste der Halbleiter auswirkt. Zum Anderen bedeutet eine niedrigere Eingangsspannung eine höhere Kommutierungsspannung („virtuelle Zwischenkreisspannung“), was zu höheren Schaltverlusten und damit mehr benötigter Bauleistung führt.

Gegenüber dem I-Wechselrichter sind die Durchlassverluste während des Shoot-Through-Zustandes niedriger, da sich der Strom auf alle Ventile aufteilt, zudem kann auf die Seriodioden des I-Wechselrichters verzichtet werden, die dort die Rück-

wärtssperrfähigkeit der Ventile sicherstellen. Es überwiegen die höheren Durchlassverluste durch den hohen Ventilstrom-Effektivwert, weshalb die Bauleistung des I-Wechselrichters in der vergleichbaren Spannungsebene niedriger als die des Z-Source-Wechselrichters ausfällt. Bei hohen Nennspannungen des Brennstoffzellensystems ist die Bauleistung des Z-Source-Wechselrichters im Vergleich niedrig, da bei dem betrachteten Modulationsverfahren die Zwischenkreisspannung in der Betrachtung für den Z-Source-Wechselrichter – im Gegensatz zur Berechnung für den U-Wechselrichter – nicht konstant gehalten wird und daher die Schaltverluste kleiner ausfallen als beim U-Wechselrichter.

Aus Abbildung 8.2 ist erkennbar, dass das Wechselrichtersystem bestehend aus Hochsetzsteller und U-Wechselrichter in der Anwendung an Brennstoffzellen deutlich weniger Bauleistung als der I-Wechselrichter und der Z-Source-Wechselrichter benötigt. Insbesondere sind die Bauleistungen des I-Wechselrichters und des Z-Source-Wechselrichters bei niedrigeren Spannungsebenen und hohen Strömen, also den Betriebspunkten, die der Brennstoffzelle tendenziell gerechter werden, deutlich höher.

Werden nicht die gesamte Halbleiterbauleistung sondern IGBT- und Diodenbauleistung getrennt betrachtet, so kann der Wechselrichter mit eingepprägtem Strom aufgrund seines verhältnismäßig hohen Anteils an Diodenbauleistung und der geringeren Kosten für Dioden besser bewertet werden. Er erreicht dennoch nicht die niedrigen Werte des Systems Hochsetzsteller mit U-Wechselrichter. Der Z-Source-Wechselrichter schneidet aufgrund des hohen Anteils der IGBTs an der Gesamtbauleistung dann vergleichsweise schlechter ab.

Die Tabelle 8.3 zeigt die Halbleiterbauleistungen der Umrichter separat für IGBT und Dioden im Detail. Die Abbildung 8.3 zeigt die in der Tabelle aufgeführten Werte anschaulich. Daraus lassen sich die Anteile der jeweiligen Halbleiter innerhalb der Schaltungen ablesen.

Die Bauleistung des I-Wechselrichters wird durch die Durchlassverluste in den Halbleitern bestimmt. Dies zeigt sich u.a. darin, dass der Anteil der Dioden an der Gesamtbauleistung relativ hoch ist. Der Hauptanteil der Bauleistung liegt beim Hochsetzsteller mit U-Wechselrichter bei den IGBTs. Da bei reiner Wirkleistungsübertragung die Freilaufdioden der Drehstrombrückenschaltung wenig leiten, ist insbesondere der Bauleistungsaufwand für die Dioden des U-Wechselrichters gering. Der Bauleistungsanteil der IGBTs am Z-Source-Wechselrichter ist vergleichsweise hoch, da die IGBTs während der Shoot-Through-Zustände stark beansprucht werden und die Schaltvorgänge bei hohem Strom und hoher Kommutierungsspannung stattfinden und damit hohe Verluste verursachen.

Um aus der reinen Bauleistungsbetrachtung eine Kostenabschätzung abzuleiten, sind Dioden und IGBTs unterschiedlich zu bewerten. In Abbildung 8.4 sind die Bauleistungen der untersuchten Wechselrichter bei unterschiedlich starker Gewichtung von IGBTs und Dioden gezeigt. Im oberen Teil der Abbildung sind IGBT und Dioden für die Gesamtbauleistung gleich gewichtet (jeweils Faktor 1). Der untere Teil der Abbildung zeigt die Bauleistungen für eine deutlich stärkere Gewichtung der IGBTs (IGBT: Faktor 2, Dioden: Faktor 1). Für den direkten Vergleich untereinander sind die Bauleistungen da-

	HSS + U-WR			I-WR			Z-Source-WR		
	IGBT	Dioden	Gesamt	IGBT	Dioden	Gesamt	IGBT	Dioden	Gesamt
U_{nom}	$\frac{P_{HLL}}{P_{inv}}$	$\frac{P_{HLL}}{P_{inv}}$	$\frac{P_{HLL}}{P_{inv}}$	$\frac{P_{HLL}}{P_{inv}}$	$\frac{P_{HLL}}{P_{inv}}$	$\frac{P_{HLL}}{P_{inv}}$	$\frac{P_{HLL}}{P_{inv}}$	$\frac{P_{HLL}}{P_{inv}}$	$\frac{P_{HLL}}{P_{inv}}$
100 V	25,69	14	39,69	40,32	56,16	96,48	-	-	-
200 V	16,54	10,29	26,83	19,69	25,37	45,05	-	-	-
300 V	13,37	9,02	22,39	12,94	15,98	28,92	29,79	8,01	37,79
400 V	11,81	8,36	20,17	9,61	11,5	21,11	23,62	6,21	29,83
500 V	10,87	7,95	18,82	-	-	-	19,95	4,95	24,91
600 V	10,23	7,66	17,89	-	-	-	17,57	3,82	21,39
700 V	9,74	7,46	17,19	-	-	-	8,58	5,65	14,23

Tabelle 8.3: Normierte Halbleiterbauleistung $\frac{P_{HLL}}{P_{inv}}$ von Hochsetzsteller mit U-Wechselrichter, I-Wechselrichter und Z-Source-Wechselrichter. Betriebsbedingungen wie in Tab. 8.2.

bei jeweils auf die Gesamtbauleistung eines I-Wechselrichters bei Nennspannung 100 V bezogen.

Durch die stärkere Gewichtung der IGBTs steigt der relative Bauaufwand des U-Wechselrichters mit Hochsetzsteller gegenüber dem I-Wechselrichter. Bei einer technisch noch sinnvollen Auslegung auf eine Nenn-Eingangsspannung von 200 V (der gesamte Betriebsbereich der Brennstoffzelle kann mit dem I-WR ausgenutzt werden), ergeben sich nur noch geringe Vorteile für das System mit U-Wechselrichter. Der relative Bauaufwand für den Z-Source-Wechselrichter liegt bei einer stärkeren Gewichtung der IGBTs mit Abstand über denen von I-Wechselrichter und U-Wechselrichter mit Hochsetzsteller und ist aus Sicht der Halbleiterauslegung damit als Wechselrichter für Brennstoffzellensysteme in jedem möglichen Betriebsbereich ungeeignet.

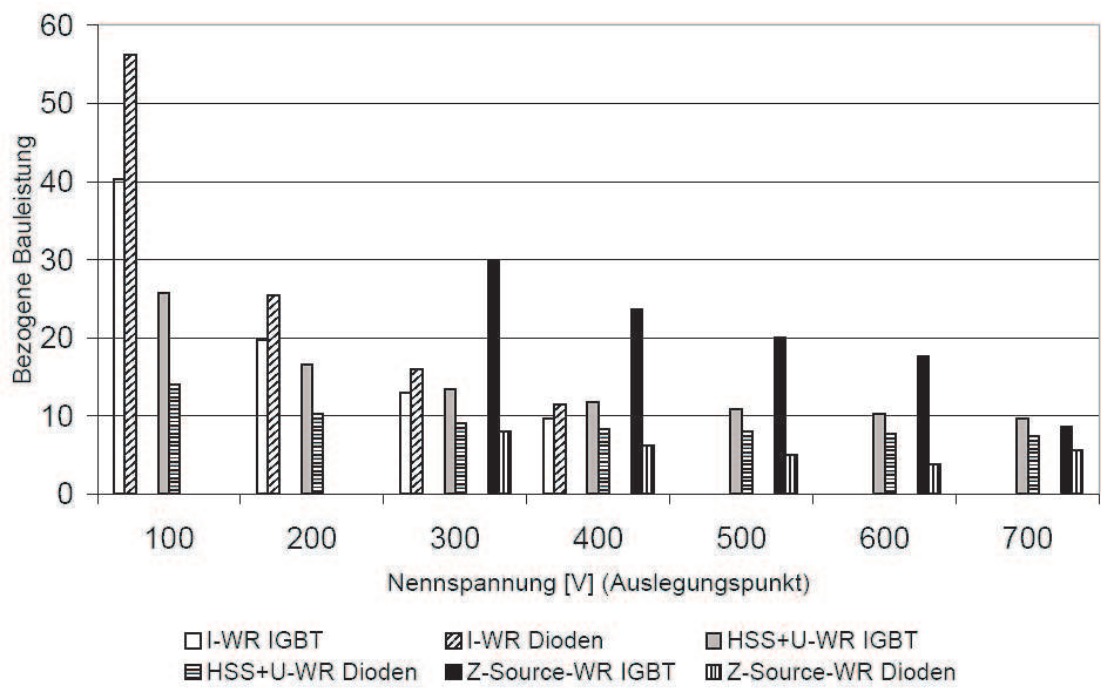


Abbildung 8.3: Normierte Halbleiterbauleistung (Dioden, IGBTs) $\frac{P_{HL}}{P_{inv}}$ von U-WR + HSS, I-WR.

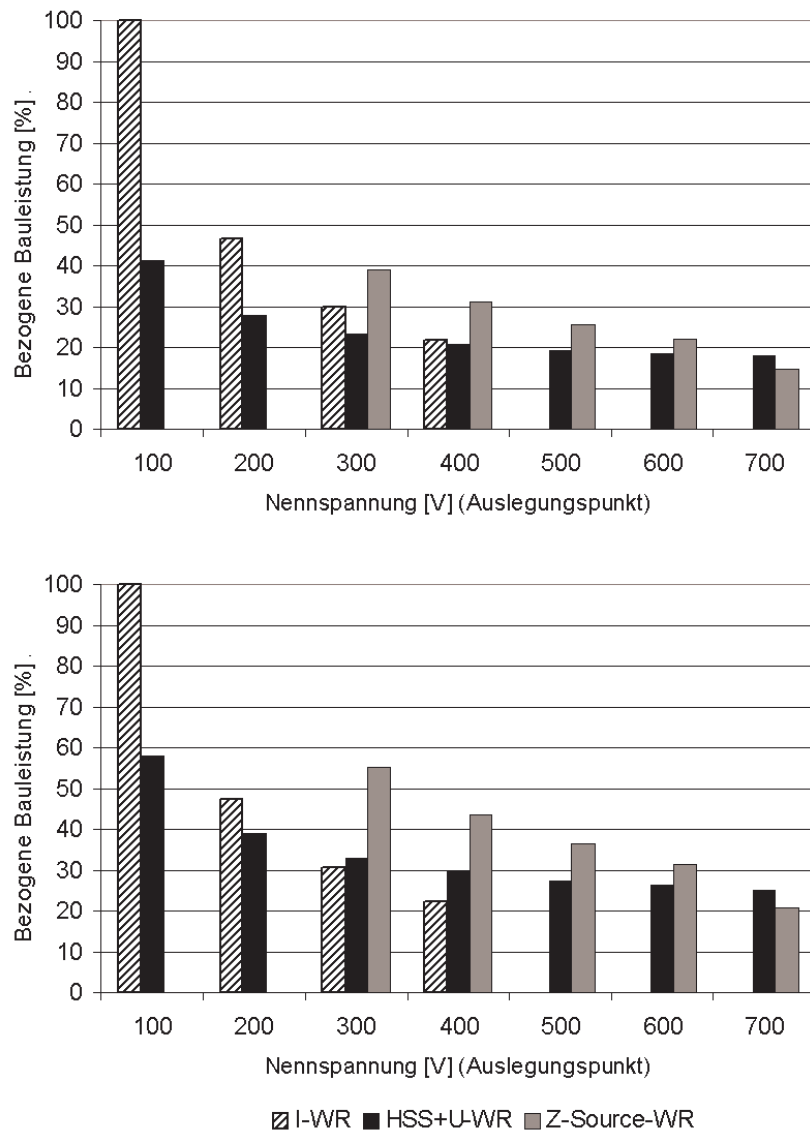


Abbildung 8.4: Jeweils auf die Bauleistung des I-WR (100%) bezogene relative Halbleiterbauleistung bei unterschiedlicher Gewichtung von Dioden und IGBTs.

Oben: Gewichtung der IGBT-Bauleistung Faktor 1, Gewichtung der Dioden-Bauleistung Faktor 1.

Unten: Gewichtung der IGBT-Bauleistung Faktor 2, Gewichtung der Dioden-Bauleistung Faktor 1.

I-WR; schraffiert, HSS + U-WR; schwarz, Z-Source-WR; grau. Betriebsbedingungen aus Tab. 8.2.

8.1.2 Halbleiterverlustleistungen in Abhängigkeit der Brennstoffzellenkennlinie

Neben der Bauleistung ist die Effizienz eines Wechselrichtersystems für Brennstoffzellen ein weiteres wichtiges Bewertungskriterium. Der wertvolle eingesetzte Brennstoff soll möglichst effizient in elektrische Energie umgewandelt und in das elektrische Versorgungsnetz eingespeist werden.

Im Folgenden werden die Durchlass- und Schaltverluste der Halbleiter nach den in den Abschnitten 5.1, 5.2, 5.3 und 6.1.1 beschriebenen Berechnungsverfahren bestimmt.

Bei steigenden Eingangsspannungen und sinkenden Eingangsströmen steigt der Wirkungsgrad der Wechselrichtersysteme durch sinkende Halbleiterverluste an. Der Wirkungsgrad einer Brennstoffzelle ist im Teillastbetrieb ebenfalls besonders hoch. Das System aus Brennstoffzelle und Stromrichter erreicht damit im Teillastbetrieb die höchsten Gesamtwirkungsgrade.

Um einen Vergleich der Verlustleistungen bzw. der Wirkungsgrade der unterschiedlichen Wechselrichtersysteme im Teillastbereich darzustellen, wurde für die im Folgenden vorgestellten Berechnungen die Brennstoffzellenkennlinie nach Abb. 2.2 einbezogen.

Die zu vergleichenden Wechselrichter sind dabei jeweils auf die gleiche minimale Eingangsspannung bzw. Brennstoffzellennennspannung nach Abschnitt 8.1.1 ausgelegt.

Um eine Bewertung für unterschiedliche Spannungsebenen zu ermöglichen, erfolgt dies nicht nur für eine Nennspannung, sondern für Brennstoffzellen-Nennspannungen von $U_{BZ,n} = 100, 200, 300, 400, 500, 600, 700$ V. Die Bemessungsleistung im Nennpunkt (Auslegungspunkt für die Halbleiter bei Nennspannung und Nennstrom der Brennstoffzelle) beträgt dabei analog zu den Betrachtungen zur Bauleistung jeweils $P_{inv} = 35$ kW. Es werden also jeweils für unterschiedliche Eingangsspannungen optimal ausgelegte Wechselrichtersysteme miteinander verglichen.

Die Spannung des Brennstoffzellenstacks wurde dabei über eine entsprechende Serienschaltung von Einzelzellen modelliert, der Strom über eine entsprechende Skalierung der Zellfläche.

Die Ergebnisse der Verlustleistungsberechnungen sind als Kurvenschar in Abbildung 8.5 dargestellt, die entsprechend berechneten Wirkungsgrade sind als Kurvenschar in Abbildung 8.6 dargestellt. In dünner Strichstärke sind die theoretischen Verläufe dargestellt, die sich außerhalb der festgelegten Arbeitsbereiche ergeben (Eingangsspannung des I-Wechselrichters oberhalb 396 V bzw. für den Z-Source-Wechselrichter unterhalb 495 V).

