# EHzürich

# Research Collection



**Doctoral Thesis** 

### DC/DC-Wandler für die Leistungsverteilung in einem Elektrofahrzeug mit Brennstoffzellen und Superkondensatoren

Author(s): Garcia, Olivier

Publication Date: 2002

Permanent Link: https://doi.org/10.3929/ethz-a-004457777 →

Rights / License: In Copyright - Non-Commercial Use Permitted →

This page was generated automatically upon download from the <u>ETH Zurich Research Collection</u>. For more information please consult the <u>Terms of use</u>.

Diss. ETH Nr. 14859

## DC/DC-Wandler für die Leistungsverteilung in einem Elektrofahrzeug mit Brennstoffzellen und Superkondensatoren

#### ABHANDLUNG zur Erlangung des Titels DOKTOR DER TECHNISCHEN WISSENSCHAFTEN der EIDGENÖSSISCHEN TECHNISCHEN HOCHSCHULE ZÜRICH

vorgelegt von

#### **OLIVIER GARCIA**

Dipl. El.-Ing. ETH geboren am 30. März 1974 von Savièse VS

Angenommen auf Antrag von Prof. Dr. J. W. Kolar, Referent Prof. em. Dr. H. Stemmler, Korreferent (Leiter der Dissertation) Prof. Dr.-Ing. H. Späth, Korreferent

2002

Dédicacé à Dolorès ainsi qu'à mes parents

## Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand in den Jahren 1998 bis 2002 während meiner Tätigkeit als Assistent an der Professur für Leistungselektronik und Messtechnik der ETH Zürich.

Herrn Professor Dr. H. Stemmler, der mir die Durchführung dieser spannenden Arbeit ermöglichte, möchte ich für die über seine Emeritierung hinausreichende wertvolle Unterstützung und für die Übernahme des Korreferates ganz herzlich danken.

Ebenso danke ich Herrn Professor Dr. J. W. Kolar und Herrn Professor Dr.-Ing. Späth für die freundliche Übernahme des Referates bzw. des Korreferates und für das Interesse an der Arbeit.

Diese Arbeit wurde im Rahmen eines grösseren Projektes zwischen dem *Paul Scherrer Institut*, der *ETH Zürich*, der *EPF Lausanne* und verschiedenen Industriepartnern durchgeführt. An dieser Stelle möchte ich allen Mitarbeitern des Projektes danken, die mir die Einsicht in interessante Fachgebiete ermöglichten und mich durch die Arbeit in einem sehr angenehmen Arbeitsklima weitergebracht haben. Insbesondere danke ich dem Projektleiter Dr. Philipp Dietrich sowie Dr. Felix Büchi, Dr. Rüdiger Kötz und Paul Rodatz für die sehr wertvolle Zusammenarbeit.

Den Mitarbeitern des elektronischen Labors, insbesondere Hansueli Altorfer und Peter Seitz, möchte ich für die Mithilfe beim Hardware-Aufbau einen besonderen Dank aussprechen. Ihr tatkräftiger Einsatz ermöglichte stets, den vorgegebenen Zeitrahmen einzuhalten. Ebenso danke ich unserem Materialverwalter Peter Albrecht und unserem Systemadministrator Markus Berger für die gute Infrastruktur.

Ferner gilt mein Dank allen aktuellen und ehemaligen Mitarbeitern der Professur, die mich durch Anregungen, Ratschläge und Diskussionen weitergebracht haben.

Schliesslich möchte ich noch allen Studenten danken, welche im Rahmen von Semester- oder Diplomarbeiten einen Beitrag zu dieser Arbeit geleistet haben.

# Inhaltsverzeichnis

Vo	rwort		5
Inł	naltsv	erzeichnis	7
Zu	samn	nenfassung	13
Su	mmai	у	14
Sy	mbol	verzeichnis	15
1	Ein	leitung	23
	1.1	BRESA-Projekt	24
	1.2	Inhalt und Abgrenzung dieser Arbeit	25
	1.3	Gliederung der Arbeit	26
2	Ant	riebsstränge für Personenwagen	27
	2.1	Konventionelle Antriebsstränge	27
		2.1.1 Umweltrelevante Aspekte von Otto- und Dieselmotoren	28
	2.2	Alternative Antriebsstränge	29
		2.2.1 Batterie-Fahrzeuge	30
		2.2.2 Brennstoffzellen-Fahrzeuge	31
		2.2.3 Hybrid-Fahrzeuge (mit Verbrennungsmotor)	32
	2.3	Gewählter Antriebsstrang	33
	2.4	Zusammenfassung	34
3	Bre	nnstoffzelle (BZ)	35
	3.1	Aufbau und Funktionsweise einer BZ-Zelle	36
		3.1.1 Allgemeine Betrachtungen	36
		3.1.2 PEM-BZ	37
	3.2	BZ-Typen	39
		3.2.1 Niedertemperatur-BZ	40
		3.2.2 Mitteltemperatur-BZ: Phosphoric Acid Fuel Cell	41
		3.2.3 Hochtemperatur-BZ	41

	3.3	BZ-Stapel	42
	3.4	BZ-System	45
	3.5	Elektrisches Verhalten der PEM-BZ	47
		3.5.1 Statisches Verhalten	47
		3.5.2 Dynamisches Verhalten	49
		3.5.3 Einfluss der Betriebsparameter	53
		3.5.4 Fehlerverhalten	55
	3.6	Wirkungsgrad	56
	3.7	Vergleich mit Verbrennungsmotoren	59
	3.8	Zusammenfassung	60
4	Sup	erkondensator (SC)	61
	4.1	Aufbau und Funktionsweise einer SC-Zelle	61
	4.2	Eigenschaften der Doppelschicht	63
	4.3	SC-Typen	64
		4.3.1 Organische Elektrolyte	65
		4.3.2 Wässerige Elektrolyte	65
	4.4	SC-Modul	66
		4.4.1 Ausgleich der Zellenspannungen	67
	4.5	Elektrisches Verhalten	69
		4.5.1 Verhalten bei tiefen Frequenzen	69
		4.5.2 Verhalten bei höheren Frequenzen	70
		4.5.3 Parametereinfluss und Lebensdauer	73
		4.5.4 Fehlerverhalten	74
	4.6	Energetische Betrachtungen	75
		4.6.1 Zukünftiges Optimierungspotential	78
	4.7	Vergleich mit Batterien und Elkos	79
	4.8	Zusammenfassung	80

5	Sch	altungskonzepte	81
	5.1	Randbedingungen/Anforderungen an die DC/DC-Wandler	82
		5.1.1 Eigenschaften des Antriebs	84
		5.1.2 Eigenschaften der Brennstoffzelle (BZ)	89
		5.1.3 Eigenschaften des Superkondensators (SC)	92
		5.1.4 Systemanforderungen	96
	5.2	Kopplung ohne DC/DC-Wandler	97
	5.3	Kopplung mit einem DC/DC-Wandler	98
		5.3.1 SC-seitiger DC/DC-Wandler (Variante 1)	98
		5.3.2 BZ-seitiger DC/DC-Wandler (Variante 2)	104
		5.3.3 "6-Way" DC/DC-Wandler (Variante 3)	106
	5.4	Varianten mit zwei DC/DC-Wandlern	110
		5.4.1 Kaskadierung der DC/DC-Wandler	110
		5.4.2 Parallelschaltung der DC/DC-Wandler (Variante 4)	111
	5.5	Vergleich der Varianten	114
	5.6	Zusammenfassung	115
6	Opt	imierung der gewählten Schaltungsanordnung	117
	6.1	Untersuchter Antriebsstrang (AS)	118
		6.1.1 Basisschaltungen	119
		6.1.2 Modellierung der BZ	120
		6.1.3 Modellierung des SC	121
		6.1.4 Paralleler Betrieb mit versetzter Taktung	122
		6.1.5 Serieller Betrieb mit versetzter Taktung	123
		6.1.6 Einschränkung der Topologien	125
	6.2	Betrachtungen zur versetzten Taktung	125
		6.2.1 Ziel der versetzten Taktung	126
		6.2.2 Kontinuierlicher (nicht lückender) Betrieb	127
		6.2.3 Lückbetrieb (diskontinuierlicher Betrieb)	132
		6.2.4 Grenze zwischen Lück- und kontinuierlichem Betrieb .	135

	6.3	Halbleiter	136
		6.3.1 Wahl der IGBT-Module	136
		6.3.2 Elektrische Modellierung der IGBT-Module	137
		6.3.3 Messung der Schaltverluste	139
		6.3.4 Thermische Modellierung der IGBT-Module	141
	6.4	Drosseln	142
		6.4.1 Allgemeine Drosselgleichungen	143
		6.4.2 Wahl der Drosselgeometrie	144
		6.4.3 Wahl des Kernmaterials	145
		6.4.4 Geometrische Modellierung der Drosseln	145
		6.4.5 Optimierung der Drosseln	147
		6.4.6 Wachstumsgesetz für Gleichstromdrosseln	149
		6.4.7 Berechnung der Drosselverluste	150
	6.5	Optimierung der DC/DC-Wandler	153
		6.5.1 Einschränkungen der Untersuchungen	154
		6.5.2 Optimierungskriterien	155
		6.5.3 Ziel der Untersuchung	156
		6.5.4 Vorgehensweise	156
	6.6	Vergleich der Topologien	164
		6.6.1 BZ-seitiger DC/DC-Wandler	164
		6.6.2 SC-seitiger DC/DC-Wandler	172
		6.6.3 Vergleich zwischen den beiden DC/DC-Wandlern	175
		6.6.4 Abschliessende Bemerkungen	180
	6.7	Ausblick	180
	6.8	Zusammenfassung	182
7	Reg	elung der DC/DC-Wandler	183
	7.1	Regelungskonzept	183
		7.1.1 Annahmen	185
	7.2	Stromregelung des SC-seitigen DC/DC-Wandlers	186

7.3.1 Lückbetrieb des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers1897.3.2 Kontinuierlicher Betrieb1917.3.3 Übergang zwischen den beiden Regelungsmodi1927.4 Zwischenkreis-Spannungsregelung1947.5 Zusammenfassung1968 Hardware-Realisierung1978.1 Sinn und Zweck des Hy. Power1978.2 Aufbau des Hy. Power1988.2.1 Beschreibung des Antriebsstrangs1988.3 Aufbau der DC/DC-Wandler2018.3.1 Leistungsteil2018.3.2 Drosselvergleich mit den Berechnungen aus Kapitel 62068.3.3 Signalteil2068.3.4 Schutz der DC/DC-Wandler2098.4.1 Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler2098.4.2 Dynamik der DC/DC-Wandler2118.4.3 Fahrzyklus des Hy. Power2128.4.4 Parallelschaltung der zwei Spannungszwischenkreise2138.5 Zusammenfassung214Literaturverzeichnis215Lebenslauf219		7.3	Stromregelung des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers	189
7.3.2 Kontinuierlicher Betrieb1917.3.3 Übergang zwischen den beiden Regelungsmodi1927.4 Zwischenkreis-Spannungsregelung1947.5 Zusammenfassung1968 Hardware-Realisierung1978.1 Sinn und Zweck des Hy. Power1978.2 Aufbau des Hy. Power1988.2.1 Beschreibung des Antriebsstrangs1988.3 Aufbau der DC/DC-Wandler2018.3.1 Leistungsteil2018.3.2 Drosselvergleich mit den Berechnungen aus Kapitel 62068.3.4 Schutz der DC/DC-Wandler2098.4.1 Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler2098.4.2 Dynamik der DC/DC-Wandler2098.4.4 Parallelschaltung der zwei Spannungszwischenkreise2138.5 Zusammenfassung214Literaturverzeichnis215Lebenslauf219			7.3.1 Lückbetrieb des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers	189
7.3.3 Übergang zwischen den beiden Regelungsmodi1927.4 Zwischenkreis-Spannungsregelung1947.5 Zusammenfassung1968 Hardware-Realisierung1978.1 Sinn und Zweck des Hy. Power1978.2 Aufbau des Hy. Power1988.2.1 Beschreibung des Antriebsstrangs1988.3 Aufbau der DC/DC-Wandler2018.3.1 Leistungsteil2018.3.2 Drosselvergleich mit den Berechnungen aus Kapitel 62068.3.4 Schutz der DC/DC-Wandler2088.4 Messungen2098.4.1 Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler2098.4.2 Dynamik der DC/DC-Wandler2018.4.3 Fahrzyklus des Hy. Power2128.4.4 Parallelschaltung der zwei Spannungszwischenkreise2138.5 Zusammenfassung214Literaturverzeichnis215Lebenslauf219			7.3.2 Kontinuierlicher Betrieb	191
7.4Zwischenkreis-Spannungsregelung1947.5Zusammenfassung1968Hardware-Realisierung1978.1Sinn und Zweck des Hy. Power1978.2Aufbau des Hy. Power1988.2.1Beschreibung des Antriebsstrangs1988.3Aufbau der DC/DC-Wandler2018.3.1Leistungsteil2018.3.2Drosselvergleich mit den Berechnungen aus Kapitel 62068.3.4Schutz der DC/DC-Wandler2088.4Messungen2098.4.1Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler2098.4.2Dynamik der DC/DC-Wandler2118.4.3Fahrzyklus des Hy. Power2128.4.4Parallelschaltung der zwei Spannungszwischenkreise2138.5Zusammenfassung214Literaturverzeichnis215215Lebenslauf219			7.3.3 Übergang zwischen den beiden Regelungsmodi	192
7.5Zusammenfassung1968Hardware-Realisierung1978.1Sinn und Zweck des Hy. Power1978.2Aufbau des Hy. Power1988.2.1Beschreibung des Antriebsstrangs1988.3Aufbau der DC/DC-Wandler2018.3.1Leistungsteil2018.3.2Drosselvergleich mit den Berechnungen aus Kapitel 62068.3.3Signalteil2068.3.4Schutz der DC/DC-Wandler2088.4Messungen2098.4.1Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler2098.4.2Dynamik der DC/DC-Wandler2118.4.3Fahrzyklus des Hy. Power2128.4.4Parallelschaltung der zwei Spannungszwischenkreise2138.5Zusammenfassung214Literaturverzeichnis215Lebenslauf219		7.4	Zwischenkreis-Spannungsregelung	194
8 Hardware-Realisierung 197   8.1 Sinn und Zweck des Hy. Power 197   8.2 Aufbau des Hy. Power 198   8.2.1 Beschreibung des Antriebsstrangs 198   8.3 Aufbau der DC/DC-Wandler 201   8.3.1 Leistungsteil 201   8.3.2 Drosselvergleich mit den Berechnungen aus Kapitel 6 206   8.3.3 Signalteil 206   8.3.4 Schutz der DC/DC-Wandler 209   8.4 Messungen 209   8.4.1 Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler 209   8.4.2 Dynamik der DC/DC-Wandler 209   8.4.3 Fahrzyklus des Hy. Power 212   8.4.4 Parallelschaltung der zwei Spannungszwischenkreise 213   8.5 Zusammenfassung 214   Literaturverzeichnis 215 215   Lebenslauf 219 219		7.5	Zusammenfassung	196
8.1Sinn und Zweck des Hy. Power1978.2Aufbau des Hy. Power1988.2.1Beschreibung des Antriebsstrangs1988.3Aufbau der DC/DC-Wandler2018.3.1Leistungsteil2018.3.2Drosselvergleich mit den Berechnungen aus Kapitel 62068.3.3Signalteil2068.3.4Schutz der DC/DC-Wandler2088.4Messungen2098.4.1Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler2098.4.2Dynamik der DC/DC-Wandler2118.4.3Fahrzyklus des Hy. Power2128.4.4Parallelschaltung der zwei Spannungszwischenkreise2138.5Zusammenfassung214Literaturverzeichnis215219	8	Haı	dware-Realisierung	197
8.2Aufbau des Hy. Power1988.2.1Beschreibung des Antriebsstrangs1988.3Aufbau der DC/DC-Wandler2018.3.1Leistungsteil2018.3.2Drosselvergleich mit den Berechnungen aus Kapitel 62068.3.3Signalteil2068.3.4Schutz der DC/DC-Wandler2088.4Messungen2098.4.1Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler2098.4.2Dynamik der DC/DC-Wandler2118.4.3Fahrzyklus des Hy. Power2128.4.4Parallelschaltung der zwei Spannungszwischenkreise2138.5Zusammenfassung214Literaturverzeichnis215219		8.1	Sinn und Zweck des Hy. Power	197
8.2.1 Beschreibung des Antriebsstrangs1988.3 Aufbau der DC/DC-Wandler2018.3.1 Leistungsteil2018.3.2 Drosselvergleich mit den Berechnungen aus Kapitel 62068.3.3 Signalteil2068.3.4 Schutz der DC/DC-Wandler2088.4 Messungen2098.4.1 Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler2098.4.2 Dynamik der DC/DC-Wandler2118.4.3 Fahrzyklus des Hy. Power2128.4.4 Parallelschaltung der zwei Spannungszwischenkreise2138.5 Zusammenfassung214Literaturverzeichnis219		8.2	Aufbau des Hy. Power	198
8.3Aufbau der DC/DC-Wandler2018.3.1Leistungsteil2018.3.2Drosselvergleich mit den Berechnungen aus Kapitel 62068.3.3Signalteil2068.3.4Schutz der DC/DC-Wandler2088.4Messungen2098.4.1Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler2098.4.2Dynamik der DC/DC-Wandler2118.4.3Fahrzyklus des Hy. Power2128.4.4Parallelschaltung der zwei Spannungszwischenkreise2138.5Zusammenfassung214Literaturverzeichnis215Lebenslauf219			8.2.1 Beschreibung des Antriebsstrangs	198
8.3.1 Leistungsteil2018.3.2 Drosselvergleich mit den Berechnungen aus Kapitel 62068.3.3 Signalteil2068.3.4 Schutz der DC/DC-Wandler2088.4 Messungen2098.4.1 Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler2098.4.2 Dynamik der DC/DC-Wandler2118.4.3 Fahrzyklus des Hy. Power2128.4.4 Parallelschaltung der zwei Spannungszwischenkreise2138.5 Zusammenfassung214Literaturverzeichnis219		8.3	Aufbau der DC/DC-Wandler	201
8.3.2 Drosselvergleich mit den Berechnungen aus Kapitel 6 .2068.3.3 Signalteil			8.3.1 Leistungsteil	201
8.3.3 Signalteil2068.3.4 Schutz der DC/DC-Wandler2088.4 Messungen2098.4.1 Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler2098.4.2 Dynamik der DC/DC-Wandler2118.4.3 Fahrzyklus des Hy. Power2128.4.4 Parallelschaltung der zwei Spannungszwischenkreise2138.5 Zusammenfassung214Literaturverzeichnis215Lebenslauf219			8.3.2 Drosselvergleich mit den Berechnungen aus Kapitel 6.	206
8.3.4 Schutz der DC/DC-Wandler2088.4 Messungen2098.4.1 Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler2098.4.2 Dynamik der DC/DC-Wandler2118.4.3 Fahrzyklus des Hy. Power2128.4.4 Parallelschaltung der zwei Spannungszwischenkreise2138.5 Zusammenfassung214Literaturverzeichnis215Lebenslauf219			8.3.3 Signalteil	206
8.4Messungen2098.4.1Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler2098.4.2Dynamik der DC/DC-Wandler2118.4.3Fahrzyklus des Hy. Power2128.4.4Parallelschaltung der zwei Spannungszwischenkreise2138.5Zusammenfassung214Literaturverzeichnis215Lebenslauf219			8.3.4 Schutz der DC/DC-Wandler	208
8.4.1 Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler2098.4.2 Dynamik der DC/DC-Wandler2118.4.3 Fahrzyklus des Hy. Power2128.4.4 Parallelschaltung der zwei Spannungszwischenkreise2138.5 Zusammenfassung214Literaturverzeichnis215Lebenslauf219		8.4	Messungen	209
8.4.2 Dynamik der DC/DC-Wandler2118.4.3 Fahrzyklus des Hy. Power2128.4.4 Parallelschaltung der zwei Spannungszwischenkreise2138.5 Zusammenfassung214Literaturverzeichnis215Lebenslauf219			8.4.1 Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler	209
8.4.3 Fahrzyklus des Hy. Power2128.4.4 Parallelschaltung der zwei Spannungszwischenkreise2138.5 Zusammenfassung214Literaturverzeichnis215Lebenslauf219			8.4.2 Dynamik der DC/DC-Wandler	211
8.4.4 Parallelschaltung der zwei Spannungszwischenkreise 213   8.5 Zusammenfassung 214   Literaturverzeichnis 215   Lebenslauf 219			8.4.3 Fahrzyklus des Hy. Power	212
8.5 Zusammenfassung214Literaturverzeichnis215Lebenslauf219			8.4.4 Parallelschaltung der zwei Spannungszwischenkreise	213
Literaturverzeichnis		8.5	Zusammenfassung	214
Lebenslauf 219	Li	teratu	rverzeichnis	215
	Le	ebensl	auf	219



## Zusammenfassung

Aufgrund beschränkter Ölreserven, des Treibhauseffektes und ständig zunehmender Luftverschmutzung müssen zukünftige Fahrzeuge deutlich strengere ökologische Anforderungen erfüllen als heutige Fahrzeuge mit Verbrennungsmotoren. Insbesondere müssen sie emissionsfrei und auf der Basis von erneuerbaren Energien fahren. Der Wirkungsgrad muss erhöht werden, damit der Energieverbrauch verringert wird. Nur dadurch kann eine hohe individuelle Mobilität auch längerfristig aufrecht erhalten werden.

Aus diesen Gründen ist im Jahre 1999 das BRESA (**Bre**nnstoffzellen- und Superkondensator-Antrieb)-Projekt mit dem Ziel entstanden, ein funktionsund leistungsfähiges Fahrzeug der unteren Mittelklasse aufzubauen und in Betrieb zu nehmen, das mit Brennstoffzellen (40kW netto) und Superkondensatoren (60kW) ausgerüstet ist.

Die vorliegende Arbeit ist ein Teil des BRESA-Projektes und widmet sich der Optimierung und dem Aufbau der DC/DC-Wandler, die die Antriebsleistung auf die Brennstoffzelle und den Superkondensator aufteilen. Hierbei wurde von konventionellen hart geschalteten DC/DC-Wandler-Schaltungen ausgegangen.

Eine erste Untersuchung legt die Schaltungsanordnung der DC/DC-Wandler fest. Es stellt sich heraus, dass die Verwendung von zwei getrennten DC/DC-Wandlern – trotz eines leicht grösseren Hardware-Aufwands – bessere Eigenschaften des Antriebs ermöglicht, weil so das volle Drehmoment des Antriebs im ganzen Drehzahlbereich ausgenutzt werden kann.

In einem zweiten Schritt werden – ausgehend von der gewählten Schaltungsanordnung – die DC/DC-Wandler hinsichtlich Bauvolumen und Wirkungsgrad optimiert. Dafür werden DC/DC-Wandler-Zweige parallel geschaltet und versetzt getaktet. Dabei wird der Einfluss der Anzahl eingesetzter Zweige sowie des maximal zugelassenen Stromrippels durch die Brennstoffzelle und den Superkondensator untersucht. Aus der Analyse folgt, dass DC/DC-Wandler mit zwei oder drei versetzt getakteten Zweigen die Optimierungskriterien am besten erfüllen.

Die praktische Realisierung der vorgeschlagenen DC/DC-Wandler in einem Versuchsfahrzeug bestätigt schliesslich die Resultate der theoretischen Analyse. Insbesondere weisen die DC/DC-Wandler einen guten Wirkungsgrad und eine hohe Dynamik auf.

## Summary

Because of limited oil reserves, of the greenhouse effect and of the continuously increasing air pollution, future vehicles certainly will have to fulfil more severe ecological requirements than today's vehicles with internal combustion engines. In particular they have to operate free of emissions and have to be based on renewable energies. The efficiency must be increased in order to reduce the consumption of energy. Only thereby a high individual mobility can be maintained for a longer time.

For that reason the project BRESA (fuel cell and supercap drive) was set up in 1999 with the goal to realise and to put into operation a functioning and powerful vehicle of the lower middle class, which is equipped with fuel cells (40kW net) and supercaps (60kW).

The present work is a part of the project BRESA and concentrates on the optimisation and the construction of the DC/DC converters, which draw the drive power from the fuel cell and the supercap. It is based on conventional hardswitched DC/DC converter circuits.

A first analysis determines the circuit arrangement of the DC/DC converters. It turns out that the use of two separated DC/DC converters – in spite of a slightly higher hardware effort – allows one to achieve better drive properties, because in that way the full torque of the drive can be exploited in the full speed range.

In a second step, starting from the selected circuit arrangement, the DC/DC converters are optimised with regard to volume and efficiency. Therefore, DC/DC converter legs are paralleled using staggered switching. The influence of the number of staggered switched legs and the maximum allowed ripple of the current in the fuel cell and in the supercap is investigated. As a result of the analysis it follows that DC/DC converters with two or three staggered switched legs best fulfil the optimisation criteria.

The practical realisation of the proposed DC/DC converters in an experimental vehicle confirms the results of the theoretical analysis. In particular the DC/DC converters show good efficiency and high dynamics.

## **Symbolverzeichnis**

## Symbole

#### Allgemeines

Zeitlich veränderliche Grössen – sogenannte Momentanwerte – werden mit Kleinbuchstaben gekennzeichnet. Dazu gehören auch die Kurzzeitmittelwerte (Kapitel 7) und die allgemeine Bezeichnung von Grössen.

*u*, *i*, *p* Spannung, Strom und momentane Leistung

Die folgenden Grössen werden wie üblich immer klein geschrieben: Masse oder Modulationsgrad m, Abstände b, d, h, l,  $\delta$ , Drehzahl n, Geschwindigkeit v, Wirkungsgrad  $\eta$ .

Die folgenden Grössen werden immer gross geschrieben:

Fläche A, magnetische Induktion B, Energie E, Frequenz F, Enthalpie G, magnetische Feldstärke oder Heizwert H, Anzahl N, Entropie S, Periodendauer, Zeitkonstanten oder Temperatur T, Volumen V.

Der Ort, dem eine Grösse zuzuordnen ist, sowie zusätzliche Informationen erscheinen – getrennt durch Kommas – im Index.

$u_{BZ}$	Brennstoffzellen-Spannung
$p_{v, konv, BZ}$	Verlustleistung des Brennstoffzellen-Konverters
i <sub>SC,soll</sub>	Superkondensator-Stromsollwert

Konstanten, Mittelwerte, Effektivwerte sowie Grössen, die über den Betrachtungsraum genügend konstant sind, werden gross geschrieben.

Effektivwerte werden im Gegensatz zu Mittelwerten mit einem zusätzlichen Index *eff* gekennzeichnet.

I <sub>BZ.7W</sub>	Mittelwert des Stromes $i_{BZ,ZW}$
$I_{BZ,zw,eff}$	Effektivwert des Stromes $i_{BZ,zw}$

Zur Unterscheidung wird der max. Mittelwert einer zeitlichen Grösse mit dem Index max versehen, während deren Spitzenwert – d.h. der max. Wert der Grösse überhaupt – mit dem Index peak gekennzeichnet wird.

I <sub>SC.max</sub>	max. Mittelwert des Stromes $i_{SC}$
I <sub>SC,peak</sub>	Spitzenwert des Stromes $i_{SC}$

С	Kapazität
L	Induktivität
R	Widerstand
HL	Halbleiter

#### Konstanten

$\alpha, \beta, C_m$	Konstanten zur Beschreibung der Kernverluste
	(Drosseln)
F	Faraday-Konstante
$\epsilon_0$	Dielektrizitätskonstante des Vakuums
$\tilde{\mu_0}$	Permeabilität des Vakuums
0	

#### Variablen

Fläche
Abstände
Magnetische Induktion
Übersetzung
Energie
Frequenz
Enthalpie
Magnetische Feldstärke, Heizwert
Strom
Stromdichte (Strom pro Fläche)
Verstärkung der PI-Regler
Drehmoment, Masse oder Modulationsgrad
Drehzahl, Anzahl der beteiligten Elektronen in einer chemischen Reaktion
Anzahl versetzt getakteter Zweige, Anzahl Brenn- stoffzellen-Zellen in Serie oder Windungszahl
Leistung
Leistungsdichte (Leistung pro Fläche) oder spezifische Verluste (Verluste pro Masse)
Entropie
Zeit
Periodendauer, Zeitkonstante oder Temperatur
Spannung
Geschwindigkeit

V	Volumen
x	Parameter (in verschiedenen Rechnungen) oder
	Abstand
Z	Strom-Spannungs-Skalierungsfaktor
δ	Luftspalt oder Eindringstiefe
$\Delta$	Differenz, Änderung
3	Dielektrizitätskonstante
η	Wirkungsgrad
λ	Verhältnis von zugeführter zu benötigter
	Reaktandenmasse
μ	Permeabilität
ρ	Dichte (Masse pro Volumen) oder spezifischer
-	Widerstand

## Indizes

A	Anode	
abt	Abtast-	
AC	Wechselanteil	
Antrieb	Antrieb	
ASM	Asynchronmaschine	
auf	Aufladung	
aus	Aus(schalt-)	
aussen	Aussen-	
brut	brutto	
BT	Batterie	
BZ	Brennstoffzelle	
BZ-K	Brennstoffzellen-Kennlinie	
BZ-Z	Brennstoffzellen-Zelle	
С	Kondensator bzw. Kapazität	
ch	Chopper	
си	Kupfer	
D	Diode	
DC	Gleichanteil	
DS	Doppelschicht	
dauer	dauerhaft	
durch	Durchlass-	
E	Elektrolyt	
eff	Effektivwert	

ein	Ein(schalt-)	
ent	Entladung	
f	forward oder Filter bzw. gefiltert	
F	Folienkondensator	
FSB	Feldschwächbereich	
gd	Getriebe-Differential	
GF	Grenzfläche	
HB	Hilfsbetriebe	
HL	Halbleiter	
hssp	Hilfssteuerspannung	
i	intern oder Integral-	
iBZzw	Brennstoffzellen-Zweigstrom	
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor	
inst	installiert	
iSCzw	Supercap-Zweigstrom	
iso	Isolation	
j	junction	
k	Kern	
K	Kathode, Komponente (für BZ oder SC)	
	bzw. Knoten	
KK	Kühlkörper	
konv	Konverter	
kurz	kurzzeitig	
L	Drossel bzw. Induktivität	
leit	Leit- (Leitdauer)	
luft	Luft	
max	maximal	
mech	mechanisch	
mess	Mess- bzw. gemessen	
min	minimal	
MOD	Modul	
nenn	Nennwert	
net	netto	
nutz	nützlich, Nutz-	
opt	optimal	
p	proportional oder parallel	
peak	Spitzen- bzw. peak	
pr	reduzierte Leistung	
Q	Quelle	
r	relativ	

rad	Rad	
rd	Rand	
ref	Referenz	
S	Schalt- (bezieht sich auf Schaltperiode)	
SC	Supercap	
schalt	Schalt- (bezieht sich auf den Schaltvorgang	
	eines Halbleiters)	
shunt	Shunt	
soll	Sollwert	
st	Steuer-	
t	Totzeit	
th	thermisch	
tot	total	
uZK	Zwischenkreis-Spannung	
ν	Verluste	
W	Wechsel	
WR	Wechselrichter	
ZK	Zwischenkreis	
zul	zulässig	
ZW	Zweig	

## Abkürzungen

AC	Alternating Current (Wechselstrom)
AFC	Alkaline Fuel Cell
AS	Antriebsstrang
ASM	Asynchronmaschine
bzw.	beziehungsweise
BFE	Bundesamt für Energie
BRESA	Brennstoffzellen- und Superkondensator-Antrieb
CPLD	Complex Programmable Logic Device
DC	Direct Current (Gleichstrom)
DC-VS	DC-Versorgung
Dim.	Dimensionierung
DSP	Digital Signal Processor
E-Feld	Elektrisches Feld
EPFL	Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne
evtl.	eventuell
FC	Fuel Cell

Feld Effekt Transistor	
Field Programmable Gate Array	
Gate Turn Off Thyristor	
Hilfsbetriebe	
Insulated Gate Bipolar Transistor	
Integrated Gate Commutated Thyristor	
maximal	
minimal	
Molten Carbonate Fuel Cell	
Phosphoric Acid Fuel Cell	
Power Control Unit	
Polymer Elektrolyt Membran oder	
Proton Exchange Membran	
Paul Scherrer Institut	
Puls Width Modulation	
Solid Oxide Fuel Cell	
<b>Temp</b> eratur	
Unterbrechungsfreie Stromversorgungen	
und so weiter	
Volkswagen	
Wechselrichter	
Zwischenkreis	
zum Beispiel	

## Zählpfeilrichtung

#### Brennstoffzelle (BZ) und Superkondensator (SC)

Die Zählpfeilrichtung für die BZ und den SC ist in der folgenden Figur dargestellt und gilt durch die ganze Arbeit hindurch.



BZ- und SC-Zählpfeilrichtung, Symbol und Bezeichner

In dieser Arbeit wird bei der Brennstoffzelle und beim Superkondensator von der Erzeuger-Zählpfeildefinition ausgegangen.

#### Antrieb

Die Zählpfeilrichtung für den Antrieb ist in der folgenden Figur dargestellt und gilt durch die ganze Arbeit hindurch.



Antriebs-Zählpfeilrichtung, Symbol und Bezeichner

In dieser Arbeit wird beim Antrieb von der Verbraucher-Zählpfeildefinition ausgegangen.



# 1 Einleitung

Die Mobilität wird heute in unserer Gesellschaft als sehr wichtig eingestuft. Sowohl Industrie und Staat als auch Privatpersonen unternehmen und investieren viel, um das hohe Mass an Mobilität beibehalten zu können. Demzufolge ist der Transportsektor weltweit ein grosser und insbesondere in den Entwicklungsländern (z.B. China) schnell wachsender Energieverbraucher.

Im Individualverkehr kommen als Antrieb heute praktisch ausschliesslich Verbrennungsmotoren zum Einsatz. Diese werden hauptsächlich von Treibstoffen gespeist, die aus fossilen Brennstoffen gewonnen werden. Verbrennungsmotoren sind meistens ineffizient und stossen somit viel  $CO_2$  und Schadstoffe aus, die die Umwelt belasten. Da die Vorräte fossiler Brennstoffe begrenzt sind, müssen – aufgrund der langen Entwicklungszeiten heute schon – nachhaltige umweltfreundliche Antriebskonzepte erforscht und entwickelt werden. Die Anforderungen für ein zukünftiges Fahrzeug bezüglich der Umwelt sind hoch:

- Das Fahrzeug muss möglichst wenig Energie verbrauchen, d.h. einen hohen Gesamtwirkungsgrad aufweisen. Zudem sollte es mit Treibstoff basierend auf erneuerbaren Energien betreibbar sein. Dadurch kann langfristig die nachhaltige Treibstoffversorgung angestrebt und der Einfluss auf den Treibhauseffekt reduziert werden.
- Das Fahrzeug darf keine Schadstoffe emittieren. Dies ist vor allem in den Agglomerationen wichtig, wo sich viele Menschen aufhalten.

Aus diesen Gründen wurden bereits verschiedene Antriebsstrangs-Konzepte vorgeschlagen und entsprechende Versuchsfahrzeuge aufgebaut, die die oben gestellten Anforderungen teilweise oder sogar vollständig erfüllen [15]. Dazu gehören unter anderem Elektrofahrzeuge mit Batterien, Hybridfahrzeuge und insbesondere Brennstoffzellen-Fahrzeuge, die aufgrund der starken Fortschritte im Bereich der Brennstoffzellen-Technologie in den letzten 10 Jahren an Wichtigkeit deutlich zugenommen haben. Solche Fahrzeuge sind leider noch viel zu teuer und somit noch nicht konkurrenzfähig. Allerdings wird aus heutiger Sicht den Brennstoffzellen-Fahrzeugen die Chance eingeräumt, als Grossserien-Anwendung eingesetzt zu werden.

Der in dieser Arbeit vorgeschlagene Antriebsstrang, der im Rahmen des BRESA-Projektes erforscht und entwickelt wurde, unterscheidet sich von anderen Konzepten dadurch, dass er zum ersten Mal eine aus gasförmigem Wasserstoff gespeiste **Brennstoffzelle** als speisende Energiequelle mit einem **Superkondensator** als Kurzzeit-Energiespeicher kombiniert. Die daraus resultierenden Antriebsstrangs-Eigenschaften werden untersucht.

## 1.1 BRESA-Projekt

Im Mai 1999 wurde vom *Paul Scherrer Institut (PSI)* das **BRESA (Bre**nnstoffzellen- und **S**uperkondensator-Antrieb)-Projekt offiziell gestartet. Es setzte sich zum Ziel, einen Beitrag zur nachhaltigeren individuellen Mobilität zu liefern. Dafür sollte zum ersten Mal weltweit ein funktions- und leistungsfähiges Fahrzeug der unteren Mittelklasse aufgebaut und in Betrieb genommen werden, das mit einer Brennstoffzelle als speisender Energiequelle und einem Superkondensator als Kurzzeit-Energiespeicher ausgerüstet ist. Die Projektpartner sind das *PSI*, die *ETH Zürich* und die *EPF Lausanne* sowie die Industriepartner *Volkswagen AG, Montena SA* (CH) und *FEV Motorentechnik GmbH* (D). Die Sponsoren sind das *Bundesamt für Energie (BFE)* und *AMAG Schweiz*.

Die wesentlichen Ziele des BRESA-Projektes können wie folgt zusammengefasst werden:

- Die Machbarkeit eines mit gasförmigem Wasserstoff gespeisten Brennstoffzellen-/Superkondensator-Fahrzeugs – also eines "zero-emission"-Fahrzeugs – soll nachgewiesen und die entsprechenden Systemaspekte (siehe Unterkapitel 2.3) untersucht werden.
- Neue Ideen an Brennstoffzellen-Stapeln sollen erprobt werden. Insbesondere soll der Funktionsnachweis eines neuen Bipolarplatten-Konzeptes mit integrierter Wasserkühlung erbracht werden. Bei der Realisierung soll ein neues Produktionsverfahren für die Bipolarplatten getestet werden, mit dem die Produktionskosten stark herabgesetzt werden könnten.

Zusätzlich zu den Untersuchungen der Brennstoffzelle soll das Brennstoffzellen-System inklusive sämtlicher notwendiger Hilfsbetriebe ausgelegt, untersucht und optimiert werden.

• Das Potential der Superkondensatoren im Antriebsstrang eines Personenfahrzeugs und deren Zusammenspiel mit Brennstoffzellen sollen evaluiert werden. • DC/DC-Wandler-Konzepte für die Leistungsverteilung der Antriebsleistung auf die Brennstoffzelle und den Supercap sollen vorgeschlagen, optimiert und erprobt werden.

Das Versuchsfahrzeug mit dem Namen **Hy. Power** stellt eine Technologie-Plattform dar, mit der verschiedene Aspekte eines Brennstoffzellen-Antriebs untersucht werden können.

## 1.2 Inhalt und Abgrenzung dieser Arbeit

Die vorliegende Arbeit ist ein elementarer Bestandteil des BRESA-Projektes. Da der Antriebsstrang des Versuchsfahrzeugs Hy. Power aus drei verschiedenen Leistungsquellen bzw. -senken (Brennstoffzelle, Superkondensator und Antrieb) besteht, muss eine leistungselektronische Vorrichtung die aktive Steuerung der Leistungsflüsse übernehmen.

Fahrzeuge für den Individualverkehr müssen im allgemeinen auf engem Raum genügend Platz für Personen und Nutzlast bieten. Zudem müssen sie in der Anschaffung und im Betrieb günstig sein. Daraus ergeben sich auch für die Leistungselektronik harte Anforderungen. Der Schwerpunkt dieser Arbeit liegt in der Bestimmung geeigneter Konfigurationen von DC/DC-Wandlern, deren Optimierung und deren voll betriebstauglichem Aufbau. Dabei sollen

- deren Baugrösse und deren Kosten minimiert und
- deren Wirkungsgrad maximiert werden,

immer unter der Berücksichtigung, dass die DC/DC-Wandler fahrzeugtauglich und zuverlässig bleiben sowie vorgegebene Anforderungen und Randbedingungen erfüllen müssen.

Die folgenden Aufgaben gehören nicht zum Kerngebiet dieser Arbeit und werden nicht behandelt:

- das Energiemanagement des Fahrzeugs, d.h. die Bestimmung der betriebsabhängigen optimalen Verteilung der Antriebsleistung auf die Brennstoffzelle und den Superkondensator bei gegebenen Randbedingungen bzw. Prioritäten;
- die Optimierungen der anderen Antriebsstrangkomponenten, wie z.B. Brennstoffzelle, Superkondensator oder Antrieb.

## 1.3 Gliederung der Arbeit

Kapitel 2 "Antriebsstränge für Personenwagen" liefert eine kurze Darstellung verschiedener Antriebsstränge für Personenwagen. Es ist als Einführung für Nichtspezialisten gedacht.

Kapitel 3 "Brennstoffzelle (BZ)" gibt einen Überblick über den Aufbau und die Funktionsweise der Brennstoffzellen und der sich daraus ergebenden Brennstoffzellen-Stapel und Systeme. Es geht speziell auf die in diesem Projekt verwendeten PEM (**P**roton **E**xchange **M**embran)-Brennstoffzellen, deren elektrisches Verhalten und deren Wirkungsgrad ein.

Kapitel 4 "Superkondensator (SC)" ist ähnlich aufgebaut wie Kapitel 3 und beschreibt den Aufbau und die Funktionsweise der Superkondensatoren und der daraus zusammengesetzten Superkondensator-Module. Es geht insbesondere auf deren elektrisches Verhalten und auf energetische Aspekte ein.

Kapitel 5 "Schaltungskonzepte" legt die wesentlichen Anforderungen und Randbedingungen für die Hauptkomponenten des Antriebsstrangs fest. Daraus wird das optimale Schaltungskonzept für die DC/DC-Wandler abgeleitet. Es stellt sich heraus, dass eine Realisierung mit zwei DC/DC-Wandlern – trotz eines leicht grösseren Hardware-Aufwands – Sinn macht, weil so das volle Drehmoment des Antriebs im ganzen Drehzahlbereich ausgenutzt werden kann.

Kapitel 6 "Optimierung der gewählten Schaltungsanordnung" optimiert ausgehend vom gewählten Schaltungskonzept aus Kapitel 5 mit Hilfe der versetzten Taktung den Brennstoffzellen- und den Superkondensator-seitigen DC/DC-Wandler hinsichtlich Baugrösse und Wirkungsgrad. Daraus ergibt sich, dass DC/DC-Wandler mit zwei oder drei versetzt getakteten Zweigen optimal sind.

Kapitel 7 "Regelung der DC/DC-Wandler" schlägt ein einfaches und effizientes Regelungskonzept für den Brennstoffzellen- und den Superkondensator-seitigen DC/DC-Wandler vor.

Kapitel 8 "Hardware-Realisierung" beschreibt das Versuchsfahrzeug Hy. Power und geht detailliert auf den Signal- und den Leistungsteil der eingebauten – voll funktionsfähigen – DC/DC-Wandler ein. Verschiedene Messungen bestätigen die zuverlässige und effiziente Funktionsweise der DC/DC-Wandler.