Der I-Wechselrichter verursacht dabei im Nennpunkt der Brennstoffzelle generell höhere Verluste als der U-Wechselrichter mit Hochsetzsteller. Dies begründet die im vorangehenden Abschnitt bestimmte hohe Bauleistung des I-Wechselrichters. Im Teillastbereich sinken die Verlustleistungen des I-Wechselrichters auf die Werte des U-Wechselrichters mit Hochsetzsteller. Im Spannungsbereich von 300...396 V (Auslegungspunkt $U_{BZ,n} = 300$ V) liegen die Verluste des I-Wechselrichters bei Teillast geringfügig unterhalb derer von U-Wechselrichter mit Hochsetzsteller. Zu berücksichtigen

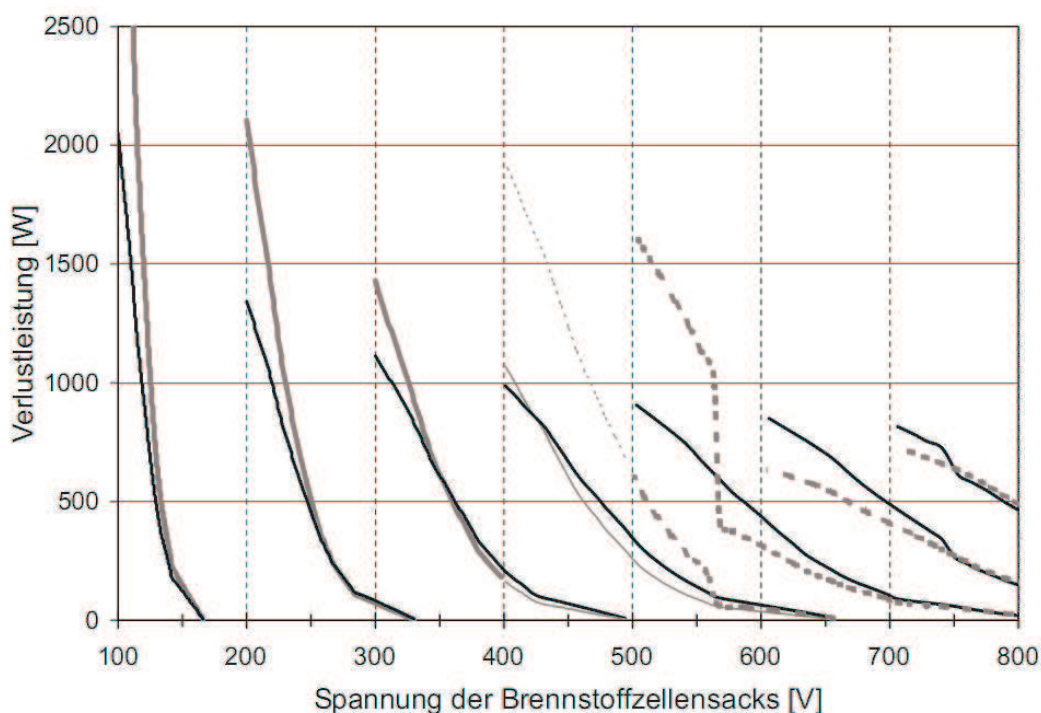


Abbildung 8.5: Halbleiterverluste von U-Wechselrichter mit Hochsetzsteller (schwarz), I-Wechselrichter (grau) und Z-Source-Wechselrichter (gestrichelt grau) unter Berücksichtigung der Brennstoffzellenkennlinie nach Abb. 2.2 (Betriebsbedingungen nach Tab. 8.2. Brennstoffzellen-Nennspannungen: $U_{BZ,n} = 100, 200, 300, 400, 500, 600, 700$ V.)

ist dabei aber die größere Halbleiterbauleistung (vgl. Abb. 8.2) und der begrenzte Betriebsbereich des I-Wechselrichters in diesem Fall.

Bei Eingangsspannungen oberhalb von 400 V sinken die Verluste des U-Wechselrichters mit Hochsetzsteller insbesondere aufgrund der sinkenden Halbleiterverluste des Hochsetzstellers.

Bei Spannungen oberhalb von 565 V arbeitet der Z-Source-Wechselrichter wie ein Wechselrichter mit eingepprägter Spannung, die Diode im Eingangskreis des Z-Source-Wechselrichters schaltet nicht, es fallen dort nur Durchlassverluste an. Dies ist deutlich am Sprung in den Verlustleistungs- bzw. Wirkungsgradkennlinien des Z-Source-Wechselrichters zu sehen.

Die bei sinkenden Eingangsspannungen stark ansteigenden Verluste des Z-Source-Wechselrichters im Teillastbereich entstehen zum einen durch den erhöhten Eingangsstrom bei niedrigeren Spannungen und zum anderen an den erhöhten Schaltverlustleistungen, da sich die Kommutierungsspannung bei niedrigeren Eingangsspannungen stark erhöht (vgl. Abschnitt 5.3).

Bei Spannungen oberhalb 565 V arbeitet der Z-Source-Wechselrichter wie ein U-Wechselrichter mit einer variablen Zwischenkreisspannung. Die Verluste des Z-Source-Wechselrichters bei Spannungen oberhalb 565 V sind hier niedriger als die des U-Wechselrichters mit Hochsetzsteller, da für die Kombination aus Hochsetzsteller und

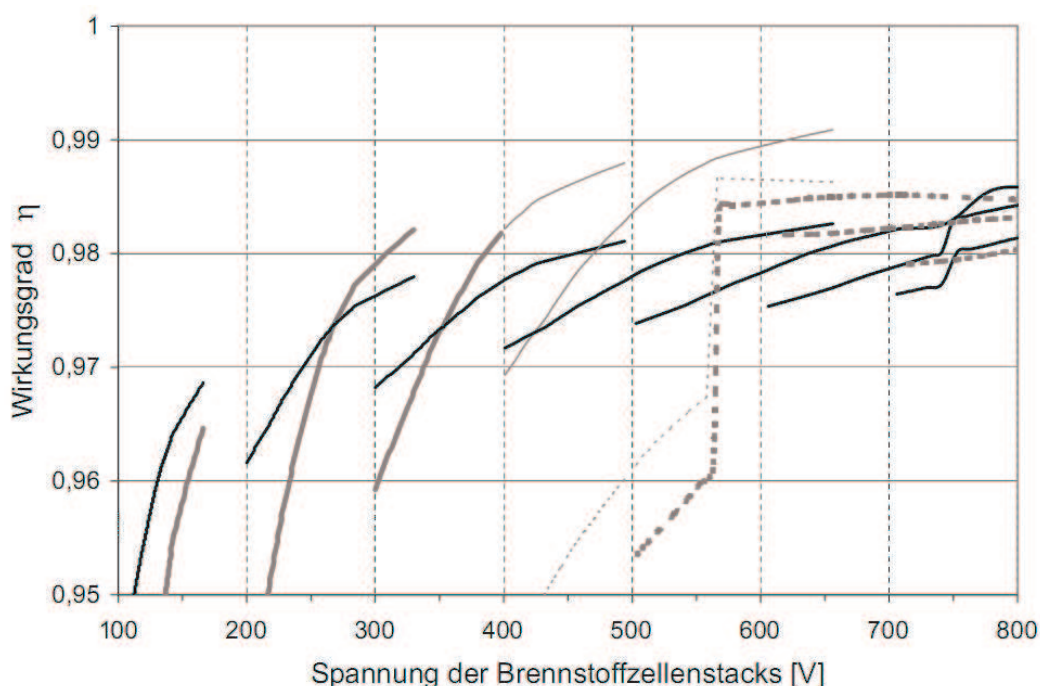


Abbildung 8.6: Wirkungsgradverläufe (nur unter Berücksichtigung der Halbleiterverluste) von U-Wechselrichter mit Hochsetzsteller (schwarz), I-Wechselrichter (grau) und Z-Source-Wechselrichter (gestrichelt grau) unter Berücksichtigung der Brennstoffzellenkennlinie nach Abb. 2.2 (Betriebsbedingungen nach Tab. 8.2. Brennstoffzellen-Nennspannungen: $U_{BZ,n} = 100, 200, 300, 400, 500, 600, 700$ V.)

U-Wechselrichter mit einer konstanten Zwischenkreisspannung von 750 V gerechnet wird und der Hochsetzsteller die Spannungsdifferenz zwischen Brennstoffzellenspannung und Zwischenkreisspannung weiterhin aufrecht erhält. Bei Eingangsspannungen oberhalb $U_{ZK} = 750$ V erfolgt keine Spannungsanhebung durch den Hochsetzsteller mehr; dessen Schaltverlustleistungen fallen weg, es fallen lediglich Durchlassverluste an der Diode des Hochsetzstellers an. Das Verhalten des Z-Source-Wechselrichters und das des U-Wechselrichters mit Hochsetzsteller sind dann identisch, geringe Unterschiede in den Verlustleistungen bzw. den Wirkungsgraden beruhen dann auf der unterschiedlichen Bauleistung der dargestellten Systeme [82], [83].

Die Verlustleistungsbestimmung beruht auf den gezeigten Standard-Umrichtertopologien und Standard-Modulationsfunktionen. Eine Reduzierung der Schaltverlustleistungen bietet sich beispielsweise für den Wechselrichter mit eingprägter Spannung durch Verwendung diskontinuierlicher Modulationsverfahren an [10]. Der Hauptanteil der Verluste im Wechselrichter mit eingprägtem Strom ist auf die Durchlassverluste zurückzuführen.

Eine Möglichkeit die Verluste des Wechselrichters mit eingprägtem Strom zu verringern liesse sich durch die in Abbildung 8.7 gezeigte, veränderte Schaltungstopologie des I-Wechselrichters erreichen.

Parallel zu den Ventilen der Wechselrichterbrücke kann ein weiteres rückwärtssperr-

fähiges Ventil bestehend aus IGBT und einer Seriendiode geschaltet werden, welches während der Nullzeiger zusätzlich zu dem Zweig der Wechselrichterbrücke eingeschaltet wird.

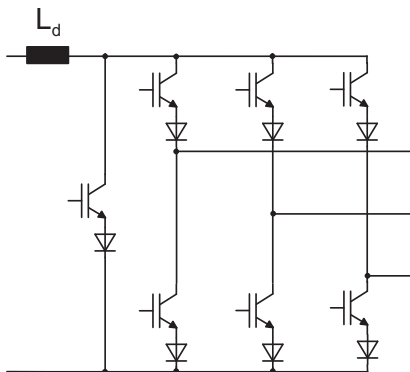


Abbildung 8.7: Halbleiteranordnung eines Wechselrichters mit eingprägtem Strom und Zusatz-Zweig für Nullzustände

Während der Nullzustände teilt sich der Strom dann auf den zusätzlichen Zweig und den ebenfalls eingeschalteten Zweig des Wechselrichters auf. Eine einfache Abschätzung der unterschiedlichen Durchlassspannungen ergibt, dass allein aufgrund der Schwellenspannungen der zwei Dioden und der zwei IGBTs im Wechselrichterzweig nahezu der gesamte Strom über den Zusatzzweig fließt. Die Durchlassverluste während der Nullzustände ließen sich dann theoretisch um nahezu 50% reduzieren. Die Reduzierung der Durchlassverluste wirkt sich dabei insbesondere bei hohen Spannungsübersetzungsverhältnissen aus, bei denen die Nullzeiger über einen längeren Zeitraum geschaltet werden.

Bei der Auslegung des Wechselrichters ist zu berücksichtigen, dass zusätzliche Halbleiter für den Zusatzzweig benötigt werden, die Wechselrichterbrücke aber näherungsweise nur auf den Netzstrom ausgelegt werden muss.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde die gezeigte Topologie nicht tiefergehend untersucht. Sowohl die Theorie der Modulation der Halbleiter, des Kommutierungsverhaltens und der Stromaufteilung zwischen den Leistungshalbleitern als auch der praktische Betrieb können Inhalt weiterer Forschungsarbeit sein, dem Autor ist aus der Literatur keine Ausarbeitung über die gezeigte geänderte Schaltungstopologie bekannt. Der Nutzen der gezeigten Schaltung liegt insbesondere bei niedrigen Modulationsgraden. Diese liegen nicht im Fokus der üblichen Forschungsarbeiten zum stromgespeisten Wechselrichter.

Eine weitere Reduzierung der Durchlassverluste ließe sich durch die Verwendung von rückwärtssperrfähigen IGBTs (RBIGBT) erreichen (vgl. Abschnitt 3.1.2), da dann auf die zusätzliche Seriendiode verzichtet werden kann, die bei der Verwendung herkömmlicher IGBTs die negative Ventilspannung aufnimmt. Untersuchungen zur Reduktion von Verlusten durch RBIGBTs sind bereits für sog. Matrixumrichter durchgeführt worden. In [12] wird über eine Verringerung der Gesamtverlustleistung eines Matrixumrichters um bis zu 20% bei Verwendung von RBIGBT gegenüber IGBT und Seriendiode bei

einer Schaltfrequenz von 15 kHz berichtet. Aufgrund der verhältnismäßig hohen Schaltverluste des RBIGBT (RBIGBT-Daten in [12]) führt eine Reduzierung der Schaltfrequenz auf 3 kHz bei dem betrachteten Matrixumrichter zu einer Verlustleistungsreduzierung um 40%.

Sollten moderne Halbleiter wie der rückwärtssperrfähige IGBT zur Serienreife weiterentwickelt werden, so kann der Einsatz von Wechselrichtern mit eingepprägtem Strom für die Anwendung an Brennstoffzellen eine mögliche Alternative darstellen.

Gleichtaktspannungen an Wechselrichtern

Alle Wechselrichtertypen mit schaltenden Elementen, die am geerdeten Drehstromnetz betrieben werden, erzeugen Gleichtaktspannungen auf der DC-Seite [84]. Zwischen der DC-Seite der Wechselrichter, z.B. der Brennstoffzelle, und dem Erdpotential bestehen parasitäre Kapazitäten. Diese verursachen wiederum Verschiebungsströme, die zwischen der DC-Seite der Wechselrichter und dem Erdpotential gebildet werden. Die Verschiebungsströme treten als Gleichanteile bzw. Fehlerströme im Netzstrom auf und sind nur innerhalb gewisser Grenzen zulässig. Die Größe der parasitären Kapazitäten und damit die Höhe der Ableitströme gegen Masse hängen dabei vom individuellen Aufbau des Brennstoffzellensystems ab.

Unterschiede in der Gleichtaktspannungsbelastung hängen dabei unter anderem von der Art des Wechselrichters und in geringerem Maße von dessen Modulation ab. Die Amplitude der Gleichtaktspannung des Wechselrichters mit eingepprägter Spannung ist dabei ca. doppelt so hoch wie die des Wechselrichters mit eingepprägtem Strom, dessen Gleichtaktspannung ferner ein deutlich kleineres du/dt aufweist [84]. Der Z-Source-Wechselrichter wirkt von der Netzseite prinzipiell wie ein U-Wechselrichter. Aufgrund der hohen virtuellen Zwischenkreisspannung während der auf das Netz wirkenden aktiven Zustände ist die Amplitude der Gleichtaktspannungen beim Z-Source-Wechselrichter insbesondere bei hohen Spannungsübersetzungsverhältnissen höher als beim U-Wechselrichter.

Auch bei zweistufigen Wechselrichtersystemen mit DC/DC-Wandler ohne galvanische Trennung treten die Gleichtaktspannungen an der Brennstoffzelle auf. Werden DC/DC-Wandler mit galvanischer Trennung eingesetzt, so treten die Gleichtaktspannungen nicht an der Brennstoffzelle auf, sondern überlagern sich den Spannungen am Transformator. Dessen parasitäre Kapazitäten gegenüber Masse fallen i.d.R. klein aus und bewirken daher nur geringe Ableitströme.

Ein weiterer Nachteil galvanisch nicht getrennter Wechselrichtersysteme liegt in der Anforderung des Berührungsschutzes. Insbesondere Brennstoffzellenstacks, die aufgrund einer niedrigen Nennspannung im Prinzip keiner besonderen Schutzmaßnahme bedürfen, müssen aufgrund des gegenüber Masse hohen Potentials der Gleichtaktspannungen aufwändig isoliert werden.

8.2 Vergleich von DC/DC-Topologien mit MOSFET-Schaltern in DC/DC-AC-Umrichtersystemen

8.2.1 Halbleiterbauleistung der DC/DC-Wandler

Bei den betrachteten DC/DC-Wandlern können aufgrund der niedrigeren Kommutierungsspannungen Superjunction-MOSFETs als abschaltbare Bauelemente eingesetzt werden. Dioden werden an unterschiedlichen Orten innerhalb der Schaltungen eingesetzt, z.B. als Freilaufdioden oder als Gleichrichterioden. Aufgrund der unterschiedlich hohen Kommutierungsspannung kommen Dioden mit unterschiedlich hoher Sperrspannung innerhalb einer Schaltung zum Einsatz. Um eine Beurteilung des Bauaufwandes zu ermöglichen, wird für die MOSFETs und die Dioden eine Gewichtung in Form einer normierten Bauleistung eingeführt, die die Strom- und Spannungsbelastbarkeit des Halbleiters berücksichtigt.

Die Halbleiterbauleistung für MOSFETs und Dioden ist analog zu Abschnitt 8.1.1 dabei definiert wie folgt:

$$\begin{aligned} P_{MOSFET} &= U_{DS,max} \cdot I_D \\ P_{Diode} &= U_R \cdot I_F \end{aligned} \quad (8.5)$$

I_D bezeichnet dabei den im Datenblatt genannten typischen Nennstrom des MOSFET, I_F bezeichnet den zur Charakterisierung im Datenblatt angegebenen Wert des Diodennennstromes. $U_{DS,max}$ bzw. U_R ist die für den Betrieb des Halbleiterbauelements maximal zulässige Sperrspannung.

Die gesamte Halbleiterbauleistung eines DC/DC-Wandlers ist dabei die Summe der einzelnen Bauleistungen aller MOSFETs und Dioden. Die Halbleiter sind dabei so ausgelegt, dass sie der auftretenden thermischen Belastung dauerhaft widerstehen (technische Minimalauslegung, Auslegung der Bauelemente bzgl. niedrigster Investitionskosten).

Zum direkten Vergleich der DC/DC-Wandler wird die Bauleistung des für die Umformung in Netzwechselstrom benötigten Wechselrichters nicht berücksichtigt, da diese bei gleicher Nennleistung und gleicher Zwischenkreisspannung des Wechselrichters für alle betrachteten DC/DC-Wandler prinzipiell identisch ist.

Für die Bewertung werden die DC/DC-Wandler mit diskreten MOSFETs und Dioden optimal ausgelegt. Die charakteristischen Daten der als Referenz gewählten Halbleiter zeigen die Tabellen 8.4, 8.5 und 8.6. Die Methodik der optimalen Halbleiterauslegung erfolgt dabei im Prinzip nach dem in Abschnitt 8.1.1 beschriebenen Verfahren (Der Halbleiter ist dann optimal ausgelegt, wenn im Betriebspunkt maximaler Verlustleistung die Sperrschichttemperatur $T_j = 125^\circ\text{C}$ beträgt).