# 2 Antriebsstränge für Personenwagen

Dieses Kapitel gibt eine kurze Einführung hauptsächlich in die umweltrelevanten Aspekte der Antriebsstränge für Personenwagen. Es ist vor allem für den Leser gedacht, der über keine tiefen Kenntnisse dieser Thematik verfügt und dient der Rechtfertigung des in dieser Arbeit gewählten Antriebsstrangs. Die konventionellen Antriebsstränge mit ihren Vor- und Nachteilen werden in Unterkapitel 2.1 beschrieben. Ähnlich werden in Unterkapitel 2.2 die Stärken und Schwächen sinnvoller alternativer Antriebsstränge dargestellt. In Unterkapitel 2.3 wird der in dieser Arbeit betrachtete Antriebsstrang eingehender beschrieben und seine Vorteile aufgezeigt. Am Schluss folgt in Unterkapitel 2.4 eine Zusammenfassung.

### 2.1 Konventionelle Antriebsstränge

Der Antriebsstrang eines konventionellen Personenfahrzeugs besteht im wesentlichen aus einem **Verbrennungsmotor** – meistens einem **Ottomotor** oder einem **Dieselmotor** –, der über ein Getriebe das Fahrzeug mechanisch antreibt.

Verbrennungsmotoren unterliegen dem Carnot-Prozess und besitzen somit ein beschränktes Wirkungsgradpotential [13]. Zudem werden sie in der Regel von fossilen Treibstoffen gespeist und stossen somit  $CO_2$  aus. Dies stellt bezüglich des Treibhauseffektes eine Belastung dar. Zudem produzieren Verbrennungsmotoren Schadstoffe ( $NO_x$ , CO, Kohlenwasserstoffe und Russpartikel), die in grösseren Agglomerationen vor allem im Sommer Gesundheitsprobleme verursachen.

Verbrennungsmotoren profitieren von einer über 100 Jahren langen Entwicklung, wodurch ihre Technik weitgehend ausgereift wurde. Sie besitzen eine relativ hohe Leistungsdichte, die den Bau von kompakten, leistungsfähigen und relativ günstigen Antriebseinheiten ermöglicht. Zudem besitzen die fossilen Treibstoffe eine grosse Energiedichte, wodurch eine grosse Reichweite der Fahrzeuge ermöglicht wird.

Im folgenden werden kurz – ohne tief in die Technik einzugehen – einige umweltrelevante Aspekte der Otto- und Dieselmotoren angegeben.

#### 2.1.1 Umweltrelevante Aspekte von Otto- und Dieselmotoren

Die wesentlichen Unterschiede zwischen Otto- und Dieselmotoren können folgendermassen beschrieben werden:

- Ottomotoren komprimieren in den Zylindern das prozentual immer gleich zusammengesetzte angesaugte Gasgemisch Benzin/Luft. Die Leistungssteuerung des Ottomotors erfolgt mit Hilfe einer Luftdrosselung beim Zylindereinlass, die die Steuerung der in die Zylinder zugeführten Gasmenge ermöglicht. Nach erfolgter Komprimierung wird das Gasgemisch durch Zündkerzen gezündet.
- Bei **Dieselmotoren** wird ungedrosselt angesaugte Luft alleine komprimiert. Diesel wird nach erfolgter Luftkomprimierung in die Zylinder eingespritzt. Dabei entzündet er sich aufgrund der hohen Temperatur, die von den grossen Drücken erzeugt wird, selber. Durch die Menge der Dieseleinspritzung wird die Leistung der Dieselmotoren gesteuert.

Diese Unterschiede haben Folgen:

- Die Dieselmotoren besitzen aufgrund der grösseren möglichen Drücke (Selbstzündung) und der kleineren Luftwechselverlusten einen grösseren Wirkungsgrad [13].
- Ottomotoren ermöglichen aufgrund des konstant geregelten Gasgemisches in den Zylindern den Einsatz eines Drei-Weg-Katalysators, der die Schadstoffe durch die gleichzeitige Reduktion von  $NO_x$  und Oxidation von CO und der unverbrannten Kohlenwasserstoffe stark reduziert. Bei Dieselmotoren ist die Zusammensetzung des Gasgemisches leistungsabhängig. Dieses enthält immer mehr Luft als für die vollständige Dieselverbrennung notwendig ist, was die Reduktion von  $NO_x$ -Partikeln erschwert.
- Dieselmotoren erzeugen bedingt durch die kurzen Gemischbildungszeiten zusätzliche Russpartikel.

Erzeugung von	Ottomotor	Dieselmotor <sup>a</sup>
CO <sub>2</sub> (Verbrauch)	0	¥
СО	0	<b>▲</b>
Kohlenwasserstoffen	0	<b>≜</b>
NO <sub>x</sub>	0	
Russpartikeln	0	<b>≜</b>

Tabelle 2.1 fasst den umweltrelevanten Vergleich zwischen Otto- und Dieselmotoren qualitativ zusammen.

Tabelle 2.1: Kurzer qualitativer umweltrelevanter Vergleich zwischen Ottound Dieselmotoren (0: Referenz, ↑↑: viel mehr, ↑: mehr, ↓: weniger)

a) ohne Partikelfilter und ohne Oxidationskatalysator

### 2.2 Alternative Antriebsstränge

Die Vorräte fossiler Brennstoffe, die für die flächendeckende Speisung der heutigen Fahrzeuge mit Verbrennungsmotoren eine Voraussetzung darstellen, sind begrenzt. Dadurch wird die Suche nach alternativen Antriebssträngen unvermeidbar. Da kein optimaler Antriebsstrang auf der Hand liegt, müssen verschiedene Konzepte untersucht und miteinander verglichen werden. Die meisten heute bekannten alternativen Antriebsstränge unterscheiden sich von den konventionellen Antriebssträngen gemäss Unterkapitel 2.1 dadurch, dass mindestens eine oder mehrere elektrische Antriebskomponenten – zusätzlich oder alleinig – eingesetzt werden. Die oft erkaufte grössere Systemkomplexität wird dadurch aufgewogen, dass der gesamte Antriebsstrang einen grösseren Wirkungsgrad besitzt und somit weniger Energie verbraucht. Zudem können die Schadstoffe und  $CO_2$  – zumindest lokal – meistens reduziert werden oder werden gar nicht erzeugt.

Auf der anderen Seite muss festgehalten werden, dass alle alternativen Antriebskonzepte heute noch zu teuer und somit nicht konkurrenzfähig sind. Zudem sind sie meistens zu gross und/oder besitzen unbefriedigende Eigenschaften wie z.B. eine zu kleine Reichweite oder eine reduzierte Lebensdauer. Dies stellt allerdings keinen Grund dar, solche Konzepte nicht weiter zu entwickeln. Eine ganz generelle industrielle Erfahrung zeigt, dass eine neu eingeführte Technik sich bei jeder Umsatzverdoppelung um einige zig Prozente verbilligen lässt. Somit besteht längerfristig das Potential, alternative Antriebe mit vernünftigen Kosten herzustellen, insbesondere wenn berücksichtigt wird, dass die entsprechende Technik relativ jung ist und noch stark optimiert werden kann. Auch wenn die Preise der ersten in einigen Jahren geplanten Kleinserien-Fahrzeuge deutlich unterhalb der Entstehungskosten sein werden, wird es in vielen Jahren möglich sein, alternative Fahrzeuge kostendeckend und zu wirtschaftlichen Preisen in grosser Stückzahl verkaufen zu können.

Bei der Bewertung von alternativen Antriebskonzepten muss auch jeweils die Herstellungskette des Treibstoffes berücksichtigt werden. So ist z.B. die Herstellung von Strom mitentscheidend, wie die Gesamteffizienz eines Batterie-Fahrzeugs ausfällt. Die Infrastruktur der Treibstoffversorgung (z.B. Batterie-Ladestationen, Wasserstoff- oder Kohlenwasserstoff-Tankstellen) wird zudem eine entscheidende Rolle bei der Wahl der zukünftigen Technik spielen. Insbesondere ist es schwierig und kostspielig, eine völlig neue Infrastruktur aufzubauen.

Im folgenden werden kurz einige alternative Antriebsstränge vorgestellt. Es wird darauf verzichtet, eine umfangreiche Liste von möglichen Antriebssträngen anzugeben. Vielmehr geht es darum, einige bekannte und sinnvolle Konzepte grob darzustellen, um deren Vor- und Nachteile zu erkennen.

#### 2.2.1 Batterie-Fahrzeuge

Batterie-Fahrzeuge besitzen in der Regel einen elektrischen Antrieb, der von einer Batterie gespeist wird.

Die Vorteile von Batterie-Fahrzeugen sind:

- Der Antriebsstrang als solcher ist relativ einfach.
- Er erzeugt lokal weder Schadstoffe noch  $CO_2$ .
- Beim Bremsen kann Energie in die Batterie zurückgespeist werden.

Die Nachteile sind:

• Die Reichweite des Fahrzeugs ist mit der heutigen Batterie-Technologie noch unbefriedigend. Zudem dauert die Aufladung von Batterien viel zu lange, so dass der Betriebsradius<sup>1</sup> des Fahrzeugs stark eingeschränkt ist.

- Die Lebensdauer der Batterien ist relativ eingeschränkt (siehe Unterkapitel 4.7), so dass während der Fahrzeuglebensdauer mindestens ein oder mehrere Batteriewechsel notwendig sind. Zudem sind Batterien in der Regel teuer.
- Ein Batterie-Fahrzeug ist gesamthaft gesehen nicht unbedingt umweltfreundlicher als ein Fahrzeug mit Verbrennungsmotor (siehe z.B. Analyse des Life Cycle Assessment [8]). Das Recycling der Batterie sowie die Herstellung und der Transport der Stromes für die Batterie spielen dabei eine entscheidende Rolle.

#### 2.2.2 Brennstoffzellen-Fahrzeuge

Brennstoffzellen-Fahrzeuge sind ähnlich aufgebaut wie Batterie-Fahrzeuge, wobei die Brennstoffzelle als speisende Energiequelle die Batterie ersetzt. Meistens werden für Fahrzeuganwendungen PEM (**P**roton **E**xchange **M**embran)-Brennstoffzellen in Betracht gezogen (siehe Kapitel 3). Als Treibstoff wird entweder Wasserstoff oder flüssige Kohlenwasserstoffe verwendet, die im Fahrzeug durch einen zusätzlichen Reformer in Wasserstoff umgewandelt werden müssen. Dadurch können folgende Vorteile erzielt werden:

- Ein Brennstoffzellen-Fahrzeug kann unter der Voraussetzung einer entsprechenden Treibstoff-Infrastruktur einen unbegrenzten Betriebsradius wie konventionelle Fahrzeuge erreichen (siehe<sup>1</sup>).
- Der Antriebsstrang verfügt im Mittel über einen höheren Wirkungsgrad als Verbrennungsmotoren. Dies liegt hauptsächlich darin, dass Brennstoffzellen nicht dem Carnot-Prozess unterliegen (siehe Unterkapitel 3.6).
- Der Antriebsstrang erzeugt bei der Verwendung von Wasserstoff als Treibstoff lokal weder Schadstoffe noch CO<sub>2</sub>. Zudem besteht die Möglichkeit, Wasserstoff aus Biomasse (z.B. Holz) zu produzieren, wodurch Brennstoffzellen-Fahrzeuge global CO<sub>2</sub>-neutral sein können [34].

Als Nachteile zählen:

• Brennstoffzellen-Systeme haben mit dem heutigen Stand der Technik eine kleinere Leistungsdichte als Verbrennungsmotoren. Dadurch ist der Platzbedarf im Fahrzeug grösser. Zudem ist die Speichertechnik für

<sup>1)</sup> Der Betriebsradius eines Fahrzeugs mit Verbrennungsmotor kann als unendlich betrachtet werden, denn das Fahrzeug kann innerhalb von wenigen Minuten durch die sehr dichte Treibstoffinfrastruktur praktisch überall getankt werden.

Wasserstoff noch nicht befriedigend, so dass relativ grosse Speichervolumina in Kauf genommen werden müssen, sofern auf flüssigen Wasserstoff verzichtet wird.

Brennstoffzellen-Fahrzeuge werden aus heutiger Sicht langfristig (ab 15 bis 20 Jahren) substantiell zur individuellen Mobilität beitragen können.

#### 2.2.3 Hybrid-Fahrzeuge (mit Verbrennungsmotor)

Hybrid-Fahrzeuge kombinieren mindestens zwei Antriebskonzepte miteinander, um deren Vorteile zu nutzen. Die heute häufigsten Hybrid-Fahrzeuge bestehen aus einem Verbrennungsmotor und einem elektrischen Antrieb mit Batterie. Dabei geben in einem Parallelantrieb der Verbrennungsmotor zusammen mit einem über Batterie gespeisten Elektromotor ihre Leistung direkt an die Räder ab. In einem seriellen Antrieb erzeugt der Verbrennungsmotor über einen Generator elektrische Leistung, die zusammen mit der Batterieleistung über einen Elektromotor als mechanische Leistung an das Fahrzeug abgegeben wird.

Die Vorteile der Hybrid-Fahrzeuge gemäss obiger Definition werden kurz zusammengefasst:

- Durch das Zusammenspiel des Verbrennungsmotors und der Batterie können die Schadstoffe stark reduziert und der Wirkungsgrad des Verbrennungsmotors optimiert werden.
- Die Vorteile des Verbrennungsmotors (grosse Reichweite) und des Elektroantriebs (keine Emissionen) können kombiniert werden. Insbesondere kann z.B. in den Agglomerationen über eine begrenzte Reichweite emissionsfrei gefahren werden.

Als Nachteile zählen:

- Die Komplexität des Antriebsstrangs nimmt durch die grössere Anzahl Komponenten und deren Ansteuerung zu.
- Der Antriebsstrang fährt nicht emissionsfrei und im Normalfall nicht auf der Basis erneuerbarer Energien.

Aus diesen Gründen können Hybrid-Fahrzeuge eher als Zwischenlösungen betrachtet werden.

## 2.3 Gewählter Antriebsstrang

Der in dieser Arbeit berücksichtigte Antriebsstrang besteht im wesentlichen aus einer **Brennstoffzelle**, die mit gasförmigem Wasserstoff gespeist wird, einem **Supercap**, der als Kurzzeit-Energiespeicher eingesetzt wird, einem **elektrischen Antrieb** und **DC/DC-Wandler**, die die Antriebsleistung auf die Brennstoffzelle und den Supercap verteilen (siehe Unterkapitel 5.1). Der Antriebsstrang kombiniert die Vorteile der Brennstoffzellen mit denjenigen der Superkondensatoren:

- Die gesamte Energie für das Fahrzeug wird von der Brennstoffzelle erzeugt. Sie wird somit zumindest lokal schadstoff- und CO<sub>2</sub>-frei produziert.
- Der Supercap ermöglicht, die reduzierte Dynamik des Brennstoffzellen-Systems zu überbrücken. Der auf etwa 1-5kW/s begrenzte Leistungsanstieg der Brennstoffzelle (siehe Abschnitt 5.1.2) kann durch den Supercap kompensiert werden. Dabei sind die Lebensdauer und der Wirkungsgrad des Supercaps deutlich grösser als diejenigen von Batterien (siehe Unterkapitel 4.7).
- Der Supercap stellt dem Fahrzeug Leistungsreserve bereit. Falls z.B. bei einer starken Beschleunigung – kurzzeitig viel Leistung benötigt wird, kann diese gleichzeitig von der Brennstoffzelle und dem Supercap geliefert werden. Die Brennstoffzelle muss somit nicht für die kurzeitige Spitzenleistung ausgelegt werden.
- Der Supercap ermöglicht, beim Bremsen kurzzeitig elektrische Leistung vom Antrieb zurückzuspeisen. Dies reduziert z.B. im Stadtverkehr den Energieverbrauch des Fahrzeugs.
- Allgemein ermöglicht der Supercap, den Antriebsstrang zu optimieren. Z.B. kann mit dem Supercap dafür gesorgt werden, dass das Brennstoffzellen-System möglichst beim max. Wirkungsgrad betrieben wird (siehe Unterkapitel 3.6, insbesondere Figur 3.13).

Als Nachteile zählen ähnlich wie in Abschnitt 2.2.3:

- Die Komplexität des Antriebsstrangs nimmt durch die grössere Anzahl Komponenten und deren Ansteuerung zu.
- Der Platzbedarf für den gesamten Antriebsstrang ist relativ gross.

Die grundsätzliche Funktionsweise des Antriebsstrangs kann vereinfacht folgendermassen zusammengefasst werden. Der Antrieb bezieht eine im wesentlichen durch den Drehmomentwunsch des Fahrers und die Fahrzeuggeschwindigkeit vorgegebene Leistung. Dabei liefert die Brennstoffzelle eine möglichst konstante Leistung. Sie kann z.B. der Antriebsleistung über einen gleitenden Mittelwert langsam folgen. Die Differenzleistung wird vom Supercap geliefert. Durch diese Ansteuerung übernimmt der Supercap automatisch sämtliche schnellen Leistungspulsationen des Antriebs (siehe auch Unterkapitel 7.1). Natürlich muss das Energiemanagement ([27],[28]) immer dafür sorgen, dass der Supercap nicht unter- und überladen wird. Einschränkungen entstehen bei vollem und vor allem bei leerem Supercap.

Dieses grundsätzliche Energiemanagement ist dem Betrieb des Antriebsstrangs überlagert. Es berücksichtigt, dass:

- der Supercap hoch dynamisch Leistung aufnehmen und abgeben kann,
- die Brennstoffzelle aufgrund der Hilfsbetriebe, insbesondere des Luftverdichters, in der Dynamik eingeschränkt ist und dass mit dieser Strategie,
- der Antriebsstrang so betrieben werden kann, dass insgesamt ein max. Wirkungsgrad erzielt wird.

Figur 8.9 zeigt einen gemessenen Fahrzyklus des Hy. Power. Dabei kann die oben beschriebene Funktionsweise des Antriebsstrangs erkannt werden.

## 2.4 Zusammenfassung

Die konventionellen Antriebsstränge für Personenwagen bestehen im wesentlichen aus einem Verbrennungsmotor mit Getriebe. Sie besitzen einen relativ schlechten Wirkungsgrad und stossen Schadstoffe und  $CO_2$  aus. Da sie mehrheitlich aus fossilen Brennstoffen gespeist werden, tragen sie zum Treibhauseffekt bei. Alternative Antriebsstränge – insbesondere Antriebsstränge mit einer Brennstoffzelle – sind diesen Problemen gewachsen. Der in dieser Arbeit betrachtete Antriebsstrang besteht im wesentlichen aus einer Brennstoffzelle und einem Supercap, die über DC/DC-Wandler an einen elektrischen Antrieb gekoppelt sind. Er besitzt im Vergleich zu konventionellen Antriebssträngen deutliche Vorteile. Insbesondere verfügt er über einen grösseren Wirkungsgrad, stösst weder Schadstoffe noch  $CO_2$  aus und kann aus erneuerbaren Energien gespeist werden.

# **3** Brennstoffzelle (BZ)

**Brennstoffzellen (BZ)** sind elektrochemische Energiewandler, die aus einem Brennstoff (z.B. Wasserstoff) und einem Oxidant (z.B. Sauerstoff) elektrische Energie ohne thermische und/oder mechanische Zwischenprozesse produzieren. Ihr Grundprinzip wurde im Jahre 1839 durch William Grove demonstriert. Er zeigte, dass die Elektrolyse von Wasser ein reversibler Prozess ist, der für die Erzeugung elektrischer Energie verwendet werden kann. Die erste funktionsfähige BZ wurde allerdings erst 1959 durch Francis Thomas Bacon gebaut [11]. Im Laufe der 60<sup>er</sup> und 70<sup>er</sup> Jahre wurden die BZ vor allem für Weltraumanwendungen aber auch für die stationäre Erzeugung elektrischer Energie weiterentwickelt. Die Polymer-Elektrolyt-Membran-BZ (PEM-BZ), die heute eindeutig als nachhaltige Zukunftslösung für Automobilanwendungen betrachtet werden, sind erst seit Anfang der 90<sup>er</sup> Jahre auf grosses Interesse gestossen. Seitdem werden sie weltweit intensiv erforscht.

Um Anwendungsmöglichkeiten sowie Potential von BZ besser abzuschätzen, werden nachfolgend deren Grundprinzipien, Funktionsweise sowie die daraus resultierenden elektrischen Eigenschaften beschrieben. Das Kapitel konzentriert vor allem auf PEM-BZ, gibt aber einen kurzen Überblick üblicher BZ. Am Ende des Kapitels wird noch ein kurzer Vergleich mit Verbrennungsmotoren gemacht. Dieses Kapitel richtet sich an Leser, die keine Spezialisten auf dem Gebiet der BZ sind.

Die folgenden Begriffe werden definiert, um Missverständnisse zu vermeiden. Sie gelten durch das ganze Kapitel hindurch.

- Eine **Brennstoffzellen-Zelle** (BZ-Zelle) bezeichnet die kleinste mögliche Einheit.
- Ein **Brennstoffzellen-Stapel** (BZ-Stapel) bezeichnet die aus der Serieschaltung einzelner BZ-Zellen zusammengebaute BZ-Einheit.
- Eine **Brennstoffzelle** (BZ) bezeichnet die aus der Serie- und Parallelschaltung einzelner BZ-Stapel entstehende Gesamteinheit.
- Ein **Brennstoffzellen-System** (BZ-System) bezeichnet das aus der BZ und der notwendigen **H**ilfsbetriebe (HB) entstehende Gesamtsystem.
# 3.1 Aufbau und Funktionsweise einer BZ-Zelle

In diesem Unterkapitel werden zuerst in Abschnitt 3.1.1 allgemeine Betrachtungen über BZ-Zellen gemacht. In Abschnitt 3.1.2 wird dann speziell am Beispiel der PEM-BZ auf deren Funktionsweise eingegangen.

#### 3.1.1 Allgemeine Betrachtungen

BZ sind elektrochemische Energiewandler, die aus einem Brennstoff (z.B. Wasserstoff  $H_2$ ) und einem Oxidant (z.B. Sauerstoff  $O_2$ ) elektrische Energie ohne thermische und/oder mechanische Zwischenprozesse produzieren (Figur 3.1). Da sie im Gegensatz zu Verbrennungsmotoren oder Gasturbinen dem Carnot-Zyklus nicht unterliegen, ist ihr Wirkungsgrad bei Betriebstemperaturen unterhalb von 100°C prinzipiell nicht auf relativ tiefe Werte begrenzt.



Figur 3.1: Veranschaulichung der Produktion elektrischer Energie mittels BZ

Rein theoretisch kann jeder oxidierbare gasförmige oder flüssige Stoff als Brennstoff verwendet werden. Bei den Niedertemperatur-BZ hat sich aber Wasserstoff durchgesetzt, denn es gibt für sie ausser Wasserstoff keinen einfach verwendbaren Brennstoff. Zudem hat Wasserstoff – mit der Verwendung eines geeigneten Katalysators – eine sehr hohe Reaktionsrate und spezifische Energie [Wh/kg] und kann, zumindest in einer ersten Phase, aus Kohlenwasserstoffen produziert werden.

Sauerstoff hat sich in ähnlicher Weise aufgrund seiner natürlichen Verfügbarkeit in der Luft und seiner einfachen Speicherung in Flaschen z.B. für den Weltraumeinsatz als Oxidant bei den meisten BZ-Anwendungen durchgesetzt.

Verschiedene BZ wie z.B. die "Direkt Methanol BZ" funktionieren mit einem Brennstoff, ohne diesen in einem ersten Schritt in Wasserstoff umzuwandeln. Im folgenden werden aber nur BZ betrachtet, die direkt oder indirekt mit Wasserstoff und Sauerstoff (oder Luft) arbeiten. Solche BZ können direkt ab Wasserstoff oder ab einem anderen Brennstoff wie z.B. Erd-, Kohle-, Biogas, Methanol, Benzin, Diesel, usw. gespeist werden. Bei der Verwendung eines anderen Brennstoffs muss der darin enthaltene Wasserstoff zuerst freigesetzt werden. Dieser Prozess kann entweder extern durch einen **Reformer** oder bei Hochtemperatur-BZ wie MCFC oder SOFC (siehe Unterkapitel 3.2) auch intern realisiert werden. Methanol ( $CH_3OH$ ) lässt sich aufgrund seiner einfachen chemischen Struktur im Vergleich zu anderen Brennstoffen bei verhältnismässig tiefer Temperatur (etwa 300°*C*) reformieren. Die folgende Reaktion gilt für die Reformierung durch partielle Oxidation:

$$CH_3OH + \frac{1}{2}O_2 \rightarrow 2H_2 + CO_2$$

Die Reformierung bleibt allerdings ein komplexer und aufwendiger Prozess. Bei Fahrzeuganwendungen bringt ein Reformer zusätzliches Gewicht und Volumen sowie Systemeinschränkungen mit sich und erzeugt auch Verluste. Bei direkter BZ-Speisung mit Wasserstoff entfällt die zusätzliche aufwendige Reformierungsstufe. Allerdings sind momentan die fehlende Wasserstoffinfrastruktur für die Betankung sowie die noch unbefriedigende Speichertechnik für Wasserstoff nachteilig.

Im folgenden wird von wasserstoffgespeisten BZ ausgegangen. Da PEM-BZ für Fahrzeuganwendungen im Vordergrund stehen, wird die prinzipielle Funktionsweise der BZ anhand der PEM-BZ erklärt.

#### 3.1.2 PEM-BZ

Figur 3.2 zeigt den schematischen Aufbau einer PEM-BZ-Zelle. Sie besteht aus einer positiven Elektrode (Kathode) und einer negativen Elektrode (Anode), die durch einen Elektrolyten getrennt sind.

Die Elektroden weisen für die Elektronen eine gute Leitfähigkeit auf und sind für die Wasserstoffionen isolierend. Sie besitzen eine poröse Struktur, die eine hohe Ionisierungs- bzw. Deionisierungsreaktionsrate und somit eine Stromdichte bis zu  $1A/cm^2$  ermöglicht. Ihre Oberfläche ist mit einem Katalysator (Platin oder Platinlegierungen) beschichtet, der die elektrochemischen Reaktionen beschleunigt.

Der Elektrolyt besteht bei PEM-BZ aus einer Kunststoffmembran. Diese ermöglicht gegenüber anderen Elektrolyten eine kompakte Bauweise und ist frei von gefährlichen Flüssigkeiten. Die Elektrolytmembran wirkt für die Elektronen isolierend und weist bei genügender Feuchtigkeit für die Wasser-



Figur 3.2: Schematischer Aufbau einer PEM-BZ-Zelle

stoffionen  $H^+$  eine gute Leitfähigkeit auf. Sie trennt den Wasserstoff von der Luft. Diese sollten nie in Kontakt kommen, da sie sonst aufgrund der Katalysatorwirkung in einer "katalytischen Verbrennung" an der Elektrodenoberfläche direkt miteinander reagieren und Wärme produzieren, was zu "Hotspots" führen und die Membran zerstören kann.

Wenn Wasserstoffmoleküle  $H_2$  an der Anode hinzugefügt werden, spalten sich diese dank der Wirkung des an der Elektrodenoberfläche angebrachten Katalysators in Protonen  $H^+$  und Elektronen  $e^-$  auf.

Reaktion an der Anode:  $H_2 \rightarrow 2H^+ + 2e^-$ 

Die Wasserstoffionen  $H^+$  diffundieren durch die poröse Elektrode, wandern durch die Membran (Elektrolyt) von der Anode zur Kathode. Bei anderen BZ-Typen wie z.B. AFC, MCFC und SOFC sind es negative Ionen, die von der Kathode zur Anode wandern (siehe Unterkapitel 3.2). Die Elektronen können aufgrund der isolierenden Wirkung der Membran die Kathode nicht direkt erreichen. Sie müssen über einen externen Weg (Last) zur Kathode gelangen. Wenn der Elektronenfluss durch die Last ermöglicht wird, entsteht ein Transfer der Wasserstoffionen  $H^+$  durch die Membran. An der sogenannten Dreiphasengrenze (Elektrolyt – Elektrode mit Katalysator – Gas) reagieren die Elektronen  $e^-$  mit den Wasserstoffionen  $H^+$  und den Sauerstoffmolekülen  $O_2$ , um Wasser  $H_2O$  zu bilden. Anstelle von reinem Sauerstoff  $O_2$  kann für die Kathodenspeisung auch Luft – allerdings mit

reduzierter Leistungsfähigkeit (siehe Abschnitt 3.5.3) – verwendet werden. Dies vereinfacht die meisten Anwendungen stark, denn es braucht keine zusätzliche Sauerstoffspeicherung oder -aufbereitung.

Reaktion an der Kathode: 
$$\frac{1}{2}O_2 + 2H^+ + 2e^- \rightarrow H_2O$$
 (3.1)

An der Kathode entsteht als Reaktionsprodukt Wasser. Die produzierte Wassermenge muss zusammen mit der überschüssigen Luft abgeführt werden. Bei BZ-Zellen, in welchen negative Ionen durch den Elektrolyten zur Anode wandern, entsteht Wasser an der Anode. Dort muss der überschüssige Wasserstoff ebenfalls abgeführt werden.

Aufgrund der stattfindenden elektrochemischen Reaktionen entsteht zwischen Kathode und Anode eine positive Spannung  $u_{BZ-Z}$ , die im wesentlichen durch die Reaktionsspannung von Wasserstoff und Sauerstoff und die inneren Spannungsabfälle bestimmt ist (siehe Unterkapitel 3.5). Der entstehende Elektronenfluss zwischen Anode und Kathode (Strom zwischen Kathode und Anode) liefert zusammen mit der anliegenden Spannung elektrische Energie an die Last. Die BZ-Zelle wandelt somit die chemische Energie der Reaktanden in elektrische und thermische Energie (Verluste) um.

Die BZ weisen somit ein ähnliches Funktionsprinzip wie Batterien auf. Der wesentliche Unterschied ist, dass die Reaktanden der BZ im Gegensatz zur Batterie von aussen hinzugefügt werden. Die BZ kann somit – abgesehen von ihrer realen Lebensdauer – zeitlich unbegrenzt elektrische Leistung liefern, während Batterien immer wieder aufgeladen werden müssen, bevor sie die gespeicherte Energie abgeben können. BZ sind mit dieser Betrachtungsweise keine Energiespeicher, sondern Energiewandler.

# 3.2 BZ-Typen

Die BZ lassen sich nach verschiedenen Kriterien wie z.B. verwendetem Brennstoff, Oxidant und Elektrolyten, Ort der Treibstoffreformierung oder Betriebstemperatur klassifizieren. Im folgenden wird kurz auf die fünf wichtigsten BZ eingegangen. Diese werden nach der Betriebstemperatur klassifiziert. Es wird auf eine detaillierte Erklärung ihrer Funktionsweise verzichtet ([14],[20],[23],[35]). Für einen grösseren Überblick über andere BZ sei auf [20] verwiesen. Im folgenden werden die englischen Bezeichnungen und Abkürzungen verwendet. **Fuel cell** (FC) ist dabei das englische Wort für Brennstoffzelle. Die Tabelle 3.1 (Seite 42) fasst am Schluss die wichtigsten Eigenschaften der verschiedenen BZ zusammen.

#### 3.2.1 Niedertemperatur-BZ

Niedertemperatur-BZ besitzen relativ gute Kaltstart-Eigenschaften. Sie müssen vor dem Betrieb nicht aufgeheizt werden. Zudem ist deren Materialbeanspruchung geringer. Sie haben allerdings einen relativ grossen Bedarf an teuren Katalysatoren wie Platin und sind deshalb sehr empfindlich auf Kohlenmonoxid *CO*. Die tiefen Temperaturen ermöglichen keine interne Brennstoffreformierung und erschweren meistens die weitere Verwendung der erzeugten Abwärme. Ein wichtiges Ziel der Forschung ist, den Katalysatorbedarf unter Beibehaltung der Langzeitleistungsfähigkeit der BZ zu reduzieren. Niedertemperatur-BZ eignen sich vor allem für Verkehrsanwendungen und für den Einsatz in Kleinkraftwerken.

#### Polymer Elektrolyte Membran Fuel Cell (PEMFC)

PEMFC verwenden als Elektrolyten eine Kunststoffmembran, die für die Wasserstoffionen leitfähig ist. Da die einzige Flüssigkeit in der BZ Wasser ist, enthalten PEMFC keine gefährlichen Flüssigkeiten, was die Korrosion gering hält. Ihre Betriebstemperatur liegt bei  $50 - 80^{\circ}C$ . Sie weisen eine hohe Stromdichte und eine hohe Lebensdauer auf und vertragen schnelle Lastwechsel. Sie können einfach gebaut werden und tolerieren relativ grosse Druckdifferenzen zwischen Anode und Kathode. PEMFC benötigen allerdings eine aufwendige Regulierung der internen Wassermenge, denn sie dürfen weder austrocknen noch Wasser ansammeln.

PEMFC können heutezutage gemäss den besten publizierten Zahlen eine spezifische Leistung von etwa 1.3kW/kg und eine Leistungsdichte von 1.6kW/l erreichen. Bei PEMFC-Systemen (siehe Unterkapitel 3.4) betragen die Zahlen etwa ein Drittel davon, d.h. 433W/kg bzw. 533W/l.

#### Alkaline Fuel Cell (AFC)

AFC benutzen als Elektrolyten eine wässerige Lösung von Kaliumhydroxid. Ihre Reaktanden dürfen praktisch keine sauren Unreinigungen wie z.B.  $CO_2$  enthalten, was die Verwendung von Luft als Oxidant erschwert. Dieser grosse Nachteil sowie die langsame Oxidierung der Kohleelektroden durch den

Elektrolyten reduzieren die Langzeitstabilität der AFC stark. Aus diesen Gründen werden diese heutezutage fast nicht mehr erforscht. Sie werden hauptsächlich bei Raumfahrtanwendungen eingesetzt.

#### 3.2.2 Mitteltemperatur-BZ: Phosphoric Acid Fuel Cell

Als Elektrolyt dient bei der **P**hosphoric **A**cid **F**uel **C**ell (PAFC) konzentrierte Phosphorsäure. Die Betriebstemperatur von PAFC erstreckt sich über einen Bereich von  $160 - 220^{\circ}C$ . Dort wird eine gute Ionenleitfähigkeit des Elektrolyten garantiert. Bei tieferen Temperaturen leitet dieser deutlich weniger und die PAFC wird empfindlich auf Unreinheiten wie z.B. Kohlenmonoxid. PAFC sind die einzigen BZ, die praktisch marktreif sind. Sie besitzen sowohl eine gute Langzeitstabilität als auch eine hohe Lebensdauer und ermöglichen die Verwendung von Wasserstoff aus der Reformierung von Erdgas. Sie eignen sich vor allem für die Stromerzeugung bei stationären Anwendungen im Leistungsbereich von 50kW - 20MW.

#### 3.2.3 Hochtemperatur-BZ

Hochtemperatur-BZ haben aufgrund der reduzierten Polarisationen (siehe Abschnitt 3.5.1) einen höheren Wirkungsgrad. Sie kommen in der Regel durch die aufgrund der hohen Temperatur beschleunigten chemischen Reaktionen mit billigeren Katalysatoren wie z.B. Nickel aus. Eine interne Reformierung, die einen höheren Gesamtwirkungsgrad ermöglicht, ist anwendbar. Deshalb können Hochtemperatur-BZ direkt ab Erd-, Kohle- oder Biogas gespeist werden. Sie sind dadurch auch unempfindlich auf Kohlenmonoxid. Die hohen Temperaturen ermöglichen den zusätzlichen Einsatz einer Turbine, um die Produktion elektrischer Energie zu erhöhen. Ihre Hauptanwendungen liegen in der stationären Gewinnung elektrischer und thermischer Energie.

#### Molten Carbonate Fuel Cell (MCFC)

MCFC verwenden als Elektrolyten eine Mischung von Na-, K- und Li-Karbonaten. Ihre Betriebstemperatur liegt bei  $620 - 660^{\circ}C$ . Bei diesen Temperaturen erlangen die Karbonatschmelzen eine gute Leitfähigkeit. Die MCFC benötigen eine aufwendige  $CO_2$ -Rezirkulation, was das BZ-System komplexer macht. Sie besitzen gegenüber PAFC durch die Möglichkeit interner Reformierung Vorteile, ihre Entwicklung ist aber weniger fortgeschritten. Der Markteintritt könnte 5 Jahre nach den PAFC erfolgen.

#### Solid oxide fuel cell (SOFC)

Als Elektrolyt dient bei SOFC festes, nicht poröses Metalloxid. Ihre Betriebstemperatur liegt bei  $800 - 1000^{\circ}C$ . Bei diesen Temperaturen wird die Elektrolyt-Keramik für die Sauerstoffionen leitfähig. SOFC besitzen eine besonders hohe Toleranz gegen Unreinheiten und ermöglichen somit die Verwendung von Erd-, Kohle- und Biogase sowie Öl und Diesel als Brennstoff. Sie sind tolerant gegen Unter- und Überlast (sogar Kurzschluss). Im Vergleich zu MCFC besitzen sie eine höhere Stromdichte und benötigen keine  $CO_2$ -Rezirkulation.

	PEMFC	PAFC	MCFC	SOFC
Betriebstemp. [ $^{\circ}C$ ]	50-80	160 - 200	620 - 660	800 - 1000
Brennstoff	H <sub>2</sub>	Erdgas	Erd-, Koh- le-, Biogas	Erd-, Koh- le-, Biogas
Oxidant	Luft	Luft	Luft	Luft
Aktive Ionen	$H^+$	$H^+$	$CO_{3}^{-2}$	0 <sup>-2</sup>
Reformierung	extern	extern	intern extern	intern extern
Haupteinsatz	Verkehr Klein- kraftwerke	(Heiz-) kraftwerke	(Heiz-) kraftwerke	(Heiz-) kraftwerke

Die Tabelle 3.1 fasst (mit Ausnahme der AFC) das oben gesagte zusammen.

Tabelle 3.1: Vergleich zwischen den verschiedenen BZ-Typen

# 3.3 BZ-Stapel

Eine BZ-Zelle erzeugt aufgrund ihrer chemischen Reaktion zwischen Wasserstoff und Sauerstoff je nach Betriebszustand eine Spannung von etwa 0.5 - 1V. Diese tiefe Spannung reicht für die meisten Anwendungen nicht aus. Um die in der Praxis notwendigen grösseren Spannungen zu erreichen, werden BZ-Zellen in Serie geschaltet und bilden **BZ-Stapel**. Diese können parallel oder in Serie geschaltet werden. Der resultierende Energiewandler wird BZ genannt.

Die Serieschaltung der BZ-Zellen kann entweder durch eine **monopolare** oder durch eine **bipolare** Bauweise erfolgen. Die monopolare Bauweise erfolgt durch eine äussere Serieschaltung der BZ-Zellen. So können defekte Zellen einfach weggeschaltet werden. Die äussere Serieschaltung der BZ-Zellen bewirkt allerdings bei grösseren Strömen eine ungleichmässige Stromaufteilung auf den Elektroden, was den effektiven Elektrodenwiderstand erhöht. BZ-Zellen mit einer grösseren aktiven Fläche als etwa  $400cm^2$  können somit auf diese Weise nicht mehr gebaut werden [20].

Die bipolare Bauweise schaltet die BZ-Zellen mit Hilfe einer Bipolarplatte (Figur 3.4 rechts) elektrisch in Serie. Die BZ-Zellen werden durch die Bipolarplatten, die zwischen der Sauerstoff- bzw. Luftseite einer BZ-Zelle und der Wasserstoffseite der nächsten BZ-Zelle gemäss Figur 3.3 montiert werden, getrennt aufeinander gestapelt. Dadurch können BZ-Stapel sehr kompakt aufgebaut werden. Die Reaktanden werden über Durchführungen - sechs Durchführungen sind in Figur 3.4 rechts deutlich sichtbar – entlang des BZ-Stapels an die jeweiligen BZ-Zellen geführt. Feine Versorgungskanäle auf den Bipolarplatten – ebenfalls gut sichtbar in Figur 3.4 rechts – sorgen für die gleichmässige Verteilung der Gase auf den Elektroden. Am Ende der Versorgungskanäle wird die überschüssige Gasmenge über andere Durchführungen abgeführt. Zudem können in der Bipolarplatte Kühlkanäle eingebaut werden, die eine effiziente Kühlung des BZ-Stapels ermöglichen. An jedem Ende des BZ-Stapels befinden sich ein Stromkollektor, der den Strom sammelt und eine Endplatte, die den notwendigen Druck gleichmässig auf die Elektroden verteilt und somit für einen guten Kontakt und eine gute Dichtung des BZ-Stapels sorgt. Da der elektrische Strom quer zu den Elektroden fliesst, entsteht eine gleichmässige Stromaufteilung auf den Elektroden. Der Nachteil der bipolaren Bauweise ist allerdings, dass eine defekte Zelle nicht einfach ausgeschaltet werden kann. Zudem sei noch erwähnt, dass die Grösse und das Gewicht eines BZ-Stapels wesentlich von den Bipolarplatten abhängen. Figur 3.3 zeigt schematisch die bipolare Bauweise eines BZ-Stapels mit drei BZ-Zellen. Die feinen Versorgungs- und Kühlkanäle sind entsprechend angedeutet.

Die Anforderungen an die Bipolarplatten sind vielfältig. Sie müssen für die Gase dicht sein, ein kleines Volumen und Gewicht aufweisen, den elektrischen Strom gut leiten, korrosionsbeständig sein, die Wärme gut abführen, die Prozessmedien gut verteilen und eine hohe mechanische Stabilität aufweisen. Zudem müssen sie einfach und billig hergestellt werden können.



Figur 3.3: BZ-Stapel mit bipolarer Bauweise

Figur 3.4 links zeigt einen BZ-Stapel mit bipolarer Bauweise. Die Serieschaltung der einzelnen BZ-Zellen kann gut gesehen werden. In Figur 3.4 rechts ist eine Bipolarplatte gezeigt. Die sechs Durchführungen am Rand führen Luft, Wasserstoff und Kühlmedium zu den einzelnen BZ-Zellen hin und zurück (siehe auch Figur 3.5). Die Strukturen auf der Bipolarplatte sind die Versorgungskanäle (hier am Beispiel wasserstoffseitig).



Figur 3.4: Praktische Realisierung eines *PSI/ETH*-BZ-Stapels mit bipolarer Bauweise (links) und Bipolarplatte (rechts)

Es sei noch darauf hingewiesen, dass die Serieschaltung von BZ-Zellen in einem Stapel nicht ganz unproblematisch ist. Es muss auf jeden Fall gewährleistet sein, dass immer alle BZ-Zellen genügend versorgt werden (siehe Abschnitt 3.5.4). Der Medienverteilung im BZ-Stapel muss also besondere Aufmerksamkeit geschenkt werden. Dies wird durch die Überwachung jeder BZ-Zellenspannung oder kleinen Gruppe von BZ-Zellenspannungen erreicht. Im Falle einer Unterversorgung sinkt die entsprechende Spannung schnell, worauf reagiert werden kann. Diese Überwachung ist relativ aufwendig, sie verleiht dem BZ-System jedoch eine höhere Sicherheit. Längerfristig müssen BZ-Stapel so zuverlässig aufgebaut werden können, dass keine Überwachung der Zellen notwendig ist.