Schnell schaltende Halbleiterbauelemente liegen nicht in der Vielfalt unterschiedlicher Nennströme vor wie IGBTs und Dioden in Modulen. Die Skalierung bzw. Interpolation der verwendeten MOSFETs und schnellen Dioden erfolgt daher in der Art, dass n einzelne diskrete Bauelemente parallel geschaltet werden. Dabei ist n die Anzahl der

diskreten Bauelemente mit dem jeweiligen Nennstrom I_D bzw. I_F , wobei auch Teilmengen möglich sind ($n \in R$).

Drain-Nennstrom $I_{D,nom}$ [A]	60
Sperrspannung $U_{DS,max}$ [V]	600
Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$ [Ω] ($T_j = 125^\circ\text{C}$, $U_{GS} = 10\text{ V}$)	0,09
Wärmeübergangswiderstand Sperrschicht - Gehäuse R_{thjc} [K/W]	0,29
Inversdioden-Schwellenspannung $V_{F,0}$ [V]	1
differentieller Widerstand der Inversdiode r_F [m Ω]	45

Tabelle 8.4: Daten des CoolMOS[®] IPW60R045CS

Diodennennstrom $I_{F(AV)}$ [A]	8
Schwellenspannung $V_{F,0}$ [V]	1
differentieller Widerstand r_F [m Ω]	250
Sperrspannung U_R [V]	1200
Wärmeübergangswiderstand Sperrschicht - Gehäuse R_{thjc} [K/W]	1,7
Sperrverzugsladung Q_{rr} [μC]	$f(\frac{di}{dt})$

Tabelle 8.5: Daten der Soft Recovery Diode IR HFA08PB120 [85]

Randbedingungen

Die Anpassung der unterschiedlich hohen Spannungsebenen zwischen Brennstoffzelle und Zwischenkreis ergibt sich bei den betrachteten transformatorischen Wandlern aus dem Übersetzungsverhältnis des Transformators. Die Analyse der Topologien erfolgt daher für ein auf den betrachteten Leistungsbereich zugeschnittenes realistischere Auslegungsszenario.

Die Wandler sind jeweils für eine Nennleistung von $P_N = 20\text{ kW}$ bei einer Eingangsspannung von $U_1 = 100\text{ V}$ ausgelegt. Die Nennausgangsspannung der DC/DC-Wandler beträgt bei allen Typen $U_2 = 700\text{ V}$. Sie entspricht der Zwischenkreisspannung des zur Wechselrichtung verwendeten U-Wechselrichters. Tabelle 8.7 fasst die Randbedingungen, unter denen die DC/DC-Wandler für den Vergleich ausgelegt sind, zusammen.

Installierte Bauleistung

Der Stellbereich der Wandler, einstellbar über den Tastgrad, ist dann optimal gewählt, wenn bei konstanter Ausgangsspannung der Spannungsbereich der Brennstoffzelle von

Diodennennstrom $I_{F(AV)}$ [A]	15
Schwellenspannung $V_{F,0}$ [V]	0,9
differentieller Widerstand r_F [m Ω]	46
Sperrspannung U_R [V]	600
Wärmeübergangswiderstand Sperrschicht - Gehäuse R_{thjc} [K/W]	1,7
Sperrverzugsladung Q_{rr} [μ C]	$f(\frac{di}{dt})$

Tabelle 8.6: Daten der Soft Recovery Diode IR HFA15PB60 [86]

Wandlernennleistung	Eingangsnennstrom	Eingangsnennspannung	Zwischenkreisspannung des Wechselrichters	Schaltfrequenz der Haupttransistoren
$P_{conv} = 20$ kW	$I_1 = 200$ A	$U_1 = 100$ V	$U_{ZK} = 700$ V	$f_s = 30$ kHz

Tabelle 8.7: Betriebsbedingungen für den Bauleistungsvergleich der DC/DC-Wandler

Leerlaufspannung bis Nennspannung (60 - 100%) gerade abgedeckt wird. Die DC/DC-Wandler können von daher bezüglich ihrer Ausnutzung bzw. Auslegung besser auf die Anwendung zugeschnitten werden, als dieses bei dem transformatorlosen Wechselrichtersystem der Fall ist. Über das Übersetzungsverhältnis des Transformators lässt sich der Wandler damit optimal auf den Spannungsbereich der Brennstoffzelle auslegen.

Wie in Kapitel 6 dargestellt wird, bestimmt sich bei den stromgespeisten Topologien das Übersetzungsverhältnis des Transformators dabei aus der maximal eingangsseitig anstehenden Spannung, während bei der spannungsgespeisten Topologie die minimal am Eingang anstehende Spannung das Übersetzungsverhältnis des Transformators bestimmt.

Bei einer Auslegung auf einen anderen Eingangsspannungsbereich bleiben - bei gleicher Leistung - die Mittel- bzw. Effektivwerte der Ströme bezogen auf den Eingangsstrom gleich, da die Kurvenform der Ströme sich nicht verändert. Da die Mittel- bzw. Effektivwerte der Ströme die charakteristischen Einflussgrößen für die bestimmenden Durchlassverluste der Halbleiter darstellen, sind die Verluste- bzw. Bauleistungen der Transistoren und Dioden auf der Eingangsseite damit für alle betrachteten transformatorischen Wandler näherungsweise proportional zum Eingangsstrom der Wandler.

Die Verluste bzw. Bauleistungen der Dioden auf der Ausgangsspannungs- bzw. Zwischenkreisspannungsebene werden durch die Auslegung des Wandlers auf eine andere Eingangsspannung - bei gleichem Stellbereich - nicht beeinflusst. Deren Auslegung bzw. Bauleistung hängt neben dem erforderlichen Stellbereich von der Ausgangsspannung des Wandlers respektive der Zwischenkreisspannung ab. Der Stellbereich beträgt beruhend auf der Brennstoffzellenkennlinie für den hier vorgenommenen Vergleich 60 - 100%,

die Zwischenkreisspannung wird durch die Netzspannung vorgegeben und beträgt hier $U_{ZK} = 700 \text{ V}$.

Eine niedrigere Nennspannung der Brennstoffzelle kann sich dann im Einzelfall positiv auf die Bauleistung bzw. die Kosten auswirken, wenn MOSFETs mit deutlich niedrigeren Sperrspannungen und damit nochmals verbessertem Durchlassverhalten eingesetzt werden können.

Abbildung 8.8 bzw. Tabelle 8.8 zeigen die Ergebnisse der analytischen Bestimmung der Bauleistungen für die untersuchten DC/DC-Wandler unter den Randbedingungen nach Tab. 8.7. Die Bauleistungen nach Gl. (8.5) sind dabei bezogen auf die Nennleistung der Wandler von $P_N = 20 \text{ kW}$.

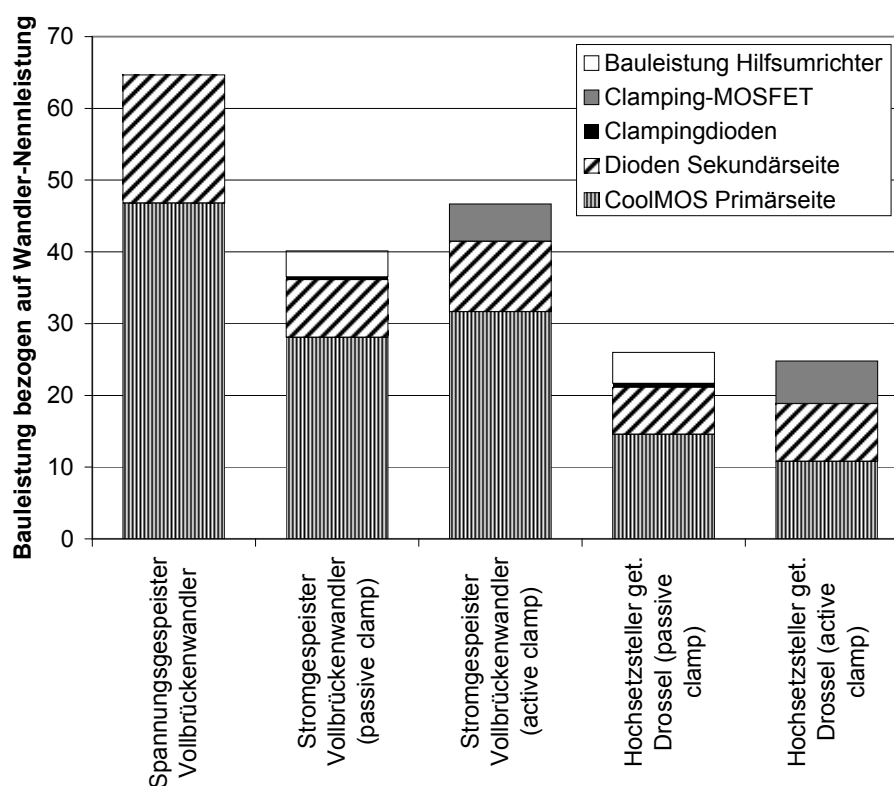


Abbildung 8.8: Bauleistung unterschiedlicher DC/DC-Wandler. Werte siehe Tabelle 8.8

Die Bauleistungen der unterschiedlichen verwendeten Halbleiter sind zum besseren Vergleich der Topologien getrennt aufgeführt (MOSFETs auf der Eingangsspannungsseite, Dioden auf der Ausgangsspannungsseite, Halbleiter der Clamping-Beschaltungen bei stromgespeisten Topologien). Für die Topologien, die die Leistung aus der Clamping-Beschaltung über einen separaten DC/DC-Wandler („Hilfs-Umrichter“) auf die Zwischenkreisspannung übertragen, ist eine Bauleistung von 10% der Wandlerbauleistung für den stromgespeisten Vollbrückenwandler bzw. 20% für den Hochsetzsteller mit geteilter Drossel als konservativer Wert entsprechend des Anteils der anfallenden Leistung in der Clamping-Beschaltung angenommen.

Bauleistung $\frac{P_{HLL}}{P_{inv}}$	Vollbrückenwandler			Hochsetzsteller get. Drossel	
	spannungsgespeist	stromgespeist		Clamping	
		Clamping			
		passiv	aktiv	passiv	aktiv
Hilfsumrichter	-	3,65	-	4,33	-
Clampingdioden	-	0,36	-	0,54	-
Clamping-MOSFET	-	-	5,22	-	5,94
Dioden Sekundärseite	17,9	8,06	9,79	6,53	8,06
CoolMOS Primärseite	46,8	28,1	31,7	14,6	10,8

Tabelle 8.8: Normierte Halbleiterbauleistung $\frac{P_{HLL}}{P_{inv}}$ von spannungsgespeistem Vollbrückenwandler, stromgespeistem Vollbrückenwandler mit aktivem/passivem Clampingnetzwerk und Hochsetzsteller mit geteilter Drossel und aktivem/passivem Clampingnetzwerk. Betriebsbedingungen wie in Tabelle 8.7.

Aus Abbildung 8.8 wird ersichtlich, dass die DC/DC-Wandler mit galvanischer Trennung generell höhere Bauleistungen der Transistoren auf der Unterspannungsseite benötigen als die Hochsetzsteller mit geteilter Drossel. Ursächlich ist die unterschiedliche Schaltungstopologie der Transistoren: Bei den galvanisch getrennten Wandlern werden insgesamt 4 Schalter benötigt, von denen immer mindestens zwei Transistoren in Reihe den Strom führen, um einen Wechselstrom ohne Gleichanteil zu erzeugen. Der Hochsetzsteller mit geteilter Drossel benötigt prinzipbedingt nur einen Transistor im Eingangsstromkreis. Die Bauleistungen der primärseitigen CoolMOS lassen sich dabei nicht in ein einfaches Verhältnis von 1:4 setzen, da die Verlustleistung des Transistors im Hochsetzsteller höher ausfällt, als die eines Transistors bei den Vollbrückenwandlern.

Der Vergleich der Bauleistungen von spannungsgespeistem Vollbrückenwandler und stromgespeistem Vollbrückenwandler zeigt, dass die Gleichrichterioden des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers ca. um den Faktor 1,8 und die Transistoren ca. um den Faktor 1,5 höher ausgelegt werden müssen als die entsprechenden Halbleiter des stromgespeisten Vollbrückenwandlers.

Die erforderliche Sperrspannung der eingesetzten Transistoren ist dabei für beide Schaltungsvarianten näherungsweise gleich. Die Transistoren des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers sperren nach der Kommutierung gegen die Brennstoffzellenspannung. Im Teillast- bzw. Leerlaufbetrieb liegt diese in etwa beim doppelten der Nennspannung des Brennstoffzellensystems. Die Transistoren des stromgespeisten Vollbrückenwandlers sperren maximal die Spannung der Clamping-Beschaltung (vgl. Gl.(6.80)). Für den Spannungsstellbereich in der Anwendung an Brennstoffzellen ergibt sich hier ebenfalls eine maximale Kommutierungsspannung in der Größenordnung der doppelten Nennspannung der Brennstoffzelle.

Die geringere Bauleistung der eingangsseitigen MOSFET-Brücke resultiert in erster Linie aus den niedrigeren Durchlassverlusten des stromgespeisten Vollbrückenwandlers,

die bei dem angewendeten Modulationsverfahren durch das zeitweise Parallelschalten aller 4 Transistoren begründet sind.

Die erforderliche hohe Sperrspannung der Gleichrichterioden des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers führt zu der mehr als doppelt so hohen Bauleistung der sekundärseitigen Dioden im Vergleich zur Dioden-Bauleistung des stromgespeisten Vollbrückenwandlers.

Die Bauleistungen der „active-clamp“ und „passive-clamp“-Varianten (stromgespeicherter Vollbrückenwandler und Hochsetzsteller mit geteilter Drossel) unterscheiden sich geringfügig zum Einen aufgrund der etwas unterschiedlichen Tastgrade im gleichen Arbeitspunkt und damit unterschiedlichen Leitauern der Ventile, zum Anderen übertragen die Wandler mit interner Clampingenergie rückführung („active-clamp“) die gesamte Leistung auf die Sekundärseite, während bei den „passive-clamp“-Varianten ein Teil der Leistung über den Hilfsumrichter übertragen wird. Dies führt insbesondere zu einem höheren Effektivwert des Stromes durch die Dioden auf der Sekundärseite und damit zu höheren Bauleistungen.

Unterschiede ergeben sich zudem durch den zusätzlichen Transistor, der für die Wandler mit interner Clampingenergie rückführung benötigt wird bzw. durch die Bauleistung der Hilfsumrichter und der Clampingdiode für die Varianten mit externer Clampingenergie rückführung. Ein weiterer Effekt, dessen Einfluss auf die Bauleistungen nicht unmittelbar aus Abb. 8.8 hervorgeht, sind die geringfügig niedrigeren Schaltverluste der MOSFETs durch das entlastete Schalten bei den Wandlern mit interner Clampingenergie rückführung.

Optimierter Betriebsbereich

Die beschriebenen transformatorlosen Wechselrichtersysteme (Wechselrichter mit eingepprägtem Strom, Hochsetzsteller mit U-Wechselrichter und Z-Source-Wechselrichter) sind aufgrund der nicht vorhandenen transformatorischen Kopplung zwischen Brennstoffzelle und Netz sowohl den Randbedingungen der Brennstoffzelle als auch denen des Netzes unterworfen.

Da die Anpassung der unterschiedlichen Spannungsebenen Brennstoffzelle - Netz bei den hier betrachteten transformatorischen Wandlern über das Übersetzungsverhältnis des Transformators erfolgt, wird ein optimierter Betriebsbereich für die DC/DC-Wandler in erster Linie von den Spannungen des Brennstoffzellensystems bestimmt. Daraus abgeleitet ergibt sich die Sperrspannung der eingangsseitigen Transistoren. Die Höhe der Nenn-Eingangsspannung wirkt sich dabei nur auf die Halbleiterbauleistung der Eingangsseite aus. Die Auslegung der sekundärseitigen Halbleiter bleibt – vorausgesetzt der vom Wandler abgedeckte Eingangsspannungsbereich zwischen Teil- und Nennlast ist relativ gesehen gleich – unabhängig vom Übersetzungsverhältnis des Transformators näherungsweise konstant.

8.2.2 Aufteilung Durchlass- und Schaltverlustleistungen

Die Bauleistungen spiegeln sich in den im Folgenden am Beispiel zweier Wandlertopologien detailliert gezeigten Verlustleistungen wieder.

Die Abbildungen 8.9 und 8.10 zeigen die Aufteilung der analytisch bestimmten Durchlass- und Schaltverlustleistung des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit interner Clampingenergieerückführung und die des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers getrennt für die CoolMOSFET und die Gleichrichterdiolen.