# 3.4 BZ-System

Damit die sichere und effiziente Funktionsweise einer BZ gewährleistet werden kann, müssen deren Betriebsparameter jederzeit eingestellt werden können. Ihr qualitativer Einfluss auf die BZ wird in Abschnitt 3.5.3 beschrieben. Um dies zu realisieren, sind relativ komplexe Vorrichtungen, sogenannte **Hilfsbetriebe** (HB) mit entsprechenden Regeleinheiten notwendig [23]. Sie bilden zusammen mit der BZ das **BZ-System**. Im folgenden werden die zu regelnden Parameter erwähnt und die dafür benötigten HB kurz beschrieben. Sicherheitstechnische sowie unwichtige Details, die für die prinzipielle Funktionsweise des BZ-Systems nicht notwendig sind (z.B. Schalldämpfer, Startlüfter, Filter, Rückschlagventile, Regel- und Deionisierungseinrichtungen, usw.), werden nicht berücksichtigt. Die beschriebenen HB sollen lediglich als Beispiel dienen und haben keinen Anspruch auf Vollständigkeit. In der Praxis können sie anders aufgebaut und konfiguriert werden. Figur 3.5 zeigt als Beispiel eine grobe Struktur eines BZ-Systems. Der elektrische Teil wurde nicht angezeigt.

• Der Wasserstoffdruck wird vom Wasserstofftank (Hochdruckflasche) mit Hilfe eines regelbaren Druckreduzierventils vor dem Wasserstoff-Eingang auf dem Sollwert geregelt.

Der Luftdruck wird von einem Luftverdichter vor dem BZ-Lufteingang erzeugt und durch ein Druckregelventil am BZ-Luftausgang geregelt. Der eigentliche Regelorgan ist das Druckregelventil. Mit der Steuerung des Verdichters wird  $\lambda_{luft}$ , das Verhältnis von zugeführter zu benötigter Luftmasse für die chemische Reaktion, geregelt (siehe nächster Punkt).

•  $\lambda_{luft}$  und  $\lambda_{H_2}$  müssen immer grösser als 1 eingestellt werden.  $\lambda_{H_2}$  wird mit Hilfe der Wasserstoff-Rezirkulationspumpe eingestellt. Diese bestimmt die Wasserstoffmenge, die vom BZ-Wasserstoff-Auslass zum Einlass zurückgespeist wird. Anstelle einer aktiven Pumpe können auch mit gewissen Einschränkungen passive Komponenten ver-



Figur 3.5: Vereinfachtes BZ-System ohne den elektrischen Teil

wendet werden.

 $\lambda_{luft}$  wird wie schon erwähnt mit Hilfe des Luftverdichters eingestellt.

- Ein Wasserstoff-Auslassventil ermöglicht, Wasserstoff an die Umwelt abzugeben. Dies ist notwendig, weil der Wasserstoffkreis sonst völlig geschlossen wäre und sich dadurch Unreinheiten und Wasser mit der Zeit ansammeln könnten. Um die Wasserstoffverluste zu minimieren, sollte aber möglichst wenig davon Gebrauch gemacht werden. Das Wasserstoff-Auslassventil könnte prinzipiell auch für die Regelung von  $\lambda_{H_2}$ verwendet werden, allerdings mit den erwähnten Wasserstoffverlusten.
- Eine Befeuchtungspumpe (oder ein Befeuchtungseinspritzer) befeuchtet die angesaugte Luft. Dies ist notwendig, um ein Austrocknen der Membran zu verhindern.
- Ein Wasserabscheider sorgt dafür, dass ein Teil des am Wasserstoffbzw. Luftausgang vorhandenen Wasserdampfes kondensiert und wieder aufgenommen wird. Er verhindert, dass mehr Wasser verloren geht als produziert wird. Das gesammelte Wasser wird für die Befeuchtung wieder verwendet.
- Die Kühlung der BZ sorgt dafür, dass die BZ auf ihrer Nenntemperatur gehalten wird. Wenn sie mit einer Kühlflüssigkeit realisiert wird, darf diese nicht leiten, denn sie ist in Kontakt mit den Bipolarplatten, die auf verschiedenen Potentialen sitzen. Deionisiertes Wasser kann z.B. verwendet werden.

Wird davon ausgegangen, dass sich die HB direkt ab BZ speisen, so kann das BZ-System gemäss Figur 3.6 modelliert werden. Daraus ist ersichtlich, dass der für die eigentlichen Verbraucher zur Verfügung stehende Strom  $i_{BZ} = i_{BZ,brut} - i_{HB}$  um den von den HB benötigten Strom  $i_{HB}$  kleiner ist als der effektive BZ-Strom  $i_{BZ,brut}$ . Im folgenden und in den nächsten Kapiteln ist mit  $i_{BZ}$  immer der Strom des BZ-Systems, also der für die äusseren Verbraucher zur Verfügung stehende Strom gemeint.



Figur 3.6: Vereinfachte elektrische Struktur eines BZ-Systems

Die HB erhöhen die BZ-Systemkomplexität stark und reduzieren durch ihren eigenen Energieverbrauch den effektiven Wirkungsgrad des BZ-Systems (siehe Unterkapitel 3.6). Die sichere und effiziente Auslegung der HB ist daher eine sehr komplexe Aufgabe, die einen grossen Einfluss auf die BZ-Systemeigenschaften ausübt. Viele Aspekte wie z.B. Platzverhältnisse, erzielte Eigenschaften, Energieverbrauch müssen berücksichtigt werden.

#### 3.5 Elektrisches Verhalten der PEM-BZ

In diesem Unterkapitel werden die elektrischen Eigenschaften der PEM-BZ beschrieben.

#### 3.5.1 Statisches Verhalten

Die Spannung  $U_{BZ-Z}$  der BZ-Zelle ist bei gegebenen Betriebsparametern (siehe Abschnitt 3.5.3) im wesentlichen durch deren Stromdichte  $I'_{BZ-Z}$  (Strom bezogen auf die Elektrodenoberfläche) bestimmt. Figur 3.7 links zeigt die Abhängigkeit der Zellenspannung  $U_{BZ-Z}$  einer gegebenen BZ-Zelle in Funktion der Stromdichte  $I'_{BZ-Z}$ . Sie gilt im stationären Zustand, d.h. bei konstanter Stromdichte  $I'_{BZ-Z}$ . Auf der rechten Seite ist ihre Leistungsdichte  $P'_{BZ-Z} = U_{BZ-Z} \cdot I'_{BZ-Z}$  (Leistung bezogen auf die Elektrodenoberfläche) angezeigt.



Figur 3.7: Spannung  $U_{BZ-Z}$  und Leistungsdichte  $P'_{BZ-Z}$  einer BZ-Zelle in Funktion ihrer Stromdichte  $I'_{BZ-Z}$ 

Die theoretisch max. erreichbare Spannung der BZ-Zelle ist durch das Standardpotential der chemischen Reaktion in Gl. (3.1) gegeben. Sie beträgt unter Normalbedingungen<sup>1</sup> 1.184V bzw. 1.228V, wenn das produzierte Wasser gasförmig bzw. flüssig anfällt. Im Leerlauf beträgt die max. Zellenspannung  $U_{BZ-Z}$  allerdings nur etwa 1V und nimmt mit zunehmender Stromdichte  $I'_{BZ-Z}$  ab. Drei Gründe sind für die deutlich tieferen BZ-Zellenspannungen  $U_{BZ-Z}$  verantwortlich.

- Die Aktivierungspolarisation entsteht aufgrund der Energiebarriere, die überwunden werden muss, damit die elektrochemische Reaktion abläuft. Sie ist proportional zum Logarithmus der Stromdichte und dominiert deshalb bei tiefen Stromdichten.
- Die **ohmsche Polarisation** entsteht aufgrund der ohmschen Verluste im Elektrolyten, in den Elektroden und in den Bipolarplatten, wobei der grösste Widerstandsanteil vom Elektrolyten verursacht wird.
- Die Konzentrationspolarisation entsteht, wenn eine chemische Reaktion aufgrund fehlender Reaktanden behindert wird. Dieser Effekt tritt bei jeder Reaktion auf, da aufgrund der reagierenden Reaktanden ein Konzentrationsgradient in der Nähe der Elektroden entsteht. Dieser Gradient fällt bei grossen Stromdichten  $I'_{BZ-Z}$  stärker ins Gewicht.

<sup>1)</sup> entspricht  $25^{\circ}C$  und 1*bar* absolutem Druck

Um eine gute Leistungsdichte  $P'_{BZ-Z}$  der BZ-Zelle zu erreichen, sollte deren Stromdichte  $I'_{BZ-Z}$  möglichst gross gewählt werden. Allerdings kann diese nicht beliebig gross gemacht werden, denn die Leistungsdichte  $P'_{BZ-Z}$  erreicht bei einer gegebenen Stromdichte  $I'_{BZ-Z}$  aufgrund der fallenden Spannung  $U_{BZ-Z}$  ein Maximum und fällt mit weiter zunehmender Stromdichte  $I'_{BZ-Z}$  wieder ab. Die max. Leistungsdichte  $P'_{BZ-Z}$  einer BZ-Zelle hängt stark von deren Betriebsparametern (siehe Abschnitt 3.5.3) ab. Die im Versuchsfahrzeug Hy. Power (siehe Kapitel 8) eingesetzten BZ erreichen ihre max. Leistung bei einer Zellenspannung von  $U_{BZ-Z} = 0.41V$  und einer Stromdichte von  $1A/cm^2$  im gewählten Nennbetriebspunkt.

Bei zunehmender Stromdichte  $I'_{BZ-Z}$  müssen zudem die folgenden Punkte beachtet werden:

- Der BZ-Wirkungsgrad sinkt aufgrund der sinkenden BZ-Zellenspannung  $U_{BZ-Z}$  (siehe Unterkapitel 3.6).
- Die abzuführenden Verluste nehmen aufgrund des sinkenden BZ-Zellenwirkungsgrades überproportional zu.
- Die zuzuführenden Gasmengen, die stromproportional sind, nehmen proportional zu.

Aus diesen Gründen wird eine BZ-Zelle in der Praxis nicht bis zu ihrer max. Leistung betrieben. Die max. Stromdichte  $I'_{BZ-Z}$  muss bei jeder Anwendung unter Betrachtung der oben beschriebenen Gesichtspunkte bestimmt werden. Ihr max. Wert hängt stark vom BZ-System selber ab. Sie könnte bei sehr gut optimierten BZ-Systemen  $1A/cm^2$  und in Zukunft sogar noch mehr erreichen.

Figur 3.7 zeigt das Verhalten der BZ-Zelle bei positiver Stromdichte  $I'_{BZ-Z}$ . Falls die Stromdichte  $I'_{BZ-Z}$  negativ wird (Strom fliesst in die BZ-Zelle hinein) arbeitet die BZ-Zelle als Elektrolyseur. Sie wandelt durch die stattfindende Elektrolyse des Wassers elektrische Energie in chemische Energie um. Dabei wird sie aufgrund von Materialzersetzungen schnell beschädigt. Elektrisch gesehen äussert sich die Elektrolyse bei negativer Stromdichte  $I'_{BZ-Z}$ durch eine Spannungsanhebung der BZ-Zelle gemäss Figur 3.8.

#### 3.5.2 Dynamisches Verhalten

Die Modellierung der BZ-Zelle gemäss Abschnitt 3.5.1 gilt im stationären Zustand, d.h. bei konstanten Betriebsparametern (siehe Abschnitt 3.5.3) und insbesondere bei konstanter BZ-Zellenstromdichte. Wenn diese aber eine Dynamik aufweist, treten zusätzliche Effekte auf, die berücksichtigt werden



Figur 3.8: Spannung  $U_{BZ-Z}$  der BZ-Zelle bei negativer Stromdichte  $I'_{BZ-Z}$  für zwei verschiedene Skalierungen von  $I'_{BZ-Z}$ 

müssen. Die Frequenzabhängigkeit der BZ-Zelle entsteht aus ähnlichen Gründen wie beim Supercap (SC) (siehe Abschnitt 4.5.2). Bei der durch Gl. (3.1) beschriebenen chemischen Reaktion fliesst ein Strom durch die Grenzfläche Elektrode/Elektrolyt. An dieser Stelle muss eine Aktivierungsenergie überwunden werden, was sich elektrisch durch einen (stark nichtlinearen) Widerstand modellieren lässt. Zwischen Elektrode und Elektrolyt gibt es aber auch eine Potentialdifferenz. Elektrode und Elektrolyt bilden ähnlich wie bei SC eine sogenannte **Doppelschicht** (siehe Unterkapitel 4.2). Da die Elektroden eine sehr grosse Porosität aufweisen, ist die entsprechende Kapazität im Bereich von  $mF/cm^2$  gross und muss berücksichtigt werden. Sie ist wie bei SC stark frequenzabhängig. Die Grenzfläche lässt sich somit mit einer Leerlaufspannung und einem in Serie geschalteten (stark nichtlinearen) Durchtrittswiderstand sowie einer parallel dazu liegenden Doppelschichtkapazität modellieren. Die oben beschriebenen Eigenschaften der BZ-Zelle lassen sich somit gemäss Figur 3.9 modellieren.

Das Ersatzschaltbild von Figur 3.9 berücksichtigt die Durchtrittswiderstände  $R_{K,GF}$  und  $R_{A,GF}$ , die Doppelschichtkapazitäten  $C_{K,GF}$  und  $C_{A,GF}$  sowie die Leerlaufspannungen  $U_{K,GF}$  und  $U_{A,GF}$  der beiden Grenzflächen. Mit dem Widerstand  $R_E$  werden die sonstigen ohmschen Widerstände in der BZ-Zelle modelliert, wobei der Elektrolytwiderstand deutlich überwiegt. Die Frequenzabhängigkeit der Kapazitäten ist in Figur 3.9 aber vernachlässigt (siehe weiter unten). Weil es in der Praxis schwierig bzw. sogar unmöglich ist, die Parameter von Figur 3.9 einzeln zu bestimmen, wird das Ersatzschalt-



Figur 3.9: Modellierung der BZ bei höheren Frequenzen  $F_{BZ}$ (A: Anode, E: Elektrolyt, GF: Grenzfläche, K: Kathode)

bild vereinfacht. Die Abläufe an beiden Elektroden werden gemäss Figur 3.10 a) zusammengefasst. Figur 3.10 b) zeigt dieselbe Ersatzschaltung



Figur 3.10: Vereinfachte Modellierung der BZ-Zelle bei höheren Frequenzen

etwas anders gezeichnet. Die neuen Parameter  $R_{GF}$  und  $C_{GF}$  modellieren das Verhalten an der Kathode und an der Anode gleichzeitig. Die Spannung  $U_{GF}$  bezeichnet die Leerlaufspannung der BZ-Zelle gemäss Figur 3.7 links bei  $I'_{BZ-Z} = 0A/cm^2$ .

Im DC-Fall modellieren die beiden Widerstände  $R_{GF}$  und  $R_E$  die Kennlinie der BZ-Zelle aus Figur 3.7. Die Nichtlinearität der Kennlinie aus Figur 3.7 hängt mit der starken Nichtlinearität des Widerstandes  $R_{GF}$  zusammen. Um sowohl die statische als auch die dynamische Modellierung der BZ zu vereinfachen, wird Figur 3.10 b) in Figur 3.10 c) erweitert. Der umrandete Block auf der linken Seite von Figur 3.10 c) modelliert das DC-Verhalten der BZ-Zelle gemäss Figur 3.7 links. Er wird deshalb in Figur 3.10 d) als "BZ-Block" dargestellt. Der negative Widerstand  $-R_E$  soll nicht weiter stören. Er hebt sich mit der DC-Kennlinie der BZ-Zelle auf, so dass es insgesamt keinen negativen Widerstand gibt.

Figur 3.10 d) modelliert die folgenden Eigenschaften der BZ-Zelle:

- Bei der Frequenz  $F_{BZ} = 0Hz$  ist die Klemmenspannung der BZ-Zelle durch die Kennlinie in Figur 3.7 gegeben, denn der Widerstand  $R_E$  hebt sich mit dem Widerstand  $-R_E$  auf (Die Kapazität  $C_{GF}$  kann für  $F_{BZ} = 0Hz$  weggelassen werden).
- Bei der Frequenz  $F_{BZ} \rightarrow \infty H_Z$  ist nur noch der Widerstand  $R_E$  wirksam, denn die aus der Kapazität  $C_{GF}$  stammende Impedanz  $1/(2\pi F_{BZ}C_{GF})$  geht gegen Null.

Die in Realität auftretende Frequenzabhängigkeit der Doppelschichtkapazitäten kann durch die Ersatzschaltung von Figur 3.11 berücksichtigt werden (siehe auch Abschnitt 4.5.2).

Figur 3.11: Modellierung der BZ-Zelle bei höheren Frequenzen  $F_{BZ}$ 

Figur 3.12 zeigt eine Frequenzgangmessung der BZ-Zelle. Das anhand des Ersatzschaltbildes in Figur 3.7 und 3.10 d) bzw. 3.11 gezeigte Verhalten der BZ-Zelle ist deutlich ersichtlich. Insbesondere fällt auf, dass im DC-Fall  $(F_{BZ} \rightarrow 0Hz)$  die Impedanz der BZ, die proportional zur negativen Steigung der Kurve in Figur 3.7 links ist, mit zunehmender Stromdichte  $I'_{BZ-Z}$  abnimmt und bei zunehmender Frequenz – unabhängig von der Stromdichte – gegen einen konstanten Wert, im wesentlichen den Elektrolytwiderstand, konvergiert. Mit Hilfe der Frequenzgangmessung können die elektrischen Parameter von Figur 3.10 d) bzw. Figur 3.11 bestimmt werden.

Ein hochfrequenter Stromrippel ( $F_{BZ} > 5kHz$ ), der z.B. durch die Schaltfrequenz der DC/DC-Wandler erzeugt wird, hat also nur einen geringen Einfluss auf die Klemmenspannung der BZ-Zelle. Bei so hohen Frequenzen sieht der Strom praktisch nur den Elektrolytwiderstand  $R_E$ .



Figur 3.12: Frequenzabhängigkeit der BZ-Zellenimpedanz bei verschiedenen Stromdichten  $I'_{PZ}$ 

nen Stromdichten  $I'_{BZ-Z}$   $I'_{BZ-Z} = 18mA/cm^2$   $---I'_{BZ-Z} = 35mA/cm^2$   $I'_{BZ-Z} = 71mA/cm^2$   $---I'_{BZ-Z} = 141mA/cm^2$  $I'_{BZ-Z} = 283mA/cm^2$   $---I'_{BZ-Z} = 498mA/cm^2$ 

Die Zugriffszeit auf die BZ-Leistung ist prinzipiell sehr klein, denn die chemischen Vorgänge sind sehr schnell. Die Leistungsänderung der BZ ist vor allem durch die – hier vernachlässigte – kleine parasitäre Induktivität des BZ-Aufbaus beschränkt. Ein Anstieg der BZ-Leistung ist allerdings mit einem sofortigen grösseren Reaktandenverbrauch gekoppelt. Somit ist eine BZ-Leistungszunahme im wesentlichen durch die Dynamik der Reaktanden gegeben. In der Praxis ist die Zunahme der BZ-Leistung durch die Dynamik des Luftverdichters beschränkt (siehe Abschnitt 3.5.3). Eine Abnahme der BZ-Leistung kann deutlich schneller erfolgen.

#### 3.5.3 Einfluss der Betriebsparameter

Die Leistungsfähigkeit einer BZ-Zelle hängt von den Betriebsparametern wie z.B. Temperatur, Druck,  $\lambda$ , Gaszusammensetzung, Stromdichte sowie von anderen Faktoren wie z.B. Alter oder Anzahl Betriebsstunden ab. Diese Parameter beeinflussen die BZ-Ausgangsspannung und somit auch ihren Wirkungsgrad (siehe Unterkapitel 3.6). Die Systemverluste sowie die max. spezifische Leistung [kW/kg] des BZ-Systems werden dadurch auch stark beeinflusst. In der Praxis muss also immer ein Kompromiss zwischen Kosten, Volumen, Gewicht und Systemeigenschaften gefunden werden. Im folgenden wird auf den qualitativen Einfluss der wichtigsten BZ-Systemparameter auf die BZ und das BZ-System kurz eingegangen [33].

#### Temperatur

Die Klemmenspannung der BZ ist relativ stark temperaturabhängig. Sie steigt bei zunehmender Temperatur aufgrund der beschleunigten chemischen Reaktionen, des zunehmenden Massentransfers und der zunehmenden Elektrolytleitfähigkeit prinzipiell an. Bei PEM-BZ erreicht allerdings die BZ-Spannung bei einer Temperatur in der Nähe der Wassersiedetemperatur (z.B.  $80^{\circ}C$ ) ein Maximum und fällt bei höheren Temperaturen wieder ab. Der Grund liegt in den Problemen, die Membran feucht zu halten. Typische Temperaturen von PEM-BZ liegen bei  $60 - 80^{\circ}C$ .

#### Systemdruck

Der Luft- und Wasserstoffdruck müssen etwa gleich eingestellt werden, damit der Differenzdruck über die Membran klein bleibt und sie nicht beschädigt. Mit "Systemdruck" wird also Druck auf Luft- sowie Wasserstoffseite gemeint. Mit zunehmendem Systemdruck steigt aufgrund der höheren chemischen Aktivität der Reaktanden sowie des verbesserten Massentransfers der Gase die BZ-Ausgangsspannung und damit der BZ-Wirkungsgrad. Allerdings bedingt eine Zunahme des Systemdrucks auch eine grössere Luftverdichterleistung. Zudem muss die BZ-Stapeldichtung gegen aussen gewährleistet werden. Aus diesen Gründen kann der Druck nicht beliebig gesteigert werden. Somit muss ein Kompromiss zwischen Verdichteraufwand, Nettowirkungsgrad, usw. gefunden werden. Typisch liegt der Betriebsdruck zwischen 1.5 - 2.5bar bei PEM-BZ.

## $\lambda$ auf Luft- und $H_2$ -Seite

Die BZ darf auf keinen Fall unterversorgt werden, sonst sinkt ihre Ausgangsspannung aufgrund der Konzentrationspolarisation schnell gegen Null und kann sogar negativ werden. Um sicherzustellen, dass jede BZ-Zelle genügend versorgt wird, muss in der Praxis  $\lambda$  immer etwas grösser als eins gewählt werden (typisch 1.5 - 2). Mit zunehmendem  $\lambda$  auf Luft- und Wasserstoffseite steigen die BZ-Spannung und ihr Wirkungsgrad aufgrund der abnehmenden Konzentrationspolarisation an. Allerdings bedingt eine Zunahme von  $\lambda$  auch eine grössere Luftverdichterleistung bzw. Wasserstoff-Rezirkulation. Somit muss ähnlich wie beim Druck ein Optimum gefunden werden.

Zudem ist die BZ-Spannung bei Verwendung von Sauerstoff  $O_2$  anstatt Luft deutlich grösser. Dies hat aber für Verkehrsanwendungen kaum eine Relevanz, denn es ist deutlich einfacher und wirtschaftlicher, Luft anstatt reinen Sauerstoff zu verwenden.

## Luftfeuchtigkeit

Die Ionenleitfähigkeit der Membran hängt sehr stark von ihrer Feuchtigkeit ab. Am besten leitet eine voll gesättigte Membran. Wenn sich aber flüssiges Wasser in der BZ ansammelt, können Versorgungskanäle und Elektrodenporen vom Wasser verstopft bzw. zugedeckt werden. Gewisse BZ-Teile werden daraus unterversorgt, woraus die BZ-Leistungsfähigkeit stark beeinträchtigt wird. Zuviel Wasser schadet also der BZ. Wichtig ist es also, dass soviel Wasser in den BZ-Stapel hinzugefügt (extern oder durch die eigentliche chemische Reaktion) wie abgeführt wird.

## 3.5.4 Fehlerverhalten

Im folgenden werden einige kritische Fehler oder Betriebszustände erwähnt, die die BZ gefährden oder zerstören können.

Die BZ-Zelle darf von den Reaktanden her nie unterversorgt werden. Wenn dies passiert, sinkt ihre Spannung und wird sogar negativ. Es findet Elektrolyse statt. Durch die eintretende Materialzersetzung und die lokale Wärmeerzeugung, die zu "Hotspots" führen kann, geht die BZ schnell kaputt.

Die BZ-Zelle darf nie negative Ströme aufnehmen. Diese erzeugen ebenfalls Elektrolyse und zerstören die Grenzfläche zwischen Elektrode und Elektrolyten. Leistungselektronische Schaltungen dürfen somit auch kurzzeitig keine negativen Ströme durch die BZ aufprägen. Dies muss insbesondere bei kleinen Strömen gewährleistet werden.

Undichtheiten sind generell gefährlich. Sie können dazu führen, dass Wasserstoff an die Umgebung abgegeben wird – Wasserstoff/Luft-Gemische können bei Anwesenheit einer Zündquelle explodieren. Undichtheiten bei der Membran setzten Luft und Wasserstoff in der BZ in Kontakt und bewirken somit aufgrund des Katalysators eine "katalytische Verbrennung" von Wasserstoff. Dies kann zu "Hotspots" in der BZ führen.

Übertemperaturen sind allgemein gefährlich. Sie zerstören Materialien (vor allem die Membranen) und beschädigen somit die BZ.

Der Systemdruck auf Wasserstoff- und Luftseite muss schnell regelbar sein, damit der Differenzdruck über die Membran möglichst schnell ausgeregelt wird.

# 3.6 Wirkungsgrad

Der Wirkungsgrad einer BZ-Zelle kann auf verschiedene Weise definiert werden. Für jede chemische Reaktion kann Gl. (3.2) geschrieben werden.

$$\Delta H = \Delta G + T \Delta S \tag{3.2}$$

Gl. (3.2) besagt, dass die in einer chemischen Reaktion umgesetzten Energie  $\Delta H$  (Heizwertänderung) aus einem Anteil  $\Delta G$  (freie Enthalpieänderung), der in elektrische Energie umgewandelt werden kann, und einem Anteil  $T\Delta S$  ( $\Delta S$ : Entropieänderung, *T*: absolute Temperatur) besteht, der immer als Wärme anfällt. Für jede elektrochemische Reaktion können diese Werte gemäss Gl. (3.3) in eine entsprechende temperatur- und druckabhängige Reaktionsspannung  $U_0$  umgerechnet werden [23].

$$U_0 = \frac{\Delta G}{nF}$$
 (F: Faraday-Konstante, n: Anzahl Elektronen) (3.3)

Aus der Gl. (3.3) lassen sich zwei verschiedene BZ-Wirkungsgrade berechnen, die unterschiedliche Bedeutungen haben.

- Der BZ-Wirkungsgrad  $\eta_{BZ, H^o}$  bezogen auf den **oberen Heizwert**  $\Delta H^o$  berücksichtigt, dass das aus der chemischen Reaktion entstehende Wasser flüssig anfällt. Die entsprechende Reaktionsspannung einer BZ-Zelle in Gl. (3.3) unter Normalbedingungen (siehe<sup>1</sup> auf Seite 48) beträgt  $U_{BZ-Z,ref} = 1.48V$ . Der max. theoretische BZ-Wirkungsgrad lässt sich aus  $\Delta G/\Delta H^o$  zu  $\eta_{BZ, H^o,max} = 83\%$  berechnen.
- Der BZ-Wirkungsgrad  $\eta_{BZ, H^{u}}$  bezogen auf den **unteren Heizwert**   $\Delta H^{u}$  berücksichtigt, dass das aus der chemischen Reaktion entstehende Wasser dampfförmig anfällt. Der BZ-Wirkungsgrad  $\eta_{BZ, H^{u}}$  wird oft beim Vergleich mit Verbrennungsmotoren verwendet. Die entsprechende Reaktionsspannung einer BZ-Zelle in Gl. (3.3) unter Normalbedingungen (siehe<sup>1</sup> auf Seite 48) beträgt  $U_{BZ-Z,ref} = 1.252V$ . Der max. theoretische BZ-Wirkungsgrad lässt sich aus  $\Delta G/\Delta H^{u}$  zu  $\eta_{BZ, H^{u},max} = 94.5\%$  berechnen.

Je nach berücksichtigtem Wirkungsgrad, sind sie absoluten Werte etwas unterschiedlich. Ihr qualitativer Verlauf in Funktion der Stromdichte  $I'_{BZ-Z}$  ist aber ähnlich.

Der momentane Wirkungsgrad  $\eta_{BZ-Z}$  einer BZ-Zelle lässt sich gemäss Gl. (3.4) als das Verhältnis der Klemmenspannung  $U_{BZ-Z}$  zur Reaktionsspannung  $U_{BZ-Z,ref}$  berechnen.

$$\eta_{BZ-Z} = \frac{U_{BZ-Z}}{U_{BZ-Z,ref}}$$
(3.4)

Der Wirkungsgrad  $\eta_{BZ}$  (ohne HB) einer BZ (bzw. eines BZ-Stapels) bestehend aus *N* in Serie geschalteten BZ-Zellen lässt sich ähnlich berechnen.

$$\eta_{BZ} = \frac{U_{BZ}}{N \cdot U_{BZ-Z,ref}}$$
(3.5)

Der BZ-Wirkungsgrad  $\eta_{BZ}$  ohne HB ist aufgrund der leicht ungleichmässigen Reaktandenverteilung im Stapel in der Regel etwas tiefer als der BZ-Zellenwirkungsgrad  $\eta_{BZ-Z}$ . Bei einer sorgfältigen Konstruktion bleibt allerdings dieser Unterschied relativ gering. Aufgrund der unter Abschnitt 3.5.1 beschriebenen Spannungsreduktion von  $U_{BZ}$  bei zunehmender Stromdichte  $I'_{BZ-Z}$  ist der elektrochemische Wirkungsgrad einer BZ bei tiefer Stromdichte  $I'_{BZ-Z}$  relativ gross und nimmt mit zunehmender Stromdichte  $I'_{BZ-Z}$  ab.

Der Nettowirkungsgrad  $\eta_{BZ, net}$  des BZ-Systems mit HB unterscheidet sich vom BZ-Wirkungsgrad  $\eta_{BZ}$  durch die von den HB zusätzlich verbrauchte Leistung. Diese fällt vor allem bei tiefen BZ-Leistungen bzw. Stromdichten  $I'_{BZ-Z}$  stark ins Gewicht (siehe Figur 3.13). Somit ist der Einfluss der HB auf die Leistungsfähigkeit des ganzen BZ-Systems entscheidend. Mit Hilfe der Figur 3.6 lässt sich der Nettowirkungsgrad  $\eta_{BZ, net}$  eines BZ-Systems bestehend aus N in Serie geschalteten BZ-Zellen wie folgt berechnen:

$$\eta_{BZ, net} = \eta_{BZ} \cdot \frac{I_{BZ}}{I_{BZ, brut}} = \frac{U_{BZ}}{N \cdot U_{BZ-Z, ref}} \cdot \frac{I_{BZ}}{I_{BZ, brut}}$$
(3.6)

Figur 3.13 zeigt die oben beschriebenen Wirkungsgrade in Funktion der Stromdichte  $I'_{BZ-Z}$  (links) und der Leistungsdichte  $P'_{BZ-Z}$  (rechts) unter der Annahme, dass der BZ-Stromrippel  $I_{BZ, eff, AC}$  verschwindet (siehe wei-

ter unten). Der Wirkungsgrad der BZ bzw. des BZ-Systems ist auf der Basis des oberen ( $\eta_{BZ,H^o}$  bzw.  $\eta_{BZ, net,H^o}$ ) und des unteren ( $\eta_{BZ,H^u}$  bzw.  $\eta_{BZ, net,H^u}$ ) Heizwertes berechnet.



Wenn BZ über eine Leistungselektronik betrieben werden, erzeugt diese Rippelströme, die sich zum mittleren BZ-Strom überlagern und zusätzliche Rippelstromverluste  $P_{v,BZ,AC}$  erzeugen. Die typischen Rippelströme moderner Leistungselektronik weisen im betrachteten Leistungsbereich (siehe Unterkapitel 5.1) Frequenzen weit oberhalb von 5kHz auf. Solche Rippelströme sehen wie in Abschnitt 3.5.2 erklärt praktisch nur den Elektrolytwiderstand der BZ. Die Rippelstromverluste  $P_{v,BZ,AC}$  können unter Berücksichtigung der Figur 3.10 wie folgt berechnet werden:

$$P_{\nu,BZ,AC} = R_E I_{BZ,\,eff,AC}^2 \tag{3.7}$$

Obwohl der Widerstand  $R_E$  klein ist, sollten BZ-Rippelströme  $I_{BZ, eff, AC}$ klein gehalten werden, damit die entsprechenden Verluste  $P_{v, BZ, AC}$  ebenfalls klein bleiben. Zudem wäre es möglich, dass grosse Rippelströme  $I_{BZ, eff, AC}$  "Hotspots" in der BZ erzeugen oder den Elektrodenkatalysator vergiften. Da es diesbezüglich praktisch keine Literatur gibt, sollten ausführliche Untersuchungen diese Gefahr bestätigen oder verwerfen.

# 3.7 Vergleich mit Verbrennungsmotoren

Obwohl die BZ – wie in Abschnitt 3.1.2 angedeutet – ein ähnliches Verhalten wie Batterien aufweisen, werden sie im folgenden mit Verbrennungsmotoren verglichen. Der Grund liegt darin, dass Batterien eigentlich Energiespeicher, BZ hingegen elektrochemische Energiewandler sind. Die BZ können also wie Verbrennungsmotoren als Energiewandler betrachtet werden.

BZ besitzen im Vergleich zu Verbrennungsmotoren gewisse Vorteile. Sie werden im folgenden aufgelistet und kurz besprochen. Genauere Vergleiche zwischen BZ- und konventionellen Fahrzeugen werden in Kapitel 2 durchgeführt.

- Der BZ-Wirkunsgrad ist meist grösser als derjenige von Verbrennungsmotoren (siehe Figur 3.14). Der Grund liegt darin, dass der Wirkungsgrad von Verbrennungsmotoren durch den Carnot-Zyklus auf relativ tiefe Werte beschränkt ist. BZ unterliegen nicht dem Carnot-Zyklus. Sie erreichen somit in der Regel einen höheren Wirkungsgrad, vor allem bei Schwachlast.
- Die BZ, die aus Wasserstoff gespeist sind, sind lokal CO<sub>2</sub> und emissionsfrei. Die von Verbrennungsmotoren erzeugten Schadstoffe (NO<sub>x</sub>, CO, unverbrannte Kohlenwasserstoffe, Russpartikel, usw.) werden bei BZ nicht produziert.
- Die BZ-Systeme benötigen möglicherweise weniger Wartung, denn sie beinhalten weniger bewegte Teile.
- Die BZ befinden sich erst am Anfang ihres Entwicklungsstadiums. Demzufolge können in den nächsten Jahren deutliche Verbesserungen bezüglich ihrer Eigenschaften erwartet werden.

Als Nachteile gelten die folgenden Punkte:

- Die Speichertechnik für Wasserstoff ist mit dem heutigen Stand der Technik noch nicht befriedigend. Daraus resultiert eine deutlich tiefere Energiedichte von Wasserstoff im Vergleich zu Benzin oder Diesel.
- Die Leistungsdichte von BZ liegt deutlich unter der von Verbrennungsmotoren (siehe Kapitel 2).
- Die BZ-Kosten übertreffen diejenigen von Verbrennungsmotoren noch deutlich.



Figur 3.14: Wirkungsgradvergleich zwischen Verbrennungsmotoren und BZ [20]

Figur 3.14 vergleicht BZ und Verbrennungsmotoren bezüglich des Wirkungsgrades. Es ist deutlich zu erkennen, dass BZ über den ganzen Leistungsbereich einen grösseren Wirkungsgrad als Verbrennungsmotoren aufweisen. Dies gilt insbesondere im Teillastbereich (hier nicht dargestellt).

#### 3.8 Zusammenfassung

BZ sind elektrochemische Energiewandler, die aus einem Brennstoff (z.B. Wasserstoff  $H_2$ ) und einem Oxidant (z.B. Sauerstoff  $O_2$ ) elektrische Energie ohne thermische und/oder mechanische Zwischenprozesse produzieren. Sie verhalten sich elektrisch – abgesehen davon, dass sie keine Energie aufnehmen können – ähnlich wie Batterien. Ihre Reaktanden werden allerdings kontinuierlich von aussen hinzugefügt. BZ benötigen somit für einen effizienten und sicheren Betrieb komplexe Hilfsbetriebe. Die relativ kleinen Zellenspannungen im Bereich von 0.5 - 1V lassen sich durch die entsprechende Serieschaltung zu Stapeln auf höhere Spannungen skalieren, die für viele Anwendungen notwendig sind. Im Vergleich zu Verbrennungsmotoren haben BZ viele Vorteile, unter anderem einen grösseren Wirkungsgrad und keine direkten Schadstoffemissionen, wenn Wasserstoff als Brennstoff verwendet wird.

# 4 Superkondensator (SC)

**Doppelschicht-Kondensator**, **Superkondensator**, **Supercapacitor** oder **Supercap** (SC) sind Begriffe, die einen neuartigen elektrischen Energiespeicher bezeichnen. Obwohl seine Grundprinzipien schon länger bekannt sind, erschienen die ersten Patente erst 1957 und die ersten Vermarktungsversuche fanden 1969 statt [21]. Die SC sind allerdings erst seit Anfang der 90<sup>er</sup> Jahre auf grosses Interesse gestossen. Seitdem werden sie weltweit stark erforscht.

Der SC ist ein elektrischer Energiespeicher, der ähnlich wie ein üblicher Kondensator Energie im elektrischen Feld (E-Feld) speichert. Die verwendete Technologie ermöglicht sehr grosse Kapazitäten im Bereich F...kF sowie eine relativ hohe spezifische Energie zu erreichen, was seinen Einsatz in Anwendungen ermöglicht, bei denen bisher nur Batterien in Frage kamen.

Um das Potential von SC besser abschätzen zu können, werden nachfolgend die Grundprinzipien der Energiespeicherung und seine wesentlichen elektrischen Eigenschaften beschrieben. Vergleiche mit üblichen elektrischen Energiespeichern wie Batterien und Kondensatoren zeigen ihre unterschiedlichen Eigenschaften und Einsatzbereiche auf. Dieses Kapitel richtet sich an Leser, die keine Spezialisten auf dem Gebiet der SC sind.

Die folgenden Begriffe werden definiert, um Missverständnisse zu vermeiden. Sie gelten durch die ganze Arbeit hindurch.

- Eine **Superkondensator-Zelle** (SC-Zelle) bezeichnet die kleinste mögliche Speichereinheit.
- Ein **Superkondensator-Modul** (SC-Modul) bezeichnet die aus der Serie- und Parallelschaltung einzelner SC-Zellen entstehende Einheit.
- Ein **Superkondensator** (SC) bezeichnet der aus der Serie- und Parallelschaltung einzelner SC-Modulen entstehende Gesamtspeicher.

# 4.1 Aufbau und Funktionsweise einer SC-Zelle

Eine SC-Zelle besteht aus zwei Elektroden, die in einem Elektrolyten eingebettet sind. Die Elektroden weisen für die Elektronen eine gute Leitfähigkeit und für die Ionen im Elektrolyten eine isolierende Wirkung auf. Der Elektrolyt ist im Gegensatz zu den Elektroden für die Elektronen isolierend und für die Ionen leitfähig. Wenn Strom in die SC-Zelle hineinfliesst und diese auflädt, sammeln sich aufgrund der isolierenden Wirkung des Elektrolyten auf der negativen Elektrode Elektronen an, während auf der positiven Elektrode ein Defizit an Elektronen entsteht. Dadurch reichern sich im Elektrolyten positive bzw. negative Ionen aufgrund der elektrischen Kräfte bei der negativen bzw. positiven Elektrode an. An der Grenzfläche Elektrode/Elektrolyten (sogenannte **Doppelschicht** oder **Helmholtz-Schicht**) entsteht an jeder Elektrode eine Ladungstrennung. Sie erzeugt in der Doppelschicht ein E-Feld, das sehr grosse Werte im Bereich von über  $10^8 V/m$  erreichen kann. Die Doppelschicht wirkt also wie eine Kapazität, die Energie im E-Feld speichert. Da die SC-Zelle eine positive und eine negative Elektrode besitzt, besteht sie aus der Serieschaltung von zwei Doppelschicht-Kapazitäten. Der Elektrolyt bleibt somit im stromlosen Zustand immer feldfrei. Wenn Strom durch den SC fliesst, bildet sich ein kleines E-Feld aufgrund des Elektrolyt-Widerstandes.



Figur 4.1: a) Prinzipieller Aufbau einer SC-Zelle; b) Potentialverlauf in der SC-Zelle; c) Auffassung der SC-Zelle als zwei in Serie geschaltete Kapazitäten

Figur 4.1 a) zeigt den prinzipiellen Aufbau einer SC-Zelle. Die beiden Elektroden sind an jeder Stelle in Kontakt mit dem Elektrolyten. Ein für die Ionen leitfähiger und für die Elektronen isolierender Separator im Elektrolyten trennt die beiden Elektroden und sorgt dafür, dass sie nicht kurzgeschlossen werden können. Dies ist notwendig, weil sie für die Elektronen leitfähig sind und auf einem unterschiedlichen Potential liegen. Jede Elektrode ist mit einem Stromkollektor verbunden. Dieser sorgt für eine möglichst niederohmige Verbindung zwischen dem elektrischen Anschluss und der Elektrode. Figur 4.1 b) zeigt, dass das elektrische Potential innerhalb der SC-Zelle im stromlosen Zustand ( $i_{SC} = 0A$ ) ausschliesslich an den zwei sehr dünnen Doppelschichten abfällt. Die beiden Elektroden und der Elektrolyt sind dann

Figur 4.1 c) zeigt, dass die beiden Doppelschichten als die Serieschaltung von zwei Kapazitäten aufgefasst werden können.

# 4.2 Eigenschaften der Doppelschicht

feldfrei.

Wieso können SC wesentlich mehr Energie speichern als übliche Kondensatoren? Der Grund liegt einerseits in der sehr grossen Nutzfläche A der Elektroden und andererseits in der sehr kleinen Dicke d der Doppelschicht.

Die Elektroden einer SC-Zelle sind meistens aus aktiver Kohle gebaut (siehe Unterkapitel 4.3). Diese erreicht durch ihre stark poröse Struktur eine sehr grosse spezifische Fläche von  $100 - 3000m^2/g$ . Die Vergrösserungen des Elektroden/Elektrolyt-Gemisches in Figur 4.1 a) oben deuten auf die Porosität der Elektroden an. Sie wird durch eine spezielle Bearbeitung von Kohle erreicht [6].

Die Dicke der Doppelschicht d (Abstand zwischen der positiven und der negativen Ladungen) ist sehr klein. Sie hängt von der Elektrolytkonzentration und der Ionengrösse im Elektrolyten ab und liegt im Bereich von d = 0.5...1nm (Atomabstand!) [21]. Mit Hilfe der Formel für einen idealen Plattenkondensator mit Plattenabstand d, Plattenfläche A und relativer Dielektrizitätskonstante  $\varepsilon_r$  lässt sich die Flächenkapazität (Kapazität C pro Fläche A) einer Elektrode berechnen.

$$\frac{C}{A} = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0}{d} \qquad [F/m^2]$$

Trotz der im Vergleich zu üblichen Kondensatoren relativ kleinen relativen Dielektrizitätskonstante  $\varepsilon_r \approx 10$  können aufgrund der sehr kleinen Dicke dder Doppelschicht spezifische Flächenkapazitäten von  $16...50 \mu F/cm^2$ erreicht werden ([6], [21]). Daraus ergeben sich in der Praxis max. Elektrodenkapazitäten von etwa 100F/g bezogen auf die Elektrodenmasse. Die Kapazität der SC-Zelle bezogen auf die Elektrodenmasse ist aufgrund der Serieschaltung der beiden Elektroden schlussendlich vier mal kleiner als diejenige der Elektroden.