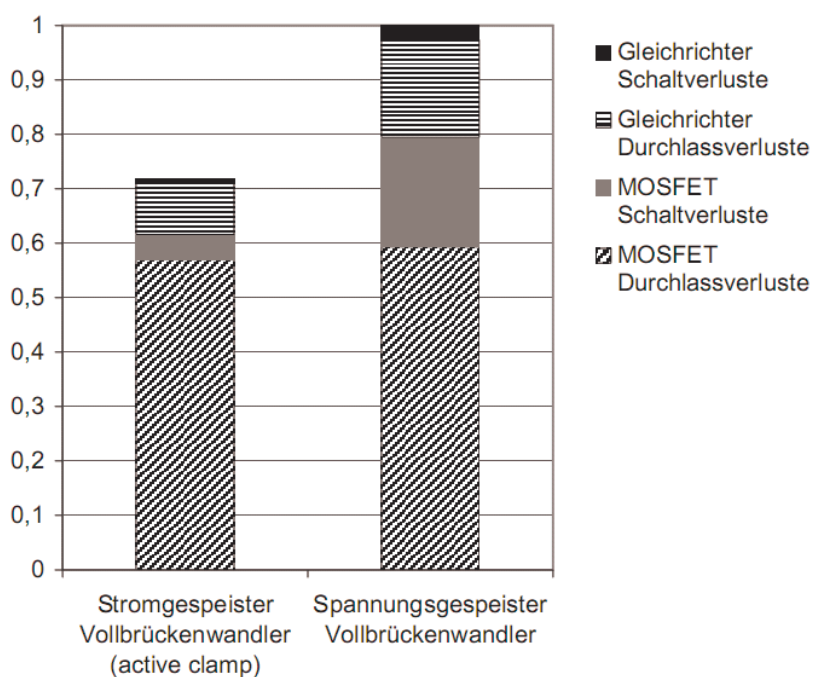


Abbildung 8.9: Normierte Durchlass- und Schaltverluste von MOSFET und Gleichrichterdiolen des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit interner Clampingenergieerückführung und des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers. Werte im Nennbetriebspunkt, bezogen auf die Gesamtverlustleistung des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers

Zum Vergleich der beiden Topologien sind in Abb. 8.9 die Absolutwerte der Schalt- und Durchlassverluste beider Wandlertypen bezogen auf die gesamte Halbleiterverlustleistung des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers dargestellt. Zu beachten ist dabei, dass die zugrundeliegenden Bauleistungen der Wandler unterschiedlich sind (vgl. Abschnitt 8.2.1). Die Bauleistung des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers liegt hier um den Faktor $3/2$ höher als die des stromgespeisten Vollbrückenwandlers.

Aufgrund der höheren Belastung der Transistoren und Dioden des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers sind trotz des höheren Bauteileaufwandes sowohl die Gesamtverluste um den Faktor 1,4, als auch die einzeln betrachteten Verluste der Primär- und Sekundärseite des Wandlers höher als beim stromgespeisten Vollbrückenwandler. Die

Durchlassverluste der MOSFETs sind für beide Wandler ähnlich groß, jedoch ist auch die Bauleistung der MOSFETs des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers höher als die des stromgespeisten Vollbrückenwandlers.

Die Abbildung 8.10 zeigt die Anteile der Einzelverlustleistungen an den Gesamtverlusten des jeweiligen Wandlers. Die Werte sind bezogen auf die Gesamt-Halbleiterverlustleistung des jeweiligen Wandlers.

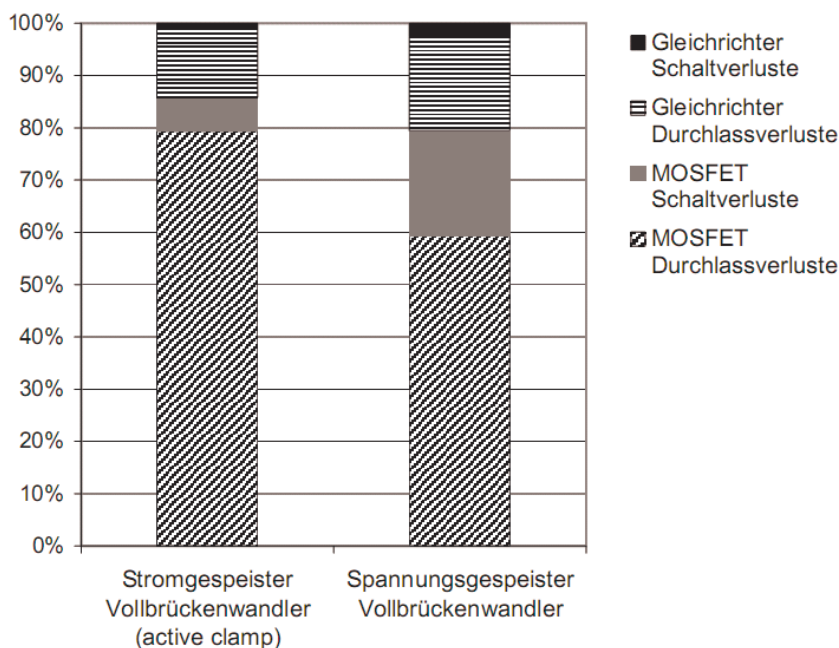


Abbildung 8.10: Prozentuale Durchlass- und Schaltverluste von MOSFETs und Gleichrichterioden des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit interner Clampingenergie rückführung und des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers. Werte im Nennbetriebspunkt, Anteile bezogen auf die Gesamtverlustleistung (=100%) des jeweiligen Vollbrückenwandlers

Die Schaltverluste der MOSFETs beim stromgespeisten Vollbrückenwandler sind durch das entlastete Schalten des aktiven Clampingkreises gering. Aufgrund dieser geringen Schaltverluste beim stromgespeisten Vollbrückenwandler stellen die Durchlassverlustleistungen mehr als 90% der Gesamtverluste.

Prinzipiell sind die der Effektivwerte der Gleichrichteriodenströme des stromgespeisten Vollbrückenwandlers höher als des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers, die relativ hohe Verlustleistung des Gleichrichters beim spannungsgespeisten Vollbrückenwandler resultiert aus der Serienschaltung der Gleichrichterioden, die zur Erzielung der hohen Sperrspannung notwendig ist. Nicht berücksichtigt sind dabei die zusätzlichen Verluste, die bei der Symmetrierung der Reihenschaltung der Gleichrichterioden durch Symmetrierwiderstände entstehen (erhöhte Sperrverluste).

8.2.3 Halbleiterverlustleistungen in Abhängigkeit der Brennstoffzellenkennlinie

Im Folgenden werden berechnete Wirkungsgradverläufe von strom- und spannungsgespeistem Vollbrückenwandler über den vollen Leistungsbereich dargestellt. Dabei wird ein Brennstoffzellenstack mit einem Nennarbeitspunkt bei $U_{fc} = 100\text{ V}$ und $I = 200\text{ A}$ und dem Kennlinienverlauf nach Abbildung 2.2 auf Seite 7 zugrundegelegt.

Wie in Abschnitt 8.2.2 gezeigt wird, überwiegen die Anteile der Durchlassverluste an den Gesamtverlustleistungen bei den betrachteten Wandlertypen. Eine signifikante Reduktion der Verlustleistungen kann durch Parallelschalten bzw. Überdimensionierung weiterer MOSFETs erreicht werden. Der Einfluss einer überdimensionierten Auslegung der MOSFETs wird durch die Darstellung von Wirkungsgradverläufen gezeigt.

Abbildung 8.11 [62] zeigt den Verlauf der Wirkungsgrade von spannungsgespeistem und stromgespeistem Vollbrückenwandler bei einer optimalen Auslegung der Halbleiter (vgl. Abschnitt 8.2.1) in Abhängigkeit des Eingangsstromes. Berücksichtigt sind die Halbleiterverlustleistungen, Verluste in passiven Komponenten werden vernachlässigt.

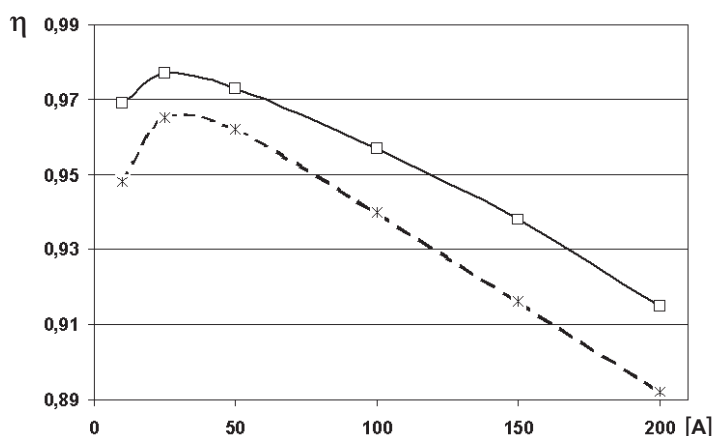


Abbildung 8.11: Wirkungsgrad des spannungsgespeistem Vollbrückenwandlers (gestrichelte Linie) und des stromgespeistem Vollbrückenwandlers (passives Clamping, Hilfsumrichter: $\eta = 0,9$; durchgezogene Linie) in Abhängigkeit des Stromes einer Brennstoffzellenkennlinie, Berücksichtigt sind nur die Halbleiterverluste. Optimale Auslegung der Halbleiter.

Die niedrigeren Ströme führen im Teillastbetrieb der Vollbrückenwandler zu niedrigeren Verlusten bzw. höheren Wirkungsgraden. Der Wirkungsgrad des stromgespeistem Vollbrückenwandlers liegt dabei im gesamten Leistungsbereich ein bis zwei Prozentpunkte über dem Wirkungsgrad des spannungsgespeistem Vollbrückenwandlers.

Abbildung 8.12 zeigt die Verläufe der Wirkungsgrade bei unterschiedlich gewählter Überdimensionierung der eingangsseitigen MOSFETs. Die Wirkungsgrade bzw. die Wirkungsgradverläufe sind erwartungsgemäß höher als bei der optimalen Auslegung. Mit einer strommäßig stärkeren Auslegung der MOSFETs für den spannungsgespeistem Vollbrückenwandler lassen sich die Wirkungsgrade des stromgespeistem Systems

erreichen. Die Bauleistungen der MOSFETs für den spannungsgespeisten Vollbrückenwandler mit Überauslegung gestrichelte Linie, Symbol \bullet) liegen dann um den Faktor 2 höher als für den optimal ausgelegten stromgespeisten Vollbrückenwandler (durchgezogene Linie, Symbol: Δ), bei in etwa gleichen Wirkungsgraden im Nennbetriebspunkt.

Durch eine Überauslegung des stromgespeisten Vollbrückenwandlers um den Faktor 2 bezüglich seiner optimalen MOSFET-Auslegung ließe sich der Wirkungsgrad im Nennarbeitspunkt auf einen theoretischen Wert von $\eta = 0,94$ erhöhen.

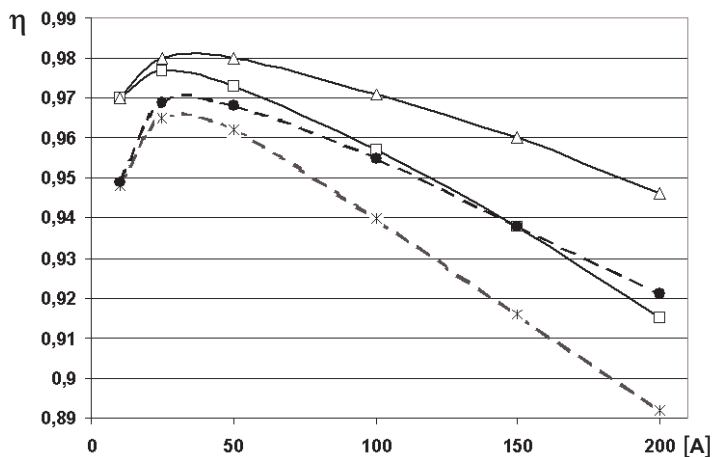


Abbildung 8.12: Wirkungsgrad des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers (gestrichelte Linie) und des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit passivem Clamping (durchgezogene Linie; Hilfsumrichter: $\eta = 0,9$) in Abhängigkeit des Stromes einer Brennstoffzellenkennlinie, Berücksichtigt sind nur die Halbleiterverluste.

Auslegung der MOSFETs:

Spannungsgespeister Vollbrückenwandler (gestrichelte Linie): optimale Auslegung (Symbol $*$), Überdimensionierung 1,4-fach über der optimalen Auslegung (Symbol \bullet);

Stromgespeister Vollbrückenwandler (durchgezogene Linie): optimale Auslegung (Symbol \square), Überdimensionierung 2-fach über optimaler Auslegung (Symbol \triangle).

Die hier gezeigten Vergleiche beziehen sich auf den stromgespeisten Vollbrückenwandler mit externer Clampingenergie rückführung bei einem konservativ angenommenen Wirkungsgrad des Hilfsumrichters für die Clampingenergie von $\eta = 0,9$. Einen Vergleich der berechneten Wirkungsgradverläufe über dem Brennstoffzellenstrom (Brennstoffzellenkennlinie) von stromgespeisten Vollbrückenwandlern mit externer bzw. interner Clampingenergie rückführung zeigt Abbildung 8.13 [61]. Die Verläufe zeigen dabei über den gesamten Leistungsbereich keinen signifikanten Unterschied im Wirkungsgrad.

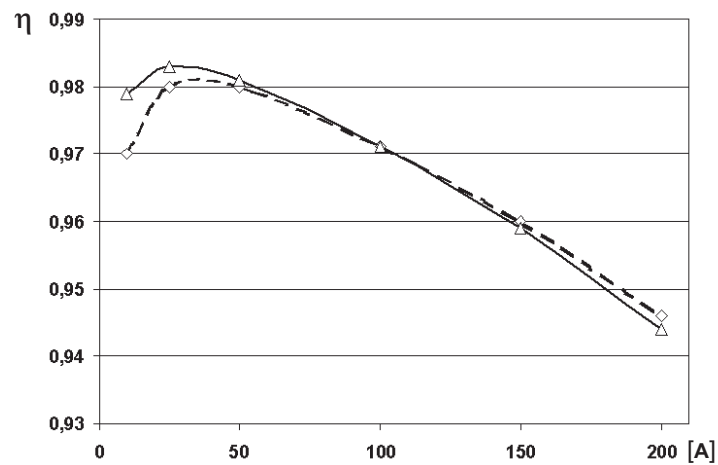


Abbildung 8.13: Wirkungsgradverläufe von stromgespeisten Vollbrückenwandlern mit externer Rückführung der Clampingenergie (passives Clamping, durchgezogene Linie, Symbol \triangle , Hilfsumrichter: $\eta = 0,9$) und interner Rückführung der Clampingenergie (aktives Clamping, gestrichelte Linie, Symbol \diamond). Bei zweifacher Überdimensionierung der Vollbrückentransistoren gegenüber der optimalen Auslegung.

8.2.4 Schaltungstechnische Bewertung

Im Folgenden werden die charakteristischen Unterschiede der betrachteten Wandler, die die Halbleiterverluste bzw. die erforderliche Bauleistung der Halbleiter betreffen zusammengefasst, sowie weitere charakteristische Eigenschaften der DC/DC-Wandler aufgeführt und bewertet.

Die Funktion des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers entspricht vom Prinzip her einem Tiefsetzsteller. Über den Transformator wird eine hohe Spannung erzeugt, die über der Ausgangsinduktivität L gemittelt wird. Um die benötigte hohe Ausgangsspannung zu erzeugen, deren Amplitude mindestens der gemittelten DC-Ausgangsspannung entspricht, wird ein Transformator mit hohem Übersetzungsverhältnis benötigt. Die Streuinduktivität des Transformators hat einen starken Einfluss auf die Auslegung des Transformators bzw. des gesamten Wandlers.

Ein wesentlicher Nachteil, der sich aus dem Funktionsprinzip ergibt, ist die sehr hohe Sperrspannungsfestigkeit der Gleichrichterioden, die insbesondere bei kleinen Tastgraden (hohe Eingangsspannung am Wandler im Teillastbereich der Brennstoffzelle) erforderlich ist. Schnell schaltende Dioden lassen sich dann nur als Serienschaltung einzelner Dioden mit dynamischen und statischen Symmetrier-Beschaltungen einsetzen.

Ein weiterer Nachteil, der sich aus dem spannungsgespeisten Eingangskreis ergibt, ist der Eingangsstrom, der kurzzeitig während der Schaltperiode negativ wird. Um negative Ströme von der Brennstoffzelle fernzuhalten, sind i.d.R. zusätzliche Filterelemente notwendig, diese Aufgabe können aufgrund der hohen Schaltfrequenz und der daraus resultierenden kleinen Filterbauleistung z.B. Zuleitungsinduktivitäten übernehmen.

Bedingt durch das Funktionsprinzip ergeben sich zwei weitere charakteristische Merkmale, die besonders zu berücksichtigen sind: Die eingangsseitige Vollbrücke der Halbleiter muss parallel zu einer niederohmigen Spannungsquelle geschaltet sein. Im Falle eines z.B. falsch angesteuerten Halbleiters kann sich innerhalb einer sehr kurzen Zeit ein hoher Kurzschlussstrom im Halbleiter ausbilden. Um den Halbleiter wirksam vor Zerstörung zu schützen, ist eine sehr schnelle Überstromerkennung bzw. -abschaltung erforderlich. Dies kann z.B. durch eine im Gate-Treiber integrierte Entsättigungsüberwachung des Halbleiters erfolgen. Bei IGBTs erfolgt dazu beispielsweise die Überwachung der Kollektor-Emitter-Spannung während des eingeschalteten Zustands (U-CE-Fehlererkennung).

Der Eingangsstrom des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers wird in Abhängigkeit des Tastgrades periodisch abgeschaltet. Während des abgeschalteten Stromes sind parasitäre Schwingkreise innerhalb des Schaltungsaufbaus hochohmig und neigen zum Schwingen. Dies führt zu starken Aussendungen höherfrequenter EMV-relevanter Schwingungen.

Wie in den vorangehenden Abschnitten gezeigt ist die erforderliche Bauleistung und die Verlustleistungsbilanz des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers höher als die eines stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit vergleichbarer Funktionalität und Auslegung.

Vorteilhaft ist die verhältnismäßig einfache Steuerbarkeit des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers. Es müssen lediglich die vier Ventile der Vollbrücke angesteuert wer-

den, es entfällt eine aktive oder passive Schaltung zur Begrenzung von Überspannungen wie beim stromgespeisten Wandler, zudem erlaubt das Funktionsprinzip einen Betrieb bei einer Ausgangsspannung von $U_2 = 0 \text{ V}$ (Start-Up).

Die Funktion des stromgespeisten Vollbrückenwandlers entspricht im Prinzip einem Hochsetzsteller. Über die in der eingangsseitigen Induktivität gespeicherte Energie wird die Eingangsspannung auf ein höheres Niveau hochgesetzt. Zusätzlich wird die Spannung über den Transformator erhöht. Aufgrund des hochsetzenden Prinzips wird nur ein Transformator mit einem verhältnismäßig kleinen Windungszahlenverhältnis benötigt.

Die Streuinduktivität des Transformators führt zu Überspannungen an den Transistoren der Vollbrücke des stromgespeisten Vollbrückenwandlers. Um diese zu begrenzen, ist immer eine Beschaltung zur Begrenzung (engl. clamping) der Überspannung erforderlich. Um die in der Beschaltung gespeicherte Energie regenerativ zu nutzen, bestehen prinzipiell die Möglichkeiten, über einen externen Wandler die Energie z.B. auf die Sekundärseite zu übertragen (externe Clampingenergie rückführung, engl. „passive clamping“), oder über ein „aktives“ Beschaltungsnetzwerk diese direkt innerhalb des Wandlers auf die Sekundärseite zu übertragen (interne Clampingenergie rückführung, engl. häufig: „active clamping“). Der Wert der Streuinduktivität des Transformators bestimmt dabei im Wesentlichen die Leistung, die über die Clamping-Beschaltung geführt wird.

Die Gleichrichterioden kommutieren direkt gegen die Spannung der Ausgangsseite, daher ist die benötigte Sperrspannungsfestigkeit so gering, dass sehr schnelle Dioden einsetzbar sind.

Die Ventile der geschalteten Vollbrücke kommutieren gegen die Spannung des Clamping-Kreises. Die erforderliche Sperrspannung der Halbleiter hängt damit direkt von der Clamping-Spannung bzw. dem verwendeten Clamping-Verfahren ab. Sie liegt immer in der Größenordnung der Eingangsspannung.

Stromgespeiste Wandler können prinzipbedingt nicht bei Ausgangsspannungen von 0 Volt betrieben werden. Ein Anfahren des Systems (Aufladen der Kondensatoren des Wechselrichters) kann daher nicht über den Wandler selbst erfolgen. Dies kann aber bei den beschriebenen Schaltungsvarianten beispielsweise über veränderte Modulationsverfahren über den Clampingkreis oder im Netzparallelbetrieb über den Wechselrichter erfolgen.

Aufgrund der Induktivität im Eingangskreis des stromgespeisten Wandlers ist der Eingangsstrom gut geglättet, was sich vorteilhaft auf die Lebensdauer der Brennstoffzelle auswirkt und keine weiteren Filtermaßnahmen erforderlich macht.

Die Verlustleistungen der Halbleiter sind für den stromgespeisten Vollbrückenwandler im Verhältnis zum spannungsgespeisten Wandler geringer. Dadurch ist der Bauleistungsaufwand für den stromgespeisten Wandler geringer.

Das Beschaltungsnetzwerk bietet einen Freilaufpfad für den Strom, dadurch werden Überspannungen an den Ventilen der Vollbrücke vermieden. Die Stromanstiegsgeschwindigkeit im Fehlerfall wird durch die Induktivität im Eingangskreis und die dar-

über maximal anliegende Spannung bestimmt. Aufgrund der relativ großen Zeitkonstante sind die Anforderungen an die Schnelligkeit einer Überstromabschaltung nicht hoch. Eine Entsättigungsüberwachung („U-CE-Fehlererkennung“) als Überstromschutz kann dabei aber eine thermische Zerstörung ggf. nicht ausreichend schnell erkennen, da eine Entsättigung der Halbleiter erst bei hohen Strömen erfolgt. Bei einem aktivem Beschaltungsnetzwerk (interne Clampingenergie rückführung) besteht prinzipiell die Möglichkeit eines Kurzschlusses mit sehr hohem di/dt (Kurzschluss des Clampingkondensators). Hier erfolgt der Überstrom- /Kurzschlusschutz der Halbleiter wie bei spannungsgespeisten Systemen. Die Variante des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit interner Rückführung der Clampingenergie bewirkt höhere Strom-Effektivwerte in den Transistoren und den Gleichrichterioden, was zu einer erhöhten Bauleistung führt. Einen Teil der Energie bei dem Wandler mit passiver Clampingenergie rückführung wird durch den zusätzlich notwendigen Wandler übertragen, wodurch der Wandler selbst weniger Bauleistung benötigt.

Durch die eingepprägten Ströme im stromgespeisten Vollbrückenwandler neigt dieser nicht zum Schwingen. Dies lässt auf verhältnismäßig geringe Aussendung von EMV-relevanten Oberschwingungen bzw. Oberwellen schließen.

Der Hochsetzsteller mit angezapfter Induktivität benötigt im Verhältnis zu den galvanisch trennenden Wandlern nur einen Bruchteil der Halbleiterbauleistung. Bei der Variante mit interner Clampingenergie rückführung müssen lediglich zwei Ventile angesteuert werden, bei der Variante mit externer Clampingenergie rückführung muss der Hilfsumrichter keine galvanische Trennung aufweisen und kann entsprechend einfach aufgebaut werden.

Weitere charakteristische Unterschiede der Varianten interne/externe Clampingenergie rückführung sind analog zum stromgespeisten Vollbrückenwandler. Entscheidender Nachteil des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität ist die fehlende galvanische Trennung. Für die Personensicherheit ist eine galvanische Trennung anzustreben, zudem kann mit einer galvanischen Trennung zwischen Netz und Brennstoffzelle Gleichaktspannungen unterbunden werden, die an der Brennstoffzelle zu Ableitströmen gegen Erdpotential führen.

8.2.5 Phasenverschobene Modulation des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers

Neben der betrachteten konventionellen Pulsweitenmodulation des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers kann durch eine veränderte Modulation eine Reduzierung der Einschaltverluste durch spannungsentlastetes Einschalten (ZVS) erreicht werden. Dabei werden diagonal entgegengesetzt liegende Ventile nicht gleichzeitig geschaltet, sondern jeweils phasenversetzt zueinander angesteuert (engl. phase-shift-modulation).

In Bezug auf die Anwendung als DC/DC-Wandler mit niedrigen Eingangsspannungen und hohen Eingangsströmen wirken sich die Nachteile dieser Modulationsart bezüglich der Gesamtverlustleistung des Wandlers stärker aus. Die Durchlassverluste der Halbleiter sind aufgrund höherer Ventilstromeffektivwerte bei der phasenverschobenen

Pulsweitenmodulation größer als bei der konventionellen PWM [66]. Bei Aussteuergraden < 1 wird bei der phasenverschobenen Modulation die Möglichkeit entlastet zu schalten dadurch erreicht, dass der Transformatorstrom während des Freilaufs der sekundärseitigen Induktivität L_2 durch einen Kreisstrom innerhalb der Brücke (z.B. T_2 und Inversdiode von T_3 , vgl. Abb. 6.12) aufrechterhalten wird. Bei der konventionellen PWM wird der Transformatorstrom während des Freilaufs der sekundärseitigen Induktivität L_2 bei Aussteuergraden < 1 zu Null, der Freilauf der sekundärseitigen Induktivität findet hier über alle vier leitenden Gleichrichterdiolen statt.

Die phasenverschobene Modulation erzeugt demnach höhere Durchlassverluste in den Ventilen der Brücke und zusätzlich in der Transformatorwicklung, die konventionelle Modulation führt darüberhinaus zu einer weiteren Verringerung der Gleichrichter-Durchlassverlustleistungen aufgrund der während des Freilaufs parallel leitenden Gleichrichterdiolen.

Aussteuergrade < 1 treten - in der Anwendung als Spannungswandler für Brennstoffzellen - insbesondere bei Teillast auf. Da für die Auslegung des Systems niedrige Zellenspannungen aufgrund von Degradation und Regelreserven berücksichtigt werden, ist der Aussteuergrad auch bei Nennlast in der Regel kleiner als 1.

Ferner ist die Möglichkeit entlastet zu schalten nur auf einen kleinen Bereich nahe der Nennleistung beschränkt. Die Erweiterung des ZVS-Bereiches ist durch Vergrößern der Transformatorstreuinduktivitäten möglich, was wiederum zu einer Einschränkung der Steuerbarkeit und des maximalen Spannungsübersetzungsverhältnisses und einhergehend bei der Auslegung des Transformators zu größeren Wicklungsverhältnissen führt.

Die Schaltverlustleistung der MOSFET-Inversdiolen ist im Verhältnis zu schaltverlustoptimierten „schnellen“ Diolen relativ hoch und kann durch entlastete Schaltvorgänge reduziert werden. Die Stromflanken der abkommutierenden Inversdiolen werden durch die Streuinduktivität des Transformators begrenzt, daher fallen die Rückstromspitzen bzw. die Schaltverlustleistungen der Inversdiolen bei der konventionellen Pulsweitenmodulation für den spannungsgespeisten Vollbrückenwandler jedoch ohnehin relativ gering aus.

Insgesamt ist der Anteil der Durchlassverluste an den Halbleiterverlusten aufgrund der niedrigen Spannungen und hohen Ströme an den geschalteten Ventilen in dieser Anwendung mit Abstand am höchsten. Methoden zur Verringerung der Schaltverlustenergien, die in Anwendungen mit hohen Spannungspegeln den Wirkungsgrad von Umrichtern signifikant erhöhen, erzielen in Wechselrichtersystemen für Brennstoffzellen nur eine geringe Verringerung der Halbleiterverluste und haben auf die Gesamtverluste in der Regel geringere Einflüsse als beispielsweise durchlassverlustoptimierte Pulsweitenmodulationsverfahren.

8.3 Vergleich von transformatorlosen Umrichtersystemen mit transformatorisch gekoppelten Umrichtersystemen

Mehrstufige Wechselrichtersysteme mit transformatorischen Wandlern können auf der Brennstoffzellenseite mit Leistungshalbleitern ausgestattet werden, die geringere Anforderungen an die Sperrspannungsfestigkeit stellen. Leistungshalbleiter mit niedrigeren Sperrspannungen, in der Regel MOSFETs, können darüberhinaus verlustärmer und damit häufiger schalten, als Leistungshalbleiter, die in transformatorlosen Wandler-Systemen zum Einsatz kommen. Dadurch können die Transformatoren mit Frequenzen von über 30 kHz betrieben werden. Die hohe Betriebsfrequenz führt dabei zu einer deutlichen Verkleinerung der induktiven Komponenten verglichen mit der Netzfrequenz von 50 Hz.

Aufgrund der unterschiedlichen Eigenschaften von MOSFETs und sehr schnell schaltenden Dioden einerseits und IGBTs und entsprechenden Dioden andererseits ist eine direkte technische Bewertung ohne Berücksichtigung der gesamten Schaltungsumgebung und deren Eigenschaften, wie z.B. die galvanische Trennung, nicht möglich. Weiterhin lassen sich die Kosten der Leistungshalbleiter bezogen auf die gesamten technischen Eigenschaften schwer aufeinander beziehen.

Der Verzicht der galvanischen Kopplung bei transformatorlosen Wandler-Systemen führt zu einem vergleichbar einfachen, industrieüblichen Schaltungsaufbau mit reduziertem Aufwand in der Steuerung solcher Systeme.

Den Vorteilen von Systemen mit transformatorischer Wandlung:

- bessere Ausnutzung von Strombelastbarkeit und Sperrspannungsbela-stbarkeit der Leistungshalbleiter,
- kompakte Abmessungen und hohe Leistungsdichte durch Energieübertragung bei hohen Frequenzen,
- galvanische Trennung bzw. Schutz zwischen Brennstoffzelle und Versorgungsnetz,
- gute Anpassung der Spannungsniveaus und damit gute Ausnutzung aller Komponenten,
- einfachere Befilterung der Brennstoffzellenströme (Hochfrequente Anteile wirken sich auf die Brennstoffzelle wegen deren kapazitiven Eigenschaften weniger schädlich als beispielsweise netzfrequente Ströme).

stehen folgende Nachteile gegenüber:

- zusätzlicher Schaltungs- und Ansteueraufwand sowie
- zusätzliche Komponenten, insbesondere der Transformator aus hochwertigen hochfrequenzgeeigneten Materialien.

Neben den bereits gezeigten Vorteilen der galvanisch getrennten Wandlerysteme in Hinblick auf die Schutzziele des Personenschutzes und der Möglichkeit die Gleichtaktspannungen des Wechselrichters von der Brennstoffzelle zu entkoppeln, bieten die hier näher untersuchten Wandler mit galvanischer Trennung einen weiteren Vorteil: Es können aufgrund der passiven Gleichrichtung prinzipbedingt bei Fehlern wie z.B. falscher Ansteuerung oder defekten Ventilen keine dauerhaften negativen Ströme in die Brennstoffzelle fließen bzw. negative Spannungen an der Brennstoffzelle anliegen. Aus Sicherheitsgründen wäre zur Verhinderung von Rückströmen in Wandlern ohne galvanische Trennung beispielsweise eine ggf. zusätzliche Seriendiode im Strompfad der Brennstoffzelle vorzusehen, was wiederum zu zusätzlichen Durchlassverlusten führt. Negative Spannungen an der Brennstoffzelle können dagegen z.B. durch eine in Sperrrichtung gepolte Diode parallel zur Brennstoffzelle in Kombination mit entsprechenden Überstromschutzorganen verhindert werden.

Wie gezeigt wurde, lassen sich die geforderten Eigenschaften an ein Wechselrichtersystem für Brennstoffzellen (vgl. Abschnitt 4.1.2) dabei durch die Kombination unterschiedlicher, optimiert eingesetzter Schaltungen zu einem mehrstufigen, transformatorischen Wandlerystem am besten umsetzen.

Kapitel 9

Zusammenfassung und Ausblick

Dezentrale Brennstoffzellensysteme können in der nahen Zukunft einen Beitrag zur klima- und ressourcenschonenden Energieerzeugung leisten. Brennstoffzellensysteme zeichnen sich durch einen hohen Systemwirkungsgrad verglichen mit Kraft-Wärme-Kopplungssystemen, die auf thermischen Kreisprozessen (z.B. Gasturbinen, Dampfturbinen) beruhen, aus. Dieser Vorteil wird bei heutigen Anlagen ausgenutzt, die Gase aus fossilen Energieträgern, wie z.B. Erdgas, in Hochtemperaturbrennstoffzellen oder aus Erdgas reformierten Wasserstoff in Niedertemperaturzellen direkt in Strom umwandeln. Zukünftig kann die Brennstoffzellentechnologie einen Beitrag zur Speicherung elektrischer Energie aus regenerativen Energiequellen, wie z.B. Wind- und Sonnenenergie, leisten, indem Wasserstoff, der in den ertragsstarken Zeiten durch Elektrolyse gewonnen wird, in wind- bzw. sonnenarmen Zeiten in Strom zurückgewandelt und in das elektrische Netz eingespeist wird.

Die elektrische Energie aus Brennstoffzellen liegt in Form von Gleichströmen bei – im Verhältnis zur Spannung des elektrischen Versorgungsnetzes – niedrigen Gleichspannungen vor. Zur Netzeinspeisung der Energie ist daher immer ein Umformersystem notwendig, um zum einen die Spannungsanpassung und zum anderen die Wechselrichtung des Gleichstromes zu ermöglichen. Leistungselektronische Schaltungen mit modernen Leistungshalbleitern ermöglichen dabei eine verlustarme Umwandlung der elektrischen Energie.

In dieser Arbeit werden verschiedene grundlegende, mit modernen Leistungshalbleitern ausgestattete Umrichtertopologien ausgewählt und untersucht, die prinzipiell die technischen Anforderungen eines Wechselrichtersystems für die Netzeinspeisung elektrischer Energie aus Brennstoffzellen erfüllen. Ziel der Untersuchungen ist eine Bewertung einer Vielzahl der möglichen und z.T. in der Literatur beschriebenen Schaltungsvarianten bezüglich ihres elektrischen Verhaltens, des technischen Aufwandes sowie des Investitions-Aufwandes.

Entscheidend für die Auslegung leistungselektronischer Systeme ist das charakteristische elektrische Betriebsverhalten der Brennstoffzelle, das zunächst einführend beschrieben wird. Bestimmende Bauteile für die unterschiedlichen Schaltungstopologien sind die verschiedenen verwendbaren Leistungshalbleiterbauelemente. Die charakteristischen Eigenschaften der Leistungshalbleiter werden aufgezeigt und die im Folgenden

verwendeten Methoden der analytischen Bestimmung der Halbleiterverlustleistungen werden dargestellt. Passive Bauelemente wie Transformatoren und Drosseln sowie Kondensatoren stellen weitere wesentliche Elemente der Umrichtersysteme dar, deren charakteristische Eigenschaften ebenfalls einführend gezeigt werden.