SC-Zellen erreichen somit verglichen mit üblichen Kondensatoren sehr grosse Kapazitäten im Bereich F...kF. Obwohl ihre max. Spannung zwischen 1-2.5V auf relativ tiefe Werte begrenzt ist, übertrifft ihre spezifische Energie diejenige von üblichen Kondensatoren deutlich (siehe Unterkapitel 4.7).

Eine SC-Zelle besitzt also prinzipbedingt beinahe das Verhalten einer idealen Kapazität. Abweichungen davon werden in Unterkapitel 4.5 beschrieben.

# 4.3 SC-Typen

SC-Zellen lassen sich durch verschiedene Merkmale wie z.B. Elektrodenmaterial, Elektrolyten oder Zellendesign unterscheiden.

Elektroden können aus aktiver Kohle, Metalloxiden oder polymeren Materialien gebaut werden. SC-Zellen mit Elektroden aus Metalloxiden oder polymeren Materialien erreichen grössere Kapazitäten. Der Grund ist, dass chemische Redoxreaktionen ähnlich wie in Batterien zur Energiespeicherung beitragen. Diese chemischen Effekte können mit Hilfe einer sogenannten **Pseudokapazität** modelliert werden. Solche SC-Zellen speichern ihre Energie also nicht nur im elektrischen Feld, sondern auch teilweise chemisch. Bei SC-Zellen mit Elektroden aus polymeren Materialien sind diese Effekte sogar so stark, dass man sich fragen kann, ob solche Zellen nicht eher als Batterien aufgefasst werden sollten [6].

Das am häufigsten verwendete Elektrodenmaterial ist allerdings aus verschiedenen Gründen wie Kosten, Reife der Produktionstechnologie und Verfügbarkeit aktive Kohle [21]. Bei SC-Zellen mit Elektroden aus aktiver Kohle spielen die chemischen Effekte eine sehr geringe meistens vernachlässigbare Rolle. Die weiteren Überlegungen sowie die in dieser Arbeit betrachteten SC basieren auf Elektroden aus aktiver Kohle. Im folgenden wird auf die detaillierte Beschreibung der verschiedenen Elektrodenmaterialien sowie des Zellendesigns verzichtet. Elektrolyte können entweder organisch oder wässerig sein. Ihre wesentlichen Unterschiede werden in den Abschnitten 4.3.1 und 4.3.2 beschrieben.

### 4.3.1 Organische Elektrolyte

SC-Zellen mit einem organischen Elektrolyten vertragen grössere Zellenspannungen von typisch 2.3V bis kurzzeitig 2.7V und sind somit für Anwendungen mit grösserem Energieinhalt besser geeignet (siehe Gl. (4.3)). Ihr Nachteil ist, dass der spezifische Widerstand von organischen Elektrolyten 20 bis 50 mal grösser ist als derjenige von wässerigen Elektrolyten. Da der Elektrolyt hauptverantwortlich für den SC-Seriewiderstand ist [21], fällt dieser bei organischen Elektrolyten deutlich grösser aus. Die max. spezifische Leistung [kW/kg] der SC-Zelle wird dadurch stark reduziert, obwohl die höhere Spannung der SC-Zelle den grösseren Elektrolytwiderstand teilweise kompensiert (siehe Gl. (4.4)). Die grössere spezifische Energie wird also mit einer kleineren spezifischen Leistung bezahlt. SC-Zellen mit einem organischen Elektrolyten können grob eine max. spezifische Energie im Bereich 5 - 18Wh/kg und eine max. spezifische Leistung im Bereich 2 - 10kW/kg erreichen, allerdings nicht gleichzeitig. Eine SC-Zelle mit einer max. spezifischen Energie von 18Wh/kg wird also z.B. eine deutlich tiefere max. spezifische Leistung als 2kW/kg erreichen.

Typische Anwendungen sind: Computer-, Video-, Elektronik-Backups, Transportbereich (Hybrid- und Brennstoffzellen-Fahrzeuge, Katalysatorvorheizung, Tram), Lifte, USV, Start von grossen Dieselmotoren, usw.

#### 4.3.2 Wässerige Elektrolyte

SC-Zellen mit einem wässerigen Elektrolyten ertragen max. eine Spannung im Bereich von 1V. Ihre spezifische Energie ist also gegenüber SC-Zellen mit einem organischen Elektrolyten deutlich geringer (siehe Gl. (4.3)). Ihr Vorteil gegenüber SC-Zellen mit einem organischen Elektrolyten ist, dass der spezifische Widerstand wässeriger Elektrolyte deutlich geringer ist (z.B. 0.8S/cm für  $H_2SO_4$ ). Sie eignen sich also vor allem für Anwendungen, bei denen kurzzeitig sehr grosse Leistungsspitzen benötigt werden und bei denen der Energieinhalt eine untergeordnete Rolle spielt. Die grössere spezifische Leistung wird also mit einer kleineren spezifischen Energie bezahlt. SC-Zellen mit einem wässerigen Elektrolyten können grob eine max. spezifische Energie bis 5Wh/kg und eine max. spezifische Leistung bis 20kW/kgerreichen, allerdings nicht gleichzeitig. Typische Anwendungen sind: Flickerkompensation, Hilfsenergie für die Öffnung von Leistungsschützen, usw.

# 4.4 SC-Modul

SC-Zellen können aufgrund der kleinen Zersetzungsspannung des Elektrolyten je nach Technologie max. Spannungen von etwa 1 - 2.5V erreichen. Die Spannung, der Energieinhalt und die Leistung einer einzigen SC-Zelle reichen für viele Anwendungen nicht aus. Um die in der Praxis notwendigen grösseren Spannungen, Energien und Leistungen zu erreichen, werden SC-Zellen in Serie bzw. parallel geschaltet und bilden sogenannte **SC-Module**. Diese werden oft gekapselt, um sie von den äusseren Einflüssen der Umwelt zu schützen und bilden Einheiten. SC-Module können ihrerseits auch in Serie und parallel geschaltet werden, um einen ganzen SC zu bilden. Figur 4.2 zeigt als Beispiel ein SC-Modul, das aus der Serieschaltung von zwei parallel geschalteten SC-Zellen besteht.



Figur 4.2: SC-Modul bestehend aus der Serieschaltung von zwei parallel geschalteten SC-Zellen

Die Parallelschaltung von SC-Zellen ist in der Regel unproblematisch. Die Zellenspannungen können nicht auseinandergehen, denn sie sind immer gleich. Zudem ist die Reproduzierbarkeit der SC-Zellen bei der Herstellung so gut, dass die Stromaufteilung zwischen mehreren parallel geschalteten SC-Zellen etwa gleich ist. Der Rückgang des SC-Seriewiderstandes sowie die Erhöhung der Kapazität bei zunehmender Temperatur der SC-Zellen (siehe Abschnitt 4.5.3) bereiten bei ihrer Parallelschaltung keine Probleme.

Die Serieschaltung von SC-Zellen ist kritischer und kann nicht ohne zusätzliche Massnahmen realisiert werden. Der Strom ist durch alle in Serie geschalteten SC-Zellen gleich. Ihre Spannungen können allerdings während dynamischen Vorgängen aufgrund unterschiedlicher Kapazität oder durch langsames Driften aufgrund unterschiedlicher Selbstentladung grundsätzlich auseinanderlaufen. Die SC-Zellenspannungen dürfen aber nicht stark unterschiedlich werden, sonst besteht die Gefahr, dass die Spannungen der stärker geladenen SC-Zellen bei einer vollen Aufladung des SC ihre max. zulässige Grenze überschreiten. Dies würde die Lebensdauer des SC stark reduzieren oder ihn sogar zerstören (siehe Abschnitte 4.5.3 und 4.5.4). Eine erste Schutzmassnahme bestünde darin, alle Zellenspannungen zu überwachen und die Aufladung des SC zu unterbrechen, sobald die Spannung der max. geladenen Zelle ihre max. Grenze erreicht. Diese Methode ist aber uninteressant, denn sie reduziert die Energieausnutzung des SC aufgrund der quadratischen Abhängigkeit der Energie von der Spannung (siehe Gl. (4.3)) stark [2]. Die andere in der Praxis übliche Methode besteht darin, die Zellenspannungen durch eine äussere Beschaltung auszugleichen.

#### 4.4.1 Ausgleich der Zellenspannungen

Wie können SC-Zellenspannungen ausgeglichen werden? Dieser Abschnitt zeigt ohne Anspruch auf Vollständigkeit eine Übersicht. Ausführlichere Informationen können unter [22] nachgelesen werden.

Der einfachste Zellenspannungsausgleich kann mit Hilfe von Widerständen realisiert werden (Figur 4.3 a)). Ein Widerstand wird parallel zu jeder in Serie geschalteten SC-Zelle (oder Gruppe von parallel geschalteten SC-Zellen) installiert. Da stärker geladene Zellen über den Widerstand schneller entladen werden, findet ein Spannungsausgleich statt. Damit dieser effizient ist, muss der Widerstand deutlich kleiner (z.B. Faktor 10) gewählt werden als der innere Parallelwiderstand der einzelnen SC-Zellen (Widerstand  $R_p$  in Figur 4.6 falls das Ersatzschaltbild eine SC-Zelle modelliert). Diese Methode ist sehr einfach, allerdings verlustbehaftet. Sie erhöht die Selbstentladung des SC stark und ermöglicht keinen aktiven und schnellen Zellenspannungsausgleich. Sie eignet sich vor allem für Anwendungen mit kleinerer Dynamik und bei denen eine grössere Selbstentladung erlaubt ist.

Die Ausgleichswiderstände können auch durch Zenerdioden ersetzt werden. Damit reduziert sich die Entladung der SC-Zellen im Normalbetrieb deutlich und sie wird beim Erreichen der max. erlaubten Zellenspannung durch die nichtlinearen Eigenschaften der Zenerdioden stark vergrössert. Ein Ausgleich findet dann nur im oberen Spannungsbereich der SC-Zellen statt.

Eine zweite verlustbehaftete Spannungsausgleichsmethode kann mit Hilfe von Transistoren mit oder ohne Widerstände realisiert werden. Ein stetig steuerbarer Transistor kann z.B. über jede SC-Zelle (oder Gruppe von paral-

lel geschalteten SC-Zellen) installiert werden. Dieser wird abhängig von der anliegenden SC-Zellenspannung angesteuert und entlädt die entsprechende SC-Zelle ab einer festgelegten Spannung. Eine andere Schaltungsvariante könnte mit einem Transistor und einem Widerstand realisiert werden. Dank dem Widerstand kann der Transistor voll ein- oder ausgeschaltet werden, wodurch seine Ansteuerung etwas einfacher wird. Beide Varianten sind in Figur 4.3 b) mit FET dargestellt. Sie haben den Vorteil, dass die Zellenspannungen aktiv ausgeglichen werden können, wodurch eine grössere Dynamik erreicht werden kann. Ihr Nachteil ist, dass sie im Betrieb verlustbehaftet sind. Allerdings können die Transistoren bei tiefen SC-Zellenspannungen ausgeschaltet bleiben, was die Selbstentladung des SC stark reduziert.

SC-Zellenspannungen können auch mit dem Einsatz leistungselektronischer Schaltungen über jeder SC-Zelle (oder Gruppe von parallel geschalteten SC-Zellen) aktiv und praktisch verlustlos ausgeglichen werden. Die leistungselektronischen Schaltungen ermöglichen, Energie zwischen den in Serie geschalteten SC-Zellen auszutauschen. Anstatt die überschüssige Energie der zu stark geladenen SC-Zellen in Wärme umzuwandeln, wird diese an weniger stark geladene Zellen abgegeben. Figur 4.3 c) zeigt ein Beispiel mit Inverswandlern [2]. In der Praxis können aber eine Vielzahl von anderen Schaltungen und Konzepten verwendet werden [22]. Damit lässt sich ein schneller und verlustarmer Spannungsausgleich realisieren, der allerdings die Systemkomplexität etwas erhöht. Die Grösse der Ausgleichsströme im dynamischen Betrieb lässt sich nicht im voraus bestimmen. Sie hängt stark von der Reproduzierbarkeit der SC-Zellen ab.



Figur 4.3: Verlustbehaftete {a) und b)} und verlustarme {c)} Schaltungen für den Spannungsausgleich der in Serie geschalteten SC-Zellen

## 4.5 Elektrisches Verhalten

Eine SC-Zelle verhält sich elektrisch wie bereits erwähnt ähnlich wie eine ideale Kapazität. In Realität gibt es aber wichtige Unterschiede, die nachfolgend besprochen werden. Im weiteren wird zwischen SC und SC-Zelle nicht mehr unterschieden, denn das Verhalten einer SC-Zelle lässt sich praktisch ohne Anpassung auf SC-Ebene hochskalieren.

#### 4.5.1 Verhalten bei tiefen Frequenzen

Die einfachste Modellierung eines SC ist gemäss Figur 4.4 eine ideale Kapazität  $C_{SC}$  mit Seriewiderstand  $R_{SC}$ .



Figur 4.4: Einfachste SC-Modellierung

Der Seriewiderstand  $R_{SC}$  setzt sich aus Elektrolyt-, Elektroden-, Separator-, Kollektor- und Anschlusswiderständen zusammen, wobei der grösste Widerstandsanteil in der Regel aus dem Elektrolyten kommt. Das Ersatzschaltbild von Figur 4.4 modelliert den SC streng genommen nur für eine Frequenz exakt. Allerdings kann es in einem engen Frequenzband – in der Regel im unteren Frequenzbereich - mit guter Näherung verwendet werden. Für grössere Frequenzen gilt das Ersatzschaltbild von Figur 4.4 nicht mehr (siehe Abschnitt 4.5.2). Die max. Frequenz, bei der das SC-Verhalten durch die Ersatzschaltung von Figur 4.4 noch gut angenähert werden kann, hängt vom SC ab. Sie kann aus der Frequenzabhängigkeit der SC-Kapazität  $C_{SC}$  und des SC-Seriewiderstandes  $R_{SC}$  bestimmt werden (siehe Abschnitt 4.5.2). Der Figur 4.7 kann als Beispiel für einen gegebenen SC entnommen werden, dass seine Kapazität  $C_{SC}$  und sein Seriewiderstand  $R_{SC}$  schon ab sehr tiefen Frequenzen oberhalb von 0.1Hz spürbar zurückgehen. Ab dieser Frequenz modelliert somit das Ersatzschaltbild aus Figur 4.4 ohne Anpassung seiner elektrischen Parameter  $C_{SC}$  und  $R_{SC}$  den SC nicht mehr genau.

Das Klemmenverhalten des SC lässt sich bei tiefen Frequenzen in erster Näherung aus dem Ersatzschaltbild von Figur 4.4 mit Gl. (4.1) bestimmen.

$$R_{SC}C_{SC}\frac{di_{SC}}{dt} + i_{SC} + C_{SC}\frac{du_{SC}}{dt} = 0$$
(4.1)

Die SC-Klemmenspannung  $u_{SC}$  ist bei gegebenem SC-Strom  $i_{SC}$  oder gegebener SC-Klemmenleistung  $p_{SC} = u_{SC} \cdot i_{SC}$  in Funktion der inneren kapazitiven Spannung  $u_{SCi}$  durch Gl. (4.2) gegeben.

$$u_{SC} = u_{SCi} - R_{SC}i_{SC} = \frac{u_{SCi}}{2} + \sqrt{\frac{u_{SCi}^2}{4} - R_{SC}p_{SC}}$$
(4.2)

Die Zeitkonstante  $R_{SC}C_{SC}$ , die in der Regel einige Sekunden beträgt, ist ein Mass für die Zugriffszeit auf den Energieinhalt des SC. Dies gilt allerdings nur, wenn die SC-Kapazität  $C_{SC}$  und der Seriewiderstand  $R_{SC}$  bei der entsprechenden Frequenz  $1/(2\pi R_{SC}C_{SC})$  nicht merklich gesunken sind (siehe Figur 4.7). Der SC kann etwa 43% seiner gespeicherten Energie in der Zeit  $2R_{SC}C_{SC}$  an seine Klemmen abgeben, allerdings nur mit einem Wirkungsgrad  $\eta_{SC} = 50\%$  (siehe Abschnitt 4.6). Die Zugriffszeit auf die Leistung ist sehr klein, im wesentlichen nur durch die kleine – hier vernachlässigte – parasitäre Induktivität des SC begrenzt.

#### 4.5.2 Verhalten bei höheren Frequenzen

Bei der einfachen SC-Modellierung in Figur 4.4 wurden im wesentlichen zwei Aspekte vernachlässigt: die Frequenzabhängigkeit sowie die Selbstentladung des SC. Die SC-Frequenzabhängigkeit kommt aufgrund der sehr stark porösen Struktur der Elektroden zustande. Diese vergrössert die Nutzfläche der Doppelschicht sehr stark und somit auch die SC-Kapazität  $C_{SC}$ . Ein Grossteil der bei tiefen Frequenzen  $F_{SC}$  vorhandenen SC-Kapazität  $C_{SC}$ stammt aus der Porentiefe. Bei zunehmender Frequenz  $F_{SC}$  – also abnehmender Periodendauer  $T_{SC} = 1/F_{SC}$  – dringt der Strom aufgrund des relativ grossen Elektrolytwiderstandes immer weniger tief in die Poren hinein. Die Nutzfläche der Elektroden reduziert sich somit stark und damit auch die SC-Nutzkapazität  $C_{SC}$ . Durch den kleineren im Elektrolyten zurückgelegten Stromweg ergibt sich gleichzeitig ein kleinerer SC-Seriewiderstand  $R_{SC}$ . Figur 4.5 veranschaulicht schematisch dieses Verhalten. Der Elektrodenwiderstand in der Pore wurde bewusst weggelassen um zu betonen, dass er in der Regel deutlich kleiner ist als der Elektrolytwiderstand. Mit der zusätzlichen Berücksichtigung der Kollektor- und Anschlusswiderstände lässt sich das SC-Ersatzschaltbild von Figur 4.6 herleiten. Es bildet das elektrische Verhalten des SC in einem breiten Frequenzband getreu ab.



Figur 4.5: Veranschaulichung der SC-Frequenzabhängigkeit dank der physikalischen Plazierung der *RC*-Glieder



Figur 4.6: SC-Modellierung mit Hilfe von fünf RC-Gliedern

Die Frequenzabhängigkeit aufgrund der porösen Elektroden wird im Ersatzschaltbild von Figur 4.6 wie folgt berücksichtigt: Bei zunehmender Frequenz  $F_{SC}$ 

- nimmt die aus  $C_1$  stammende Impedanz  $1/(2\pi F_{SC}C_1)$  ab;
- dadurch werden die Komponenten mit Indizes 2...5 weniger bestromt.

Der Strom  $i_{SC}$  bleibt also bei zunehmender Frequenz  $F_{SC}$  stärker in dem durch den Widerstand  $R_1$  und die Kapazität  $C_1$  gebildeten Kreis gefangen. Daraus folgt, dass die an den SC-Klemmen sichtbaren Nutzkapazität  $C_{SC}$ und Seriewiderstand  $R_{SC}$  kleiner werden. Aus einer Grenzfallbetrachtung kann geschrieben werden:

$$\begin{split} &\lim_{F_{SC}\to 0} C_{SC} \quad \to \quad C_1 + C_2 + C_3 + C_4 + C_5 \\ &\lim_{F_{SC}\to\infty} C_{SC} \quad \to \quad C_1 \\ &\lim_{F_{SC}\to\infty} R_{SC} \quad \to \quad R_1 \end{split}$$
Die an den SC-Klemmen wirksame Kapazität  $C_{SC}$  beträgt also bei unendlich grosser Frequenz  $F_{SC} \rightarrow \infty Hz$  lediglich  $C_1$  und der wirksame Widerstand  $R_{SC}$  ist nur noch  $R_1$ . Die Komponenten mit den Indizes 2...5 in Figur 4.6 tragen also weder zur SC-Kapazität  $C_{SC}$  noch zum SC-Widerstand  $R_{SC}$  bei.

Die elektrischen Parameter des Ersatzschaltbildes von Figur 4.6 lassen sich mit einer Frequenzgangmessung des SC bestimmen. Für eine grössere Genauigkeit oder einen grösseren gültigen Frequenzbereich kann auch eine Ersatzschaltung mit mehreren RC-Gliedern bestimmt werden. Dies ist aber in der Regel nicht notwendig und in der Praxis unüblich. Zudem müsste für eine genauere Modellierung des SC bei höheren Frequenzen  $F_{SC}$  auch dessen kleine parasitäre Serieinduktivität mitberücksichtigt werden.

Figur 4.7 zeigt das oben beschriebene SC-Verhalten anhand einer Messung. Man erkennt deutlich, dass schon ab sehr tiefen Frequenzen oberhalb von 0.1Hz die SC-Kapazität  $C_{SC}$  und der SC-Widerstand  $R_{SC}$  stark abnehmen.



Figur 4.7: Messung der Frequenzabhängigkeit eines SC (Kapazität  $C_{SC}$  und Seriewiderstandes  $R_{SC}$ )

Ein hochfrequenter Stromrippel ( $F_{SC} > 5kHz$ ), der z.B. durch die Schaltfrequenz der DC/DC-Wandler erzeugt wird, hat also nur einen geringen Einfluss auf die Klemmenspannung des SC. Bei so hohen Frequenzen fliesst der hochfrequente Stromanteil praktisch nur durch den Widerstand  $R_1$  und die Kapazität  $C_1$  in Figur 4.6. Die vom Stromrippel gesehene SC-Impedanz beträgt demzufolge ungefähr  $R_1$ .

Zwei Beispiele zeigen ein von der Ersatzschaltung in Figur 4.4 abweichendes Verhalten auf, wenn der SC-Strom  $i_{SC}$  schnelle Änderungen erfährt.

- Falls i<sub>SC</sub> sprunghaft ein Sprung enthält hohe Frequenzanteile! von Null auf einen negativen konstanten Wert gesetzt wird, lädt sich der SC auf. Am Anfang der Aufladung wird nur die Kapazität C<sub>1</sub> aufgeladen. Durch ihre zunehmende Spannung werden die anderen Kapazitäten C<sub>2</sub>, ...,5 zeitverzögert nacheinander aufgeladen. Diese im SC stattfindenden Umladungen bewirken, dass die SC- Klemmenspannung u<sub>SC</sub> nicht genau linear, sondern mit zunehmender Zeit weniger schnell ansteigt. Dieser Verlauf der Klemmenspannung ist ein Ausdruck dafür, dass die an den SC-Klemmen wirksame Kapazität C<sub>SC</sub> mit der Zeit zunimmt [26].
- Falls der SC-Strom  $i_{SC}$  nach einer Entladung sprunghaft von einem positiven konstanten Wert auf Null gesetzt wird, erholt sich die SC-Klemmenspannung  $u_{SC}$  während einer gewissen Zeit aufgrund der internen Umladungen leicht. Sie steigt langsam an, nachdem der Strom auf Null gesetzt wurde. Dies kann einfach mit einer Messung der SC-Klemmenspannung  $u_{SC}$  beobachtet werden.

Der Widerstand  $R_p$  in Figur 4.6 berücksichtigt die Selbstentladung des SC. Diese nimmt mit zunehmender Temperatur stark zu. Ihre Zeitkonstante beträgt bei üblichen SC Tage bis Monate [12].

#### 4.5.3 Parametereinfluss und Lebensdauer

Die max. Anzahl Ladezyklen (Anzahl Auf- und Entladungen) von SC liegt bei  $10^5$  bis  $10^6$ . Der Grund für diese sehr gute Stabilität liegt darin, dass sich praktisch keine Redoxreaktionen an der Energiespeicherung beteiligen. Diese verursachen bei Batterien aufgrund ihrer nicht vollständigen Reversibilität bzw. aufgrund entstehender Nebenprodukten eine mit zunehmender Anzahl Ladezyklen relativ schnelle Verschlechterung ihrer Eigenschaften. Mit zunehmender Anzahl Ladezyklen steigt der SC-Seriewiderstand  $R_{SC}$  und seine Kapazität  $C_{SC}$  sinkt. Nach  $10^5$  Ladezyklen ist der Widerstand  $R_{SC}$  typisch weniger als 10% gestiegen und die Kapazität  $C_{SC}$  weniger als 10% gesunken.

Der erlaubte SC-Temperaturbereich erstreckt sich zwischen  $-30^{\circ}C$  und  $70^{\circ}C$ . Eigenwärme entsteht ausschliesslich durch die stromabhängigen Verluste. Solange sich der SC im erlaubten Temperaturbereich befindet, darf sein Strom praktisch beliebig gross gemacht werden. Ein SC ist also aufgrund seines relativ kleinen Energieinhalts prinzipiell kurzschlussfest.

Die Temperatur beeinflusst die SC-Eigenschaften während des Betriebs. Mit zunehmender Temperatur sinkt der SC-Seriewiderstand  $R_{SC}$  und seine Kapazität  $C_{SC}$  nimmt zu [6]. Eine erhöhte Temperatur innerhalb des zulässigen Temperaturbereiches bewirkt aufgrund der Nebenreaktionen an der Grenzfläche eine Reduktion der SC-Lebensdauer.

SC ertragen prinzipiell beide Spannungspolaritäten. Die Elektroden werden allerdings oft für eine Spannungspolarität optimiert. Dadurch können verschiedene Parameter wie z.B. Lebensdauer oder max. Spannung optimiert werden. Eine Polaritätsumkehr ist somit nur eingeschränkt möglich.

Die SC-Lebensdauer sinkt mit zunehmender mittlerer Spannungsbeanspruchung [12].

## 4.5.4 Fehlerverhalten

SC sind empfindlich auf Überspannungen. Die max. SC-Zellenspannung ist durch die Zersetzungsspannung des Elektrolyten festgelegt. Überspannungen am SC führen zu Materialzersetzungen, wodurch Gase entstehen können. Diese können unter Umständen zur Explosion des SC führen. Überspannungen sind also unbedingt zu vermeiden.

SC-Übertemperaturen (grösser als  $70^{\circ}C$ ) verursachen ebenfalls Materialbeschädigungen. Der Elektrolyt kann sich im schlimmsten Fall verflüchtigen. Die entstehenden Gase können ebenfalls zur Explosion führen.

Eine defekte SC-Zelle nimmt keine Spannung mehr auf. Dadurch verteilt sich die Spannung dieser Zelle auf die anderen in Serie geschalteten SC-Zellen, wodurch diese zu stark geladen werden könnten. Zudem nimmt der Seriewiderstand einer defekten Zellen zu. Dadurch erwärmt sie sich stärker, was benachbarte Zellen thermisch beschädigen könnte.

Ein SC-Modul mit defekten Zellen darf also nicht mehr betrieben werden.

# 4.6 Energetische Betrachtungen

Verfügbare Energie und Leistung sind wichtige Parameter eines Energiespeichers. Sie können als spezifische Energie [Wh/kg] bzw. spezifische Leistung [kW/kg] oder Energie- [Wh/l] bzw. Leistungsdichte [kW/l]ausgedrückt werden. Die Umrechnung von Masse auf Volumen kann mit Hilfe der Dichte erfolgen, die je nach SC im Bereich von 1 - 1.5kg/l liegt.

Die max. spezifische Energie eines SC ist definiert als die max. Energie pro Masse, die der SC speichern kann. Sie ist auch die max. spezifische Energie, die der SC **verlustlos** – also bei Leistung  $p_{SC} = 0W$  – abgeben kann.

Die max. spezifische Leistung eines SC ist definiert als die max. Leistung pro Masse, die der SC an seinen Klemmen abgeben kann. Sie ist auch die spezifische Leistung, die ein **voll geladener** SC mit Wirkungsgrad  $\eta_{SC} = 50\%$ abgeben kann.

Die max. Energie  $E_{SC,max}$  und die max. Klemmenleistung  $P_{SC,max}$  eines SC können mit Hilfe der Ersatzschaltung von Figur 4.4 wie folgt berechnet werden:

$$E_{SC,max} = \frac{1}{2}C_{SC}U_{SCi,max}^2 \tag{4.3}$$

$$P_{SC,max} = \frac{U_{SCi,max}^2}{4R_{SC}} \tag{4.4}$$

Da die max. innere SC-Spannung  $U_{SCi,max}$  nicht überschritten werden darf, zeigen Gl. (4.3) und (4.4), dass SC bezüglich max. Energie und Leistung physikalischen Grenzen unterliegen. Daraus können ihre max. spezifische Energie und ihre max. spezifische Leistung berechnet werden (für Zahlen, siehe Unterkapitel 4.3 und 4.7).

Es wird explizit darauf hingewiesen, dass max. spezifische Energie und Leistung aufgrund der inneren Verluste des SC nicht gleichzeitig ausgenutzt werden können. Mit zunehmender SC-Leistung reduziert sich aufgrund der ohmschen Verluste der Wirkungsgrad des SC und also die an dessen Klemmen abgegebene Energie. Umgekehrt müssen seine Verluste, also seine Leistung, reduziert werden, um mehr Energie aus dem SC zu holen. Zudem kann die volle Leistung eines SC nur im voll geladenen Zustand abgegeben werden. Diese Punkte müssen bei der Auslegung eines SC für eine gegebene Anwendung unbedingt berücksichtigt werden. Ragone-Plot zeigen die Beziehung zwischen spezifischer Leistung und spezifischer Energie bei Energiespeichern. Aus einer Frequenzgangmessung können max. spezifische Energie und Leistung von SC berechnet und im Ragone-Plot dargestellt werden. Figur 4.8 zeigt den Ragone-Plot eines SC. Man erkennt deutlich, wie mit zunehmender bzw. abnehmender spezifischer Leistung dessen spezifische Energie reduziert bzw. erhöht wird. Vernünftige Arbeitsbereiche befinden sich oben rechts auf Figur 4.8, dort wo sowohl spezifische Energie wie auch Leistung relativ gross sind.



Figur 4.8: Ragone-Plot eines SC (Messung)

Gl. (4.3) gibt die max. Energie an, die ein SC speichern kann. Da es bei den meisten Anwendungen nicht möglich oder erwünscht ist, den SC vollständig zu entladen, kann ein Teil der gespeicherten Energie vom Anwender nicht verwendet werden. Die max. prozentuale Energieausnutzung  $e_{SC,nutz,max}$  (Nutzenergie in Bezug auf die max. speicherbare Energie im SC) hängt vom max. zugelassenen Spannungshub  $\Delta U_{SCi,max}$  ab.

$$e_{SC,nutz,max} = \frac{\Delta U_{SCi,max}}{U_{SCi,max}} \left(2 - \frac{\Delta U_{SCi,max}}{U_{SCi,max}}\right) \cdot 100 \quad [\%]$$
(4.5)

Je tiefer der SC entladen wird, desto grösser ist seine Energieausnutzung. Auf der anderen Seite wird bei grosser Leistung  $p_{SC}$  der entsprechende SC-Strom  $i_{SC}$  gross und sein Wirkungsgrad  $\eta_{SC}$  tief (siehe Figuren 4.9 und 5.6). Aus diesen Gründen ist ein typischer max. Spannungshub von  $\Delta U_{SCi,max} = U_{SCi,max}/2$  ein guter Kompromiss. Damit kann 3/4 der max.

gespeicherten Energie im SC ausgenützt werden, ohne dass der SC-Strom  $i_{SC}$  bei entladenem SC und grosser Leistung  $p_{SC}$  zu gross wird (siehe Abschnitt 5.1.3).

Beim SC-Einsatz zusammen mit Leistungselektronik lassen sich SC-Verluste in zwei Anteile zerlegen: Rippelstromverluste  $P_{v,SC,AC}$  und Nutzstromverluste  $P_{v,SC,nutz}$ . Die typischen Rippelströme moderner Leistungselektronik weisen im betrachteten Leistungsbereich (siehe Unterkapitel 5.1) Frequenzen weit oberhalb von 5kHz auf. Solche Rippelströme fliessen, wie in Abschnitt 4.5.2 erklärt, nicht tief in die Poren des SC hinein. Rippelstromverluste  $P_{v,SC,AC}$  können unter Berücksichtigung der Figur 4.6 wie folgt berechnet werden:

$$P_{\nu,SC,AC} = R_1 I_{SC,\,eff,\,AC}^2 \tag{4.6}$$

Obwohl der Widerstand  $R_1$  klein ist, sollten SC-Rippelströme  $I_{SC, eff, AC}$ klein gehalten werden, damit die entsprechenden Verluste  $P_{v,SC,AC}$  ebenfalls klein bleiben. Zudem wäre es möglich, dass grosse Rippelströme  $I_{SC, eff, AC}$ "Hotspots" im SC erzeugen. Da es diesbezüglich praktisch keine Literatur gibt, sollten ausführliche Untersuchungen diese Gefahr bestätigen oder verwerfen.

Nutzstromverluste  $P_{v,SC,nutz}$  können unter der Annahme, dass sie eine deutlich kleinere Frequenz aufweisen, anhand Figur 4.4 berechnet werden:

$$P_{v,SC,nutz} = R_{SC} I_{SC, eff,nutz}^2$$
(4.7)

Der SC-Wirkungsgrad  $\eta_{SC}$  kann schlussendlich mit Hilfe der oben berechneten Verluste ermittelt werden. Der momentane Aufladewirkungsgrad  $\eta_{SC,auf}$  und der momentane Entladewirkungsgrad  $\eta_{SC,ent}$  lassen sich ausgehend von Figur 4.4 wie folgt berechnen:

$$\eta_{SC,auf} = \frac{P_{SC} + P_{v,SC,nutz} + P_{v,SC,AC}}{P_{SC}} \qquad (P_{SC} < 0)$$
(4.8)

$$\eta_{SC,ent} = \frac{P_{SC}}{P_{SC} + P_{v,SC,nutz} + P_{v,SC,AC}} \qquad (P_{SC} > 0) \qquad (4.9)$$

Figur 4.9 zeigt den SC-Wirkungsgrad  $\eta_{SC}$  des unter Abschnitt 6.1.3 beschriebenen SC (siehe insbesondere die Strombegrenzung) in Funktion der Klemmenleistung  $P_{SC}$  für verschiedene Spannungen  $U_{SCi}$  bei Vernachläs-



sigung der Rippelstromverluste  $P_{v,SC,AC}$ . Man erkennt deutlich, dass der

Figur 4.9: Berechnung des SC-Wirkungsgrades  $\eta_{SC}$  in Funktion der Klemmenleistung  $P_{SC}$  (siehe Figur 4.4 mit  $R_{SC} = 0.11\Omega$ )  $---- U_{SCi} = 360V - - - U_{SCi} = 300V$  $---- U_{SCi} = 240V - - - U_{SCi} = 180V$ 

Wirkungsgrad  $\eta_{SC}$  relativ gross ist und mit zunehmender Leistung  $P_{SC}$  und abnehmender Spannung  $U_{SCi}$  schlechter wird. Der Zykluswirkungsgrad, also der Wirkungsgrad eines Auflade-/Entladevorgangs bei konstanter Leistung oder konstantem Strom lässt sich durch die entsprechende Integration der Gl. (4.8) und (4.9) berechnen. Der Zykluswirkungsgrad eines SC bei voller Leistung ist für ähnliche Anwendungen wie diejenige in dieser Arbeit meistens grösser als 85%.

#### 4.6.1 Zukünftiges Optimierungspotential

Um die spezifische Energie eines SC zu erhöhen, können im wesentlichen zwei seiner Eigenschaften verbessert werden, die Gegenstand intensiver Forschung sind:

• Die spezifische Fläche  $[m^2/g]$  der Elektroden und somit auch die spezifische Kapazität [F/g] können erhöht werden. Sehr grosse spezifische Flächen sind schwierig zu erreichen, denn aktive Kohle neigt dazu, bei zunehmender Porosität chemisch instabil zu werden.

• Die max. Spannung der Doppelschicht kann erhöht werden. Dafür müssen die Elektrolyt-Eigenschaften bezüglich der Spannungsfestigkeit verbessert werden.

Die spezifische SC-Leistung kann ebenfalls erhöht werden. Dafür muss im wesentlichen der spezifische Widerstand des Elektrolyten und der Elektroden reduziert werden. Eine Erhöhung der max. Spannung der Doppelschicht erhöht ebenfalls die spezifische Leistung des SC.

# 4.7 Vergleich mit Batterien und Elkos

SC befinden sich bezüglich spezifischer Energie und Leistung zwischen üblichen Kondensatoren und Batterien. Von der spezifischen Energie her gesehen, sind sie wesentlich besser als übliche Kondensatoren aber deutlich schlechter als Batterien. Bezüglich spezifischer Leistung sind sie umgekehrt wesentlich besser als Batterien und deutlich schlechter als übliche Kondensatoren. Der Ragone-Plot von Figur 4.10 vergleicht diesbezüglich die drei Komponenten miteinander. Die absoluten Werten sind nicht als feste Grenzen, sondern eher als Näherungen zu verstehen. Die max. Grenzen der Komponenten werden durch die rasche Entwicklung ständig nach oben korrigiert.



Figur 4.10: Vergleich der spezifischen Energie und Leistung von Batterien, SC und üblichen Kondensatoren [21]

Figur 4.10 zeigt, dass die SC einen relativ grossen spezifischen Leistungs-/Energiebereich abdecken, in dem weder Batterien noch übliche Kondensatoren sinnvoll eingesetzt werden können. Ihre Verwendung kann z.B. grosse Kosteneinsparungen bei Anwendungen ermöglichen, bei denen bisher aufgrund ihrer tiefen spezifischen Leistung energiemässig überdimensionierte Batterien eingesetzt wurden. Zudem eröffnen sich neue Anwendungen, die vorher gar nicht möglich waren.

Die Tabelle 4.1 fasst die Ergebnisse von Figur 4.10 zusammen und vergleicht die wesentlichen Eigenschaften der drei Komponenten. Sie zeigt, dass SC nicht nur Energie- und Leistungsbereiche abdecken, in denen Batterien und Elkos nicht konkurrenzfähig sind, sondern dass sie bezüglich der Anzahl Ladezyklen und des Wirkungsgrades deutlich bessere Eigenschaften besitzen als Batterien. Dies hängt damit zusammen, dass bei SC praktisch keine chemischen Reaktionen an der Energiespeicherung beteiligt sind.

	Batterie	SC	Elko
Spezifische Energie [ <i>Wh/kg</i> ]	< 200	< 15	< 0.1
Spezifische Leistung [kW/kg]	< 0.2	< 15	< 1000
Zykluswirkungsgrad [-]	0.7 – 0.85	0.85 - 0.98	> 0.95
Anzahl Ladezyklen	< 1'000	> 500'000	> 500'000

Tabelle 4.1: Vergleich zwischen Batterien, SC und Elkos

# 4.8 Zusammenfassung

SC sind elektrische Energiespeicher, die aufgrund ihrer spezifischen Energie und Leistung im Bereich zwischen Batterien und üblichen Kondensatoren zuzuordnen sind. Sie speichern ihre Energie ähnlich wie übliche Kondensatoren im elektrischen Feld. Die heute realisierbaren SC-Zellen besitzen Kapazitäten im Bereich F...kF. Ihre spezifische Energie übertritt diejenige von Elkos bei weitem, wodurch sie als Energiespeicher bei Anwendungen eingesetzt werden können, die grössere Energien benötigen. Ihre relativ kleine max. Spannungen im Bereich 1 - 2.5V lassen sich durch eine entsprechende Serieschaltung auf höhere Spannungen skalieren, die für viele Anwendungen notwendig sind.

Bezüglich des Wirkungsgrades und der Anzahl Ladezyklen besitzen SC wesentlich bessere Eigenschaften als Batterien.

# 5 Schaltungskonzepte

Dieses Kapitel befasst sich mit der Fragestellung, welche Schaltungsanordnung, die vom Antrieb, einer durch Wechselrichter (WR) gespeisten Asynchronmaschine (ASM), vorgegebene Leistung zwischen der Brennstoffzelle (BZ) und dem Supercap (SC) optimal verteilen kann. Es bildet die Voraussetzung für die Optimierung der Schaltungstopologie, die in Kapitel 6 vorgenommen wird.

In Unterkapitel 5.1 werden die relevanten Eigenschaften des Antriebs sowie der BZ und des SC beschrieben. Es wird von einem bestehenden, nicht beeinflussbaren Antrieb ausgegangen, dessen Eigenschaften und Dimensionierung vorgegeben sind. Die Eigenschaften und die Leistungen der BZ und des SC werden ebenfalls als gegeben betrachtet, nicht jedoch ihr Verhältnis von Strom zu Spannung. Dieses wird für jede betrachtete Lösung optimal gewählt.

Daraus werden die Anforderungen an die DC/DC-Wandler festgelegt.

Die nächsten drei Unterkapitel 5.2-5.4 beschreiben die prinzipiellen Möglichkeiten, die vom Antrieb vorgegebene Leistung zwischen BZ und SC zu verteilen:

- ohne DC/DC-Wandler,
- mit einem DC/DC-Wandler oder
- mit zwei DC/DC-Wandlern.

Die Vor- und Nachteile der verschiedenen Varianten werden gezeigt und anschliessend in Unterkapitel 5.5 miteinander verglichen. Eine Tabelle fasst die Ergebnisse zusammen. Daraus wird die optimale Schaltungsanordnung bestimmt und in Kapitel 6 weiter untersucht. Dieses Kapitel ist somit sehr wichtig, denn die Ergebnisse der nächsten Kapitel 6, 7 und 8 stützen sich auf die in diesem Kapitel gewählte Schaltungsanordnung.

Im folgenden wird, falls nicht speziell erwähnt, das BZ-System der Einfachheit halber mit BZ bezeichnet. Gemeint ist aber der durch das ganze BZ-System entstehende Energiewandler mit den entsprechenden Eigenschaften (siehe Kapitel 3).

# 5.1 Randbedingungen/Anforderungen an die DC/DC-Wandler

Der in dieser Arbeit betrachtete Antriebsstrang (AS) besteht aus

- der **Brennstoffzelle** (BZ), die als speisende Energiequelle Energie abgeben kann;
- dem **Superkondensator** (SC), der als Kurzzeit-Energiespeicher sowohl Energie liefern als auch aufnehmen kann;
- dem Antrieb, einer durch Wechselrichter (WR) gespeisten Asynchronmaschine (ASM), der im Fahrbetrieb Energie verbraucht und beim elektrischen Bremsen zurückspeist;
- den **DC/DC-Wandlern**, die für die Energieverteilung zwischen BZ, SC und Antrieb sorgen.

Die Kombination der BZ, des SC und der dazugehörigen DC/DC-Wandler wird im folgenden als **DC-Vers**orgung (DC-VS) bezeichnet. Ihre Aufgabe besteht darin, die vom Antrieb vorgegebene Leistung  $P_{WR}$  zu liefern bzw. aufzunehmen und auf die BZ und den SC zu verteilen. In der ganzen Arbeit wird mit  $P_{WR}$  immer die Leistung auf der DC-Seite des WR bezeichnet.