Eine Übersicht verschiedener Schaltungstopologien für die Anwendung erfolgt anhand einer Einordnung des Themengebietes in einschlägige Literatur. Die Anforderungen, die an ein Brennstoffzellenwechselrichtersystem gestellt werden, werden dazu zusammengefasst. Die möglichen Schaltungstopologien lassen sich dabei grob in transformatorlose und transformatorische Wechselrichtersysteme unterteilen. Die transformatorischen Systeme lassen sich weiter in galvanisch nicht trennende und galvanisch getrennte Topologien unterteilen. Die transformatorlosen Wechselrichtertopologien sind der Wechselrichter mit eingepprägter Spannung, der Wechselrichter mit eingepprägtem Strom sowie der sog. Z-Source-Wechselrichter. Der konventionelle Hochsetzsteller lässt sich als transformatorloser DC/DC-Wandler einordnen. Der Hochsetzsteller mit angezapfter Drossel ist ein transformatorischer DC/DC-Wandler ohne galvanische Trennung. Die Schaltungstopologien des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers und des stromgespeisten Vollbrückenwandlers sind transformatorische DC/DC-Wandler mit galvanischer Trennung.

Von den genannten Schaltungen werden die mathematischen Modelle zur Beschreibung des elektrischen Verhaltens der untersuchten Schaltungstopologien sowie die Berechnungsverfahren zur Bestimmung der Leistungshalbleiterverluste hergeleitet. Bevor die Schaltungen für die experimentelle Untersuchung aufgebaut wurden, sind die Schaltungen mit dem numerischen Schaltungssimulationsprogramm Simplorer[®] untersucht und die Plausibilität der analytischen Ergebnisse damit gezeigt worden. Die Ergebnisse der Simulationen werden in der Arbeit nicht im Detail dargelegt.

Im experimentellen Teil wird vertieft auf die Besonderheiten der Systeme im Aufbau und in der Betriebsweise eingegangen, die sich nur im praktischen Betrieb zeigen und die sich bei den numerischen Simulationen in der hier betrachteten Modellierungstiefe nicht darstellen lassen. Insbesondere ist dies das spezielle Verhalten der Leistungshalbleiter während der Kommutierungsvorgänge.

Für exemplarische Auslegungspunkte der verschiedenen untersuchten Schaltungen für Brennstoffzellensysteme im betrachteten Leistungsbereich werden die Ergebnisse der durchgeführten analytischen Verlustleistungsbestimmung und der daraus abgeleitete notwendige Aufwand an Leistungshalbleitern gezeigt. Ein definiertes Maß für den Aufwand an Leistungshalbleitern ist die hier eingeführte „Bauleistung“.

Die eingeführte normierte Bauleistung stellt dabei ein gutes Maß zum Vergleich des Investitionsaufwandes der unterschiedlichen Schaltungstopologien dar. Der Aufwand für die Ansteuerung der Leistungshalbleiter sowie der erforderliche Aufwand an passiven Bauelementen unterscheidet sich in guter Näherung für vergleichbare Topologien nur wenig (DC/DC-Wandler mit transformatorischer Kopplung bzw. DC/AC-Wandler: Drossel des I-Wechselrichters, Drossel des Hochsetzstellers bei der Kombination aus konventionellem Hochsetzsteller und U-Wechselrichter sowie Drossel des Z-Source-Wechselrichters).

Da bei den transformatorischen Systemen Leistungshalbleiterventile mit anderen Eigenschaften (niedrigere Sperrspannung, höhere Schaltfrequenzen) eingesetzt werden können, ist ein direkter Vergleich der Bauleistungen zwischen den transformatorischen und transformatorlosen Topologien nicht aussagekräftig. Bei den transformatorlosen Wechselrichtern zeigt sich, dass die Topologie des Hochsetzstellers in Reihe zu einem Wechselrichter mit eingepprägter Spannung die besten Eigenschaften bezüglich Bauleistung und Verlusten in sich vereint. Aufgrund der im betrachteten Leistungsbereich niedrigen Spannungen des Brennstoffzellensystems rechtfertigen die hohen Bauleistungen und Verluste der transformatorlosen Wechselrichtersysteme jedoch den insgesamt komplexeren Aufbau von Wechselrichtersystemen mit schnell taktenden transformatorischen Wandlern. Bei den transformatorischen Wandlern zeigen sich deutliche Vorteile der stromgespeisten Topologien bezüglich der Bauleistung und niedriger Verlustleistungen. Der stromgespeiste Vollbrückenwandler weist zwar schlechtere Kennwerte als der Hochsetzsteller mit geteilter Drossel auf, ist aber aufgrund der galvanischen Trennung die zu bevorzugende DC/DC-Wandlertopologie für mehrstufige Wechselrichtersysteme für Brennstoffzellen.

Die Auswahl und Bewertung der Schaltungen erfolgte in dieser Arbeit unter besonderer Berücksichtigung des Anwendungsfalles eines netzgekoppelten Brennstoffzellensystems im Leistungsbereich von 20 kW und darüber. Eine detaillierte Auslegung auf den jeweiligen Anwendungsfall kann anhand der hier gezeigten Untersuchungen in Abhängigkeit der weiteren Systemdaten erfolgen. Die in dieser Arbeit gezeigten Ergebnisse lassen sich dabei teilweise auch für vergleichbare Anwendungen bei ähnlichen Randbedingungen – wie beispielsweise in Photovoltaikwechselrichtersystemen – verwenden.

Zusammenfassend ermöglicht es der derzeitige Stand der Entwicklung leistungselektronischer Komponenten, dass Wechselrichtersysteme zur Netzeinspeisung elektrischer Energie aus Brennstoffzellen zum heutigen Zeitpunkt serienreif entwickelt werden können. Dabei lassen sich effiziente Umrichter mit hohen Verfügbarkeiten realisieren.

Die Herausforderungen, um die Serienreife von netzgekoppelten Brennstoffzellenanlagen zu erreichen, liegen auf dem Gebiet der Brennstoffzellenentwicklung selbst. Zentrales Entwicklungsziel ist dabei eine Erhöhung der Systemzuverlässigkeit bzw. der Lebensdauer bei gleichzeitig geringeren Kosten. Für die Anwendung als Energiespeicher konkurriert die Wasserstofftechnologie und damit die Brennstoffzellentechnologie mit Druckluftspeicherkraftwerken und Pumpspeicherkraftwerken, die großtechnisch betrieben werden. Eine bedeutende Rolle kommt der Brennstoffzellentechnologie in Hinblick auf schwindende Ressourcen der fossilen Brennstoffe voraussichtlich auch bei mobilen Anwendungen zu.

Weitere Entwicklungsmöglichkeiten auf dem Gebiet der Leistungselektronik werden sich durch die Verfügbarkeit neuartiger Leistungshalbleiterbauelemente ergeben. Beispielsweise seien da Silizium-Carbid-Bauelemente genannt, die niedrigere Schaltverluste erwarten lassen und durch höhere Betriebstemperaturen der Halbleiter eine Steigerung der Leistungsdichte ermöglichen [87]. Die Entwicklungen auf dem Gebiet der magnetischen Bauelemente wird voraussichtlich nicht in dem Maße erfolgen, wie es bei den Leistungshalbleitern der Fall sein wird. Dennoch wird auch hier eine Verbesserung der Materialeigenschaften in Kombination mit neuartigen Leistungshalbleitern zu ei-

ner Erhöhung der Leistungsdichten insbesondere durch eine höhere Betriebsfrequenz bei verringerten Verlusten führen. Die prinzipiell einsetzbaren Schaltungstopologien werden sich dabei nicht grundlegend von den in dieser Arbeit gezeigten Topologien unterscheiden. Abhängig von den Eigenschaften neuer Leistungshalbleiter werden sich einige der gezeigten Schaltungen dabei möglicherweise als besonders geeignet erweisen. In den hier gezeigten stromgespeisten Schaltungen lassen sich voraussichtlich Halbleiter wie der SiC-Junction-FET, die im nicht angesteuerten Zustand leiten, gut einsetzen. Die Ergebnisse dieser Arbeit geben damit auch wertvolle Hinweise für die zukünftige Entwicklung von Umrichtersystemen mit neuartigen Leistungshalbleitern.

Kapitel 10

Anhang

Induktivität der Gleichstromdrossel	$L_d = 70 \text{ mH}$
Kapazität der Filterkondensatoren (Dreieckschaltung)	$C_N = 16 \mu\text{F}$
Induktivität der Netzfilterdrossel	$L_N = 3 \text{ mH}$
IGBT-Module	Eupec [®] BSM50GB170DLC
Seriendioden-Module	Semikron [®] SKKD60F17

Tabelle 10.1: Charakteristische Daten des Wechselrichters mit eingepprägtem Strom (Laboraufbau)

Kapazität des Zwischenkreiskondensators	$C_{ZK} = 2,2 \text{ mF}$
Induktivität der Netzfilterdrossel	$L_N = 3 \text{ mH}$
IGBT-Module	Eupec [®] BSM75GD120DLC

Tabelle 10.2: Charakteristische Daten des Wechselrichters mit eingepprägter Spannung (Laboraufbau)

Induktivität einer Gleichstromdrossel	$L_d = 1 \text{ mH}$
Kapazität der Zwischenkreiskondensatoren	$C = 1,1 \text{ mF}$
Induktivität der Netzfilterdrossel	$L_N = 3 \text{ mH}$
IGBT-Module	Eupec [®] FS225R17KE3
Zwischenkreisdioden-Modul	Semikron [®] SKKE120F

Tabelle 10.3: Charakteristische Daten des Z-Source-Wechselrichters (Laboraufbau)

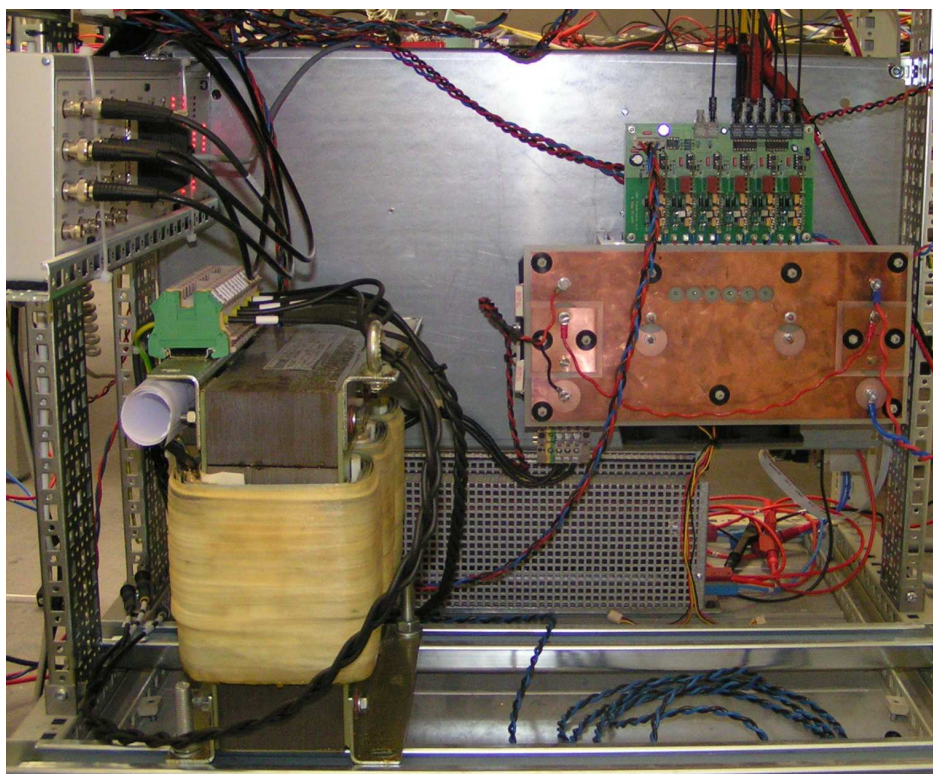


Abbildung 10.1: Foto des Wechselrichters mit eingprägter Spannung Ansteuerung über DSpace, Netzdrossel, Leistungsteil mit verplatteten Leiterbahnen.

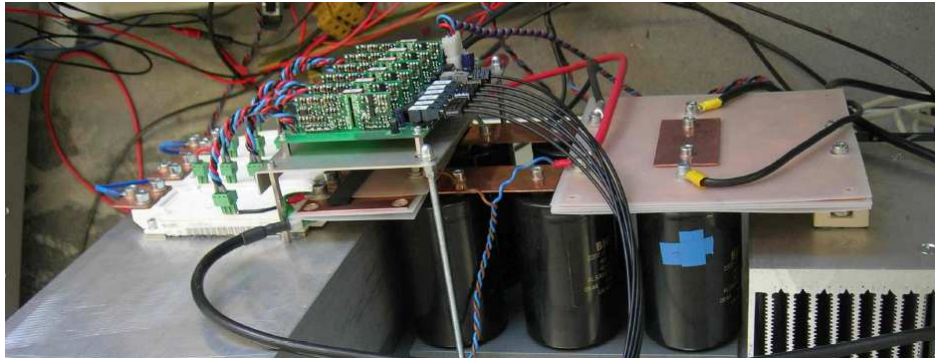


Abbildung 10.2: Foto des Z-Source Wechselrichters (Leistungsteil)
IGBT in Drehstrombrückenschaltung mit Ansteuerung, Zwischenkreiskondensatoren, Eingangsdiode.

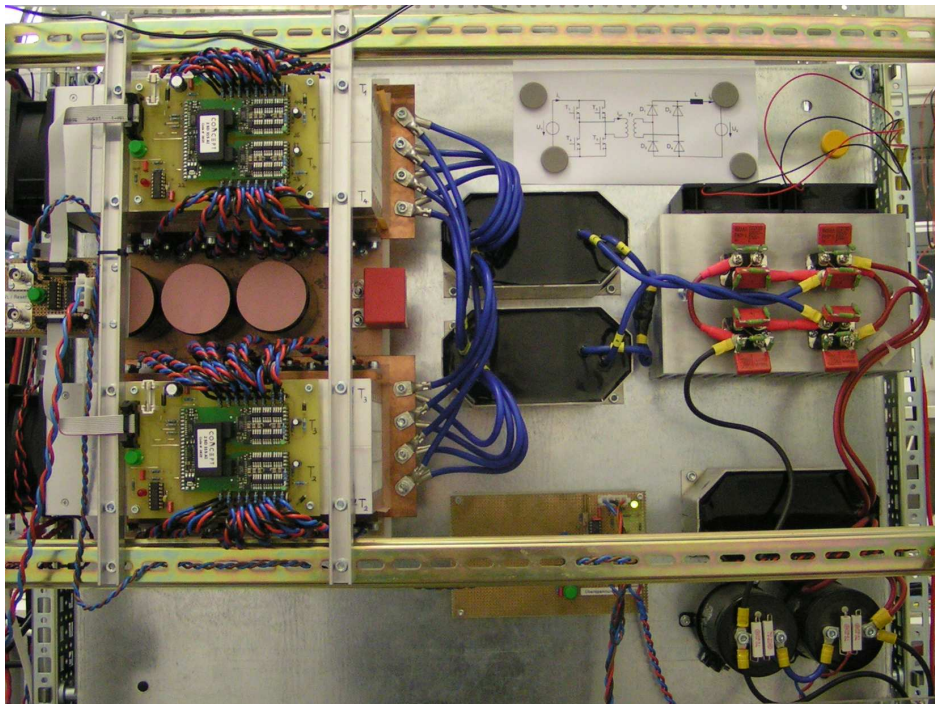


Abbildung 10.3: Foto des spannungsgesteuerten Vollbrückenwandlers
vlnr.: Leistungsteil mit Ansteuerung der MOSFETs und Eingangskapazität, Transformator, Dioden-
gleichrichtung. Unterhalb des Gleichrichters: Ausgangsinduktivität, Ausgangskapazität.

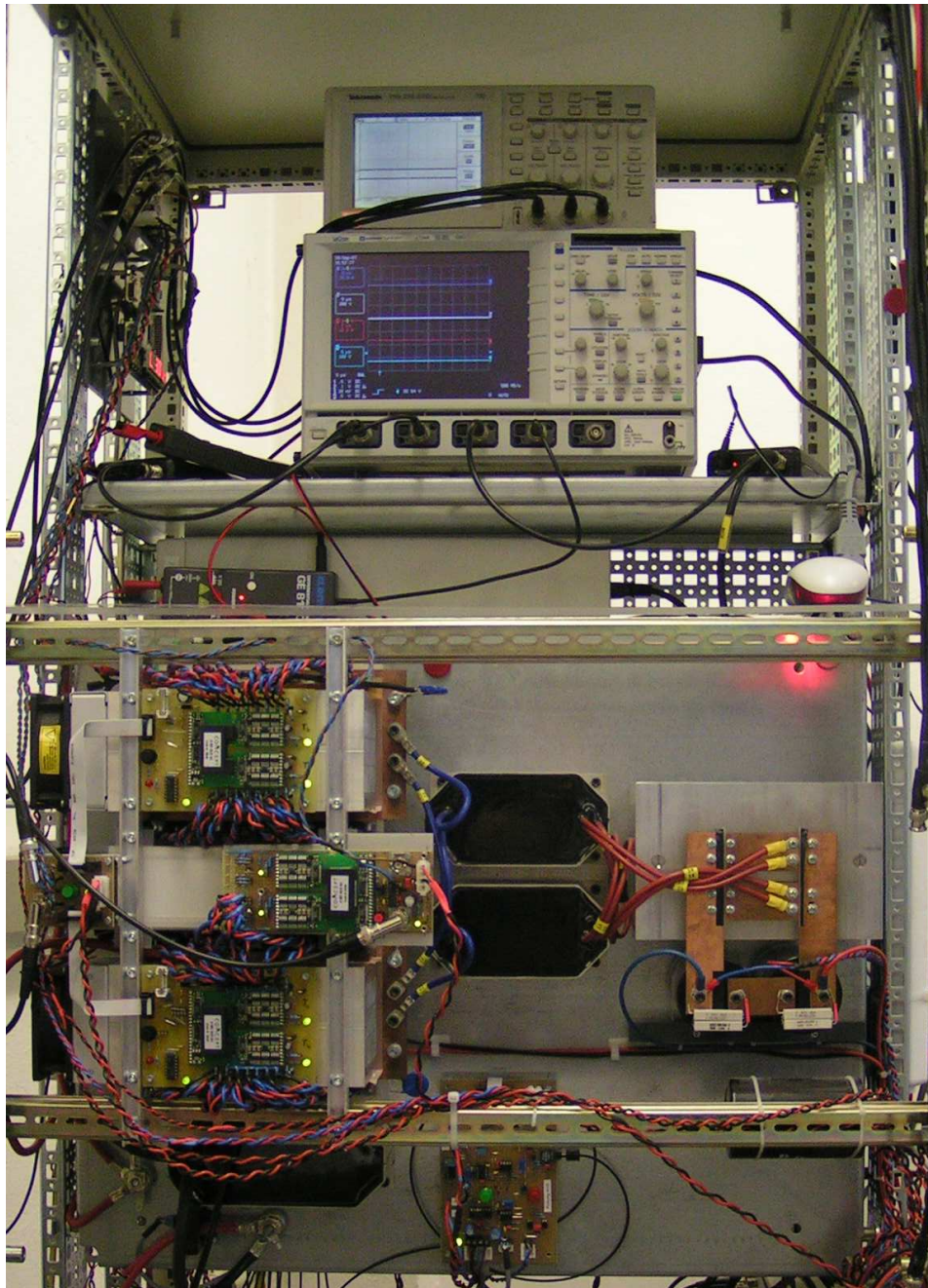


Abbildung 10.4: Foto des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit interner Rückführung der Clampingenergie

Oben vlnr.: FPGA-Zündsignalerzeugung, Messtechnik(Oszilloskope).