Figur 5.1 zeigt schematisch die Struktur des AS. Die möglichen Leistungsflüsse sind durch gerichtete Pfeile dargestellt.



Figur 5.1: Struktur sowie mögliche Leistungsflüsse des Antriebsstrangs

Die Verteilung der Antriebsleistung  $P_{WR}$  auf die BZ und den SC wird von einer übergeordneten Regelung, die nicht im Zentrum dieser Arbeit steht, vorgegeben. Das vereinfachte Grundprinzip der Leistungsverteilung besteht darin, die BZ mit möglichst konstanter Leistung zu belasten, während der SC die Leistungsfluktuationen des Antriebs aufnimmt (siehe Unterkapitel 2.3 und Abschnitt 8.4.3). Die DC-VS muss dafür entweder die BZ-Leistung  $P_{BZ}$ oder die SC-Leistung  $P_{SC}$  innerhalb der in Gl. (5.1) und (5.2) definierten max. zulässigen Grenzen aktiv einstellen können.

$$0kW \leq P_{BZ} \leq 40kW \tag{5.1}$$

$$-60kW \leq P_{SC} \leq 60kW \tag{5.2}$$

Die nicht vorgegebene Leistung ( $P_{BZ}$  oder  $P_{SC}$ ) ergibt sich unter der Berücksichtigung der Verluste  $P_{v,konv}$  in den DC/DC-Wandlern aus der durch Gl. (5.3) ausgedrückten Leistungsbilanz.

$$P_{BZ} + P_{SC} - P_{v,konv} - P_{WR} = 0 (5.3)$$

Die in Figur 5.1 gezeigte DC-VS kann auf verschiedene Weise aufgebaut werden. BZ und SC können mit dem Antrieb Energie über DC/DC-Wandler austauschen oder sie können mit ihm direkt verbunden werden. Die Konfiguration der DC-VS, die aus DC/DC-Wandler-Grundschaltungen aufgebaut ist, wird optimiert. Der interne Aufbau der DC/DC-Wandler-Schaltungen ist dabei nicht relevant. Es muss also z.B. festgelegt werden, ob zwei DC/DC-Wandler verwendet werden sollen, oder ob eine Lösung mit nur einem DC/DC-Wandler (und in welcher Konfiguration?) besser wäre.

Die DC-VS muss die folgenden – nicht durch Zahlenwerte definierten – übergeordneten **Anforderungen** erfüllen:

- grosse Leistungsdichte (kleines Volumen und Gewicht),
- kleine Verluste (hoher Wirkungsgrad),
- hohe Zuverlässigkeit.

Die wichtigsten **elektrischen Parameter** für die optimale Konfiguration der DC-VS unter Berücksichtigung der oben genannten Anforderungen sind:

- die max. Spannung,
- der max. Spannungshub,
- die max. Leistung und
- der max. zulässige Stromrippel

der einzelnen Komponenten (BZ, SC und Antrieb).

Dabei ist es wichtig zu berücksichtigen, dass immer von einem bestehenden nicht beeinflussbaren Antrieb ausgegangen wird. Bei der BZ und dem SC wird davon ausgegangen, dass ihre Eigenschaften und Leistungen gegeben sind, nicht aber ihr Verhältnis von Strom zu Spannung. Dieses wird immer so gewählt, dass der Aufwand (Definition in Abschnitt 5.3.1) der untersuchten Struktur minimal wird.

In den nächsten drei Abschnitten 5.1.1-5.1.3 werden die oben aufgeführten elektrischen Parameter für die entsprechenden Komponenten eingehend besprochen.

## 5.1.1 Eigenschaften des Antriebs

Der in dieser Arbeit berücksichtigte Antrieb besteht aus einer durch WR gespeisten Asynchronmaschine (ASM). Er ist für ein Fahrzeug der unteren



Figur 5.2: Elektrische Schaltung des Antriebs, der aus einer durch WR gespeisten ASM besteht

Mittelklasse (*VW Bora*, siehe Kapitel 8) ausgelegt. Seine Daten und Eigenschaften sind **typisch** für Fahrzeuge dieser Leistungsklasse.

Der dreiphasige WR besitzt eine konventionelle Topologie bestehend aus drei Halbbrücken, die aus Standard-600V-IGBT mit antiparallelen Dioden aufgebaut sind (siehe Figur 5.2). Im **DC**-Spannungs**z**wischen**k**reis (DC-ZK) des Antriebs sitzen zwei Elkos mit einer resultierenden Kapazität von  $C_{WR} = 2.4mF$ . Die ASM treibt über eine Getriebe-Differential-Reduktion von  $c_{gd} = 8.35$  die Räder des Fahrzeugs an. Mit einem Raddurchmesser von  $d_{rad} = 0.616m$  ergibt sich die Umrechnung der Maschinendrehzahl  $n_{ASM}$ auf die Geschwindigkeit v des Fahrzeugs:

$$v [km/h] = n_{ASM} [min^{-1}] 3.6 \frac{\pi}{60} \frac{d_{rad}}{c_{gd}} = \frac{n_{ASM} [min^{-1}]}{71.913}$$
(5.4)

Die max. Drehzahl der ASM beträgt  $n_{ASM,max} = 10500 min^{-1}$ .

Die vorliegende Arbeit befasst sich nicht mit der Optimierung des Antriebs, sondern betrachtet ihn als gegeben. Insbesondere interessieren die AC-Seite des WR und die Konstruktion der ASM nicht, denn die DC-VS ist direkt mit dem DC-ZK des WR verbunden. Somit spielen ausschliesslich die Vorgänge auf der DC-Seite des WR und deren Folgen auf das Verhalten der ASM für die nachfolgenden Untersuchungen eine Rolle.

Der WR erzeugt aus der gegebenen DC-ZK-Spannung  $u_{ZK}$  eine geschaltete dreiphasige Wechselspannung, mit der die ASM direkt gespeist wird. Die Schaltbefehle für die einzelnen IGBT werden im Modulator mit Hilfe einer Referenzspannung erzeugt, die von einer Stromregelung vorgegeben wird. Diese sorgt dafür, dass die ASM optimal magnetisiert wird und das gewünschte Drehmoment erzeugt [31]. Die ASM arbeitet somit drehmomentgeregelt. Der Fahrer gibt über das Gaspedal das gewünschte Drehmoment vor. Die Power Control Unit (PCU) (siehe Abschnitt 8.3.3) berechnet aufgrund des AS-Zustandes (momentaner Zustand der BZ, des SC, der DC/DC-Wandler und des Antriebs) die max. Leistungsfreigabe des WR, mit der – falls notwendig – das vom Fahrer gewünschte Drehmoment reduziert wird. Das resultierende Soll-Drehmoment wird schlussendlich über Stromregelung, Modulator und WR von der ASM erzeugt. Das Drehmoment kann positiv (antreiben) oder negativ (bremsen) sein. Aufgrund der momentanen Maschinendrehzahl  $n_{ASM}$  und des Antriebswirkungsgrades  $\eta_{Antrieb}$  ergibt sich die mittlere Leistung  $P_{WR} = U_{ZK} \cdot I_{ZK}$  auf der DC-Seite des WR durch:

$$P_{WR} = \frac{2\pi n_{ASM}[min^{-1}]}{60} \frac{m_{ASM}}{\eta_{Antrieb}} \qquad \text{für } n_{ASM} \cdot m_{ASM} > 0 \qquad (5.5)$$

$$P_{WR} = \frac{2\pi n_{ASM}[min^{-1}]}{60} m_{ASM} \eta_{Antrieb} \quad \text{für } n_{ASM} \cdot m_{ASM} < 0 \qquad (5.6)$$

Die Antriebsleistung  $P_{WR}$  kann somit beide Vorzeichen aufweisen und muss durch die BZ oder den SC geliefert (bzw. durch den SC aufgenommen) werden.

Bei der Definition der max. Antriebsleistung muss aufgrund der in Gl. (5.1)

und (5.2) gegebenen Leistungseinschränkungen der DC-VS zwischen **kurz**zeitiger Leistung  $P_{WR,kurz}$  (Grössenordnung von mehreren Sekunden bis zu wenigen Minuten) und **Dauerleistung**  $P_{WR,dauer}$  unterschieden werden. Bei Vernachlässigung der Verluste  $P_{v,konv}$  in den DC/DC-Wandlern ergibt sich:

$$-60kW \leq P_{WR,kurz} \leq 100kW \tag{5.7}$$

$$0kW \leq P_{WR,dauer} \leq 40kW \tag{5.8}$$

Bei allen nachfolgenden Untersuchungen wird die ZK-Spannung  $U_{ZK}$  von der DC-VS vorgegeben und kann vom Antrieb **nicht direkt** beeinflusst werden. Je nach Wahl der DC-VS ist die ZK-Spannung beliebig einstellbar oder sie ergibt sich in Abhängigkeit von gewissen momentanen Systemgrössen, wie z.B. BZ-Spannung  $U_{BZ}$  oder SC-Spannung  $U_{SC}$ . In den drei nächsten Unterkapiteln 5.2-5.4 wird dies anhand verschiedener DC-VS eingehender beschrieben.

Die Grösse der anliegenden ZK-Spannung  $U_{ZK}$  beeinflusst das Verhalten des Antriebs. Die max. erzeugbare dreiphasige WR-Ausgangsspannung (AC-Seite des WR) ist direkt proportional zu  $U_{ZK}$ . Damit das max. erzeugbare Drehmoment  $M_{ASM,max}$  der ASM bei zunehmender Drehzahl  $n_{ASM}$ konstant bleibt, muss die WR-Ausgangsspannung ungefähr proportional zur Drehzahl  $n_{ASM}$  eingestellt werden [31]. Wenn aber die WR-Ausgangsspannung bei gegebener ZK-Spannung  $U_{ZK}$  am Anschlag ist (der WR ist voll ausgesteuert) und die Drehzahl  $n_{ASM}$  weiter erhöht wird, reduziert sich  $M_{ASM,max}$ . Die Magnetisierung der ASM nimmt dann etwa mit  $1/n_{ASM}$  ab und als Folge davon nimmt  $M_{ASM,max}$  auch etwa mit  $1/n_{ASM}$  ab. Die ASM arbeitet im sogenannten Feldschwächbereich (FSB). Dieser wird in der Praxis der Fahrzeugantriebe sehr häufig verwendet, denn er ermöglicht, den Drehzahlbereich der ASM zu erhöhen, ohne die Bauleistung des WR und der ASM zu erhöhen. Zudem benötigen Fahrzeuge im höheren Drehzahlbereich normalerweise keine grosse Drehmomente. Im Bahnbereich z.B. arbeiten die elektrischen Maschinen häufig schon ab einem Drittel der max. Drehzahl im Feldschwächbereich [7].

Um auch bei höheren Drehzahlen ein grosses Drehmoment  $m_{ASM}$  einstellen zu können, ist es also günstig, die ZK-Spannung  $U_{ZK}$  möglichst gross zu halten. Damit reduziert sich der Feldschwächbereich zugunsten des Bereiches, in dem die ASM ihr max. Nenndrehmoment erzeugen kann bzw. im Feldschwächbereich ist die Drehmoment-Einbusse geringer mit zunehmender ZK-Spannung  $U_{ZK}$ . Figur 5.3 zeigt die maximalen Drehmoment- und Leistungsgrenzen sowie den Wirkungsgrad des Antriebs bei Vollast (Leistungsaufnahme) in Abhängigkeit von der Drehzahl  $n_{ASM}$  mit der mittleren ZK-Spannung  $U_{ZK}$  als Parameter. Die Daten stammen aus Messungen am berücksichtigten Antrieb.



Figur 5.3: Verhalten des Antriebs in Funktion der Maschinendrehzahl  $n_{ASM}$  bei Vollast für verschiedene ZK-Spannungen  $U_{ZK}$   $---- U_{ZK} = 350V$   $---- U_{ZK} = 350V$   $---- U_{ZK} = 250V$  $---- U_{ZK} = 250V$ 

Das obere Bild links von Figur 5.3 zeigt, wie das maximale Drehmoment  $M_{ASM,max}$  der ASM bei höheren Drehzahlen  $n_{ASM}$  mit abnehmender ZK-Spannung  $U_{ZK}$  abnimmt. Die Drehzahlen, ab denen der Feldschwächbereich beginnt, können sehr gut herausgelesen werden. Sie liegen für ZK-Spannungen  $U_{ZK}$  von 200V bzw. 400V bei etwa 2000min<sup>-1</sup> bzw. 4000min<sup>-1</sup> oder mit Hilfe von Gl. (5.4) umgerechnet auf die Geschwindigkeit v bei etwa

28 km/h bzw. 56 km/h. Bei tiefen ZK-Spannungen  $U_{ZK}$  macht sich also die Reduktion des max. Drehmoments  $M_{ASM,max}$  schon bei sehr tiefen Geschwindigkeiten v bemerkbar. Zudem zeigt Figur 5.3 deutlich, dass die Drehmoment-Einbusse im Feldschwächbereich gross sein kann.

Die unteren Bilder von Figur 5.3 zeigen, wie die max. mechanische Leistung  $P_{mech,max} = 2\pi/60 \cdot n_{ASM}[min^{-1}] \cdot M_{ASM,max}$  und die max. elektrische Leistung  $P_{WR,max}$  auf der DC-Seite des WR von  $U_{ZK}$  abhängen. Bemerkenswert ist, dass die max. elektrische Leistung  $P_{WR,max}$  immer grösser ist als die max. mechanische Leistung  $P_{mech,max}$ . Der Grund dafür sind die im WR und in der ASM auftretenden Verluste (siehe Gl. 5.5).

Im oberen Bild rechts von Figur 5.3 ist noch der Antriebswirkungsgrad  $\eta_{Antrieb}$  angezeigt. Ersichtlich ist, dass bei Vollast für grosse ZK-Spannungen  $U_{ZK}$  der Antriebswirkungsgrad  $\eta_{Antrieb}$ 

- bei tiefen Drehzahlen  $n_{ASM}$  tendenziell kleiner und
- bei hohen Drehzahlen  $n_{ASM}$  tendenziell grösser ist.

$U_{ZK}[V]$	$\begin{bmatrix} n_{ASM,FSB}[min^{-1}] \\ v_{FSB}[km/h] \end{bmatrix}$	$n_{ASM,pr}[min^{-1}]$ $v_{pr}[km/h]$	$\frac{M_{ASM,max,3000}}{M_{ASM,nenn}}$
200	>1950 >27.1	-	~ 64%
250	>2400 >33.4	-	~ 84%
300	>2900 >40.3	-	~ 97%
350	>7500 > 104.3	3200-7600 44.5-105.7	100%
400	-	>3050 >42.4	100%

Tabelle 5.1 fasst die wichtigsten Ergebnisse aus Figur 5.3 zusammen.

Tabelle 5.1: Drehmoment-Einschränkungen des Antriebs bei verschiedenen<br/>mittleren ZK-Spannungen  $U_{ZK}$ 

Die erste Spalte von Tabelle 5.1 zeigt die Drehzahl  $n_{ASM}$  bzw. die Geschwindigkeit v an, bei denen der Feldschwächbereich aufgrund der zu tiefen ZK-Spannung  $U_{ZK}$  beginnt bzw. das max. Drehmoment  $M_{ASM,max}$  der ASM reduziert wird.

Die zweite Spalte von Tabelle 5.1 zeigt die Drehzahlbereiche an, bei denen

der Antrieb aufgrund fehlender Leistung der DC-VS (siehe Gl. (5.7)) das Nenndrehmoment  $M_{ASM,nenn} \approx 263Nm$  nicht erzeugen kann.

Die dritte Spalte zeigt als Beispiel das bei der Drehzahl  $n_{ASM} = 3000 min^{-1}$ (entspricht etwa v = 42 km/h) max. erzeugbare Drehmoment  $M_{ASM,max,3000}$  in Bezug auf das Nenndrehmoment  $M_{ASM,nenn}$  der ASM.

Aus Tabelle 5.1 ist ersichtlich, dass für ZK-Spannungen  $U_{ZK} < 300V$  Drehmoment-Einbussen schon ab sehr tiefen Drehzahlen bzw. Geschwindigkeiten in Kauf genommen werden müssen. Für  $U_{ZK} < 200V$  sind die Drehmoment-Einbussen sogar sehr gross und nicht mehr zulässig. Für  $U_{ZK} > 300V$  kann das Nenndrehmoment  $M_{ASM,nenn}$  der ASM im unteren Drehzahlbereich  $(n_{ASM} \approx 0...3000min^{-1})$  erzeugt werden. Einschränkungen aufgrund der zu tiefen ZK-Spannung  $U_{ZK}$  gibt es teilweise nur im ganz oberen Drehzahlbereich (z.B. ab  $n_{ASM} \ge 7500min^{-1}$  für  $U_{ZK} \approx 350V$ ). Für  $U_{ZK} \approx 400V$  gibt es unter Betrachtung von Gl. 5.7 keinen Drehmomentverlust aufgrund der zu tiefen ZK-Spannung  $U_{ZK}$ .

Als Schlussfolgerung kann also gesagt werden, dass die ZK-Spannung  $U_{ZK}$  nicht konstant sein muss. Um das max. Drehmoment der ASM im mittleren und hohen Drehzahlbereich aber nicht zu stark zu reduzieren, ist eine grosse ZK-Spannung  $U_{ZK}$  erwünscht.

Die max. Leistungsdynamik, d.h. die max. Leistungsänderungs-Geschwindigkeit des Antriebs ist relativ gross. Sie kann prinzipiell eingeschränkt werden. Dies ist aber unerwünscht, denn sie beeinflusst direkt die Fahrdynamik (Drehmomentdynamik) des Fahrzeugs. Eine zu geringe Fahrdynamik verleiht dem Fahrer das Gefühl eines "zu langsam reagierenden" Fahrzeugs, was sehr unangenehm ist. Eine vernünftige max. Leistungsdynamik liegt erfahrungsgemäss bei etwa 300kW/s. Diese muss von der DC-VS nachgeliefert werden.

An dieser Stelle sei noch erwähnt, dass am ZK zusätzlich zum WR die Fahrzeugheizung sowie ein DC/DC-Wandler für die 12V-Bordnetzversorgung angeschlossen sind. Da diese Verbraucher im Vergleich zum WR aber eine geringe Leistung aufweisen, werden sie vernachlässigt.

## 5.1.2 Eigenschaften der Brennstoffzelle (BZ)

Dieser Abschnitt bezieht sich auf die in Kapitel 3 gemachten Überlegungen. Für Automobilanwendungen werden PEM-BZ bevorzugt. Eine gegebene PEM-BZ-Zelle erzeugt eine von ihrem Strom  $I_{BZ-Z}$  abhängige Gleichspannung  $U_{BZ-Z}$  im Bereich  $U_{BZ-Z} = 0.5...1V$ . Der exakte Betrag der Zellenspannung  $U_{BZ-Z}$  bei gegebenem Strom  $I_{BZ-Z}$  hängt von vielen Parametern ab, wie z.B. Druck, Temperatur, Befeuchtung,  $\lambda$  (siehe Abschnitt 3.5.3). Während des Betriebs können solche Parameter variieren und beeinflussen die BZ-Kennlinie unmittelbar. Da aber die wichtigsten Parameter, nämlich Druck, Temperatur, Befeuchtung und  $\lambda$  im Betrieb etwa konstant geregelt werden, wird in erster Näherung von einer stationären Brutto-Strom-/Spannungskennlinie ausgegangen.

Um die in der Praxis notwendigen grösseren Spannungen zu erreichen, werden BZ-Zellen in Serie geschaltet und bilden sogenannte BZ-Stapel. Durch die Wahl der Anzahl der in Serie geschalteten BZ-Zellen in einem Stapel und der in Serie geschalteten BZ-Stapel kann die absolute Spannung der BZ praktisch beliebig gewählt werden. Diese soll im folgenden nicht festgelegt werden, sondern als wählbarer Parameter bleiben. Sie wird in den nächsten Unterkapiteln 5.3 und 5.4 bei jeder untersuchten DC-VS optimal festgelegt.

Der BZ-Stromrippel  $\Delta i_{BZ}$  sollte in seiner Amplitude begrenzt bleiben. Ein grosser Stromrippel erzeugt in der BZ Zusatzverluste, die deren Wirkungsgrad reduzieren. Zudem könnten "Hotspots" innerhalb der BZ auftreten, die zur thermischen Zerstörung führen könnten (siehe Unterkapitel 3.6). Im folgenden wird der max. BZ-Stromrippel  $\Delta I_{BZ,max}$  wie folgt begrenzt:  $\Delta I_{BZ,max} \leq \pm 5\% I_{BZ,max}$ .

Der BZ-Strom  $i_{BZ}$  darf nie – wenn auch kurzzeitig – negativ werden. Wenn dies passiert, steigt die BZ-Spannung  $u_{BZ}$  über ihre Leerlaufspannung an (siehe Figur 3.8). Sie nimmt Leistung auf. Es findet Elektrolyse statt, die zur Stoffzersetzung in der BZ führt. Die BZ wird irreversibel beschädigt und verliert an Güte. Bei der Auslegung einer evtl. vorhandenen Leistungselektronik muss also unbedingt beachtet werden, dass nie negative Ströme durch die BZ fliessen dürfen.

Es wird angenommen, dass die für die Funktion der BZ benötigten Hilfsbetriebe (Hauptverbraucher: Luftverdichter) direkt ab BZ gespeist werden (siehe Unterkapitel 3.4). Figur 5.4 zeigt die Brutto- und Nettokennlinien der BZ. Die Bruttokennlinie beschreibt das Verhältnis von eigentlichem BZ-Strom zu BZ-Spannung, während die Nettokennlinie diejenige Kennlinie beschreibt, die die an der BZ angeschlossenen Verbraucher sehen. Bei gegebener Spannung ist somit der durch die Nettokennlinie gegebene Strom bereits der Verbraucherstrom  $I_{BZ}$ . Die Bruttokennlinie geht davon aus, dass die Hilfsbetriebe im Leerlauf ( $P_{BZ} = 0$ ) nicht abgeschaltet werden, damit eine Erhöhung der BZ-Leistung  $P_{BZ}$  nicht zusätzlich stark verzögert wird. Weitere Eigenschaften des BZ-Systems können in Unterkapitel 3.4 nachgelesen werden.



Figur 5.4: Stationäre Brutto- und Netto-Spannungs- (links) und Leistungskennlinien (rechts) des BZ-Systems in Funktion des Stromes

Figur 5.4 links zeigt, dass die von der BZ erzeugte Gleichspannung  $U_{BZ-K}$  mit zunehmendem Strom  $I_{BZ-K}$  abnimmt. Ersichtlich ist, dass die vom Verbraucher gesehene Nettokennlinie etwas tiefer liegt und steiler verläuft als die Bruttokennlinie. Figur 5.4 rechts zeigt, dass mit zunehmendem Strom  $I_{BZ-K}$  sowohl die Bruttoleistung als auch die Nettoleistung trotz fallender Spannung zunehmen.

Für die weiteren Überlegungen wird von einer – heute realisierbaren – BZ ausgegangen, die für die betrachtete Anwendung **typische** Daten besitzt. Die BZ wird bezüglich der Spannung und des Stromes skalierbar gemacht. Güte, Verluste sowie Leistungen an der BZ sind von der Skalierung nicht betroffen. Lediglich das Verhältnis von Strom zu Spannung wird nicht festgelegt und kann für jede Anwendung optimal gewählt werden. Die für den Verbraucher sichtbare BZ-Kennlinie ist die Nettokennlinie von Figur 5.4 links und wird mit Hilfe des Strom-Spannungs-Skalierungsfaktors  $z_{BZ}$  wie folgt definiert:

$$U_{BZ} = U_{BZ-K} \cdot z_{BZ} \qquad I_{BZ} = \frac{I_{BZ-K}}{z_{BZ}}$$

$$P_{BZ,max} = 40kW$$
  $\Delta I_{BZ,max} \leq \pm 5\% I_{BZ,max}$  (5.9)

Daraus folgt (siehe auch Figur 5.4):

$$I_{BZ,max} = \frac{170A}{z_{BZ}}$$
  $U_{BZ,max} = 343V \cdot z_{BZ}$  (5.10)

Der max. Spannungshub  $\Delta U_{BZ,max}$  beträgt gemäss der Kennlinie aus Figur 5.4 links etwa 31%  $U_{BZ,max}$ . Um allerdings dem Umstand Rechnung zu tragen, dass die BZ-Kennlinie durch die variierenden Betriebsparameter der BZ (siehe Abschnitt 3.5.3) doch zusätzlich beeinflusst werden kann, wird davon ausgegangen, dass der max. Spannungshub  $\Delta U_{BZ,max}$  gemäss Gl. (5.11) im praktischen Betrieb etwas grösser werden kann:

$$\Delta U_{BZ,max} = 40\% U_{BZ,max} \tag{5.11}$$

Die im Versuchsfahrzeug Hy. Power (siehe Kapitel 8) eingesetzten BZ entsprechen der obigen Definition mit einem Skalierungsfaktor  $z_{BZ} = 1$ .

Die Einschränkung auf die obige BZ reduziert die Allgemeinheit der daraus folgenden Überlegungen nicht wesentlich, denn alle PEM-BZ haben ähnliche Strom-/Spannungskennlinien. Zudem ist in ferner Zukunft davon auszugehen, dass die BZ-Kennlinie die gleiche Form aufweisen wird, dies allerdings bei grösserer Stromdichte. Bei gleichen Leistungsanforderungen werden also die Baugrösse der BZ kleiner werden, deren elektrischen Eigenschaften allerdings ähnlich bleiben.

Die Leistungsdynamik der BZ ist prinzipiell hoch. Sie ist aber in der Praxis aufgrund des BZ-Systems stark begrenzt. Die einschränkende Komponente ist der Luftverdichter, der die Luft durch die BZ nachliefern muss. Die max. Leistungszunahme des BZ-Systems liegt beim betrachteten System bei etwa 1...5kW/s.

## 5.1.3 Eigenschaften des Superkondensators (SC)

Dieser Abschnitt bezieht sich auf die in Kapitel 4 gemachten Überlegungen. Für die weiteren Betrachtungen wird der SC gemäss Figur 5.5 als ideale Kapazität  $C_{SC}$  mit Seriewiderstand  $R_{SC}$  modelliert.

Da bei Automobilanwendungen organische Elektrolyten bevorzugt werden, beträgt die maximale Spannung einer SC-Zelle etwa 2.5V. Die SC-Zellen werden in Serie bzw. parallel geschaltet und bilden sogenannte SC-Module. Durch die Wahl der Anzahl der in Serie geschalteten SC-Zellen in einem Modul und der in Serie geschalteten Module kann also die max. SC-Span-



Figur 5.5: Verwendetes SC-Ersatzschaltbild (vergleiche Figur 4.4)

nung  $U_{SC,max}$  praktisch beliebig gewählt werden. Diese Spannung soll an dieser Stelle nicht festgelegt werden, sondern als wählbarer Parameter bleiben. Sie wird in den nächsten Unterkapiteln 5.3 und 5.4 bei jeder untersuchten DC-VS optimal festgelegt.

Der max. innere kapazitive Spannungshub  $\Delta U_{SCi,max}$  des SC kann prinzipiell gewählt werden. Je grösser  $\Delta U_{SCi,max}$  gewählt wird, desto grösser ist die Energieausnutzung des SC (siehe Gl. (4.5)). Allerdings bedingt ein grosser Spannungshub  $\Delta U_{SCi,max}$ , dass der SC auch tiefere Spannungen annehmen wird, was bei hohem Leistungsbedarf  $P_{SC} = U_{SC} \cdot I_{SC}$  einen hohen SC-Strom  $I_{SC}$  hervorruft. Grosse SC-Ströme belasten den SC thermisch, reduzieren seinen Wirkungsgrad  $\eta_{SC}$  und bedingen die entsprechende Überdimensionierung einer evtl. vorhandenen Leistungselektronik am SC. Infolgedessen ist es sinnvoll, den Spannungshub  $\Delta U_{SCi,max}$  auf einen vernünftigen Wert zu begrenzen. In der Praxis wird häufig  $\Delta U_{SCi,max} = U_{SCi,max}/2$  gewählt. Bei einer solchen Auslegung kann max. 3/4 der im SC gespeicherten Energie  $E_{SCi,max}$  ausgenützt werden und bei entsprechender Strombegrenzung kann dem SC im unteren SC-Spannungsbereich noch eine vernünftige Leistung entzogen werden (siehe Figur 5.6).

Die SC-Klemmenspannung  $U_{SC}$  unterscheidet sich von der inneren kapazitiven SC-Spannung  $U_{SCi}$  um den ohmschen Spannungsabfall  $R_{SC} \cdot I_{SC}$ (siehe Figur 5.5). Dies hat aufgrund der beiden möglichen SC-Stromrichtungen zur Folge, dass die max. SC-Klemmenspannung  $U_{SC}$  grösser als seine max. innere Spannung  $U_{SCi}$  und dass die min. SC-Klemmenspannung  $U_{SC}$ kleiner als seine min. innere Spannung  $U_{SCi}$  sein wird. Mit anderen Worten wird der max. Spannungshub  $\Delta U_{SC,max}$  an den SC-Klemmen grösser sein als der max. innere kapazitive Spannungshub  $\Delta U_{SCi,max}$ . Dies erschwert die Auslegung einer evtl. vorhandenen Leistungselektronik und muss berücksichtigt werden, weil der SC-Widerstand  $R_{SC}$  relativ gross und somit nicht vernachlässigbar ist (siehe Gl. (5.12) und (5.13)). Der SC-Stromrippel  $\Delta i_{SC}$  sollte in seiner Amplitude begrenzt bleiben. Ein grosser Stromrippel erzeugt im SC Zusatzverluste, die dessen Wirkungsgrad reduzieren. Zudem könnten "Hotspots" innerhalb des SC auftreten, die zu seiner thermischen Zerstörung führen könnten (siehe Unterkapitel 4.6). Im folgenden wird der max. SC-Stromrippel wie folgt begrenzt:  $\Delta I_{SC,max} \leq \pm 5\% I_{SC,max}$ .

Für die weiteren Überlegungen wird von einem – heute realisierbaren – SC ausgegangen, der für die betrachtete Anwendung **typische** Daten besitzt. Der SC wird bezüglich der Spannung und des Stromes skalierbar gemacht. Güte, Verluste, Energieinhalt sowie Leistungen am SC sind von der Skalierung nicht betroffen. Lediglich das Verhältnis von Strom zu Spannung wird nicht festgelegt und kann für jede Anwendung optimal gewählt werden. Der SC wird also mit Hilfe des Strom-Spannungs-Skalierungsfaktors  $z_{SC}$  wie folgt definiert:

250 1

$$U_{SCi,max} = 360V \cdot z_{SC}$$
  $I_{SC,max} = \pm \frac{250A}{z_{SC}}$ 

$$P_{SC,max} = \pm 60kW$$

$$R_{SC} = 0.11\Omega \cdot z_{SC}^2 \qquad C_{SC} = \frac{21F}{z_{SC}^2}$$

$$\Delta U_{SCi,max} = \frac{1}{2} \cdot U_{SCi,max} \qquad \Delta I_{SC,max} \leq \pm 5\% I_{SC,max} (5.12)$$

Daraus folgt (siehe auch Figur 5.6):

$$\Delta U_{SC,max} \cong 60\% \cdot U_{SC,max} \quad E_{SCi,nutz,max} = \frac{3}{4} E_{SCi,max} \quad (5.13)$$

Die im Versuchsfahrzeug Hy. Power (siehe Kapitel 8) eingesetzten SC entsprechen der obigen Definition mit einem Skalierungsfaktor  $z_{SC} = 1$ .

Die Einschränkung auf dem obigen SC reduziert die Allgemeinheit der darauf folgenden Überlegungen nicht wesentlich, denn der Grossteil des SC-Spannungshubs  $\Delta U_{SC,max}$  wird durch den inneren kapazitiven Spannungshub  $\Delta U_{SCi,max}$  hervorgerufen. Die Festlegung von  $\Delta U_{SCi,max}$  wird bei jeder Anwendung aus einem Kompromiss zwischen SC-Ausnutzung und Dimensionierung bzw. Verhalten des Gesamtsystems SC/Leistungselektronik bestimmt. Zudem ist der SC-Widerstand  $R_{SC}$  der einzige relevante Parameter für die Auslegung einer leistungselektronischen Schaltung, der in ferner Zukunft verbessert wird. Dieser hat – bei gegebener Leistung  $P_{SC}$  – auf den Spannungshub  $\Delta U_{SC,max}$  allerdings nur einen geringen Einfluss (siehe Gl. (5.12) und (5.13)) und beeinflusst somit die Allgemeinheit der getroffenen Annahmen kaum.

Das obere Bild von Figur 5.6 zeigt grau ausgefüllt die an den SC-Klemmen nutzbare Leistung  $P_{SC}$  in Funktion der Klemmenspannung  $U_{SC}$  (bzw.  $U_{SC}/z_{SC}$ ) unter Berücksichtigung der Gl. (5.12). Man sieht, wie der nutz-



Figur 5.6: Möglicher Leistungsbereich  $P_{SC}$  des SC in Funktion von  $U_{SC}/z_{SC}$  (oben) und SC-Strom  $I_{SC} \cdot z_{SC}$  bei  $P_{SC} = -60,-40,$ -20,0,20,40,60kW in Funktion von  $U_{SCi}/z_{SC}$  (unten)

bare Leistungsbereich des SC durch die max. Leistung  $P_{SC,max}$ , den max. Strom  $I_{SC,max} \cdot z_{SC}$  und die max.  $(U_{SCi,max}/z_{SC})$  und min. Spannung  $(U_{SCi,min}/z_{SC})$  eingeschränkt wird. Insbesondere fällt auf, dass die Leistungseinschränkung aufgrund der Strombegrenzung bei tiefen SC-Spannungen  $U_{SC}$  relativ gering bleibt.

Das untere Bild von Figur 5.6 zeigt den SC-Strom  $I_{SC}$  (bzw.  $I_{SC} \cdot z_{SC}$ ) der bei gegebener Spannung  $U_{SCi}$  (bzw.  $U_{SCi}/z_{SC}$ ) die Klemmenleistung  $P_{SC}$ erzeugt. Daraus geht klar hervor, dass die Strombegrenzung – der erlaubte Strombereich ist dunkel ausgefüllt – Sinn macht. Ohne sie würde der SC bei tiefen Spannungen – mit schlechtem Wirkungsgrad – zwar etwas mehr Leistung liefern können, allerdings müsste die Leistungselektronik strommässig um einen grossen Faktor (hier 1.86) überdimensioniert werden.

Die Leistungsdynamik des SC ist hoch. Sie ist im wesentlichen durch die kleine parasitäre Induktivität des Aufbaus gegeben. Der SC kann also sehr schnellen und grossen Leistungsänderungen nachkommen.

## 5.1.4 Systemanforderungen

In diesem Abschnitt werden kurz die für die Leistungselektronik relevanten Systemanforderungen für die BZ- und die SC-Seite sowie für den Antrieb zusammengefasst. Tabelle 5.2 fasst die Ergebnisse aus den drei letzten Abschnitten 5.1.1-5.1.3 zusammen.

	max	max.	relativer	Relativer	
	Leistung	Span-	Spannungshub	Stromrippel	Dranamila
	P	nung	$\Delta U_{max}$	$\Delta I_{max}$	Dynamik
	1 max	U <sub>max</sub>	U <sub>max</sub>	I <sub>max</sub>	
BZ	40kW	frei	40%	$<\pm 5\%$	klein
SC	60kW	frei	60%	< ± 5%	gross
Antrieb	100kW	400V	50%	-	gross

Tabelle 5.2:	Eigenschaften der drei Hauptkomponenten
	(BZ, SC und Antrieb)

Die DC/DC-Wandler haben die allgemeine Aufgabe, die vom WR vorgegebene Leistung  $P_{WR}$  gemäss Vorgabe zwischen BZ und SC zu verteilen.

Zudem müssen noch für die DC/DC-Wandler die folgenden **Randbedingungen** bzw. **Anforderungen** erfüllt werden:

- hohe Leistungsdichte bzw. kleines Volumen und Gewicht,
- hoher Wirkungsgrad bzw. kleine Verluste,

• hohe Umgebungstemperatur.

Eine galvanische Trennung zwischen BZ, SC und Antrieb ist im Fahrzeug **nicht** notwendig.

# 5.2 Kopplung *ohne* DC/DC-Wandler

Die einfachste Möglichkeit, die BZ und den SC mit dem ZK des Antriebs elektrisch zu koppeln, kann durch eine Parallelschaltung ohne DC/DC-Wandler erfolgen. Figur 5.7 zeigt das entsprechende Schaltbild.



#### Figur 5.7: Kopplung der BZ und des SC mit dem Antrieb ohne DC/DC-Wandler

Eine Serieschaltung der BZ mit dem SC wäre gar nicht möglich, denn der SC könnte aufgrund der verbotenen negativen Stromrichtung der BZ gar nicht aufgeladen werden.

Die in Figur 5.7 gezeigte Schaltung ist allerdings nicht sinnvoll, denn sie erfüllt die in Abschnitt 5.1.4 gestellten Anforderungen nicht:

• Die Antriebsleistung  $P_{WR} = U_{ZK} \cdot I_{ZK}$  kann nicht beliebig zwischen BZ und SC aufgeteilt werden. Bei einer Erhöhung der Antriebsleistung  $P_{WR}$  entlädt sich der SC, was aufgrund der BZ-Kennlinie gemäss Figur 5.4 eine grössere BZ-Leistung  $P_{BZ} = U_{BZ} \cdot I_{BZ}$  hervorruft. Dies geschieht solange, bis der stationäre Zustand erreicht ist, d.h. bis der SC sich nicht mehr entlädt. Die Antriebsleistung  $P_{WR}$  wird dann ausschliesslich von der BZ geliefert. Es gilt dann  $P_{WR} = P_{BZ}$ .

Bei einer Reduzierung der Antriebsleistung  $P_{WR}$  lädt sich der SC auf,

was aufgrund der BZ-Kennlinie gemäss Figur 5.4 eine kleinere BZ-Leistung  $P_{BZ}$  hervorruft. Dies geschieht solange, bis der stationäre Zustand erreicht ist, d.h. bis der SC sich nicht mehr auflädt. Die Antriebsleistung  $P_{WR}$  wird dann ausschliesslich von der BZ geliefert. Es gilt dann  $P_{WR} = P_{BZ}$ .

Der SC wirkt also ausschliesslich als Tiefpassfilter für die BZ-Leistung.

• Die Spannungsbereiche der BZ und des SC passen nicht genau zusammen ( $\Delta U_{SC,max} > \Delta U_{BZ,max}$ ).

Aus diesen Gründen wird diese Variante verworfen und nicht weiter untersucht.

## 5.3 Kopplung mit einem DC/DC-Wandler

Die zweite Möglichkeit, die BZ und den SC mit dem ZK des Antriebs elektrisch zu koppeln, kann mit **einem DC/DC-Wandler** erfolgen. Dadurch kann nur **eine** vollständige **Spannungsentkopplung** realisiert werden. Somit kann dank der Stellfunktion des DC/DC-Wandlers zwischen zwei unabhängigen Spannungsquellen mit unterschiedlichen Spannungsniveaus Energie gemäss Vorgabe ausgetauscht werden, womit – zusammen mit der durch Gl. (5.3) ausgedrückten Leistungsbilanz – die Verteilung der Antriebsleistung  $P_{WR}$  auf die BZ und den SC innerhalb der Spezifikationen frei bestimmt werden kann. Da der AS aber aus drei verschiedenen Spannungsquellen (BZ, SC und Antrieb) mit nur einer Spannungsentkopplung besteht, ist der Betrag der ZK-Spannung des Antriebs **nicht** frei wählbar, wodurch bei tieferen ZK-Spannungen  $U_{ZK}$  und höheren Drehzahlen  $n_{ASM}$  Drehmoment-Einbussen des Antriebs in Kauf genommen werden müssen (siehe Abschnitt 5.1.1).

In den nächsten Abschnitten 5.3.1-5.3.3 werden drei mögliche AS-Varianten vorgeschlagen, die jeweils die BZ und den SC mit dem Antrieb mit Hilfe eines einzigen DC/DC-Wandlers koppeln. Ihre Vor- und Nachteile werden eingehend untersucht.

## 5.3.1 SC-seitiger DC/DC-Wandler (Variante 1)

In diesem Abschnitt wird vom AS in Figur 5.8 ausgegangen.

Die BZ wird direkt parallel mit dem ZK des Antriebs verbunden. Es wird angenommen, dass die BZ selber immer eine min. Leistung - z.B. die für die Speisung der BZ-Hilfsbetriebe (siehe Unterkapitel 3.4) nötige Leistung -



Figur 5.8: Elektrische Kopplung des SC über einen DC/DC-Wandler mit dem parallel zur BZ geschalteten Antrieb

liefert, so dass ihr Strom auch bei tiefer oder verschwindender Leistungsentnahme aus dem BZ-System ( $P_{BZ} = U_{BZ} \cdot I_{BZ} = 0$ ,  $I_{BZ} = 0$ ) auch kurzzeitig nicht negativ werden kann. Eine zur BZ in Serie geschaltete Diode kann somit weggelassen werden.

Der SC ist über einen DC/DC-Wandler mit dem parallel zur BZ geschalteten Antrieb verbunden.

Während des Betriebs bezieht der Antrieb die Leistung  $P_{WR} = U_{ZK} \cdot I_{ZK}$ . Der DC/DC-Wandler bezieht die vorgegebene Leistung  $P_{SC} = U_{SC} \cdot I_{SC}$ aus dem SC. Daraus ergibt sich die BZ-Leistung  $P_{BZ} = U_{BZ} \cdot I_{BZ}$  als Differenzleistung (zuzüglich der Verluste  $P_{v, konv, SC}$  im DC/DC-Wandler):

$$P_{BZ} = P_{WR} - P_{SC} + P_{v, konv, SC}$$

Die Grundfunktion der frei wählbaren Leistungsverteilung der Antriebsleistung  $P_{WR}$  zwischen der BZ und dem SC ist somit gewährleistet. Bei grosser Leistungsdynamik des Antriebs muss der DC/DC-Wandler schnell reagieren können, damit die schnellen Leistungsänderungen des Antriebs nicht von der BZ übernommen werden müssen. Dies bedingt also eine hochdynamische Auslegung des DC/DC-Wandlers.

Die BZ-Spannung  $U_{BZ}$ , die gleichzeitig auch die ZK-Spannung  $U_{ZK} = U_{BZ}$  darstellt, nimmt den durch die BZ-Nettokennlinie aus Figur 5.4 links gegebenen Wert an. Der maximale Spannungshub am DC-ZK des Antriebs beträgt gemäss Gl. (5.11) 40% seiner max. Spannung  $U_{ZK, max}$ . Also gilt für die minimale ZK-Spannung:  $U_{ZK,min} = 0.6 \cdot U_{ZK,max}$ . Der Antrieb muss somit bei tiefer BZ-Spannung – also gemäss Figur 5.4 bei grosser BZ-Leistung  $P_{BZ}$  – gemäss Figur 5.3 und Tabelle 5.1 eine relativ grosse Reduktion des max. erzeugbaren Drehmoments in Kauf nehmen.