Mitte vlnr.: Leistungsteil mit Ansteuerung der MOSFETs, Transformator, Diodengleichrichtung.

Unten vlnr.: Eingangsinduktivität, Überspannungs-Schutzbeschaltungen (Chopper).

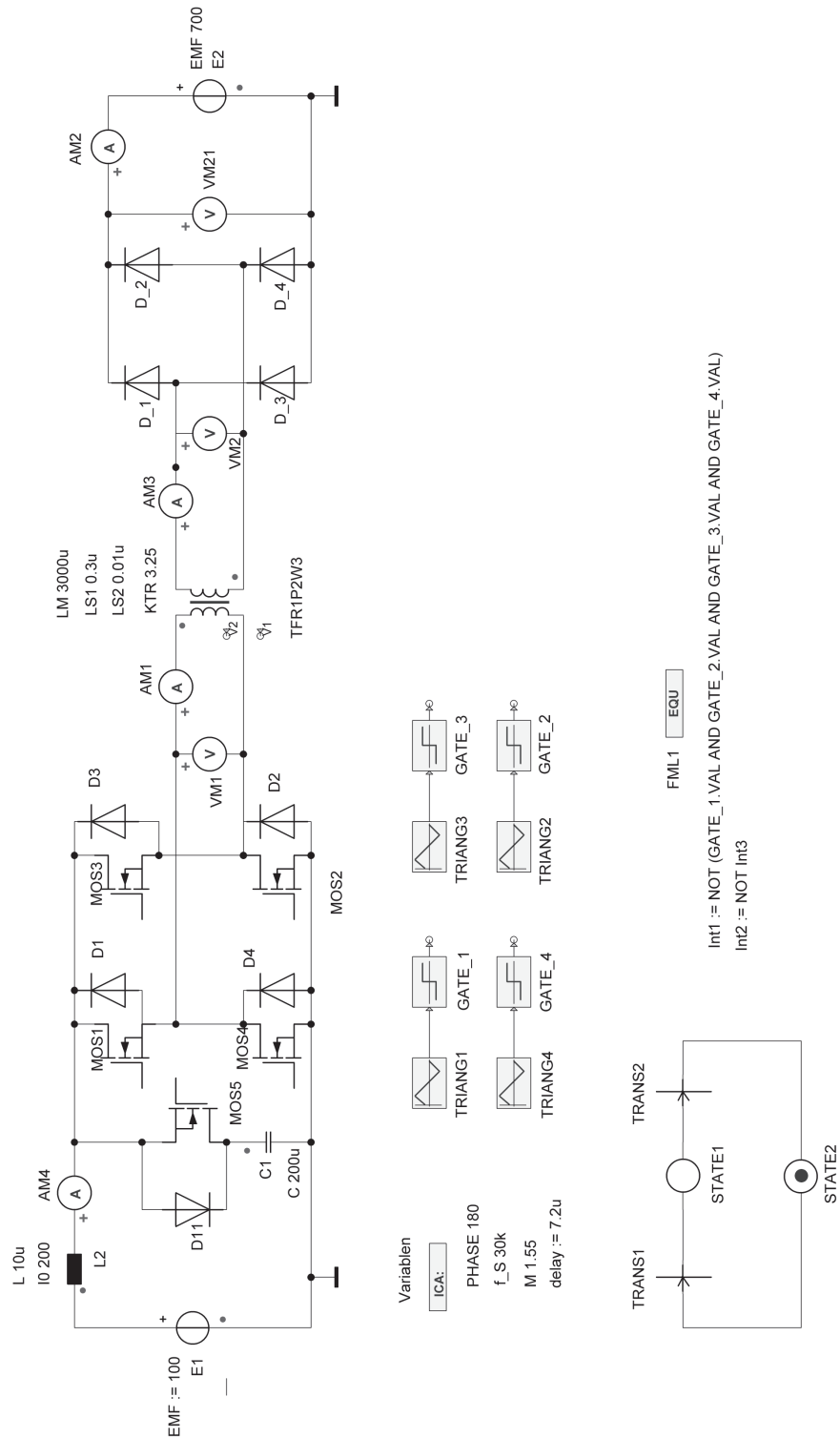


Abbildung 10.5: Simplorer-Modell am Beispiel des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit externer Rückführung der Clampingenergie

Abbildungsverzeichnis

2.1	Aufbau und Funktion einer Brennstoffzelle	6
2.2	Kennlinie einer Brennstoffzelle	7
2.3	Elektrisches Ersatzschaltbild einer Brennstoffzelle	9
3.1	Zeitverläufe eines vereinfachten schaltentlasteten (ZCS) MOSFET-Einschaltvorganges	14
3.2	Zeitverläufe eines vereinfachten harten MOSFET-Einschaltvorganges	15
3.3	Durchlasskennlinie von IGBT und Diode mit linearisierter Näherung	16
3.4	Zeitverläufe eines vereinfachten harten Ausschaltvorganges einer Diode	19
3.5	Charakteristische Daten Ferrit N87	22
3.6	Ersatzschaltbild der betrachteten Transformatoren	25
3.7	Charakteristische Daten eines Elektrolytkondensators	28
4.1	Übersicht und Klassifizierung von Wechselrichtersystemen für den netzparallelen Betrieb von Brennstoffzellen	33
5.1	Schaltbild eines Wechselrichters mit eingprägtem Strom	41
5.2	Schaltbild eines Wechselrichters mit eingprägter Spannung	44
5.3	Schaltbild eines Z-Source Wechselrichters mit U-Wechselrichter-Halbleiteranordnung	46
5.4	Ersatzschaltbild des Z-Source Wechselrichters während des Shoot-Through-Zustandes	47
5.5	Näherung der Ventilströme zur Bestimmung der Durchlassverlustleistungen beim Z-Source-Wechselrichter	51
6.1	Schaltbild eines konventionellen Hochsetzstellers	53
6.2	Schaltbild des Hochsetzstellers mit angezapfter Drossel und externer Rückführung der Clampingenergie	56

6.3	Zeitverläufe des Hochsetzstellers mit externer Rückführung der Clampingenergie	57
6.4	Hochsetzsteller mit externer Clampingenergie Rückführung. Spannung und Leistung der Clamping-Beschaltung in Abhängigkeit von der Clamping-Zeit	59
6.5	Schaltbild des Hochsetzstellers mit interner Rückführung der Clampingenergie	62
6.6	Zeitverläufe des Hochsetzstellers mit interner Rückführung der Clampingenergie	64
6.7	Zeitverläufe des Hochsetzstellers mit interner Rückführung der Clampingenergie und optimiertem Modulationsverfahren	66
6.8	Ersatzschaltbild des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität während der Speicherphase	69
6.9	Ersatzschaltbild des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität während der Freilaufphase	69
6.10	Ersatzschaltbild des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität während des Clamping-Vorganges	70
6.11	Ersatzschaltbild des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität während der Übertragungsphase	70
6.12	Schaltbild des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers	72
6.13	Zeitverläufe des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers	74
6.14	Maximal erzielbare Ausgangsspannung des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers $U_2(L_\sigma, n)$	76
6.15	Ersatzschaltbild des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers während der Aufkommutierung des Transformatorstromes	78
6.16	Ersatzschaltbild des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers während der Übertragungsphase	78
6.17	Ersatzschaltbild des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers während der Abkommutierung des Transformatorstromes	78
6.18	Ersatzschaltbild des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers während des Freilaufs über die Gleichrichterioden	78
6.19	Schaltbild des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit externer Rückführung der Clampingenergie	80
6.20	Zeitverläufe des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit externer Rückführung der Clampingenergie	85
6.21	Schaltbild des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit interner Rückführung der Clampingenergie	86

6.22	Zeitverläufe des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit interner Rückführung der Clampingenergie	87
6.23	Ersatzschaltbild des stromgespeisten Vollbrückenwandlers während der Speicherphase	95
6.24	Ersatzschaltbild des stromgespeisten Vollbrückenwandlers während der Freilaufphase	95
6.25	Ersatzschaltbild des stromgespeisten Vollbrückenwandlers während des Clamping-Vorganges	95
6.26	Ersatzschaltbild des stromgespeisten Vollbrückenwandlers während der Übertragungsphase	96
7.1	Zeitverläufe am Wechselrichter mit eingepprägtem Strom	101
7.2	Zeitverläufe an Ventilen des Z-Source-Wechselrichters	102
7.3	Zeitverläufe des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität und externer Rückführung der Clampingenergie	107
7.4	Zeitverläufe des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität und interner Rückführung der Clampingenergie	108
7.5	Zeitverläufe des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers	110
7.6	Schaltvorgänge im spannungsgespeisten Vollbrückenwandler	111
7.7	Schaltvorgänge im spannungsgespeisten Vollbrückenwandler	113
7.8	Ausschaltvorgang eines MOSFET, Zeitverläufe	114
7.9	Zeitverläufe des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit externer Rückführung der Clampingenergie	117
7.10	Kommutierungsvorgang, Abschalten MOSFET	118
7.11	Kommutierungsvorgang: Einschalten MOSFET, Ausschalten Gleichrichterdiode	119
7.12	Zeitverläufe des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit interner Rückführung der Clampingenergie	120
7.13	Ventilströme und -spannungen des stromgespeisten Vollbrückenwandlers mit interner Rückführung der Clampingenergie	121
7.14	Kommutierungskreis beim Hochsetzsteller mit angezapfter Induktivität	122
7.15	Nichtideale Kommutierung im Clamping-Kreis durch Rückstromverhalten der MOSFET-Inversdiode	122
8.1	Schema des rekursiven Berechnungsverfahrens zur optimalen Bauteil-auslegung, Randbedingung: Modul-Geäusetemperatur $T_C = 90^\circ\text{C}$	128

8.2	Bezogene Halbleiterbauleistung der untersuchten Wechselrichter	133
8.3	Normierte Halbleiterbauleistung (Dioden, IGBTs) der untersuchten Wechselrichter	136
8.4	Halbleiterbauleistung der untersuchten Wechselrichter, Gewichtung von IGBT/Diode 2:1	137
8.5	Halbleiterverluste vom U-WR + HSS, I-WR und Z-Source-WR unter Berücksichtigung der Brennstoffzellenkennlinie	139
8.6	Wirkungsgradverläufe von U-WR + HSS, I-WR und Z-Source-WR unter Berücksichtigung der Brennstoffzellenkennlinie	140
8.7	Halbleiteranordnung eines Wechselrichters mit eingepprägtem Strom und Zusatz-Zweig für Nullzustände	141
8.8	Bauleistung unterschiedlicher DC/DC-Wandler	146
8.9	Normierte Durchlass- und Schaltverluste unterschiedlicher DC/DC--Wandlertopologien.	149
8.10	Prozentuale Durchlass- und Schaltverluste unterschiedlicher DC/DC--Wandlertopologien.	150
8.11	Wirkungsgradverläufe des optimal ausgelegten spannungsgespeisten und stromgespeisten Vollbrückenwandlers	151
8.12	Wirkungsgradverläufe des spannungsgespeisten und stromgespeisten Vollbrückenwandlers bei unterschiedlichen Halbleiterauslegungen	152
8.13	Wirkungsgradverläufe von stromgespeisten Vollbrückenwandlern mit interner/externer Rückführung der Clampingenergie	153
10.1	Foto des Wechselrichters mit eingepprägter Spannung	165
10.2	Foto des Z-Source Wechselrichters	166
10.3	Foto des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers	166
10.4	Foto des stromgespeisten Vollbrückenwandlers	167
10.5	Simplorer-Modell am Beispiel des stromgespeisten Vollbrückenwandlers	168

Tabellenverzeichnis

2.1	Unterschiedliche Typen von Brennstoffzellen und charakteristische Eigenschaften	5
2.2	Nennspannungen und -ströme von Brennstoffzellenstacks im Leistungsbereich von 20 kW	10
4.1	Betriebsdaten der Umrichtersysteme	33
8.1	Daten der eupec-IGBT-Reihe BSMxxGB120DLC	127
8.2	Betriebsbedingungen für Bauleistungsvergleich I-Wechselrichter, U-Wechselrichter mit Hochsetzsteller und Z-Source-Wechselrichter	129
8.3	Normierte Halbleiterbauleistung $\frac{P_{HL}}{P_{inv}}$ von U-WR + HSS, I-WR	135
8.4	Daten des CoolMOS [®] IPW60R045CS	144
8.5	Daten der Soft Recovery Diode IR HFA08PB120 [85]	144
8.6	Daten der Soft Recovery Diode IR HFA15PB60 [86]	145
8.7	Betriebsbedingungen für Bauleistungsvergleich der DC/DC-Wandler	145
8.8	Normierte Halbleiterbauleistung $\frac{P_{HL}}{P_{inv}}$ der DC-DC-Steller	147
10.1	Charakteristische Daten des Wechselrichters mit eingprägtem Strom (Laboraufbau)	164
10.2	Charakteristische Daten des Wechselrichters mit eingprägter Spannung (Laboraufbau)	164
10.3	Charakteristische Daten des Z-Source-Wechselrichters (Laboraufbau)	165

Literaturverzeichnis

- [1] J. LARMINIE und A. DICKS: *Fuel Cell Systems Explained*. John Wiley & Sons LTD, Chichester, Weinheim, New York, 2000.
- [2] K. LEDJEFF-HEY, F. MAHLENDORF und J. ROES (Herausgeber): *Brennstoffzellen – Entwicklung, Technologie, Anwendung*. C.F. Müller Verlag, Heidelberg, 2. Auflage, 2001.
- [3] H. SOLMECKE: *Optimierte Stromrichter für Brennstoffzellenanlagen*. Doktorarbeit, Fernuniversität-Gesamthochschule in Hagen, Fachbereich Elektrotechnik, 1998.
- [4] *Daten zum Brennstoffzellenstack der Firma Siemens-Marine*. <http://www.siemens.com/marine>.
- [5] L. SCHINDELE, M. BRAUN und H. SPÄTH: *The Influence of Power Electronic Dynamics on PEM Fuel Cell-System*. In: *Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications EPE*, Dresden, 2005.
- [6] U. NICOLAI, T. REIMANN, J. PETZOLDT und J. LUTZ: *Applikationshandbuch IGBT- und MOSFET-Leistungsmodule/SEMIKRON International*. ISLE, Ilmenau, 1998.
- [7] LORENZ, L.: *State of the art and future key power semiconductor device concepts for innovative system applications*. In: *Proceedings of the Power Electronics and Motion Control Conference IPEDC*, Xian, China, 2004.
- [8] N. MOHAN, T.-M. UNDELAND und W.-P. ROBBINS: *Power Electronics, Converters, Applications and Design*. Wiley & Sons, New York, 1995.
- [9] F. BJOERK, J. HANCOCK und G. DEBOY: *Application Note AN-CoolMOS-CP-01, Version 1.1, CoolMOS CP - How to make most beneficial use of the latest generation of super junction technology devices*. Februar 2007. Herausgegeben von der Infineon Technologies AG, <http://www.infineon.com/CoolMOS>.
- [10] BIERHOFF, M. H.: *Ein Vergleich von Netzpulsstromrichtern mit eingepprägtem Gleichstrom und eingepprägter Gleichspannung im Zwischenkreis*. Doktorarbeit, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2007.