Nun sollen noch die Einflüsse des oben beschriebenen AS auf das Volumen, das Gewicht und die Kosten – im folgenden **Aufwand** benannt – des DC/DC-Wandlers untersucht werden. Dafür wird als DC/DC-Wandler ein **Aufwärts-/ Abwärtssteller** verwendet. Für diese Anwendung ist es die einfachste und sinnvollste Schaltung, denn

- die Leistungskomponenten (BZ, SC und Antrieb) können so ausgelegt werden, dass sie etwa im gleichen Spannungsbereich liegen und
- eine galvanische Trennung zwischen der BZ, dem SC und dem Antrieb ist nicht notwendig.

Andere Schaltungstopologien werden im folgenden nicht in Betracht gezogen. Sie wären für diese Anwendung bezüglich Aufwand und Verluste nicht optimal. Zudem würden sie den Vergleich nur erschweren, ohne wesentliche Aspekte aufzudecken. Der AS aus Figur 5.8 mit dem DC/DC-Wandler als Aufwärts-/Abwärtssteller ist in Figur 5.9 dargestellt.



Figur 5.9: Elektrische Kopplung des SC über einen Aufwärts-/Abwärtssteller mit dem parallel zur BZ geschalteten Antrieb

## Referenzschaltung

Um den Aufwand des DC/DC-Wandlers mit DC/DC-Wandlern anderer AS-Varianten vergleichen zu können, wird eine Referenzschaltung mit gleicher Topologie definiert. Sie ist mit den entsprechenden Signaldefinitionen in Figur 5.10 dargestellt.

Alle Variablen, die sich auf die Referenzschaltung beziehen, werden mit dem Index ref bezeichnet.

Für den Vergleich der DC/DC-Wandler mit der Referenzschaltung aus Figur 5.10 werden folgende Annahmen getroffen, die einen groben Vergleich der verschiedenen AS ermöglichen sollen:



Figur 5.10: Vergleichsschaltung mit entsprechenden Signaldefinitionen

- Der Aufwand eines DC/DC-Wandlers wird am Aufwand der Leistungshalbleiter HL, der Drossel L und des Kondensators C des DC/DC-Wandlers gemessen.
- Der Halbleiteraufwand ist proportional zum Produkt aus max. Sperr-
- spannung<sup>1</sup> (~ $U_{C, peak}$ ) und max. (abzuschaltenden) Strom  $I_{HL, peak}$ . Der Drosselaufwand ist proportional zu  $(LI_{L,eff,max}\Delta I_{L,max})^{3/4}$ . Diese Annahme wird in [30] für Wechselspannungsdrosseln hergeleitet und in Abschnitt 6.4.6 für die betrachtete Gleichstromanwendung bestätigt.
- Der Kondensatoraufwand ist proportional zu deren max. Energieinhalt  $E_{C,max}$ .
- Der max. Stromrippel  $\Delta I_{K, max}$  ist proportional zum max. mittleren Strom  $I_{K, max}$  der angeschlossenen Komponente (siehe auch Gl. (5.9) und (5.12)). Daraus folgt auch:  $I_{HL, peak} \sim I_{HL, max}$ .
- Der max. Spannungsrippel  $\Delta U_{C, max}$  ist proportional zur max. mittleren Spannung  $U_{C, max}$ . Daraus folgt auch:  $U_{C, peak} \sim U_{C, max}$ .

Daraus lassen sich die folgenden Proportionalitäten herleiten:

Halbleiteraufwand	$\sim U_{HL, max} \cdot I_{HL, max}$
Drosselaufwand	$\sim \left( L I_{L,eff,max} \Delta I_{L,max} \right)^{3/4}$
Kondensatoraufwand	$\sim CU_{C,max}^2$
$\Delta I_{K, max}$	$\sim I_{K, max}$

<sup>1)</sup> Der Index *peak* bezeichnet den max. Wert einer Grösse überhaupt, während max deren max. Mittelwert bezeichnet (siehe das Symbolverzeichnis auf Seite 15).

$$\Delta U_{C, max} \sim U_{C, max} \tag{5.14}$$

Mit Figur 5.10 und Gl. (6.11) bzw. (6.12) folgt:

$$\Delta I_{L, max} \sim \frac{U_{C, max}}{L}$$

$$\Delta U_{C, max} \sim \frac{I_{C, max}}{C} \sim \frac{I_{K, max}}{C}$$
(5.15)

Aus Gl. (5.14), (5.15) und Figur 5.10 folgt dann direkt<sup>2</sup>:

Halbleiteraufwand	$\sim U_{C, max} \cdot I_{K, max}$	
Drosselaufwand	$\sim \left( U_{C, max} \cdot I_{K, max} \right)^{3/4}$	
Kondensatoraufwand	$\sim U_{C, max} \cdot I_{K, max}$	(5.16)

oder vereinfacht:

*HL*- und *C*-Aufwand 
$$\sim U_{C, max} \cdot I_{K, max}$$
  
*L*-Aufwand  $\sim (U_{C, max} \cdot I_{K, max})^{3/4}$  (5.17)

Der Aufwand eines DC/DC-Wandlers mit den oben gemachten Annahmen ist also nach Gl. (5.17) für die Halbleiter und die Kondensatoren direkt proportional zum Produkt aus max. Spannung  $U_{C,max}$  und max. Strom  $I_{K,max}$  und für die Drosseln proportional zum erwähnten Produkt hoch 3/4. Es sei an dieser Stelle nochmals erwähnt, dass diese Rechnung eine erste grobe Näherung darstellt.

Für die weiteren Vergleiche werden die beiden Gl. (5.17) verwendet. Jeder untersuchte AS wird mit der Referenzschaltung verglichen, bei der der max. Strom  $I_{K,ref,max}$  dem max. SC-Strom  $I_{SC,max}$  gleichgesetzt wird.

$$I_{K,ref,max} = I_{SC,max}$$
(5.18)

<sup>2)</sup> Es wird davon ausgegangen, dass der DC/DC-Wandler im kontinuierlichen Betrieb arbeitet. Daraus folgt zusammen mit Gl. (5.14):  $I_{L,eff,max} \sim I_{L,max}$ .

Dies muss vor allem für die Vergleiche der anderen Varianten unbedingt beachtet werden.

Die max. Spannung  $U_{K,max}$  sollte so gross wie möglich gewählt werden, damit der Strom  $I_{K,max}$  und damit der Schaltungsaufwand minimal wird. Damit der DC/DC-Wandler richtig arbeiten kann, wird

$$U_{K,max} = 0.95 \cdot U_{C,min} \tag{5.19}$$

gewählt.

#### Vergleich der Variante 1 mit der Referenzschaltung

Die max. Zwischenkreispannung der Variante 1 und der Referenzschaltung werden gleich gewählt. Aufgrund der durch die BZ bedingten variablen ZK-Spannung  $U_{ZK} = U_{BZ}$  muss die max. SC-Spannung  $U_{SC, max}$  bei Variante 1 (mindestens) um den Faktor 1.67 (1/0.6) kleiner gewählt werden als die Spannung  $U_{K,ref,max}$  der Referenzschaltung. Dies bedingt bei der Variante 1 im Vergleich zur Referenzschaltung einen um den Faktor 1.67 grösseren max. SC-Strom  $I_{SC, max}$ .

Tabelle 5.3 fasst den Vergleich zwischen der Variante 1 und der Referenzschaltung zusammen. Damit der Bezug zu den entsprechenden AS klar wird, wird in der ersten Spalte der Tabellen 5.3-5.7 der Index C durch den Index ZK ersetzt.

	Referenzschaltung	Variante 1
U <sub>ZK</sub>	U <sub>C,ref</sub>	$0.61 \cdot U_{C, ref}$
U <sub>ZK, max</sub>	U <sub>C, ref</sub>	U <sub>C, ref</sub>
U <sub>SC,max</sub>	$0.95 \cdot U_{C, ref}$	$0.95 \cdot 0.6 \cdot U_{C, ref}$
I <sub>SC, max</sub>	I <sub>K, ref,max</sub>	$1/0.6 \cdot I_{K, ref, max}$
<i>HL-/C</i> -Aufwand	100%	167%
L-Aufwand	100%	147%

 Tabelle 5.3:
 Vergleich zwischen der Variante 1 und der Referenzschaltung

Der Aufwand der Variante 1 ist im Vergleich zur Referenzschaltung für die Halbleiter und die Kondensatoren um den Faktor 1.67 und für die Drosseln um den Faktor 1.47 grösser.

#### 5.3.2 BZ-seitiger DC/DC-Wandler (Variante 2)

In diesem Abschnitt wird vom AS in Figur 5.11 ausgegangen.



Figur 5.11: Elektrische Kopplung der BZ über einen DC/DC-Wandler mit dem parallel zum SC geschalteten Antrieb

Der SC wird direkt parallel mit dem ZK des Antriebs verbunden. Die BZ ist über einen DC/DC-Wandler mit dem parallel zum SC geschalteten Antrieb verbunden.

Während des Betriebs bezieht der Antrieb die Leistung  $P_{WR} = U_{ZK} \cdot I_{ZK}$ . Der DC/DC-Wandler bezieht die vorgegebene Leistung  $P_{BZ} = U_{BZ} \cdot I_{BZ}$ aus der BZ. Daraus ergibt sich die SC-Leistung  $P_{SC} = U_{SC} \cdot I_{SC}$  als Differenzleistung (zuzüglich der Verluste  $P_{v, konv, BZ}$  des DC/DC-Wandlers):

$$P_{SC} = P_{WR} - P_{BZ} + P_{v, konv, BZ}$$

Die Grundfunktion der freien Leistungsverteilung der Antriebsleistung  $P_{WR}$  zwischen der BZ und dem SC ist somit gewährleistet. Bei grosser Leistungsdynamik des Antriebs werden die Leistungsänderungen direkt vom SC übernommen. Der DC/DC-Wandler muss also nicht hochdynamisch ausgelegt werden.

Die SC-Spannung  $U_{SC}$ , die gleichzeitig auch die ZK-Spannung  $U_{ZK} = U_{SC}$  ist, hängt hauptsächlich vom Ladezustand des SC und geringfügig von seinem momentanen Strom  $I_{SC}$  ab. Der maximale Spannungshub am DC-ZK des Antriebs beträgt gemäss Gl. (5.13) 60% seiner max. Spannung  $U_{ZK, max}$ . Somit gilt für die minimale ZK-Spannung  $U_{ZK, max}$ . Der Antrieb muss somit bei tiefer SC-Spannung – also bei eher entladenem SC – gemäss Figur 5.3 und Tabelle 5.1 eine grosse Reduktion des max. erzeugbaren Drehmoments in Kauf nehmen.

#### Vergleich der Variante 2 mit der Referenzschaltung

Nun sollen noch die Einflüsse des oben beschriebenen AS auf den Aufwand des DC/DC-Wandlers untersucht werden. Dafür wird als DC/DC-Wandler ein **Aufwärtssteller** verwendet. Für diese Anwendung ist es ähnlich wie in Abschnitt 5.3.1 die einfachste und sinnvollste Schaltung. Der AS aus Figur 5.11 mit dem DC/DC-Wandler als Aufwärtssteller ist in Figur 5.12 dargestellt.



Figur 5.12: Elektrische Kopplung der BZ über einen Aufwärtssteller mit dem parallel zum SC geschalteten Antrieb

Für den Aufwandvergleich des DC/DC-Wandlers wird ähnlich wie in Abschnitt 5.3.1 (siehe insbesondere Figur 5.10 und Gl. (5.17)) vorgegangen. Insbesondere muss berücksichtigt werden, dass der max. Strom  $I_{K,ref,max}$  der Referenzschaltung dem max. SC-Strom  $I_{SC,max}$  gleichgesetzt wurde (siehe Gl. (5.18)). Aus Gl. (5.10) und (5.12) folgt:

$$z_{BZ} \cdot I_{BZ, max} = 0.68 \cdot z_{SC} \cdot I_{SC, max}$$
(5.20)

Bei gleicher Spannungsauslegung der BZ und des SC ( $U_{BZ,max} = U_{SC,max}$ ) gilt mit Gl. (5.10), (5.12) und (6.6):

$$z_{BZ} = 377.5/343 \cdot z_{SC} = 1.1 \cdot z_{SC} \tag{5.21}$$

Aus Gl. (5.20) und (5.21) folgt somit unmittelbar, dass der max. BZ-Strom  $I_{BZ, max}$  bei gleicher Spannungsauslegung der BZ und des SC etwa 62% des max. SC-Stromes  $I_{SC, max}$  beträgt.

Zudem wird im folgenden Aufwandvergleich vernachlässigt, dass der BZseitige DC/DC-Wandler nur einen IGBT und eine Diode benötigt, während die Referenzschaltung mit einer voll bestückten Halbbrücke aus zwei IGBT und zwei Dioden ausgerüstet ist. Der Grund ist, dass für den Aufbau der DC/DC-Wandler voll bestückte IGBT-Module verwendet werden. Diese ermöglichen einen einfachen Hardware-Aufbau (siehe Unterkapitel 6.3 und Abschnitt 8.3.1). Es wird also von gleichen Standard-IGBT-Modulen ausgegangen, wobei der nicht verwendete IGBT an seinem Gate kurzgeschlossen wird und die nicht benötigte Diode stromlos bleibt.

Die max. Zwischenkreispannung der Variante 2 und der Referenzschaltung werden gleich gewählt. Aufgrund der durch den SC bedingten variablen ZK-Spannung  $U_{ZK} = U_{SC}$  muss die max. BZ-Spannung  $U_{BZ,max}$  bei Variante 2 (mindestens) um den Faktor 2.5 (1/0.4) kleiner gewählt werden als die Spannung  $U_{K,ref,max}$  der Referenzschaltung. Zudem ist der max. BZ-Strom  $I_{BZ,max}$  bei gleicher Spannungsauslegung um den Faktor 0.62 kleiner als der max. Strom  $I_{K,ref,max}$  der Referenzschaltung. Dies bedingt schlussendlich bei der Variante 2 im Vergleich zur Referenzschaltung einen um den Faktor 1.55 (1/0.4 · 0.62) grösseren max. BZ-Strom  $I_{BZ,max}$ .

	Referenzschaltung	Variante 2
U <sub>ZK</sub>	U <sub>C, ref</sub>	$0.41 \cdot U_{C, ref}$
U <sub>ZK, max</sub>	U <sub>C, ref</sub>	U <sub>C, ref</sub>
U <sub>BZ, max</sub>	$0.95 \cdot U_{C, ref}$	$0.95 \cdot 0.4 \cdot U_{C, ref}$
I <sub>BZ, max</sub>	I <sub>K, ref,max</sub>	$0.62/0.4 \cdot I_{K, ref, max}$
<i>HL-/C</i> -Aufwand	100%	155%
L-Aufwand	100%	139%

Tabelle 5.4 fasst den Vergleich zwischen der Variante 2 und der Referenzschaltung zusammen.

 Tabelle 5.4:
 Vergleich zwischen der Variante 2 und der Referenzschaltung

Der Aufwand der Variante 2 ist also im Vergleich zur Referenzschaltung für die Halbleiter und die Kondensatoren um den Faktor 1.55 und für die Drosseln um den Faktor 1.39 grösser.

## 5.3.3 "6-Way" DC/DC-Wandler (Variante 3)

In diesem Abschnitt wird vom AS in Figur 5.13 ausgegangen.



Figur 5.13: Elektrische Kopplung des SC und der BZ über den "6-Way" DC/DC-Wandler mit dem Antrieb

Die BZ und der SC werden über einen einzigen DC/DC-Wandler mit dem ZK des Antriebs verbunden. Es wird angenommen, dass die BZ selber immer eine min. Leistung – z.B. die für die Speisung der BZ-Hilfsbetriebe (siehe Unterkapitel 3.4) nötige Leistung – liefert, so dass ihr Strom auch bei tiefer oder verschwindender Leistungsentnahme aus dem BZ-System  $(P_{BZ} = U_{BZ} \cdot I_{BZ} = 0, I_{BZ} = 0)$  auch kurzzeitig nicht negativ werden kann. Eine zur BZ in Serie geschaltete Diode kann somit weggelassen werden.

Während des Betriebs bezieht der Antrieb die Leistung  $P_{WR} = U_{ZK} \cdot I_{ZK}$ . Dem DC/DC-Wandler kann als Sollwert entweder die BZ-Leistung  $P_{BZ} = U_{BZ} \cdot I_{BZ}$  oder die SC-Leistung  $P_{SC} = U_{SC} \cdot I_{SC}$  vorgegeben werden. Wir nehmen an, dass dem DC/DC-Wandler die BZ-Leistung  $P_{BZ}$  als Sollwert vorgegeben werde. Die SC-Leistung  $P_{SC}$  ergibt sich als Differenzleistung (zuzüglich der Verluste  $P_{v, konv}$  des DC/DC-Wandlers):

$$P_{SC} = P_{WR} - P_{BZ} + P_{v, konv}$$

Die Grundfunktion der frei wählbaren Leistungsverteilung der Antriebsleistung  $P_{WR}$  zwischen der BZ und dem SC ist somit gewährleistet.

Die BZ-Spannung  $U_{BZ}$  nimmt den durch die BZ-Nettokennlinie aus Figur 5.4 gegebenen Wert an. Die SC-Spannung  $U_{SC}$  hängt hauptsächlich vom Ladezustand des SC und geringfügig von seinem momentanen Strom  $I_{SC}$  ab. Die ZK-Spannung  $U_{ZK}$  des Antriebs ist im stationären Zustand durch die Summe der BZ-Spannung  $U_{BZ}$  und der SC-Spannung  $U_{SC}$ bestimmt:
$U_{ZK} = U_{BZ} + U_{SC}$ 

Für weitere Erklärungen, insbesondere zu regelungstechnischen Aspekten des "6-way" DC/DC-Wandlers sei auf [32] verwiesen.

### Vergleich der Variante 3 mit der Referenzschaltung

Nun sollen noch die Einflüsse des oben beschriebenen AS auf den Aufwand des DC/DC-Wandlers untersucht werden. Da der "6-Way" DC/DC-Wandler eine sehr verwandte Struktur zur Referenzschaltung hat, können die in Abschnitt 5.3.1 gemachten Überlegungen übernommen werden. Die Gl. (5.17) gelten somit weiterhin.

Die Spannungen  $U_{BZ, max}$  und  $U_{SC, max}$  sind prinzipiell frei wählbar. Sie werden im folgenden so gewählt, dass:

- ihre Summe der max. gewünschten ZK-Spannung entsprechen und
- der gesamte Schaltungsaufwand minimal wird.

Dafür werden  $U_{BZ}$  und  $U_{SC}$  mit Hilfe des zwischen –1 und 1 frei wählbaren Parameters x unter Berücksichtigung der Gl. (5.11) und (5.13) so definiert, dass ihre max. Summe gerade  $U_{C,max}$  ergibt:

$$U_{BZ} = (0.3...0.5) \cdot (1+x) \cdot U_{C,max} U_{SC} = (0.2...0.5) \cdot (1-x) \cdot U_{C,max}$$
 (5.22)

Damit ergeben sich für die Ströme  $I_{BZ,max}$  und  $I_{SC,max}$  unter Berücksichtigung der Gl. (5.20) und (5.21):

$$I_{BZ,max} = I_{K, ref,max} \cdot \frac{0.62}{0.5(1+x)} \cdot 0.95$$

$$I_{SC,max} = I_{K, ref,max} \cdot \frac{1}{0.5(1-x)} \cdot 0.95$$
(5.23)

Die Faktoren 0.95 am Ende der Gl. (5.23) berücksichtigen die Tatsache, dass bei den Aufwärts-/Abwärtsstellern die max. Spannung  $U_{K,max}$  auf der Niederspannungsseite 95% der minimalen ZK-Spannung  $U_{C,min}$  gewählt wurde (siehe Gl. (5.19)). Beim "6-way" DC/DC-Wandler kann die Summe  $U_{BZ,max} + U_{SC,max}$  gleich und nicht nur 95% der max. ZK-Spannung gewählt werden. Die entsprechenden BZ- und SC-Ströme sind als Folge um den Faktor 0.95 kleiner. Der Parameter x soll im folgenden so bestimmt werden, dass der Aufwand des DC/DC-Wandlers minimal wird. Dafür muss aufgrund der Gl. (5.17) für die Halbleiter und die Kondensatoren die Summe  $I_{BZ, max} + I_{SC, max}$  und für die Drosseln die Summe  $I_{BZ, max} + I_{SC, max}^{3/4}$  minimiert werden.

Die Minimierung der Summe  $I_{BZ, max} + I_{SC, max}$  ergibt x = -0.1189. Die Minimierung der Summe  $I_{BZ, max}^{3/4} + I_{SC, max}^{3/4}$  ergibt x = -0.1021.

Da die beiden Resultate fast gleich sind, können für die Bestimmung des Aufwandes beide Resultate verwenden werden, ohne dass dabei das Resultat stark beeinflusst wird. Im folgenden wird x = -0.1021 gewählt.

Eingesetzt in Gl. (5.23) ergibt sich für die Ströme  $I_{BZ,max}$  und  $I_{SC,max}$ :

$$I_{BZ,max} = I_{K,ref,max} \cdot 1.31$$

$$I_{SC,max} = I_{K,ref,max} \cdot 1.72$$
(5.24)

Tabelle 5.5 fasst den Vergleich zwischen der Variante 3 und der Referenzschaltung zusammen. Bei den Drosseln wird der Gesamtaufwand der beiden Drosseln zusammen betrachtet.

	Referenzschaltung	Variante 3		
U <sub>ZK</sub>	U <sub>C, ref</sub>	$0.491 \cdot U_{C, ref}$		
U <sub>ZK, max</sub>	U <sub>C, ref</sub>	U <sub>C, ref</sub>		
U <sub>BZ,max</sub>	-	$0.45 \cdot U_{C, ref}$		
U <sub>SC,max</sub>	$0.95 \cdot U_{C, ref}$	$0.55 \cdot U_{C, ref}$		
I <sub>BZ, max</sub>	-	$1.31 \cdot I_{K,ref,max}$		
I <sub>SC, max</sub>	I <sub>K,ref,max</sub>	$1.72 \cdot I_{K,ref,max}$		
<i>HL-/C</i> -Aufwand	100%	303%		
<i>L</i> -Aufwand	100%	273%		

 Tabelle 5.5:
 Vergleich zwischen der Variante 3 und der Referenzschaltung

Der Aufwand der Variante 3 ist also im Vergleich zur Referenzschaltung für die Halbleiter und die Kondensatoren um den Faktor 3.03 und für die Drosseln um den Faktor 2.73 grösser.

# 5.4 Varianten mit zwei DC/DC-Wandlern

Die dritte Möglichkeit, die BZ und den SC mit dem ZK des Antriebs elektrisch zu koppeln, kann mit **zwei DC/DC-Wandlern** erfolgen, wodurch **zwei** vollständige **Spannungsentkopplungen** erreicht werden können. Da der AS aus drei verschiedenen Spannungsquellen (BZ, SC und Antrieb) mit zwei Spannungsentkopplungen besteht, bietet sich, zusätzlich zur innerhalb der Spezifikationen frei wählbaren Verteilung der Antriebsleistung  $P_{WR}$  auf die BZ und den SC, die Möglichkeit, die ZK-Spannung des Antriebs auf eine frei wählbare Spannung – z.B. auf die **konstante** Nennspannung, damit der Antrieb keine Drehmoment-Einbussen bei höheren Drehzahlen in Kauf nehmen muss (siehe Abschnitt 5.1.1) – zu regeln.

### 5.4.1 Kaskadierung der DC/DC-Wandler

In diesem Abschnitt werden die BZ- und SC-seitigen DC/DC-Wandler nacheinander geschaltet. Beispielsweise verbindet in Figur 5.14 der BZ-seitige DC/DC-Wandler die BZ mit dem SC und der SC-seitige DC/DC-Wandler den SC bzw. den BZ-seitigen DC/DC-Wandler mit dem ZK des Antriebs.



Figur 5.14: Elektrische Kopplung der BZ über einen DC/DC-Wandler mit dem SC und des SC über einen DC/DC-Wandler mit dem Antrieb

Diese Variante wird nicht detaillierter untersucht, denn sie bedingt offensichtlich einen im Vergleich zu anderen Varianten deutlich grösseren Aufwand für die DC/DC-Wandler:

 Der Aufwand f
ür den BZ-seitigen DC/DC-Wandler ist gem
äss Abschnitt 5.3.2 im Vergleich zur Referenzschaltung f
ür die Halbleiter und die Kondensatoren mindestens um den Faktor 1.55 und f
ür die Drosseln mindestens um den Faktor 1.39 gr
össer. • Der BZ-Leistungsanteil, der direkt zum Antrieb fliesst, muss auch über den SC-seitigen DC/DC-Wandler fliessen. Dieser muss also für die Summenleistung  $P_{BZ} + P_{SC}$  anstatt nur für  $P_{SC}$  dimensioniert werden.

Eine Vertauschung der BZ und des SC ergibt ähnliche Resultate.

### 5.4.2 Parallelschaltung der DC/DC-Wandler (Variante 4)

In diesem Abschnitt wird vom AS in Figur 5.15 ausgegangen.



Figur 5.15: Elektrische Kopplung der BZ und des SC über je einen direkt mit dem Antrieb verbundenen DC/DC-Wandler

Die BZ und der SC werden je über einen eigenen DC/DC-Wandler mit dem Antrieb gekoppelt.

Während des Betriebs bezieht der Antrieb die Leistung  $P_{WR} = U_{ZK} \cdot I_{ZK}$ . Der erste DC/DC-Wandler (im folgenden der BZ-seitige DC/DC-Wandler) bezieht die vorgegebene Leistung  $P_{BZ} = U_{BZ} \cdot I_{BZ}$  aus der BZ. Daraus ergibt sich die Soll-Leistung des zweiten DC/DC-Wandlers (im folgenden des SC-seitigen DC/DC-Wandlers)  $P_{SC} = U_{SC} \cdot I_{SC}$  als Differenzleistung (zuzüglich der Verluste  $P_{v, konv, BZ} + P_{v, konv, SC}$  der DC/DC-Wandler):

$$P_{SC} = P_{WR} - P_{BZ} + P_{v, konv, BZ} + P_{v, konv, SC}$$
(5.25)

Der SC-seitige DC/DC-Wandler muss so angesteuert werden, dass er diese Leistung liefert. Er muss also hochdynamisch ausgelegt sein, damit den schnellen Leistungsänderungen des Antriebs gefolgt werden kann. Die BZ-Spannung  $U_{BZ}$  und die SC-Spannung  $U_{SC}$  sind von der ZK-Spannung  $U_{ZK}$  über die DC/DC-Wandler vollständig entkoppelt. Die ZK-Spannung  $U_{ZK}$  kann also auf einem beliebigen Wert – z.B. konstant auf den Nennwert – eingestellt werden. Diese Aufgabe übernimmt der SC-seitige DC/DC-Wandler. Er regelt die ZK-Spannung  $U_{ZK}$  des Antriebs auf den gewünschten Wert. Dadurch stimmt die Leistungsbilanz, die durch Gl. (5.25) ausgedrückt wird, automatisch (siehe Kapitel 7). Falls die ZK-Spannung  $U_{ZK}$  des Antriebs konstant auf den Nennwert geregelt wird, muss der Antrieb keine Drehmoment-Einbussen bei höheren Drehzahlen in Kauf nehmen (siehe Abschnitt 5.1.1).

### Vergleich der Variante 4 mit der Referenzschaltung

Nun sollen noch die Einflüsse des oben beschriebenen AS auf den Aufwand der DC/DC-Wandler untersucht werden. Dafür wird als BZ-seitiger DC/DC-Wandler ein **Aufwärtssteller** und als SC-seitiger DC/DC-Wandler ein **Aufwärtssteller** verwendet. Für diese Anwendung sind es ähnlich wie in Abschnitt 5.3.1 die einfachsten und sinnvollsten Schaltungen. Der resultierende AS mit den DC/DC-Wandlern ist in Figur 5.16 dargestellt.



Figur 5.16: Elektrische Kopplung der BZ über einen Aufwärtssteller und des SC über einen Aufwärts-/Abwärtssteller mit dem Antrieb

Für den Aufwandvergleich der Schaltung wird ähnlich wie in Abschnitt 5.3.1 (siehe Figur 5.10 und Gl. (5.17)) vorgegangen. Insbesondere muss berücksichtigt werden, dass der max. Strom  $I_{K,ref,max}$  der Referenzschaltung in Abschnitt 5.3.1 dem max. SC-Strom  $I_{SC,max}$  gleichgesetzt wurde (siehe Gl. (5.18)). Zudem wird aus denselben Gründen wie in Abschnitt 5.3.2 vernachlässigt, dass der BZ-seitige DC/DC-Wandler nur einen IGBT und eine Diode benötigt, während die Referenzschaltung mit zwei Dioden und zwei IGBT voll bestückt ist.

Die max. Zwischenkreispannung der Variante 4 und der Referenzschaltung werden gleich gewählt. Der max. SC-Strom  $I_{SC,max}$  der Variante 4 ist gleich gross wie der max. Strom  $I_{K,ref,max}$  der Referenzschaltung (siehe Gl. (5.18)) und der max. BZ-Strom  $I_{BZ,max}$  der Variante 4 beträgt 62% des max. Stromes  $I_{K,ref,max}$  der Referenzschaltung (siehe Gl. (5.20)).

Tabelle 5.6 fasst den Vergleich zwischen der Variante 4 und der Referenz-
schaltung zusammen. Es wird der Gesamtaufwand für beide DC/DC-Wand-
ler zusammen betrachtet.

	Referenzschaltung	Variante 4	
U <sub>ZK</sub>	U <sub>C, ref</sub>	U <sub>C, ref</sub>	
U <sub>ZK, max</sub>	U <sub>C, ref</sub>	U <sub>C, ref</sub>	
U <sub>BZ, max</sub>	-	$0.95 \cdot U_{C, ref}$	
U <sub>SC, max</sub>	$0.95 \cdot U_{C, ref}$	$0.95 \cdot U_{C, ref}$	
I <sub>BZ, max</sub>	-	$0.62 \cdot I_{K,ref,max}$	
I <sub>SC, max</sub>	I <sub>K,ref,max</sub>	I <sub>K,ref,max</sub>	
<i>HL-/C</i> -Aufwand	100%	162%	
L-Aufwand	100%	170%	

 Tabelle 5.6:
 Vergleich zwischen der Variante 4 und der Referenzschaltung

Der Aufwand der Variante 4 ist also im Vergleich zur Referenzschaltung für die Halbleiter und die Kondensatoren um den Faktor 1.62 und für die Drosseln um den Faktor 1.70 grösser.

# 5.5 Vergleich der Varianten

Nachdem die prinzipiellen Schaltungsanordnungen untersucht wurden, werden die vier relevanten Schaltungskonzepte in der folgenden Tabelle 5.7 gegenübergestellt.

	Variante 1	Variante 2	Variante 3	Variante 4
HL-/C-Aufwand	167%	155%	303%	162%
<i>L</i> -Aufwand	147%	139%	273%	170%
$\frac{U_{ZK}}{U_{C,ref}}$	60100% variabel	40100% variabel	49100% variabel	100% konstant
Anzahl Komponenten	1 <i>L</i> , 1 <i>C</i> , 1 <i>HL</i> - Modul	1 <i>L</i> , 1 <i>C</i> , 1 <i>HL</i> - Modul	2 <i>L</i> , 1 <i>C</i> , 1 <i>HL</i> - Modul	2L, 1(2) C, 2 HL- Module
Drehmoment- Einbussen	mittel	sehr gross	gross	keine

Tabelle 5.7: Vergleich zwischen den vier Schaltungskonzepten

Tabelle 5.7 zeigt, dass der Aufwand der Variante 3 im Vergleich zu den anderen Varianten deutlich grösser ist. Zudem hat diese Variante – abgesehen davon, dass sie mit einer minimalen Anzahl Halbleiter auskommt – praktisch keine anderen Vorteile und ist schwierig zu regeln [32]. Damit kann festgehalten werden, dass sie für die betrachtete Anwendung keinen Sinn macht.

Die drei anderen Varianten bedingen für die Halbleiter und die Kondensatoren etwa denselben Aufwand. Bezüglich der Drosseln sind Variante 1 und 2 ähnlich, während Variante 4 im Vergleich zu Variante 1 und 2 etwa einen um 19% grösseren Aufwand zur Folge hat.

Variante 2 hat den grossen Nachteil, dass die ZK-Spannung  $U_{ZK}$  des Antriebs zu tiefe Werte annehmen kann, was sich auf das Verhalten des Antriebs bei höheren Drehzahlen deutlich auswirkt. Der Feldschwächbereich der ASM tritt bei entladenem SC schon bei relativ tiefen Drehzahlen auf und reduziert somit das max. zur Verfügung stehende Drehmoment der ASM bei entladenem SC schon ab niedrigen Drehzahlen ziemlich stark. Zudem weist diese Variante auch den Nachteil auf, dass die SC aufgeladen werden müssen, bevor der Antrieb starten kann. Das Aufstarten des DC/DC-Wandlers bei entladenem SC ist zudem problematisch. Dies ist jedoch bei Variante 1 und 4 nicht der Fall. Somit ist Variante 2 für die betrachtete Anwendung ebenfalls untauglich.

Variante 1 bedingt den kleinsten AS-Aufwand und hat den Vorteil, dass die BZ ohne Zwischenstufe zum ZK des Antriebs verbunden wird. Somit entfallen Zusatzverluste im Hauptleistungsfluss. Auf der anderen Seite ist der Wirkungsgrad des SC-seitigen DC/DC-Wandlers im Vergleich zur Variante 4 sicher niedriger, denn er ist gemäss Abschnitt 5.3.1 eigentlich überdimensioniert. Dies ist bei starkem Lastwechsel und somit hoher Beanspruchung des SC (z.B. Stadtzyklus) nachteilig. Variante 1 bedingt zudem auch mittlere Drehmoment-Einbussen des Antriebs bei grosser BZ-Leistung bereits ab tiefen Drehzahlen.

Variante 4 bedingt im Vergleich zu Variante 1 einen um 16% grösseren Aufwand für die Drosseln und etwa den gleichen Aufwand für die Halbleiter und die Kondensatoren. Sie hat den grossen Vorteil, dass die ZK-Spannung des Antriebs aktiv eingestellt werden kann. Dadurch kann sie, damit der Antrieb keine Drehmoment-Einbussen bei höheren Drehzahlen erleidet, konstant auf dem Nennwert gehalten werden. Sie kann sogar variiert werden, um z.B. den Wirkungsgrad des AS bei Teillast zu verbessern.

Aus den erwähnten Gründen wird im folgenden von der Variante 4 ausgegangen. Die nächsten Kapitel gehen somit immer davon aus, dass sowohl BZ als auch SC über einen eigenen DC/DC-Wandler verfügen.

# 5.6 Zusammenfassung

Die Leistungsverteilung des Antriebs zwischen der Brennstoffzelle und dem Superkondensator kann prinzipiell mit einem einzigen DC/DC-Wandler realisiert werden. Dies bedingt allerdings, dass die Zwischenkreisspannung des Antriebs nicht frei gewählt werden kann, sondern dass sie in Abhängigkeit von verschiedenen Parametern während des Betriebs variiert. Dies hat zur Folge, dass das von der Asynchronmaschine maximal erzeugbare Drehmoment bei höheren Drehzahlen teilweise stark reduziert wird. Zudem ist der Aufwand eines Antriebsstrangs mit nur einem DC/DC-Wandler nicht wesentlich kleiner (Halbleiter und Kondensatoren etwa gleich und Drosseln etwa 19% kleiner) als die Realisierung mit zwei getrennten DC/DC-Wandlern. Dies geht aus der Spannungsschwankung der BZ und des SC hervor. Die Realisierung mit zwei DC/DC-Wandlern ist zwar geringfügig aufwendiger, hat aber den grossen Vorteil, dass die Zwischenkreisspannung des Antriebs frei eingestellt werden kann. Insbesondere kann sie auf dem Nennwert gehalten werden, was sich auf die Drehmomentverfügbarkeit der Asynchronmaschine bei höheren Drehzahlen positiv auswirkt. Aus diesen Gründen macht eine Realisierung mit zwei DC/DC-Wandlern, einem Supercap- und einem Brennstoffzellen-seitigen DC/DC-Wandler Sinn und wird in den nächsten Kapiteln weiter untersucht.

# 6 Optimierung der gewählten Schaltungsanordnung

Nachdem in Kapitel 5 die prinzipielle Schaltungsanordnung für die Verteilung der Antriebsleistung auf den Supercap (SC) und die Brennstoffzelle (BZ) optimiert wurde – daraus geht hervor, dass die Verwendung von zwei DC/DC-Wandlern trotz eines leicht grösseren Aufwandes deutliche Vorteile bringt und somit gewählt wird –, werden in Kapitel 6 die eingesetzten DC/DC-Wandler bezüglich des Bauvolumens, der Masse, der Kosten und des Wirkungsgrades optimiert. Die dafür betrachteten Topologien bestehen aus mehreren konventionellen DC/DC-Wandler-Grundschaltungen ohne Potentialtrennung, die parallel geführt und versetzt getaktet werden. Die wichtige Frage dabei ist, welchen Einfluss die Parallelschaltung mehrerer versetzt getakteter Zweige auf das Bauvolumen, die Masse, die Kosten und den Wirkungsgrad des resultierenden DC/DC-Wandlers hat. Dabei wird der Einfluss des durch die BZ und den SC max. zugelassenen Stromrippels auf die DC/DC-Wandler mitberücksichtigt.

In Unterkapitel 6.1 wird der untersuchte Antriebsstrang (AS) für die gewählte Schaltungsanordnung definiert. Damit werden die wichtigsten Randbedingungen für die weiteren Untersuchungen festgelegt. In Unterkapitel 6.2 wird auf die relevanten Aspekte der versetzten Taktung für die betrachtete Anwendung eingegangen. Insbesondere wird zwischen Lück- und kontinuierlichem Betrieb unterschieden. Die zwei weiteren Unterkapitel 6.3 und 6.4 gehen auf die Modellierung der berücksichtigten elektrischen Komponenten (Halbleiter und Drosseln) ein. Auf die Modellierung und Optimierung der Kondensatoren wird verzichtet, denn diese können nur durch eine gesamte Betrachtung samt Antriebswechselrichter optimiert werden, was den Rahmen dieser Arbeit sprengen würde. Somit sind alle Voraussetzungen erfüllt, um die DC/DC-Wandler zu optimieren. Das verwendete Optimierungsverfahren wird in Unterkapitel 6.5 und die daraus resultierenden Ergebnisse in Unterkapitel 6.6 präsentiert. Ein Ausblick über weitere sinnvolle Untersuchungen in Unterkapitel 6.7 und die Zusammenfassung in Unterkapitel 6.8 runden anschliessend dieses Kapitel ab.

# 6.1 Untersuchter Antriebsstrang (AS)

Dieses Kapitel untersucht den in Kapitel 5 gewählten AS. Dieser besteht aus einem BZ- und einem SC-seitigen DC/DC-Wandler, die die Antriebsleistung  $P_{WR}$  gemäss Vorgabe zwischen der BZ und dem SC verteilen. Da zwischen BZ, SC und Antrieb keine Potentialtrennung notwendig ist und diese drei Leistungskomponenten so ausgelegt werden können, dass sie etwa im gleichen Spannungsbereich liegen, werden ausschliesslich konventionelle DC/DC-Wandler ohne Potentialtrennung gemäss Figuren 6.1 bzw. 6.4 und 6.5 betrachtet. In Abschnitt 6.1.1 werden die Basisschaltungen dargestellt, auf denen alle Untersuchungen basieren. Diese Topologien sind einfach und zuverlässig, besitzen eine kleine Baugrösse und einen guten Wirkungsgrad, wenn die Spannungen auf der Hoch- und Niederspannungsseite nicht weit auseinander liegen, was bei der betrachteten Anwendung der Fall ist.

Das Kapitel 6 soll den Einfluss der versetzten Taktung auf das Bauvolumen, die Masse, die Kosten und den Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler untersuchen. Die in dieser Arbeit betrachteten Grundtopologien (siehe Figur 6.1) können auf zwei verschiedene Weisen erweitert und versetzt getaktet werden:

- Die Führung des BZ- und SC-Stromes kann durch die parallele Aneinanderreihung mehrerer Halbleiter-Halbbrücken mit entsprechender Drossel erweitert werden. Die Halbbrücken werden versetzt getaktet, wodurch je nach Betriebspunkt eine teilweise oder vollständige Rippelauslöschung durch die BZ bzw. den SC stattfindet (Abschnitt 6.1.4).
- Zwei Halbleiter-Halbbrücken samt Zwischenkreis und Drossel können in Serie geschaltet und versetzt getaktet werden. Dadurch entsteht durch die Drosseln ein reduzierter Stromrippel. Diese Massnahme beschränkt sich allerdings nur auf die zweifach versetzte Taktung und wird für die Optimierungen in Unterkapitel 6.5 nicht berücksichtigt (siehe Abschnitt 6.1.5).

Im folgenden werden die Begriffe BZ und SC oft durch Komponente (K) ersetzt, wenn die Aussagen sowohl für die BZ als auch für den SC gültig sind. Der Begriff "Knoten (K)" wird ebenfalls verwendet, wenn die BZ- und SC-Ströme durch die Addition von Zweigströmen am Knoten K entstehen (siehe Figur 6.4). Wo es nicht notwendig ist, wird der Index K sogar weggelassen. Anstatt "durch die BZ bzw. den SC" wird beispielsweise "am Knotenpunkt K" geschrieben. Mit  $i_K$  ist also sowohl  $i_{BZ}$  als auch  $i_{SC}$  gemeint.

### 6.1.1 Basisschaltungen

Die Basisschaltungen, auf denen alle Untersuchungen in Kapitel 6 basieren sind in Figur 6.1 dargestellt. Die BZ ist über einen Aufwärtssteller und der



Figur 6.1: Elektrische Kopplung der BZ über einen Aufwärtssteller und des SC über einen Aufwärts-/Abwärtssteller mit dem Antrieb

SC über einen Aufwärts-/Abwärtssteller mit dem Zwischenkreis (ZK) des Antriebs verbunden. Die beiden Schaltungen sowie ihre Funktionsweise sind prinzipiell gleich. Da die BZ nur eine Leistungsrichtung benötigt, kann der BZ-seitige DC/DC-Wandler leicht reduziert werden, indem ein IGBT und eine Diode der Halbbrücke weggelassen werden. In der Hardware-Realisierung (siehe Kapitel 8) werden allerdings beide Schaltungen genau gleich gebaut, um gleiche Komponenten verwenden zu können. Der nicht verwendete IGBT im BZ-seitigen DC/DC-Wandler wird an seinem Gate kurzgeschlossen und die nicht verwendete Diode bleibt einfach stromlos.