- [11] A. LINDEMANN: *A New IGBT with Reverse Blocking Capability*. In: *Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications EPE*, Graz, Österreich, 2001.
- [12] T. NAITO, M. TAKEI, M. NEMOTO, T. HAYASHI und K. UENO: *1200 V reverse blocking IGBT with low loss for matrix converter*. In: *Proceedings of the 16th International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's*, Kitakyushu, Japan, 2004. Inst. of Elec. Eng., Japan. IEEE.
- [13] A. ODAKA, H. FUJIMOTO, J. ITOH, M. TAKEI, S. IGARASHI, N. EGUCHI und K. UENO: *An Application Technique of a Novel IGBT with Reverse Blocking Capability for a Direct Linked Type Converter*. In: *Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications EPE*, Toulouse, Frankreich, 2003.
- [14] LUTZ, J.: *Stand und Entwicklungstendenzen bei schnellen Dioden*. In: *Tagungsband zur Fachtagung Elektrische Energiewandlungssysteme*, Magdeburg, März 2002.
- [15] H. KAPELS, R. RUPP, L. LORENZ und I. ZVEREV: *SiC Schottky Diodes: A Milestone in Hard Switching Applications*. In: *Proceedings of the Power Conversion Intelligent Motion Conference PCIM*, Nürnberg, 2001.
- [16] BOLL, R.: *Weichmagnetische Werkstoffe*. Vacuumschmelze GmbH, Hanau, 4. Auflage, 1990.
- [17] EPCOS AG: *Ferrites and accessories, Materials*. Herstellerinformation, September 2006.
- [18] SCHÜLTING, L.: *Optimierte Auslegung induktiver Bauelemente für den Mittelfrequenzbereich*. Doktorarbeit, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 1993.
- [19] SCHLIENZ, U.: *Schaltnetzteile und ihre Peripherie: Dimensionierung, Einsatz, EMV*. Vieweg-Verlag, Wiesbaden, 2. Auflage, 2003.
- [20] J. LAU und K. K. SUM: *Appl. Note AN 01, Flat Transformer Technology's Transformer-Inductor Module for Half-Bridge, Full Bridge and Push Pull Circuits, Rev. 2*. Flat Transformer Technology Corp., <http://www.flattransformer.com>.
- [21] MARINOS, J.: *Designing Planar Magnetics*. PCIM Power Electronics Systems, (102), August 2000.
- [22] MARTEL GMBH: *Planartransformatoren - Bausteine für verlustoptimierte Stromversorgungen hoher Leistungsdichte für Industrie-, Telekommunikations- und Automotive-Anwendungen*. Technischer Bericht, MARTEL GmbH, Marienfelde-Karlsbach.
- [23] LAU, J.: *Flat Transformer Technology for DC/DC Converters*. Power Conversion Intelligent Motion, PCIM Europe, (3):34 f., 1999.

- [24] R. L. STEIGERWALD, R. W. DE-DONCKER und H. KHERALUWALA: *A comparison of high-power DC-DC soft-switched converter topologies*. IEEE Transactions on Industry Applications, 32(5):1139–45, Sept.-Oct. 1996.
- [25] D. GRAFHAM: *Optimal thermal management of planar magnetics in high frequency SMPS*. Application Note - 001, Payton Planar Magnetics, <http://www.paytongroup.com>.
- [26] EPCOS AG: *Aluminium electrolytic capacitors*. Datenblatt Elektrolytkondensator B43750, B43770, Dezember 2006.
- [27] S. SOTER und S. BUCHHOLD: *Wirkungsgrad- und Kostenvergleich unterschiedlicher Schaltungskonzepte zur Netzeinspeisung von Leistungen bis 10 Kilowatt und kleinen Gleichspannungen (20 bis 80 Volt)*. In: *Konferenzband des 15. Symposiums Photovoltaische Solarenergie*, Staffelstein, 2000.
- [28] K. W. E. CHENG, D. SUTANO, Y. L. HO und K. K. LAW: *Exploring the Power Conditioning System for Fuel Cells*. In: *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Vancouver, Kanada, 2001.
- [29] F. PROFUMO, A. TENCONI, M. CERCHIO, R. BOJOI und G. GIANOLIO: *Fuel cells for electric power generation: peculiarities and dedicated solutions for power electronic conditioning systems*. EPE-Journal, 16(1):44–50, Jan.-Feb. 2006.
- [30] M. C. CAPONET, F. PROFUMO und A. TENCONI: *Cost effective saturable inductor for zero voltage switching-zero current switching DC/DC power conditioning converter for fuel cells*. In: *Conference Record of the IEEE Industry Applications Conference. 38th IAS Annual Meeting*, Salt Lake City, USA, 2003.
- [31] Y. XUE, C. LIUCHEN, S. B. KJÆR, J. BORDONAU und T. SHIMIZU: *Topologies of Single-Phase Inverters for Small Distributed Power Generators: An Overview*. IEEE Transactions on Power Electronics, 19(5):1305–14, Sept. 2004.
- [32] M. CALAIS, J. MYRZIK, T. SPOONER und V. G. AGELIDIS: *Inverters for Single-Phase Grid connected Photovoltaic Systems – An Overview*. In: *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Cairns, Australia, 2002.
- [33] MEYER, T.: *DC/DC-Wandler mit kleiner Eingangsspannung für photovoltaische, elektrochemische und thermoelektrische Zellen*. Fortschritt-Berichte VDI: Reihe 21, Elektrotechnik; 288. VDI-Verlag, Düsseldorf, 2000.
- [34] F. BLÅBJERG, ZHE CHEN und S.-B. KJÆR: *Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems*. IEEE Transactions on Power Electronics, 19(5):1184–94, Sept. 2004.
- [35] P.W. FISCHER und S. LIU: *Controlled power grid coupling of a three phase solar inverter*. In: *Proceedings of the 11th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC*, Riga, Litauen, 2004.

- [36] M. MOHR und F. W. FUCHS: *Wechselrichter mit eingprägtem Strom zur Netzeinspeisung elektrischer Energie aus Brennstoffzellen*. In: *Konferenzband 11. Symposium Maritime Elektrotechnik, Elektrotechnik und Informationstechnik*, Rostock, 2004.
- [37] M. MOHR, M. H. BIERHOFF und F. W. FUCHS: *Dimensioning of a Current Source Inverter for the Feed-in of Electrical Energy from Fuel Cells to the Mains*. In: *Proceedings of the Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics NORPIE*, Trondheim, Norwegen, 2004.
- [38] M. MOHR und F. W. FUCHS: *Comparison of Three Phase Current Source Inverters and Voltage Source Inverters Linked with DC to DC Boost Converters for Fuel Cell Generation Systems*. In: *Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications EPE*, Dresden, 2005.
- [39] C. RIVAS und A. RUFER: *P.W.M. Current converter for electric energy production systems from fuel cells*. In: *Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications EPE*, Graz, Österreich, 2001.
- [40] F. Z. PENG: *Z-Source Inverter*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39(2):pp. 504–510, Mar./Apr. 2003.
- [41] Y. H. KIM, H. W. MOON, S. H. KIM, E. J. CHEONG und CH. Y. WON: *A fuel cell system with Z-source inverters and ultracapacitors*. In: *Conference Proceedings of the 4th International Power Electronics and Motion Control Conference IPEMC*, Xi'an, China, 2004.
- [42] C. LIU, T. NERGAARD, L. LESLIE, J. FERRELL, X. HUANG, T. SHEARER, J. REICHL, J. LAI und J. BATES: *Power balance control and voltage conditioning for fuel cell converter with multiple sources*. In: *Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference PESC*, Cairns, Australien, 2002.
- [43] G. A. O'SULLIVAN: *Fuel Cell Inverters for Utility Applications*. In: *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Galway, Ireland, 2000.
- [44] G. SCHEIBLE, H. SOLMECKE und D. HACKSTEIN: *Low cost soft switching DC-DC converter with autotransformer for photovoltaic hydrogen systems*. In: *Proceedings of the 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation IECON*, New Orleans, USA, 1997.
- [45] G. K. ANDERSEN, CHR. KLUMPNER, S. B. KJÆR und F. BLÅBJERG: *A New Green Power Inverter for Fuel Cells*. In: *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC*, Cairns, Australia, 2002.
- [46] A.M. TUCKEY und J.N. KRASE: *A Low-Cost Inverter for Domestic Fuel Cell Applications*. In: *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Cairns, Australia, 2002.

- [47] K. WANG et al.: *Bi-directional DC to DC Converters for Fuel Cell Systems*. In: *Proceedings of 1998 Workshop on Power Electronics in Transportation, IEEE*, 1998.
- [48] S. SOTER, S. BUCHHOLD und R. LACH: *Niederspannungswechselrichter mit hohem Wirkungsgrad*. In: *Konferenzband zum 17. Symposium Photovoltaische Solarenergie*, Kloster Banz, 2002.
- [49] T. W. LEE, B. K. LEE, S. J. JANG, S. H. KIM und CH. Y. WON: *Development of a 3 kW fuel cell generation system with an active fuel cell simulator: topology, control, and design*. In: *Proceedings of the 35th Power Electronics Specialists Conference PESC*, Aachen, 2004.
- [50] G. GENTILE, S. MEO und F. ESPOSITO: *Comparison among different topologies of DC-DC converter for fuel-cell-based inverter system*. In: *Proceedings of the 11th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC*, Riga, Litauen, 2004.
- [51] W. JIN, F. Z. PENG, J. ANDERSON, A. JOSEPH und R. BUFFENBARGER: *Low cost fuel cell converter system for residential power generation*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(5):1315–22, Sept. 2004.
- [52] S. B. KJÆR: *Design and Control of an Inverter for Photovoltaic Applications*. Doktorarbeit, Aalborg University - Institute of Energy Technology, Aalborg, Dänemark, Januar 2005.
- [53] NERGAARD, T.: *Modeling and control of a single-phase, 10 kW fuel cell inverter*. Diplomarbeit, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Va., USA, 2002.
- [54] C. LIU, A. JOHNSON und J. S. LAI: *A novel three-phase high-power soft-switched DC/DC converter for low-voltage fuel cell applications*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(6):1691–7, Nov.-Dec. 2005.
- [55] H. XU, L. KONG und X. WEN: *Fuel cell power system and high power DC-DC converter*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(5):1250–5, Sept. 2004.
- [56] G. DEBOY und F. DAHLQUIST: *From Resonant to Hard-Switched Topologies with CoolMOS CS*. *Power Electronics Europe*, 5:24 ff., 2005.
- [57] B. OZPINECI, L. M. TOLBERT und D. ZHONG: *Multiple input converters for fuel cells*. In: *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference. 39th IAS Annual Meeting*, Seattle, WA, USA, 2004.
- [58] B. OZPINECI, L. M. TOLBERT und D. ZHONG: *Optimum fuel cell utilization with multilevel inverters*. In: *Proceedings of the IEEE 35th Power Electronics Specialists Conference PESC*, Aachen, 2004.
- [59] P. T. KREIN, R. S. BALOG und G. XIN: *High-frequency link inverter for fuel cells based on multiple-carrier PWM*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(5):1279–88, Sept. 2004.

- [60] W. HIRSCHMANN und A. HAUENSTEIN: *Schaltnetzteile: Konzepte, Bauelemente, Anwendungen*. Siemens-Aktiengesellschaft, Berlin; München, 1990.
- [61] M. MOHR und F. W. FUCHS: *Current-Fed Full Bridge Converters for Fuel Cell Systems Connected to the Three Phase Grid*. In: *Proceedings of the Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON*, Paris, Frankreich, 2006.
- [62] M. MOHR und F. W. FUCHS: *Voltage Fed and Current Fed Full Bridge Converter for the Use in Three Phase Grid Connected Fuel Cell Systems*. In: *Proceedings of the International Power Electronics and Motion Control Conference IPEMC*, Shanghai, China, 2006.
- [63] M. MOHR und F. W. FUCHS: *Clamping for current-fed dc/dc converters with recovery of clamping energy in fuel cell inverter systems*. In: *Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications EPE*, Aalborg, Dänemark, 2007.
- [64] A. AVERBERG und A. MERTENS: *Design Considerations of a Voltage-fed Full Bridge DC-DC Converter with High Voltage Gain for Fuel Cell Applications*. In: *Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications EPE*, Aalborg, Dänemark, 2007.
- [65] A. AVERBERG und A. MERTENS: *Analysis of a voltage-fed full bridge dc-dc converter in fuel cell systems*. In: *Proceedings of the 38th IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC*, Miami, USA, 2007.
- [66] J.-A. SABATE, V. VLATKOVIC, R.-B. RIDLEY, F.-C. LEE und B.-H. CHO: *Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter*. In: *Proceedings of the 14th Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC*, Los Angeles, USA, 1990.
- [67] M. H. BIERHOFF und F. W. FUCHS: *Power Semiconductor Losses in Voltage Source and Current Source IGBT Converters based on Complete Analytical Derivation*. In: *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC*, Aachen, 2004.
- [68] J. DANNEHL, F. W. FUCHS und S. HANSEN: *PWM Rectifier with LCL-Filter using different Current Control Structures*. In: *Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications EPE*, Aalborg, Dänemark, 2007.
- [69] F. JENNI: *Untersuchung eines netzfreundlichen Asynchronmotor-Antriebes mit hochfrequent getakteten Stromzwischenkreis-Umrichtern*. Doktorarbeit, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, 1989.
- [70] T. FRANKE, M. MOHR und F. W. FUCHS: *Betriebsverhalten des Z-Source-Wechselrichters*. In: *Konferenzband des 12. Symposiums Maritime Elektrotechnik, Elektronik und Informationstechnik*, Rostock, 2007.

- [71] P. C. LOH, D. M. VILATHGAMUWA, Y. S. LAI, G. T. CHUA und Y. LI: *Pulse-width modulation of Z-source inverters*. IEEE-Transactions-on-Power-Electronics, 20(6):1346–55, November 2005.
- [72] F. Z. PENG, M. SHEN und Z. QIAN: *Maximum Boost Control of the Z-Source Inverter*. IEEE Transactions on Industry Applications, 20(4):833–838, Jul./Aug. 2005.
- [73] M. SHEN, J. WANG, A. JOSEPH und F. Z. PENG: *Constant Boost Control of the Z-Source Inverter to Minimize Current Ripple and Voltage Stress*. IEEE Transactions on Industry Applications, 42(3), May/June 2006.
- [74] T. FRANKE, M. MOHR und F. W. FUCHS: *Comparison of a Z-Source Inverter and a Voltage-Source Inverter Linked with a DC/DC-Boost-Converter for Wind Turbines Concerning their Efficiency and Installed Semiconductor Power*. In: *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC*, Rhodos, Griechenland, 2008.
- [75] I. MERFERT, O. KRYKUNOV und A. LINDEMANN: *High Power Tapped-Inductor Boost Converter for Fuel Cell Applications*. In: *Proceedings of the Power Conversion Intelligent Motion Conference, PCIM Europe*, Nürnberg, 2005.
- [76] L. ZUBIETA und G. PANZA: *A Wide Input Voltage and High Efficiency DC-DC Converter for Fuel Cell Applications*. In: *Proceedings of the 20th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC*, Austin, USA, 2005.
- [77] H.-J. CHIU und L.-W. LIN: *A Bidirectional DC-DC Converter for Fuel Cell Electric Driving System*. IEEE Transactions on Power Electronics, 21(4):950–957, Juli 2006.
- [78] R. WATSON und F.C. LEE: *A Soft-Switched, Full-Bridge Boost Converter Employing an Active-Clamp Circuit*. In: *Proceedings of the 27th IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC*, Baveno, Italien, 1996.
- [79] V. YAKUSHEV, V. MELESHIN und S. FRAIDLIN: *Full-bridge isolated current fed converter with active clamp*. In: *Proceedings of the 14th Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC*, Dallas, USA, 1999.
- [80] M. HABERBERGER und F. W. FUCHS: *Novel Protection Strategy for Current Interruptions in IGBT Current Source Inverters*. In: *Proceedings of the 35th Power Electronics Specialists Conference PESC*, Aachen, 2004.
- [81] DEUTSCHES INSTITUT FÜR NORMUNG: *DIN EN 50160, Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen*. Beuth-Verlag, Berlin, 2007.
- [82] M. MOHR und F. W. FUCHS: *Vergleich von Wechselrichtersystemen für Brennstoffzellen im mittleren Leistungsbereich*. In: *Konferenzband des VDE-Kongresses Zukunftstechnologien*, München, 2008.

- [83] M. MOHR, W. T. FRANKE, B. WITTIG und F. W. FUCHS: *Converter Systems for Fuel Cells in the Medium Power Range – a Comparative Study*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57(6):2024–2032, Juni 2010.
- [84] S. WEI, N. ZARGARI, B. WU und S. RIZZO: *Comparison and Mitigation of Common Mode Voltage in Power Converter Topologies*. In: *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference. 39th IAS Annual Meeting*, Seattle, WA, USA, 2004.
- [85] *International Rectifier Datenblatt: Ultrafast, Soft Recovery Diode HFA08PB120*. <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/hfa08pb120.pdf>.
- [86] *International Rectifier Datenblatt: Ultrafast, Soft Recovery Diode HFA15PB60*. <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/hfa15pb60.pdf>.
- [87] A. KNOP, W. T. FRANKE und F. W. FUCHS: *Switching and conducting performance of SiC-JFET and ESBT against MOSFET and IGBT*. In: *Proceedings of the EPE-PEMC*, Poznan, Poland, 2008.

Lebenslauf

Name: Malte Mohr

Geburtsdatum: 26.06.1975

Schulbildung: 1986-1995 Ernst-Barlach-Gymnasium, Kiel

Studium: 1996-2003 Studium der Elektrotechnik
an der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

Berufstätigkeit: 2003-2007 wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl
für Leistungselektronik und elektrische Antriebe
an der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

Seit Oktober 2007 Entwicklungsingenieur bei dem
Windkraftanlagenhersteller REpower Systems SE
in Rendsburg