Die Halbbrücken werden mit konstanter Schaltfrequenz  $F_S$  betrieben. Die DC/DC-Wandler können entweder im kontinuierlichen Betrieb – der Strom durch die Drossel fliesst immer und ist dreiecksförmig – oder im Lückbetrieb – der Strom durch die Drossel hat in jeder Schaltperiode  $T_S$  eine Nullücke – arbeiten. Der Lückbetrieb tritt auf, falls der Strommittelwert durch die Dros-

seln genügend klein ist und nur ein IGBT einer Halbbrücke pro Schaltperiode  $T_S$  eingeschaltet wird (siehe Abschnitte 6.2.2-6.2.4). Arbeitet der DC/DC-Wandler im kontinuierlichen Betrieb, so ist der Modulationsgrad  $m_{zw}$ , der als Verhältnis von Einschaltzeit des oberen IGBT einer Halbbrücke zur Schaltperiode  $T_S$  definiert ist, die Stellgrösse des DC/DC-Wandlers, mit der seine Leistung eingestellt wird. Arbeitet der DC/DC-Wandler hingegen im Lückbetrieb, so ist die Einschaltzeit  $T_{IGBT}$  des in der Schaltperiode  $T_S$  eingeschalteten IGBT die Stellgrösse des DC/DC-Wandlers (weitere Erklärungen dazu in Kapitel 7).

### 6.1.2 Modellierung der BZ

Die BZ wird allgemein in Abschnitt 5.1.2 modelliert. Im folgenden werden die Daten der BZ angegeben, die für den in Kapitel 6 betrachteten AS gelten. Sie entsprechen den Daten von Abschnitt 5.1.2 mit  $z_{BZ} = 1$  und somit auch der im Versuchsfahrzeug Hy. Power eingebauten BZ (siehe Kapitel 8). Der max. Stromrippel  $\Delta I_{BZ,max}$  durch die BZ wird noch offen gelassen, um seinen Einfluss auf die Auslegung des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers zu untersuchen (siehe Unterkapitel 6.5).

Figur 6.2 zeigt die Spannungs- und Leistungskennlinie des BZ-Systems – im folgenden kurz BZ benannt.



Figur 6.2: Stationäre Netto-Spannungs- (links) und Leistungskennlinie (rechts) des BZ-Systems in Funktion des Stromes  $I_{BZ}$ 

Die max. BZ-Leistung  $P_{BZ,max}$  und der max. BZ-Strom  $I_{BZ,max}$  sind wie folgt definiert:

$$P_{BZ,max} = 40kW \qquad I_{BZ,max} = 170A \tag{6.1}$$

Für die Modellierung der Verluste  $P_{v,BZ,AC}$ , die durch den hochfrequenten Stromrippel  $\Delta i_{BZ}$  des DC/DC-Wandlers ( $F_{BZ} \gg 5kHz$ ) erzeugt werden, wird die BZ gemäss Abschnitt 3.5.2 (insbesondere Figur 3.12) als ohmscher Widerstand modelliert, dessen Widerstandswert  $R_{BZ,AC}$  sich aus der Nettokennlinie von Figur 5.4 mit Hilfe der Figur 3.12 näherungsweise berechnen lässt. Somit lassen sich die AC-Verluste  $P_{v,BZ,AC}$  in der BZ während der Schaltperiode  $T_{S,BZ}$  des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers gemäss Gl. (6.4) berechnen:

$$I_{BZ} = \frac{1}{T_{S,BZ}} \int_0^{T_{S,BZ}} i_{BZ} dt$$
(6.2)

$$I_{BZ,eff,AC} = \sqrt{\frac{1}{T_{S,BZ}} \int_{0}^{T_{S,BZ}} (i_{BZ} - I_{BZ})^{2} dt}$$
(6.3)

$$P_{\nu,BZ,AC} = R_{BZ,AC} I_{BZ,eff,AC}^2 \quad \text{mit} \quad R_{BZ,AC} \cong 0.13\Omega \tag{6.4}$$

#### 6.1.3 Modellierung des SC

Der SC wird allgemein in Abschnitt 5.1.3 modelliert. Im folgenden werden die Daten des SC angegeben, die für den in Kapitel 6 betrachteten AS gelten. Sie entsprechen den Daten von Abschnitt 5.1.3 mit  $z_{SC} = 1$  und somit auch des im Versuchsfahrzeug Hy. Power eingebauten SC (siehe Kapitel 8). Der max. Stromrippel  $\Delta I_{SC,max}$  durch den SC wird noch offen gelassen, um seinen Einfluss auf die Auslegung des SC-seitigen DC/DC-Wandlers zu untersuchen (siehe Unterkapitel 6.5).

Figur 6.3 zeigt das verwendete Ersatzschaltbild des SC. Die Daten dazu sind anschliessend in Gl. (6.5) und (6.6) angegeben.



Figur 6.3: SC-Ersatzschaltbild für die Untersuchungen in Kapitel 6

$$R_{SC} = 0.11\Omega \qquad C_{SC} = 21F$$

$$U_{SCi,max} = 360V$$

$$P_{SC,max} = \pm 60kW \qquad I_{SC,max} = \pm 250A$$

$$\Delta U_{SCi,max} = \frac{1}{2} \cdot U_{SCi,max} \qquad (6.5)$$

Daraus folgt (siehe auch Figur 5.6):

$$U_{SC,max} \cong 377.5V \qquad \qquad U_{SC,min} = 152.5V \qquad (6.6)$$

Für die Modellierung der Verluste  $P_{v,SC,AC}$ , die durch den hochfrequenten Stromrippel  $\Delta i_{SC}$  des DC/DC-Wandlers ( $F_{SC} \gg 5kHz$ ) erzeugt werden, wird der SC gemäss Abschnitt 4.5.2 (insbesondere Figur 4.7) als ohmscher Widerstand modelliert, dessen Widerstandswert  $R_{SC,AC}$  sich aus Gl. (6.5) mit Hilfe der Figur 4.7 näherungsweise berechnen lässt. Somit lassen sich die AC-Verluste  $P_{v,SC,AC}$  im SC in der Schaltperiode  $T_{S,SC}$  des SC-seitigen DC/DC-Wandlers gemäss Gl. (6.9) berechnen:

$$I_{SC} = \frac{1}{T_{S,SC}} \int_0^{T_{S,SC}} i_{SC} dt$$
(6.7)

$$I_{SC,eff,AC} = \sqrt{\frac{1}{T_{S,SC}} \int_{0}^{T_{S,SC}} (i_{SC} - I_{SC})^{2} dt}$$
(6.8)

$$P_{v,SC,AC} = R_{SC,AC} I_{SC,eff,AC}^2 \quad \text{mit} \quad R_{SC,AC} \cong 0.06\Omega \tag{6.9}$$

#### 6.1.4 Paralleler Betrieb mit versetzter Taktung

Die erste Erweiterung der Basisschaltungen aus Figur 6.1 mit versetzter Taktung besteht darin, anstatt nur eine Halbbrücke mit entsprechender Drossel pro DC/DC-Wandler zu verwenden, mehrere gleiche Zweige parallel zu schalten. Figur 6.4 zeigt als Beispiel sowohl für die BZ als auch für den SC den resultierenden DC/DC-Wandler mit drei gleichen parallel geschalteten Zweigen. Prinzipiell können aber beliebig viele Zweige parallel geschaltet werden. Die Stromregelung der einzelnen Zweige (siehe Kapitel 7) sorgt dafür, dass diese den gleichen Strommittelwert  $I_{zw}$  führen. Die IGBT der verschiedenen Zweige werden zeitlich versetzt angesteuert, so dass die drei-



Figur 6.4: BZ- und SC-seitiger DC/DC-Wandler am Beispiel der dreifach versetzten Taktung

ecksförmigen Stromrippel  $\Delta i_{zw}$  der verschiedenen Drosseln in Amplitude gleich bleiben, in der Zeit jedoch versetzt sind (siehe Unterkapitel 6.2). Am Beispiel der Figur 6.4 werden die IGBT dreifach versetzt getaktet, d.h. die Steuersignale für die IGBT und somit auch die dreiecksförmigen Stromrippel der verschiedenen Zweige sind zeitlich je um einen Drittel der Schaltperiode  $T_S$  versetzt (siehe Figuren 6.7 und 6.8). Durch die Summierung  $(i_K)$  der Zweigströme  $i_{zw}$  am Knotenpunkt K findet eine vollständige oder teilweise Rippelauslöschung statt (siehe Unterkapitel 6.2). Somit reduziert sich der Rippel  $\Delta i_K$  am Knotenpunkt K im Vergleich zum Stromrippel  $\Delta i_{zw}$  durch die einzelnen Zweige.

#### 6.1.5 Serieller Betrieb mit versetzter Taktung

Die zweite Erweiterung der Basisschaltungen aus Figur 6.1 mit versetzter Taktung besteht darin, zwei Halbbrücken mit Drossel und ZK in Serie zu schalten. Figur 6.5 zeigt sowohl für die BZ als auch für den SC den resultierenden DC/DC-Wandler.



Figur 6.5: BZ- und SC-seitiger DC/DC-Wandler mit zweifach versetzter Taktung durch die Serieschaltung von zwei Halbbrücken mit Drossel und ZK

Die beiden Halbbrücken werden zweifach versetzt getaktet. Der wesentliche Unterschied dieser Topologien im Vergleich zu den Topologien aus Figur 6.4 aus der Sicht der versetzten Taktung ist, dass die Reduktion des Stromrippels nicht nur durch die BZ und den SC, sondern bereits in den Drosseln stattfindet (Vorteil). Allerdings bewirkt die versetzte Taktung, dass die Drosseln mit der doppelten Schaltfrequenz  $2F_S$  beansprucht werden, falls die Halbbrücken mit der Schaltfrequenz  $F_S$  betrieben werden (Nachteil).

Die Nachteile dieser Topologien sind gravierend:

- Die Minuspole der BZ, des SC und des Antriebs sind nicht auf einem gemeinsamen Potential. Durch das Schalten der DC/DC-Wandler entstehen grosse Gleichtakt-Sprünge ("Common mode"), die erhebliche elektromagnetische Störungen hervorrufen können. Solche Effekte sind im allgemeinen und insbesondere in einem Fahrzeug sehr unerwünscht.
- Durch die Serieschaltung der beiden Zwischenkreise werden diese bei gleich bleibender ZK-Spannung  $U_{ZK} = 400V$  durch die halbe Spannung beansprucht, d.h.  $U_{ZK1} = U_{ZK2} = 200V$ . Um optimale DC/DC-Wandler zu bauen, müssen die Halbleiter auf diese Spannung ausgelegt werden. Die max. Sperrspannung der Halbleiter müsste somit etwa 300V betragen. IGBT-Module mit einer Sperrspannung von 300V existieren heute nicht, wodurch entweder viele 300V-FET parallel geschaltet werden müssen, was die Systemkomplexität drastisch erhöht oder spannungsmässig überdimensionierte 600V-IGBT verwendet werden müssen, was die Halbleiterverluste stark erhöht.

• Gleichzeitig sind immer zwei Halbleiter vom vollen Strom durchflossen, wodurch höhere Durchlassverluste entstehen.

Aus diesen Gründen wird die Schaltung aus Figur 6.5 nicht weiter untersucht. Im weiteren wird mit dem Begriff "versetzte Taktung" nur die Art der versetzten Taktung wie in Abschnitt 6.1.4 in Verbindung gebracht.

### 6.1.6 Einschränkung der Topologien

Die Optimierung der DC/DC-Wandler, die in Unterkapitel 6.5 vorgenommen wird, beschränkt sich – wie bereits erwähnt – auf die Topologien von Figur 6.4, wobei die Anzahl der versetzt getakteten Zweige variiert wird. Es sei bezüglich der untersuchten Topologien nochmals festgehalten:

- Nur die DC/DC-Wandler aus Figur 6.4 werden untersucht (Anzahl versetzt getakteter Zweige variabel). Diese Topologien sind aus der Sicht von einfachen, günstigen, effizienten und zuverlässigen DC/DC-Wandlern sinnvoll.
- Filterkondensatoren am Anschlusspunkt K werden nicht berücksichtigt. Diese könnten zusätzlich eingesetzt werden, um den Stromrippel  $\Delta i_K$ am Knotenpunkt K teilweise abzufangen, damit er nicht vollständig durch die BZ und den SC weiterfliessen kann. Es sei an dieser Stelle allerdings schon angemerkt, dass solche Filterkondensatoren gar nicht notwendig sind, weil optimierte DC/DC-Wandler schon sehr kleine Stromrippel erzeugen, die keine zusätzliche Filterung erfordern (siehe Unterkapitel 6.6).

## 6.2 Betrachtungen zur versetzten Taktung

Die Führung des BZ- und SC-Stromes kann wie in Abschnitt 6.1.4 gezeigt durch die parallele Aneinanderreihung mehrerer Halbbrücken mit entsprechender Drossel  $L_{zw}$  erweitert werden. Die IGBT-Halbbrücken werden zeitlich versetzt getaktet, wodurch je nach Betriebspunkt eine teilweise oder vollständige Rippelauslöschung und eine Frequenz-Vervielfachung des resultierenden Stromrippels  $\Delta i_K$  am Knotenpunkt K stattfindet.

Im folgenden wird davon ausgegangen, dass die einzelnen Halbleiter mit PWM konstanter Schaltfrequenz  $F_S$  angesteuert werden. Wenn N verschiedene Zweige den Strom parallel führen, sorgt die Regelung des DC/DC-Wandlers dafür, dass jeder Zweig den gleichen mittleren Strom  $I_{zw}$  aufnimmt (siehe Kapitel 7). Die einzelnen IGBT-Halbbrücken werden je mit PWM angesteuert, die um ein *N*-tel der Schaltperiode  $T_S$  versetzt sind. Dadurch wird erreicht, dass der resultierende Stromrippel  $\Delta i_K$  am Knotenpunkt K minimal wird. In Abschnitt 6.2.1 wird zuerst das Ziel der versetzten Taktung erläutert. In den zwei nächsten Abschnitten 6.2.2 und 6.2.3 wird die versetzte Taktung für den kontinuierlichen Betrieb und für den Lückbetrieb näher untersucht. Anschliessend wird die Grenze zwischen den beiden Betriebsmodi in Abschnitt 6.2.4 angegeben.

### 6.2.1 Ziel der versetzten Taktung

Mit der versetzten Taktung können prinzipiell zwei Ziele erreicht werden:

- Der resultierende max. Stromrippel  $\Delta I_{K,max}$  am Knotenpunkt K kann im Vergleich zum max. Zweigstromrippel  $\Delta I_{zw,max}$  reduziert werden. Dies gilt insbesondere im kontinuierlichen Betrieb, bei dem der max. Stromrippel  $\Delta I_{K,max}$  bei gleich bleibenden Induktivitätswerten  $L_{zw}$  um den Faktor N bei N-fach versetzter Taktung reduziert wird, falls der ganze Spannungsbereich  $U_K = 0...U_{ZK}$  benutzt wird (siehe Gl. (6.12) und (6.14) sowie Figur 6.6). Im Lückbetrieb ist die erzielte Rippelreduktion aufgrund der nicht vollständigen Stromüberlappungen der verschiedenen Zweige am Knotenpunkt K kleiner.
- Der Induktivitätswert  $L_{zw}$  kann bei gleich bleibendem max. Stromrippel  $\Delta I_{K,max}$  reduziert werden. Dies gilt insbesondere im kontinuierlichen Betrieb, bei dem der Induktivitätswert  $L_{zw}$  bei gleich bleibendem max. Stromrippel  $\Delta I_{K,max}$  um den Faktor N bei N-fach versetzter Taktung reduziert wird, falls der ganze Spannungsbereich  $U_K = 0...U_{ZK}$ benutzt wird. Im Lückbetrieb ist die erzielte Reduktion der Induktivitätswerte  $L_{zw}$  aufgrund der nicht vollständigen Stromüberlappungen der verschiedenen Zweige kleiner.

Die Vor- und Nachteile der versetzten Taktung können kurz wie folgt zusammengefasst werden.

Vorteile der versetzten Taktung:

- Die Baugrösse, die Kosten und der Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler können durch die Wahl der Anzahl versetzt getakteter Zweige optimiert werden.
- Die Verfügbarkeit des DC/DC-Wandlers kann erhöht werden. Falls ein Zweig ausfällt, kann dieser prinzipiell abgetrennt werden. Der DC/DC-Wandler kann mit reduzierter Leistung weiter betrieben werden.

- Die Dynamik des DC/DC-Wandlers erhöht sich, denn der Strom wird durch mehrere Drosseln geführt, die eine kleinere Induktivität L<sub>zw</sub> aufweisen. Zudem arbeiten die Zweige häufiger im Lückbetrieb, bei dem die Dynamik wesentlich grösser ist (siehe Kapitel 7). Bei Anwendungen, die eine sehr grosse Dynamik erfordern, ist dies von Vorteil.
- Der Aufwand für eine zusätzliche Stromrippelfilterung durch die BZ oder den SC mit Hilfe eines Kondensators reduziert sich dank der Frequenz-Vervielfachung des Stromrippels (siehe Abschnitte 6.2.2 und 6.2.3).

Nachteile der versetzten Taktung:

- Je grösser die Anzahl *N* versetzt getakteter Zweige ist, desto grösser ist die Anzahl der eingesetzten Komponenten. Dadurch nimmt die Komplexität des DC/DC-Wandlers zu. Wie die Kosten dadurch beeinflusst werden, kann allerdings nicht im voraus abgeschätzt werden. Die Komponenten sind bei *N*-fach versetzter Taktung kleiner und die Anzahl der Komponenten ist *N* mal grösser, wodurch der Komponentenpreis für eine Anwendung mit grosser Stückzahl günstig beeinflusst wird.
- Der Wirkungsgrad des gesamten DC/DC-Wandlers reduziert sich mit zunehmender Anzahl Zweige. Dies trifft zumindest bei den untersuchten DC/DC-Wandlern zu (siehe Unterkapitel 6.6).

### 6.2.2 Kontinuierlicher (nicht lückender) Betrieb

Im kontinuierlichen Betrieb werden die verschiedenen Zweigströme  $i_{zw}$  nie unterbrochen, d.h. sie fliessen – abgesehen von möglichen punktuellen Strom-Nulldurchgängen – immer. Diese Betriebsart tritt dann auf, wenn die Zweigströme  $i_{zw}$  während einer Schaltperiode  $T_S$  immer das gleiche Vorzeichen besitzen, also nie Null werden oder falls die zwei IGBT der Halbbrücke aus Figur 6.4 im Gegentakt (zu jedem Zeitpunkt ist genau ein IGBT eingeschaltet) angesteuert werden (siehe auch Abschnitt 6.2.4).

Der Stromrippel  $\Delta i_{zw}$  durch einen Zweig ist im kontinuierlichen Betrieb abhängig von der Zwischenkreisspannung  $U_{ZK}$ , der Schaltfrequenz  $F_S$ , der Induktivität  $L_{zw}$  und der Spannung  $U_K$  der angeschlossenen Komponente bzw. des Modulationsgrads  $m_{zw}$  (Verhältnis von Einschaltzeit des oberen IGBT der Halbbrücken zu Schaltperiode) im stationären Zustand. Er ist von der Anzahl N versetzt getakteter Zweige unabhängig und lässt sich im stationären Zustand wie folgt berechnen:

$$m_{zw} = \frac{U_K}{U_{ZK}} \tag{6.10}$$

$$\Delta i_{zw} = \frac{U_{ZK}}{L_{zw}F_S} m_{zw} (1 - m_{zw}) \quad (m_{zw} = 0...1)$$
$$= \frac{U_K (U_{ZK} - U_K)}{L_{zw}F_S U_{ZK}} \quad (U_K = 0...U_{ZK}) \quad (6.11)$$

$$\Delta I_{zw,max} = \frac{U_{ZK}}{4L_{zw}F_S} \qquad (bei \ m_{zw} = \frac{U_K}{U_{ZK}} = \frac{1}{2}) \quad (6.12)$$

Wenn *N* Zweige parallel geführt und *N*-fach versetzt getaktet werden, lässt sich der resultierende Stromrippel  $\Delta i_K$  am Knotenpunkt K im stationären Zustand folgendermassen berechnen:

$$\Delta i_{K} = \frac{U_{ZK}}{L_{zw}F_{S}} \left( m_{zw} - \frac{x}{N} \right) (x + 1 - Nm_{zw}) \quad (m_{zw} = \frac{x}{N} \dots \frac{x+1}{N})$$

$$= \frac{U_{ZK}}{L_{zw}F_{S}} \left( \frac{U_{K}}{U_{ZK}} - \frac{x}{N} \right) \left( x + 1 - N \frac{U_{K}}{U_{ZK}} \right) \left( \frac{U_{K}}{U_{ZK}} = \frac{x}{N} \dots \frac{x+1}{N} \right) \quad (6.13)$$

$$\Delta I_{K,max} = \frac{U_{ZK}}{4NL_{zw}F_{S}} \qquad (bei \ m_{zw} = \frac{U_{K}}{U_{ZK}} = \frac{1+2x}{2N}) \quad (6.14)$$

$$(N = 1...\infty, x = 0...N-1)$$

Die resultierende Grundfrequenz  $F_K$  des Summenstromes am Knotenpunkt K beträgt:

$$F_K = NF_S \tag{6.15}$$

Der Faktor x ermöglicht, den resultierenden Stromrippel  $\Delta i_K$  in Gl. (6.14) über den ganzen Spannungsbereich von  $U_K = 0...U_{ZK}$  in einer analytisch abgeschlossenen Formel auszudrücken. Figur 6.6 zeigt als Beispiel den resultierenden Stromrippel  $\Delta i_K$  ohne versetzte Taktung und mit zwei-, dreiund vierfach versetzter Taktung bei gleich bleibenden Parametern  $U_{ZK}$ ,  $F_S$ 



und  $L_{zw}$  in Funktion des Verhältnisses  $U_K/U_{ZK}$ . Der Stromrippel ohne ver-

Figur 6.6: Stromrippel  $\Delta i_K$  mit und ohne versetzte Taktung in Funktion von  $U_K/U_{ZK}$  im kontinuierlichen Betrieb  $(F_S = 15kHz, L_{zw} = 200\mu H, U_{ZK} = 400V)$ — nicht versetzt getaktet --- 2-fach versetzt getaktet — 3-fach versetzt getaktet --- 4-fach versetzt getaktet

setzte Taktung entspricht auch dem Stromrippel  $\Delta i_{zw}$  der einzelnen Zweige bei versetzter Taktung.

Durch Gl. (6.11)-(6.14) und Figur 6.6 kann folgendes deutlich festgehalten werden. Mit *N* versetzt getakteten Zweigen

- ist der max. resultierende Stromrippel  $\Delta I_{K,max}$  am Knotenpunkt K N mal kleiner als der Stromrippel  $\Delta I_{zw,max}$  durch einen Zweig.
- Es gibt N + 1 verschiedene Spannungen  $U_K$ , bei denen der resultierende Stromrippel  $\Delta i_K$  am Knotenpunkt K vollständig verschwindet, wobei  $U_K = 0$  und  $U_K = U_{ZK}$  immer dazu gehören.
- Die Stromrippel  $\Delta i_{zw}$  bzw.  $\Delta i_K$  sind unabhängig von den Strommittelwerten  $I_{zw}$  bzw.  $I_K$ .

Figur 6.7 zeigt die Bildung der Schaltsignale für die IGBT sowie den zeitlichen Verlauf der Zweigströme  $i_{zw1...3}$  und des resultierenden Summenstromes  $i_K$  am Beispiel der dreifach versetzten Taktung. Figur 6.7 a) zeigt, wie aus den Schnittpunkten der sägezahnförmigen Hilfssteuerspannungen  $u_{hssp1...3}$  und der Steuerspannung  $u_{st}$  – die Steuerspannung  $u_{st}$  entspricht - 130 -



Figur 6.7: a) Bildung der IGBT-Schaltsignale bei dreifach versetzter Taktung im kontinuierlichen Betrieb; b)-d) Schaltsignale  $u_{schalt1...3}$ für die IGBT und resultierende Zweigströme  $i_{zw1...3}$ ; e) Zweigströme  $i_{zw1...3}$  und resultierender Strom  $i_K$  ( $F_S = 15kHz, L_{zw}$  $= 200\mu H, U_{ZK} = 400V, U_K = 300V, I_K = 3I_{zw} = 0A$ )



Figur 6.8: a) Bildung der IGBT-Schaltsignale bei dreifach versetzter Taktung im Lückbetrieb; b)-d) Schaltsignale  $u_{schalt1...3}$  für die IGBT und resultierende Zweigströme  $i_{zw1...3}$ ; e) Zweigströme  $i_{zw1...3}$  und resultierender Strom  $i_K$  ( $F_S = 15kHz$ ,  $L_{zw} = 200\mu H$ ,  $U_{ZK} = 400V$ ,  $U_K = 300V$ ,  $I_K = 3I_{zw} = 22.8A$ )

dem für alle Zweige gleich angenommenen Modulationsgrad  $m_{zw}$  – die Schaltsignale  $u_{schalt1...3}$  für die IGBT erzeugt werden. Diese sind zusammen mit den resultierenden Zweigströmen  $i_{zw1...3}$  in den Figuren 6.7 b)-d) dargestellt. Figur 6.7 e) zeigt zusammenfassend alle Zweigströme  $i_{zw1...3}$  sowie den resultierenden Summenstrom  $i_K$ . Die Reduktion des Stromrippels  $\Delta i_K$  im Vergleich zu  $\Delta i_{zw}$  sowie die Frequenz-Verdreifachung können deutlich gesehen werden.

### 6.2.3 Lückbetrieb (diskontinuierlicher Betrieb)

Im Lückbetrieb werden die verschiedenen Zweigströme  $i_{zw}$  bei jeder Schaltperiode  $T_S$  während einer gewissen Zeit (an der Grenze zwischen Lück- und kontinuierlichem Betrieb genau zu einem Zeitpunkt) Null. Dies geschieht, falls in einer Schaltperiode  $T_S$  nur ein IGBT angesteuert wird (der andere bleibt immer ausgeschaltet) und der Strommittelwert  $I_{zw}$  der Zweige so klein ist, dass der Zweigstrom  $i_{zw}$  in der IGBT-Ausschaltphase zu Null wird. In diesem Fall bleibt der Zweigstrom  $i_{zw}$  Null, bis der IGBT zu Beginn der nächsten Schaltperiode  $T_S$  wieder eingeschaltet wird.

Der Lückbetrieb kann aus verschiedenen Gründen auftreten:

- Der Strom  $i_K$  durch die angeschlossene Komponente weist nur eine Richtung auf und darf die andere Richtung nie annehmen. In diesem Fall wird immer nur der gleiche IGBT einer Halbbrücke angesteuert. Bei tiefen Strommittelwerten  $I_K$  lücken die Zweigströme  $i_{zw}$ . Dieser Fall tritt bei der BZ auf.
- Der Strom  $i_K$  durch die angeschlossene Komponente weist beide Richtungen auf, allerdings wird in einer Schaltperiode  $T_S$  nur ein IGBT pro Halbbrücke angesteuert und der andere bleibt immer ausgeschaltet. Durch diese Art der Ansteuerung wird verhindert, dass die Zweigströme  $i_{zw}$  bei tieferen Strommittelwerten  $I_{zw}$  innerhalb einer Schaltperiode  $T_S$  ihre Richtung umkehren. Dies reduziert die Strombelastung der Halbleiter und der Drosseln. Der SC-seitige DC/DC-Wandler wird bei den Untersuchungen in Unterkapitel 6.5 so angesteuert.

Somit ist der Lückbetrieb in der Praxis sehr wichtig und muss auf jeden Fall berücksichtigt werden.

Die Einschaltzeitdauer  $T_{IGBT}$  des in der Schaltperiode  $T_S$  angesteuerten IGBT ist vorgegeben. Daraus ergeben sich die Zeit  $T_D$ , während der der Strom durch die Diode fliesst und die Zeit  $T_{leit}$ , während der der Strom überhaupt fliesst.

### Positive Zweigströme $i_{zw} \ge 0$

Die folgenden Überlegungen gelten für positive Zweigströme  $i_{zw} \ge 0$ . Der untere IGBT der Halbbrücken wird angesteuert und die obere Diode leitet (siehe auch Figur 6.4). Der obere IGBT bleibt immer ausgeschaltet und die untere Diode ist somit immer stromlos. Mit dem Modulationsgrad  $m_{zw}$ , der als Verhältnis von Ausschaltzeit  $T_S - T_{IGBT}$  des unteren IGBT einer Halbbrücke zur Schaltperiode  $T_S$  definiert wird, gilt:

$$m_{zw} = 1 - \frac{T_{IGBT}}{T_S} \tag{6.16}$$

$$T_{D} = \frac{U_{K}}{U_{ZK} - U_{K}} T_{IGBT} = \frac{U_{K}}{U_{ZK} - U_{K}} \frac{1 - m_{zw}}{F_{S}}$$
(6.17)

$$T_{leit} = T_{IGBT} + T_D = \frac{U_{ZK}}{U_{ZK} - U_K} \frac{1 - m_{zw}}{F_S}$$
 (6.18)

Der Strommittelwert  $I_{zw}$  sowie der Stromrippel  $\Delta i_{zw}$  sind im Lückbetrieb abhängig von der Einschaltdauer  $T_{IGBT}$  des IGBT. Es gilt:

$$\Delta i_{zw} = \frac{U_K}{L_{zw}} T_{IGBT} = \frac{U_K}{L_{zw}} \frac{1 - m_{zw}}{F_S}$$
(6.19)

$$I_{zw} = \frac{\Delta i_{zw} T_{leit}}{2 T_S} = \frac{U_K U_{ZK}}{2L_{zw} F_S (U_{ZK} - U_K)} (1 - m_{zw})^2 \quad (6.20)$$

Der Stromrippel  $\Delta i_{zw}$  ist im Lückbetrieb im Gegensatz zum kontinuierlichen Betrieb abhängig vom Zweigstrommittelwert  $I_{zw}$ . Er ist von der Anzahl Nversetzt getakteter Zweige unabhängig und lässt sich aus Gl. (6.19) und (6.20) wie folgt berechnen:

$$\Delta i_{zw} = \sqrt{\frac{2U_{K}(U_{ZK} - U_{K})}{L_{zw}F_{S}U_{ZK}}}I_{zw}}$$
(6.21)

#### Negative Zweigströme $i_{zw} \leq 0$

Die folgenden Gleichungen sind dual zu den Gl. (6.16)-(6.21) und gelten für negative Zweigströme  $i_{zw} \le 0$ . Der obere IGBT der Halbbrücken wird angesteuert und die untere Diode leitet. Der untere IGBT bleibt immer ausge-

schaltet und die obere Diode ist somit immer stromlos. Mit dem Modulationsgrad  $m_{zw}$ , der als Verhältnis von Einschaltzeit  $T_{IGBT}$  des oberen IGBT einer Halbbrücke zur Schaltperiode  $T_S$  definiert wird, gilt:

$$m_{zw} = \frac{T_{IGBT}}{T_S}$$
(6.22)

$$T_{D} = \frac{U_{ZK} - U_{K}}{U_{K}} T_{IGBT} = \frac{U_{ZK} - U_{K}}{U_{K}} \frac{m_{zw}}{F_{S}}$$
(6.23)

$$T_{leit} = T_{IGBT} + T_D = \frac{U_{ZK}m_{zw}}{U_K}F_S$$
(6.24)

$$\Delta i_{zw} = \frac{U_{ZK} - U_K}{L_{zw}} T_{IGBT} = \frac{U_{ZK} - U_K}{L_{zw}} \frac{m_{zw}}{F_S}$$
(6.25)

$$I_{zw} = -\frac{\Delta i_{zw}}{2} \frac{T_{leit}}{T_S} = \frac{(U_K - U_{ZK})U_{ZK}}{2L_{zw}F_S U_K} m_{zw}^2$$
(6.26)

$$\Delta i_{zw} = \sqrt{\frac{2U_{K}(U_{K} - U_{ZK})}{L_{zw}F_{S}U_{ZK}}}I_{zw}}$$
(6.27)

#### Versetzte Taktung

Wenn N Zweige parallel geführt und N-fach versetzt getaktet werden, lässt sich der resultierende Stromrippel  $\Delta i_K$  am Knotenpunkt K im Gegensatz zum kontinuierlichen Betrieb allgemein für eine beliebige Anzahl N Zweige nicht mehr einfach berechnen. Der Grund liegt in der sehr grossen Anzahl Fälle, die aufgrund der unterschiedlichen Stromüberlappungen berücksichtigt werden müssen. Für eine gegebene Anzahl N Zweige kann der Stromrippel  $\Delta i_K$  allerdings analytisch berechnet werden. Im folgenden wird darauf verzichtet, einen Spezialfall zu berechnen. Der resultierende Stromrippel  $\Delta i_K$  im Lückbetrieb wird immer numerisch berechnet.

Die Grundfrequenz  $F_K$  des resultierenden Stromes am Knotenpunkt K wird wie im kontinuierlichen Betrieb um den Faktor N vergrössert (siehe Gl. (6.15)).

Figur 6.8 ist ähnlich aufgebaut wie Figur 6.7 und zeigt die Bildung der Schaltsignale für die IGBT sowie einen zeitlichen Verlauf der Zweigströme  $i_{zw1...3}$  ( $i_{zw1...3} > 0$ ) im Lückbetrieb und des resultierenden Summenstromes  $i_K$  am Beispiel der dreifach versetzten Taktung. Figur 6.8 a) zeigt, wie aus den Schnittpunkten der sägezahnförmigen Hilfssteuerspannungen  $u_{hssp1...3}$  und der Steuerspannung  $u_{st}$  – die Steuerspannung  $u_{st}$  entspricht dem für alle Zweige gleich angenommenen Modulationsgrad  $m_{zw}$  – die Schaltsignale  $u_{schalt1...3}$  für die IGBT erzeugt werden. Diese sind zusammen mit den resultierenden Zweigströmen  $i_{zw1...3}$  in den Figuren 6.8 b)-d) dargestellt. Figur 6.8 e) zeigt zusammenfassend alle Zweigströme  $i_{zw1...3}$  sowie den resultierenden Summenstrom  $i_K$ . Die Reduktion des Stromrippels  $\Delta i_K$  im Vergleich zu  $\Delta i_{zw}$  sowie die Frequenz-Verdreifachung können deutlich gesehen werden.

Figur 6.9 zeigt als Beispiel den resultierenden Stromrippel  $\Delta i_K$  bei dreifach versetzter Taktung in Funktion des Stromes  $I_K$  und des Verhältnisses  $U_K/U_{ZK}$ .



Figur 6.9: Stromrippel  $\Delta i_K$  bei dreifach versetzter Taktung in Funktion des Stromes  $I_K$  und des Verhältnisses  $U_K/U_{ZK}$  im Lückbetrieb  $(F_S = 15kHz, L_{zw} = 200\mu H, U_{ZK} = 400V)$ 

#### 6.2.4 Grenze zwischen Lück- und kontinuierlichem Betrieb

Die Grenze zwischen den beiden Betriebsmodi kann mit der einfachen Bedingung in Gl. (6.28) berechnet werden. Im Lückbetrieb muss gelten:

$$T_{leit} \leq T_S \tag{6.28}$$

Daraus folgt mit Gl. (6.16), (6.18), (6.22) und (6.24):

$$m_{zw} = 1 - \frac{T_{IGBT}}{T_S} \ge \frac{U_K}{U_{ZK}} \qquad (\text{bei } i_{zw} \ge 0)$$
(6.29)

$$m_{zw} = \frac{T_{IGBT}}{T_S} \leq \frac{U_K}{U_{ZK}} \quad (\text{bei } i_{zw} \leq 0)$$
(6.30)

Falls Gl. (6.29) bzw. Gl. (6.30) erfüllt ist, arbeitet der DC/DC-Wandler im Lückbetrieb.

### 6.3 Halbleiter

Dieses Unterkapitel geht auf die Wahl und die Modellierung der Halbleiter ein, die für die Untersuchungen in Unterkapitel 6.5 verwendet werden.

Für die betrachtete Anwendung im Leistungsbereich von grob 50kW werden ausschliesslich **IGBT** in Betracht gezogen, weil diese sich bezüglich des Strom- und Spannungsbereiches optimal dafür eignen. Zudem sind sie als fertige **Halbbrücken-Module** mit integrierten antiparallelen Dioden verfügbar, was einen einfachen und kompakten Aufbau der DC/DC-Wandler ermöglicht. Die FET, die im unteren Leistungsbereich von W bis zu wenigen kW sehr effizient eingesetzt werden, könnten prinzipiell auch verwendet werden, müssten allerdings aufgrund ihrer zu kleinen Stromtragfähigkeit bei der betrachteten ZK-Spannung von  $U_{ZK} = 400V$  mehrmals parallel geschaltet werden, um den relativ grossen Strom leiten und abschalten zu können. Dadurch erhöht sich die Komplexität des Systems stark. Im folgenden wird auf diese Variante nicht näher eingegangen. Auf der anderen Seite sind GTO oder IGCT bei der in dieser Arbeit betrachteten Leistungsklasse völlig überdimensioniert und werden auch nicht berücksichtigt.

#### 6.3.1 Wahl der IGBT-Module

Der in Kapitel 6 betrachtete Antriebsstrang (AS) besitzt die Grundtopologie gemäss Figur 6.1 bzw. Figur 6.4 bei versetzter Taktung. Die Zwischenkreisspannung (ZK-Spannung) wird dabei auf  $U_{ZK} = 400V$  geregelt und bleibt

immer konstant (siehe Abschnitt 6.5.1). Die optimalen IGBT-Module für diese Anwendung besitzen somit eine max. Sperrspannung von 600V. Solche IGBT-Module sind für verschiedene Ströme auf dem Markt erhältlich.

Bei den Untersuchungen in Unterkapitel 6.5 werden ausschliesslich 600V-IGBT-Module aus der Familie BSM XX GB 60 DLC (Firma *Eupec*) mit XX  $\in$  {50,75, 100, 150, 200, 300} betrachtet. Diese Halbleiter-Familie besteht aus einer Halbbrücke mit zwei IGBT und entsprechenden antiparallelen Dioden, besitzt eine max. Sperrspannung von 600V und einen max. Strom<sup>1</sup> von XXA. Somit stehen sechs Halbleitermodul-Typen mit verschiedenen Stromtragfähigkeiten für jeden untersuchten DC/DC-Wandler zur Auswahl.

Im weiteren wurde darauf verzichtet, die IGBT-Module von verschiedenen Herstellern miteinander zu vergleichen, denn die Halbleitertechnologie kommt sehr schnell vorwärts und es geht in dieser Arbeit nicht darum, die Halbleiter als solches zu optimieren. Interessanter sind hier die verwendeten Methoden für die Optimierung der DC/DC-Wandler. Um diese Optimierung an einem konkreten Beispiel durchzuführen, wird die oben erwähnte Halbleiter-Familie betrachtet.

### 6.3.2 Elektrische Modellierung der IGBT-Module

Die IGBT-Module werden elektrisch durch die **Durchlassverluste**   $P_{v,HL,durch}$  sowie durch die **Schaltverluste**  $P_{v,HL,schalt}$  der IGBT und der Dioden modelliert ( $HL \in \{IGBT, D\}$ ). Die resultierenden Modulverluste  $P_{v,MOD}$  setzen sich aus den Durchlass- und den Schaltverlusten der IGBT und der Dioden zusammen:

$$P_{v,HL} = P_{v,HL,durch} + P_{v,HL,schalt} \quad \text{mit} \quad HL \in \{IGBT,D\} \quad (6.31)$$

$$P_{v,MOD} = P_{v,IGBT} + P_{v,D}$$

$$= P_{v,IGBT,durch} + P_{v,IGBT,schalt} + P_{v,D,schalt} \quad (6.32)$$

<sup>1)</sup> Der max. Strom ist definiert als der max. Dauergleichstrom. Er ist nicht mit dem (viel grösseren) max. abschaltbaren Strom zu verwechseln.

Der kleine Einfluss der IGBT-Verluste auf das Verhalten der IGBT im DC/DC-Wandler wird vernachlässigt. Für die Erzeugung der Stromform durch die Zweigdrosseln  $L_{zw}$  wird also davon ausgegangen, dass die IGBT-Module ideal (unendlich schnell und verlustfrei) schalten und keine Vorwärtsspannung aufweisen. Diese Annahme ist aufgrund der relativ kleinen Verluste der IGBT-Module im Vergleich zur Nennleistung der DC/DC-Wandler für die erwähnte Berechnung mit sehr guter Näherung erfüllt.

#### Durchlassverluste

Die Durchlassverluste  $P_{v,HL,durch}$  der IGBT-Module werden durch die im Datenblatt angegebenen IGBT- und Diodenkennlinien modelliert. Diese geben die Vorwärtsspannung  $u_{HL,f}$  der IGBT und der Dioden  $(HL \in \{IGBT,D\})$  bei den Junction-Temperaturen  $T_{HL,j} = 25^{\circ}C$  und  $T_{HL,j} = 125^{\circ}C$  an. Diese Daten sind in der Regel zuverlässig, denn sie sind relativ einfach zu messen und hängen nicht vom Aufbau der Schaltung ab. Für die Zwischentemperaturen  $T_{HL,j}$  wird zwischen den beiden Kennlinien linear interpoliert. Die mittlere Verlustleistung  $P_{v,HL,durch}$  über eine Schaltperiode  $T_S$  lässt sich somit bei gegebener Junction-Temperatur  $T_{HL,j}$  und gegebenem Halbleiterstrom  $i_{HL}$  folgendermassen berechnen:

$$P_{v,HL,durch}(T_{HL,j}) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} u_{HL,f}(T_{HL,j}) \cdot i_{HL} dt$$

$$(6.33)$$

$$(HL \in \{IGBT, D\})$$

#### Schaltverluste

Die Schaltverluste  $P_{v,HL,schalt}$ , die aufgrund der kurzzeitigen Strom- und Spannungsüberlappungen während eines Schaltvorgangs bei den IGBT und den Dioden entstehen, werden auch im Datenblatt der IGBT-Module angegeben. Diese Werte sind allerdings nicht sehr zuverlässig, denn die Schaltverluste hängen sehr stark von der Aufbaugeometrie der Schaltung ab. Insbesondere spielt die niederinduktive Ankopplung der IGBT-Module an den Spannungszwischenkreis eine entscheidende Rolle für das Verhalten der IGBT-Module während eines Schaltvorgangs. Um Informationen über die tatsächlichen Schaltverluste zu erhalten, wurden diese für die gewählten IGBT-Module (siehe Abschnitt 6.3.1) bei der in der Hardware-Realisierung gebauten Zwischenkreisgeometrie (siehe Kapitel 8) gemäss Abschnitt 6.3.3 gemessen. Die Schaltverluste wurden für Halbleiterströme  $i_{HL}$  zwischen Null und dem max. Modulstrom (siehe Abschnitt 6.3.1) je bei fünf Halbleiter-Junction-Temperaturen  $T_{HL,j} = 25, 50, 75, 100, 125^{\circ}C$ gemessen. Zwischen den gemessenen Werten (Strom und Temperatur) wird linear interpoliert. Die Messung liefert für die IGBT und die Dioden die Einschaltenergie E<sub>HL,schalt,ein</sub> (Verlustenergie, die während der IGBT-Einschaltphase entsteht) und die Ausschaltenergie  $E_{HL,schalt,aus}$  (Verlustenergie, die während der IGBT-Ausschaltphase entsteht) in Funktion des Halbleiterstromes  $i_{HL}$  und der Halbleiter-Junction-Temperatur  $T_{HL,j}$ . Der Halbleiterstrom  $i_{HL}$ , der vom oberen Teil der Halbbrücke zum unteren Teil kommutiert oder umgekehrt, bleibt während der sehr kurzen Schaltzeit  $T_{schalt} \approx 100 ns$  aufgrund der Induktivität L (siehe Abschnitt 6.3.3) mit sehr guter Näherung konstant. Die Halbleiter-Junction-Temperatur  $T_{HL,j}$  bleibt aufgrund der sehr kleinen Schaltzeit  $T_{schalt}$  im Vergleich zur thermischen Zeitkonstante  $T_{MOD,th}$  der Module ( $T_{schalt} \ll T_{MOD,th}$ ) ebenfalls mit sehr guter Näherung konstant. Daraus lassen sich die Einschaltverluste  $P_{v,HL,schalt,ein}$  und die Ausschaltverluste  $P_{v,HL,schalt,aus}$  bei gegebener Schaltfrequenz  $F_S$  in Funktion des geschalteten Halbleiterstromes  $i_{HL}$  und der Junction-Temperatur  $T_{HL,i}$  berechnen:

$$P_{v,HL,schalt,ein}(i_{HL},T_{HL,j}) = E_{HL,schalt,ein}(i_{HL},T_{HL,j}) \cdot F_{S}$$

$$P_{v,HL,schalt,aus}(i_{HL},T_{HL,j}) = E_{HL,schalt,aus}(i_{HL},T_{HL,j}) \cdot F_{S}$$

$$(HL \in \{IGBT,D\})$$

$$(6.34)$$

Die gesamten Schaltverluste  $P_{HL,schalt}$  setzen sich aus den Ein- und Ausschaltverlusten zusammen:

$$P_{v,HL,schalt} = P_{v,HL,schalt,ein} + P_{v,HL,schalt,aus}$$
(6.35)  
(HL  $\in \{IGBT,D\}$ )

#### 6.3.3 Messung der Schaltverluste

Zur Messung der Schaltverluste einer Halbbrücke bei induktiver Last wurde die Schaltung in Figur 6.10 aufgebaut [5]. Um den wichtigen Einfluss der ZK-Geometrie auf die Schaltverluste zu berücksichtigen, wurde diese genau so wie diejenige der gebauten DC/DC-Wandler (siehe Kapitel 8) gestaltet. Die Schaltung ermöglicht, die Ein- und Ausschaltverluste der IGBT-Module bei einstellbarem Halbleiterstrom  $I_L$  und einstellbarer Halbleiter-Junction-Temperatur  $T_{HL,i}$  durchzuführen [5]. Dabei werden die Gate-Widerstände  $R_{ein}$  bzw.  $R_{aus}$  für die Ansteuerung des IGBT innerhalb des vom Datenblatt angegebenen Widerstandsbereiches so klein wie möglich gewählt, um die Schaltverluste möglichst klein zu halten. Allerdings muss

- der Ausschaltwiderstand  $R_{aus}$  so gross gewählt werden, dass die Überspannungen über den Halbleitern beim Ausschalten immer innerhalb des vom Datenblatt angegebenen sicheren Arbeitsbereiches bleiben und
- der Einschaltwiderstand R<sub>ein</sub> so gross gewählt werden, dass der Diodenrückstrom durch die IGBT beim Einschalten nie zu gross wird – dies entspricht etwa dem achtfachen max. IGBT-Strom (siehe<sup>1</sup> auf Seite 137) – und dass keine unzulässigen Schwingungen während des Schaltvorgangs entstehen.



Figur 6.10: Verwendete Schaltung zur Messung der Schaltverluste einer Halbbrücke mit induktiver Last

Der IGBT-Strom  $i_{IGBT}$  wird mit Hilfe eines kleinen Koaxshunts  $R_{shunt} = 10m\Omega$  hoher Bandbreite ( $\approx 400MHz$ ) gemessen, der den IGBT-Strom in eine proportionale Spannung  $u_{mess} = R_{shunt} \cdot i_{IGBT}$  abbildet. Der Koaxshunt wird so plaziert, dass er die ZK-Geometrie praktisch nicht beeinflusst. Die IGBT-Spannung  $u_{IGBT}$  wird mit einer Spannungssonde hoher Bandbreite ( $\approx 100 MHz$ ) gemessen. Bei jedem Schaltvorgang werden der IGBT-Strom  $i_{IGBT}$  sowie die IGBT-Spannung  $u_{IGBT}$  gemessen. Daraus können der Diodenstrom  $i_D = I_L - i_{IGBT}$  und die Diodenspannung  $u_D = U_C - u_{IGBT}$  (der kleine Spannungsabfall  $u_{mess}$  ist vernachlässigbar) aufgrund der konstanten Kondensatorspannung  $U_C$  und des konstanten Drosselstromes  $I_L$  während des kurzen Schaltmomentes im Bereich von grob  $T_{schalt} \approx 100 ns$  berechnet werden. Durch Aufintegrieren der Verlustleistung über die Schaltzeit T<sub>schalt</sub> lassen sich die entsprechenden Verlustpro Einschaltenergien E<sub>HL.schalt.ein</sub> bzw. E<sub>HL.schalt.aus</sub> pro Ausschaltvorgang berechnen:

$$E_{HL,schalt,ein}(T_{HL,j}) = \int_{0}^{T_{schalt}} u_{HL,schalt,ein} \cdot i_{HL,schalt,ein} dt$$

$$E_{HL,schalt,aus}(T_{HL,j}) = \int_{0}^{T_{schalt}} u_{HL,schalt,aus} \cdot i_{HL,schalt,aus} dt \qquad (6.36)$$

$$(HL \in \{IGBT,D\})$$

Figur 6.11 zeigt die Messung eines IGBT-Ein- und Ausschaltvorgangs mit der entsprechenden IGBT-Verlustleistung am Beispiel eines IGBT-Moduls.



Figur 6.11: Beispiel eines IGBT-Ein- (links) und Ausschaltvorgangs (rechts) am IGBT-Modul BSM 150 GB 60 DLC bei  $U_C = 400V$ ,  $I_L = 150A$ ,  $T_{IGBT,j} = T_{D,j} = 75^{\circ}C$ 

Zusätzliche Informationen über die Messmethode können in [5] und [18] nachgelesen werden.

#### 6.3.4 Thermische Modellierung der IGBT-Module

Um die Durchlass- und Schaltverluste der Halbleiter genau zu bestimmen, muss die *Junction*-Temperatur  $T_{HL,j}$  der IGBT sowie der Dioden bestimmt werden ( $HL \in \{IGBT, D\}$ ). Dafür werden die IGBT-Module thermisch modelliert. Dabei wird immer vom stationären Zustand ausgegangen, wodurch die thermischen Kapazitäten weggelassen werden können. Diese Annahme ist vernünftig, da die thermischen Zeitkonstanten  $T_{MOD,th} < 0.1s$  der betrachteten IGBT-Module deutlich kleiner sind als die zeitlichen Vorgänge im AS. Zudem wird bei den Untersuchungen in Unterkapitel 6.5 immer vom stationären Zustand ausgegangen.

Da bei der berücksichtigten Ansteuerung der IGBT-Module (siehe Abschnitt 6.5.1) jeweils nur ein IGBT und eine Diode pro Schaltperiode  $T_S$  Strom führen, lässt sich bei gegebener Kühlkörpertemperatur  $T_{KK}$  das thermische Ersatzschaltbild eines IGBT-Moduls gemäss Figur 6.12 modellieren.

$$T_{D,j} \xrightarrow{P_{v,D}} R_{D,th}$$

$$R_{MOD,th}$$

$$T_{IGBT,j} \xrightarrow{P_{v,IGBT}} R_{IGBT,th}$$

Figur 6.12: Thermisches Ersatzschaltbild eines IGBT-Moduls

Die thermischen Widerstände  $R_{IGBT,th}$ ,  $R_{D,th}$  und  $R_{MOD,th}$  sind im Datenblatt der IGBT-Module angegeben.

Die IGBT- bzw. Dioden-*Junction*-Temperaturen  $T_{IGBT,j}$  bzw.  $T_{D,j}$  lassen sich in Abhängigkeit von der Dioden- und IGBT-Verlustleistung  $P_{v,IGBT}$  bzw.  $P_{v,D}$  wie folgt berechnen:

$$T_{IGBT,j} = T_{KK} + R_{IGBT,th} P_{v,IGBT} + R_{MOD,th} (P_{v,IGBT} + P_{v,D})$$
  
$$T_{D,j} = T_{KK} + R_{D,th} P_{v,D} + R_{MOD,th} (P_{v,IGBT} + P_{v,D}) (6.37)$$

### 6.4 Drosseln

Dieses Unterkapitel gibt zuerst allgemeine Drossel-Zusammenhänge (Abschnitt 6.4.1), geht danach auf die Wahl der Drosselgeometrie (Abschnitt 6.4.2) und des Kernmaterials (Abschnitt 6.4.3) ein, modelliert und optimiert sie anschliessend geometrisch (Abschnitt 6.4.4 und 6.4.5) und widmet sich schlussendlich der Berechnung der Drosselverluste (Abschnitt 6.4.7). Die Modellierung der Drosseln spielt im Optimierungsprozess eine wichtige Rolle, denn diese sind schwer und nehmen relativ viel Platz in Anspruch (siehe Kapitel 8).

### 6.4.1 Allgemeine Drosselgleichungen

Die Drosseln müssen die folgenden Anforderungen erfüllen. Sie müssen

- die Induktivität L aufweisen,
- den max. mittleren Strom  $I_{L,max}$  und den max. Stromrippel  $\Delta I_{L,max}$ ertragen können. Daraus ergibt sich auch der max. Stromeffektivwert  $I_{L,eff,max}$  sowie der Peak-Strom  $I_{L,peak}$  durch die Drosseln.
- Die Grundschwingungsfrequenz des Stromrippels beträgt  $F_s$ .

Die folgenden **max. Daten** sind entweder von den Materialeigenschaften der Drosseln abhängig oder sie müssen so gewählt werden, dass die Drosseln mit den oben angegebenen Anforderungen zuverlässig arbeiten (genaueres dazu in Abschnitt 6.5.4). Sie können praktisch nicht beeinflusst werden.

- Die max. zulässige Induktion  $B_{peak,zul}$  im Kern hängt vom Kernmaterial ab und darf nicht überschritten werden, damit der Kern magnetisch nicht sättigt. Da die max. zulässige Kerninduktion  $B_{peak,zul}$  mit zunehmender Temperatur abnimmt, wird  $B_{peak,zul}$  so festgelegt, dass der Kern bei der max. Betriebstemperatur nicht sättigt.
- Der durch den Stromrippel  $\Delta I_{L,max}$  erzeugte max. Induktionsrippel  $\Delta B_{max}$  im Kern muss so begrenzt werden, dass die max. zulässige Kerntemperatur nicht überschritten wird.
- Die max. Stromdichte  $J_{L,max}$  der Kupferwicklungen muss so begrenzt werden, dass die max. zulässige Wicklungstemperatur nicht überschritten wird.

Zudem werden die folgenden Annahmen bzw. Vereinfachungen getroffen:

- Die relative Permeabilität  $\mu_r$  des Kernmaterials wird als konstant betrachtet. Die leichte Temperaturabhängigkeit und die leichte Reduktion von  $\mu_r$  mit zunehmender Induktion *B* werden vernachlässigt. Sie beeinflussen die Auslegung der Drosseln nur geringfügig.
- Die leichten Verzerrungen der Feldlinien, die in der Nähe des Luftspalts auftreten und die magnetischen Eigenschaften der Drosseln geringfügig beeinflussen (relativ kleiner Luftspalt), werden vernachlässigt.
Daraus können die folgenden allgemein gültigen – von der Drosselgeometrie unabhängigen<sup>2</sup> – Gleichungen geschrieben werden ( $N_L$ : Windungszahl,  $A_k$ : Kernfläche,  $A_{cu}$ : Kupferfläche,  $l_k$ : magnetische Kernlänge,  $\delta_{luft}$ : Luftspalt):

$$B = B_k = B_{luft}, B_k = \mu_r \mu_0 H_k, B_{luft} = \mu_0 H_{luft}$$
(6.38)

$$2H_{luft}\delta_{luft} + H_k l_k = N_L i_L \tag{6.39}$$

$$N_L B A_k = L i_L$$
 bzw.  $N_L B_{peak} A_k = L I_{L,peak}$  (6.40)

$$L = \frac{\mu_r \mu_0 N_L^2 A_k}{2\mu_r \delta_{luft} + l_k}$$
(6.41)

$$J_{L,max} = \frac{I_{L,eff,max}}{A_{cu}}$$
(6.42)

#### 6.4.2 Wahl der Drosselgeometrie

Die in dieser Arbeit betrachteten Drosseln besitzen alle dieselbe Geometrie. Der Kern ist ein U-U-Kern. Die Drosseln besitzen zwei parallel geschaltete Wicklungen (siehe Figur 6.13), die aus dünnen Kupferfolien bestehen. Figur 6.13 zeigt die gewählte Drosselgeometrie. Die Gründe dafür sind:

- Die gewählte Drosselgeometrie ist relativ einfach. Sie kann billig hergestellt werden und ermöglicht eine kompakte Bauweise der Drosseln mit wenig "toten" Räumen. Die näherungsweise kubische Form der Drosseln ist für viele Anwendungen praktisch.
- Die gewählte Kerngeometrie ist auf dem Markt erhältlich und eignet sich bestens für die gewählte Wicklungsanordnung.
- Die Stromverdrängung, die prinzipiell bei Wechselstrom durchflossenen Leitern auftritt und die Wechselstromverluste unter Umständen stark erhöht, kann dank dünner Kupferfolien (siehe Gl. (6.84)) weitgehend minimiert werden. Dies ist bei den in Unterkapitel 6.5 relativ hohen Schaltfrequenzen der IGBT und teilweise hohem Stromrippel durch die einzelnen Drosseln wichtig (siehe Abschnitt 6.4.7).

<sup>2)</sup> Bei Gl. (6.39) und Gl. (6.41) ist allerdings schon berücksichtigt, dass der wirksame Luftspalt bei der gewählten Drosselgeometrie  $2\delta_{luft}$  beträgt. Dies stellt aber im allgemeinen keine Einschränkung der Gleichungen dar.

### 6.4.3 Wahl des Kernmaterials

Das betrachtete Kernmaterial besteht aus amorphen Metallen in Schnittband-Technologie (*Powerlite*<sup>®</sup> der Firma *AlliedSignal*). Es besitzt eine relativ hohe Sättigungsinduktion<sup>3</sup> von  $B_{peak,zul} = 1.2T$  und relativ tiefe spezifische Verluste. Es eignet sich insbesondere gut für Anwendungen, die eine grosse Induktion zusammen mit einem hochfrequenten (viele kHz) Induktionsrippel, d.h. einen grossen Gleichstrom zusammen mit einem hochfrequenten Stromrippel aufweisen. Die deutlichen Vorteile im Vergleich zu Ferrit (höhere zulässige Induktion bzw. tiefere spezifische Verluste) ermöglichen eine kompaktere Bauweise der Drosseln.

# 6.4.4 Geometrische Modellierung der Drosseln

Die gewählte Drosselgeometrie mit den wichtigsten Abmessungen ist in Figur 6.13 abgebildet.

Die folgenden Abmessungen, die im wesentlichen aus Isolations- und Konstruktionsgründen eine Mindestgrösse aufweisen müssen, werden für alle Drosseln gleich gewählt. Sie können somit als **Konstanten** betrachtet werden:

• Dicke der Isolation zwischen den Kupferfolien  $d_{iso} = 0.2mm$ , Abstand zwischen oberer Kante der Kupferfolien und Kern  $d_{rd1} = 3mm$  sowie Abstand zwischen Folienfläche und Kern  $d_{rd2} = 3mm$ .

Die folgenden Grössen sind **wählbar** und müssen so bestimmt werden, dass die in Abschnitt 6.4.1 vorgegebenen Drosseleigenschaften bzw. -anforderungen erfüllt werden:

• Windungszahl  $N_L$ , Kupferdicke  $d_{cu}$ , Kupferhöhe  $h_{cu}$ , Kerndicke  $d_k$ , Kernbreite  $b_k$  und Luftspalt<sup>4</sup>  $\delta_{luft}$ .

Aus diesen Grössen ergeben sich folgende Gleichungen, die die Drosselgeometrie mit guter Näherung modellieren ( $A_k$ : Kernfläche,  $A_{cu}$ : Kupferfläche<sup>5</sup>,  $l_k$ : magnetische Kernlänge,  $l_{cu}$ : Kupferlänge<sup>6</sup>):

<sup>3)</sup>  $B_{peak,zul}$  ist die in dieser Arbeit max. zugelassene Induktion. Die max. Induktion des Kernmaterials kann unter anderen Bedingungen (z.B. tieferen Temperaturen) grösser gewählt werden.

<sup>4)</sup> Es sei nochmals erwähnt, dass der wirksame Luftspalt bei der gewählten Drosselgeometrie  $2\delta_{luft}$  beträgt.

<sup>5)</sup>  $A_{cu}$  ist die gesamte Kupferfläche der beiden Wicklungen.





$$A_k = b_k d_k \tag{6.43}$$

$$A_{cu} = 2h_{cu}d_{cu} \tag{6.44}$$

$$l_{k} = 2h_{cu} + 4N_{L}d_{cu} + 4(N_{L} + 1)d_{iso} + \pi d_{k} - 2\delta_{luft} + 4d_{rd1} + 4d_{rd2}$$
(6.45)

$$l_{cu} = 2N_L(b_k + d_k + 4d_{rd2}) + \pi(N_L d_{cu} + (N_L + 1)d_{iso})$$
(6.46)

Für die Aussenabmessungen  $b_{tot}$ ,  $l_{tot}$  und  $h_{tot}$  der Drosseln gilt:

$$l_{tot} = 2(d_k + 2d_{rd2} + 2N_L d_{cu} + 2(N_L + 1)d_{iso})$$
(6.47)

<sup>6)</sup>  $l_{cu}$  stellt die Kupferlänge einer Wicklung dar.

$$b_{tot} = b_k + 2d_{rd2} + 2N_L d_{cu} + 2(N_L + 1)d_{iso}$$
(6.48)

$$h_{tot} = h_{cu} + 2d_k + 2d_{rd1} ag{6.49}$$

Die allgemeinen Gl. (6.40)-(6.42) zusammen mit den geometrieabhängigen Gl. (6.43)-(6.46) – mit anderen Worten **sieben** unabhängige **Gleichungen** mit den **zehn Unbekannten**  $N_L$ ,  $A_k$ ,  $A_{cu}$ ,  $b_k$ ,  $d_k$ ,  $l_k$ ,  $h_{cu}$ ,  $d_{cu}$ ,  $l_{cu}$ ,  $\delta_{luft}$  – beschreiben die Drosseln vollständig. Da es drei Unbekannte mehr gibt als Gleichungen, ist das Gleichungssystem unterbestimmt. Drei Unbekannte können frei gewählt werden. Diese Tatsache wird im nächsten Abschnitt 6.4.5 genutzt, um entweder die Masse  $m_L$  oder das Aussenvolumen  $V_{L.aussen}$  der Drosseln zu minimieren.

#### 6.4.5 Optimierung der Drosseln

Im letzten Abschnitt 6.4.4 ist gezeigt, dass die Drosseln mit sämtlichen Anforderungen berechnet werden können. Dabei können drei von den zehn Unbekannten **frei gewählt** werden. Im folgenden werden

- die Windungszahl  $N_L$ ,
- die Kerndicke  $d_k$  und
- die Kupferdicke  $d_{cu}$

frei gewählt. Durch die Wahl dieser freien Parameter können nun Optimierungen durchgeführt werden. Optimiert können unter anderem die Masse  $m_L$ , das Aussenvolumen  $V_{L,aussen}$  oder die Verluste  $p_{v,L}$  der Drosseln. Im folgenden wird auf die **Minimierung** 

- der Masse  $m_L$  und
- des Aussenvolumens  $V_{L,aussen}$

eingegangen. Die Minimierung der Verluste wird nicht berücksichtigt, denn dafür können z.B. der max. Induktionsrippel  $\Delta B_{max}$  oder die max. Kupferstromdichte  $J_{L,max}$  reduziert werden. Dabei wächst aber die Masse  $m_L$  und das Aussenvolumen  $V_{L,aussen}$  der Drosseln beliebig. Somit wird hier eher den Weg verfolgt, die **Baugrösse** der Drosseln zu **minimieren**, weil im Fahrzeug wenig Platz zur Verfügung steht. Es ist einem immer noch frei gestellt, danach die Verluste z.B. durch eine tiefere Wahl von  $\Delta B_{max}$  oder  $J_{L,max}$  zu reduzieren.

#### **Optimierung der Masse**

Die Masse  $m_L$  der Drosseln setzt sich aus Kern-  $(m_{L,k})$  und Kupfermasse  $(m_{L,cu})$  zusammen und kann bei gegebener Kern-  $(\rho_k)$  und Kupferdichte  $(\rho_{cu})$  folgendermassen berechnet werden:

$$m_L = m_{L,k} + m_{L,cu}$$
$$= \rho_k V_{L,k} + \rho_{cu} V_{L,cu} = \rho_k A_k l_k + \rho_{cu} A_{cu} l_{cu}$$
(6.50)

Mit Hilfe der Gl. (6.40)-(6.46) und der Gl. (6.50) lässt sich die Drosselmasse  $m_L$  in Funktion der freien Parameter Windungszahl  $N_L$ , Kerndicke  $d_k$  und Kupferdicke  $d_{cu}$  ausdrücken. Nun lassen sich die optimale Kerndicke  $d_{k,opt}$  und Kupferdicke  $d_{cu,opt}$ , die die minimale Drosselmasse  $m_{L,min}$  ergeben, durch Lösen der folgenden Gleichungen berechnen:

$$\frac{\partial m_L}{\partial d_k} = 0, \frac{\partial m_L}{\partial d_{cu}} = 0$$
(6.51)

Die Lösung der Gl. (6.51) ergibt für die optimale Kerndicke  $d_{k,opt}$  und Kupferdicke  $d_{cu,opt}$ :

$$d_{k,opt} = \sqrt{\frac{\frac{2\rho_{cu}LI_{L,eff,max}\Delta I_{L,max}}{\Delta B_{max}J_{L,max}}}{\frac{\pi\rho_{k}L\Delta I_{L,max}}{N_{L}\Delta B_{max}}\frac{\mu_{r}}{\mu_{r}-1} + \frac{2\rho_{cu}N_{L}I_{L,eff,max}}{J_{L,max}}}$$
(6.52)

$$d_{cu,opt} = \sqrt{\frac{\frac{\rho_k L I_{L,eff,max} \Delta I_{L,max}}{N_L \Delta B_{max} J_{L,max}} \frac{\mu_r}{\mu_r - 1}}{\frac{4\rho_k L \Delta I_{L,max}}{\Delta B_{max}} \frac{\mu_r}{\mu_r - 1} + \frac{\pi N_L \rho_{cu} I_{L,eff,max}}{J_{L,max}}}$$
(6.53)

Die optimale Windungszahl  $N_{L,opt}$ , die die minimale Drosselmasse  $m_{L,min}$  ergibt, kann prinzipiell auch mit derselben Methode berechnet werden. Allerdings ist die analytische Auflösung der sich ergebenden Gleichung nicht mehr möglich. Um trotzdem die optimale Windungszahl  $N_{L,opt}$  zu bestimmen, wird numerisch vorgegangen. Die Windungszahl  $N_L$  wird variiert, bis die Masse  $m_L$  minimal wird.

#### **Optimierung des Aussenvolumens**

Das Aussenvolumen  $V_{L,aussen}$  der Drosseln lässt sich folgendermassen berechnen:

$$V_{L,aussen} = l_{tot} b_{tot} h_{tot}$$
(6.54)

Mit Hilfe der Gl. (6.40)-(6.49) und der Gl. (6.54) lässt sich das Drosselaussenvolumen  $V_{L,aussen}$  in Funktion der freien Parameter Windungszahl  $N_L$ , Kerndicke  $d_k$  und Kupferdicke  $d_{cu}$  ausdrücken. Die optimale Kerndicke  $d_{k,opt}$ , die optimale Kupferdicke  $d_{cu,opt}$  und die optimale Windungszahl  $N_{L,opt}$ , die das minimale Drosselaussenvolumen  $V_{L,aussen,min}$  ergeben, lassen sich prinzipiell gleich berechnen wie in Abschnitt "Optimierung der Masse". Allerdings ist die analytische Auflösung der sich ergebenden Gleichungen nicht einfach möglich. Deshalb werden die optimalen Parameter  $d_{k,opt}$ ,  $d_{cu,opt}$  und  $N_{L,opt}$  numerisch ermittelt.

#### 6.4.6 Wachstumsgesetz für Gleichstromdrosseln

Das Wachstumsgesetz für Gleichstromdrosseln kann mit Gl. (6.55) gut angenähert werden. Gl. (6.55) entsteht durch die Anpassung des für Wechselstrom-Anwendungen angegebenen Wachstumsgesetzes in [30] unter der Voraussetzung, dass der begrenzende Parameter für die Kernauslegung der max. Induktionsrippel  $\Delta B_{max}$  – die Kernverluste dürfen nicht zu gross werden, siehe Gl. (6.78) – und nicht die max. Kerninduktion  $B_{peak}$  ist.

$$V_{L,aussen} \sim \left(LI_{L,eff,max} \Delta I_{L,max}\right)^{3/4}$$
(6.55)

Um Gl. (6.55) zu überprüfen, werden die Induktivität L, der max. Stromeffektivwert  $I_{L,eff,max}$  und der max. Stromrippel  $\Delta I_{L,max}$  je unabhängig voneinander an einer Drossel variiert und dabei ihr Einfluss auf das Aussenvolumen  $V_{L,aussen}$  untersucht. Figur 6.14 zeigt die entsprechenden Kurven.

Man erkennt deutlich, dass die Abhängigkeit des Aussenvolumens  $V_{L,aussen}$ in Gl. (6.55) von den drei erwähnten Parametern L,  $I_{L,eff,max}$  und  $\Delta I_{L,max}$ mit guter Näherung gegeben ist. Für eine erste grobe Analyse reicht somit die in Gl. (6.55) beschriebene Proportionalität auf jeden Fall.



Figur 6.14: Einfluss der Induktivität L (oberes Bild), des max. Stromeffektivwertes  $I_{L,eff,max}$  (mittleres Bild) und des max. Stromrippels  $\Delta I_{L,max}$  (unteres Bild) auf das Drosselaussenvolumen  $V_{L,aussen}$ (---); die Kurven werden je mit einer Funktion des Typs  $k \cdot x^{3/4}$  mit  $x = L, I_{L,eff,max}$  bzw.  $\Delta I_{L,max}$  (---) verglichen

#### 6.4.7 Berechnung der Drosselverluste

Die Drosselverluste  $P_{v,L}$  bestehen im wesentlichen aus **Kernverlusten**  $P_{v,L,k}$  und **Kupferverlusten**  $P_{v,L,cu}$ . Die Kupferverluste  $P_{v,L,cu}$  können ihrerseits in DC-Verluste  $P_{v,L,cu,DC}$  und AC-Verluste  $P_{v,L,cu,AC}$  unterteilt werden.

$$P_{v,L} = P_{v,L,k} + P_{v,L,cu} = P_{v,L,k} + (P_{v,L,cu,DC} + P_{v,L,cu,AC})$$
(6.56)

Im folgenden werden die Berechnungsmethoden für diese drei Verlustanteile  $P_{v,L,k}$ ,  $P_{v,L,cu,DC}$  und  $P_{v,L,cu,AC}$  angegeben.

#### Kernverluste

Die Kernverluste  $P_{v,L,k}$  entstehen im Drosselkern, wenn die magnetische Induktion *B* variiert. Sie setzen sich aus Hysterese- und Wirbelstrom-Verluste zusammen. Sie sind von der Amplitude der magnetischen Wechselinduktion, von ihrer Frequenz und von der Kerntemperatur abhängig. Für die betrachteten Kerne sind die Wirbelstromverluste vernachlässigbar. Die verbleibenden Hysterese-Verluste pro Kernmasse<sup>7</sup>  $P'_{v,L,k}$  lassen sich für eine sinusförmige Wechselinduktion der Amplitude  $\hat{B}_{AC}$  und der Frequenz  $F_S$ durch die empirisch bestimmte – und im Datenblatt angegebene – Steinmetz-Gleichung mit den Konstanten  $C_m$ ,  $\alpha$  und  $\beta$  approximieren [1]:

$$P'_{\nu,L,k} = C_m F^{\alpha}_S \hat{B}^{\beta}_{AC}$$
 und  $P_{\nu,L,k} = m_{L,k} P'_{\nu,L,k}$  (6.57)

Dabei werden die Temperaturabhängigkeiten des Kernes sowie der Einfluss der Gleichstrom-Magnetisierung vernachlässigt. Diese kann vernünftig kaum berechnet werden. Sie kann allerdings nachgemessen werden [19].

Die in der betrachteten Anwendung vorkommende Wechselinduktion, die proportional zum Wechselanteil des Stromes ist, weist keine sinusförmige sondern eine dreiecksähnliche Form auf. Die Gl. (6.57) darf für die Berechnung der Kernverluste  $P_{v,L,k}$  nicht mehr verwendet werden [1]. Da die Hysterese-Verluste physikalisch aufgrund der Induktionsänderung dB/dt entstehen, kann die Gl. (6.57) für beliebige periodische Induktionsformen der Periode  $T_S$  mit dem Peak-to-Peak Wert der Induktion  $\Delta B$  folgendermassen korrigiert werden [1],[3]):

$$F_{S,equ} = \frac{2}{\pi^2 \Delta B^2} \int_0^{T_s} \left(\frac{dB}{dt}\right)^2 dt$$
(6.58)

$$P_{\nu,L,k} = m_{L,k} C_m F_{S,equ}^{(\alpha-1)} \left(\frac{\Delta B}{2}\right)^{\beta} F_S$$
(6.59)

Die Folge von Gl. (6.58) und (6.59) ist, dass die Kernverluste  $P_{v,L,k}$  mit zunehmender Induktionssteilheit – also mit zunehmender Stromsteilheit – stark wachsen. Dieser Fall tritt z.B. in den DC/DC-Wandlern auf, wenn viele

<sup>7)</sup> In gewissen Datenblättern sind die Hysterese-Verluste pro Kernvolumen angegeben. In diesem Fall muss die Kernmasse in Kernvolumen umgerechnet werden.

Zweige parallel geschaltet werden. Die einzelnen Zweige weisen dann einen relativ geringen Strommittelwert auf und arbeiten im stark lückenden Betrieb mit entsprechend grosser Stromsteilheit.

#### **DC-Kupferverluste**

Die DC-Kupferverluste  $P_{v,L,cu,DC}$  werden aufgrund des aus der Parallelschaltung der beiden Kupferwicklungen resultierenden ohmschen Widerstandes  $R_{L,cu}$  durch den Strommittelwert  $I_L$  erzeugt. Dabei wird angenommen, dass dieser gleichmässig über die ganze Kupferfläche  $A_{cu}$ fliesst ( $\rho_{cu}$ : spezifischer Widerstand von Kupfer).

$$I_L = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} i_L dt \tag{6.60}$$

$$P_{v,L,cu,DC} = R_{L,cu}I_L^2 \quad \text{mit} \quad R_{L,cu} = \frac{\rho_{cu}I_{cu}}{A_{cu}} \quad (6.61)$$

Die Zunahme des spezifischen Widerstandes  $\rho_{cu}$  von Kupfer bei zunehmender Temperatur wird vernachlässigt.

#### **AC-Kupferverluste**

Die AC-Kupferverluste  $P_{v,L,cu,AC}$  entstehen aufgrund des ohmschen Widerstandes  $R_{L,cu}$  der Kupferwicklungen, wenn sie von einem AC-Strom  $i_{L,AC} = i_L - I_L$  durchflossen werden. Dabei muss die Stromverdrängung berücksichtigt werden. Im allgemeinen probiert der Strom seine Impedanz zu minimieren. Bei grösseren Frequenzen  $F_S$  versucht der AC-Strom  $i_{L,AC}$ somit vorwiegend, seine Induktivität zu minimieren. Dafür minimiert er die magnetfeldbildende Fläche, d.h. die vom Kupferband eingeschlossene Fläche. Bei zunehmender Frequenz  $F_S$  fliesst der AC-Strom  $i_{L,AC}$  somit nicht gleichmässig über die ganze Kupferfläche  $A_{cu}$ , sondern immer mehr gegen die innere Seite des Leiters, also gegen den Kern. Da die genaue Berechnung der Stromverteilung in den Wicklungen nur schwierig mit finiten Elementen untersucht werden kann, wird in dieser Arbeit von der vereinfachten Annahme ausgegangen, dass der AC-Strom  $i_{LAC}$  sich exponentiell über die Kupferdicke  $d_{cu}$  verteilt. Bei einem sinusförmigen AC-Strom der Amplitude  $\hat{I}_{L,AC}$  und Frequenz  $F_S$  lässt sich die mittlere AC-Stromdichte  $J_{L,AC}$  mit Hilfe der Eindringstiefe  $\delta$  berechnen ( $d_{cu}$ : Kupferdicke,  $h_{cu}$ : Kupferhöhe):

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_{cu}}{\pi \mu_0 F_s}} \tag{6.62}$$

$$J_{L,AC}(x) = \frac{\hat{I}_{L,AC}}{2\sqrt{2}h_{cu}\delta(1-e^{-d_{cu}/\delta})}e^{\overline{\delta}}$$
(6.63)

-x

Daraus lassen sich die AC-Verluste  $P_{v,L,cu,AC}$  eines sinusförmigen AC-Stromes der Amplitude  $\hat{I}_{L,AC}$  und Frequenz  $F_S$  in beiden Stromwicklungen mit resultierendem DC-Widerstand  $R_{L,cu}$  wie folgt berechnen  $(l_{cu}$ : Kupferlänge):

$$P_{v,L,cu,AC} = 2 \int_{0}^{d_{cu}} \rho_{cu} h_{cu} l_{cu} J_{L,AC}^{2}(x) dx$$
  
$$= R_{L,cu} \frac{\hat{I}_{L,AC}^{2} \frac{d_{cu}}{4} \frac{(1 - e^{-2d_{cu}/\delta})}{\delta(1 - e^{-d_{cu}/\delta})^{2}}$$
(6.64)

Die AC-Verluste eines AC-Stromes mit verschiedenen Frequenzanteilen lassen sich durch die Summe der Verluste aus den verschiedenen Frequenzanteilen berechnen (Superpositionsprinzip).

# 6.5 Optimierung der DC/DC-Wandler

Nachdem die IGBT-Module (Kühlung durch ein Wasser-Glykol-Gemisch, siehe Abschnitt 8.2.1) und die Drosseln – das sind die Komponenten, die am meisten Platz benötigen und Kosten verursachen – beschrieben sind, kann mit der Optimierung der DC/DC-Wandler begonnen werden. Die dafür gewählten Optimierungskriterien sind die Summe der Drosselaussenvolumina  $V_{L,aussen,tot}$ , die gesamte installierte Halbleiterleistung  $P_{inst,HL,tot}$  und die Verluste  $P_{v,konv,tot}$  der DC/DC-Wandler, weil diese Parameter deren Baugrösse sowie deren Kosten massgebend beeinflussen. Als einzige variable Parameter werden die Anzahl N versetzt getakteter Zweige sowie der max. Stromrippel  $\Delta I_{K,max}$  am Knotenpunkt K berücksichtigt. Die Anzahl N versetzt getakteter Zweige muss so bestimmt werden, dass die gewählten Optimierungskriterien minimal werden. Der max. Stromrippel  $\Delta I_{K,max}$  wird nicht zu Beginn der Untersuchungen fest vorgegeben, denn er ist – abgesehen

von den vorgegebenen Anforderungen (mittlere Leistung, Strom und Spannung) – die einzige elektrische Grösse, die einen grossen Einfluss auf die Dimensionierung der DC/DC-Wandler hat.

Der BZ- und der SC-seitige DC/DC-Wandler werden je für sich betrachtet. Abschnitt 6.5.1 beschreibt die sinnvollen Einschränkungen der Untersuchungen. Danach wird in Abschnitt 6.5.2 kurz auf die Optimierungskriterien, in Abschnitt 6.5.3 auf die Ziele und in Abschnitt 6.5.4 auf die Vorgehensweise der Untersuchungen eingegangen.

# 6.5.1 Einschränkungen der Untersuchungen

In diesem Abschnitt werden die sinnvollen **Einschränkungen** aufgelistet, die ermöglichen, unwichtige Vergleiche zu vermeiden. Sie werden im folgenden nach Wichtigkeit aufgelistet:

- Die berücksichtigten Topologien sind in Figur 6.4 angegeben. Die Einschränkungen von Abschnitt 6.1.6 gelten weiterhin.
- Der SC-seitige DC/DC-Wandler wird so angesteuert, dass die Zweigströme  $i_{SC,zw}$  lücken können. In einer Schaltperiode  $T_S$  wird also immer nur ein IGBT pro Halbbrücke angesteuert, der andere IGBT bleibt ausgeschaltet. Diese Art der Ansteuerung ist für die DC/DC-Wandler, bei denen der Rippel  $\Delta i_{SC,zw}$  durch die verschiedenen Zweige gross ist – z.B. wenn die Anzahl N versetzt getakteter Zweige gross ist – absolut sinnvoll, denn sie reduziert den Zweigstromrippel  $\Delta i_{SC,zw}$ (siehe Figuren 6.7 und 6.8). Dadurch können die Baugrösse, die Beanspruchung und die Verluste der DC/DC-Wandler stark reduziert werden.
- Nur die Halbleiter und die Drosseln werden betrachtet. Sie können unabhängig vom Antriebswechselrichter für sich untersucht werden. Die Kondensatoren werden ausser Acht gelassen, denn sie befinden sich an der Schnittstelle der drei leistungselektronischen Schaltungen (beide DC/DC-Wandler und Antriebswechselrichter) und können somit nur durch eine gesamte Betrachtung samt Wechselrichter optimiert werden. Dafür müssen die DC/DC-Wandler und der Wechselrichter als eine Einheit mit gemeinsamem ZK aufgebaut werden. Zudem sind die Kondensator-Verluste verglichen mit denjenigen der Halbleiter und der Drosseln vernachlässigbar. Prinzipiell kann aber noch gesagt werden, dass die Kondensatoren mit zunehmender Anzahl N versetzt getakteter Zweige bezüglich ihrer Stromrippel-Dimensionierung kleiner gemacht werden können. Allerdings können die Kapazitätswerte aus Sicherheits-

und regelungstechnischen Gründen nicht beliebig klein gemacht werden.

- Die Halbleiter werden nur aus einer IGBT-Baureihe gewählt. Es wird also ausschliesslich von heute realisierbaren und auf dem Markt erhältlichen IGBT-Modulen ausgegangen (siehe Abschnitt 6.3.1).
- Die Drosseln besitzen alle dieselbe Geometrie (siehe Abschnitt 6.4.2). Der Drosselkern besteht aus Schnittbändern (*Powerlite*<sup>®</sup>der Firma *AlliedSignal*) aus amorphen Metallen. Er eignet sich besonders gut für grosse Induktionen ( $B_{peak,zul} = 1.2T$ ) und besitzt relativ kleine spezifische Verluste, wodurch grosse Stromrippel-Frequenzen ermöglicht werden (siehe Abschnitt 6.4.3).
- Die ZK-Spannung wird konstant auf  $U_{ZK} = 400V$  gelassen, um Drehmomenteinbussen des Antriebs bei grösserer Geschwindigkeit zu vermeiden (siehe Abschnitt 5.1.1).
- Die Schaltfrequenz  $F_S$  wird bei gegebener Topologie gewählt (siehe Abschnitt 6.5.4) und dann nicht mehr geändert. Sie bleibt somit während des Betriebs immer konstant.
- Die Anzahl *N* versetzt getakteter Zweige bleibt während des Betriebs ebenfalls konstant. Die *N* Zweige arbeiten immer gleichzeitig.
- Die betrachteten Schaltungen arbeiten immer im stationären Zustand.

### 6.5.2 Optimierungskriterien

Die Optimierungskriterien für die Untersuchungen in Unterkapitel 6.5 sind die Summe der Drosselaussenvolumina  $V_{L,aussen,tot}$ , die gesamte installierte Halbleiterleistung  $P_{inst,HL,tot}$  und die Verluste  $P_{v,konv,tot}$  der DC/DC-Wandler.

$$V_{L,aussen,tot} = N \cdot V_{L,aussen,zw}$$
 (6.65)

$$P_{inst,HL,tot} = N \cdot P_{inst,HL,zw}$$
(6.66)

$$P_{v,konv,tot} = N \cdot P_{v,konv,zw}$$
(6.67)

Im Fahrzeug müssen die Antriebskomponenten aus Konstruktions- und Platzgründen klein und leicht sein. Zudem dürfen sie nicht viel kosten. Somit lässt sich die Wahl der oben genannten Optimierungskriterien wie folgt begründen:

- Die Summe der Drosselaussenvolumina  $V_{L,aussen,tot}$  ist ein Mass für die Baugrösse und die Materialkosten der Drosseln. Da diese relativ viel Platz in Anspruch nehmen und kostenmässig nicht vernachlässigbar sind, ist es sinnvoll, ihr Volumen zu minimieren.
- Die gesamte installierte Halbleiterleistung  $P_{inst,HL,tot}$  ist ein Mass für die Baugrösse und die Kosten der Halbleiter mit deren Ansteuerung. Sie muss somit minimiert werden.
- Es ist erwünscht, die Verluste P<sub>v,konv,tot</sub> der DC/DC-Wandler klein zu halten, damit möglichst viel Leistung für den Antrieb übrigbleibt. Zudem ermöglichen kleine Verluste, den Kühlungsaufwand der DC/DC-Wandler und somit auch ihre Kosten zu reduzieren.

### 6.5.3 Ziel der Untersuchung

Das Ziel der Untersuchung ist, das Drosselaussenvolumen  $V_{L,aussen,tot}$ sämtlicher Drosseln, die installierte Leistung  $P_{inst,HL,tot}$  sämtlicher IGBT-Module sowie die Verluste  $P_{v,konv,tot}$  der DC/DC-Wandler in Funktion der Anzahl N versetzt getakteter Zweige und des max. Stromrippels  $\Delta I_{K,max}$  am Knotenpunkt K zu bestimmen. Anschliessend werden N und  $\Delta I_{K,max}$  variiert, um deren Einfluss auf die Dimensionierung der DC/DC-Wandler zu untersuchen.

### 6.5.4 Vorgehensweise

Im folgenden wird die Methode beschrieben, die für die Optimierung des BZund SC-seitigen DC/DC-Wandlers verwendet wird. Sie wird für beide DC/DC-Wandler zusammen beschrieben und am Ende dieses Abschnittes zusammengefasst. Die kleinen Unterschiede, die zwischen dem BZ- und dem SC-seitigen DC/DC-Wandler auftreten, werden erwähnt. Beim SC-seitigen DC/DC-Wandler wird nur die positive Stromrichtung betrachtet. Die negative Stromrichtung liefert ähnliche Resultate und würde die Darstellung der wichtigsten Resultate nur erschweren, ohne dabei wesentliche Aspekte aufzudecken.

#### Vorgabe von N und $\Delta I_{K,max}$

Die Anzahl *N* versetzt getakteter Zweige und der max. zulässige Stromrippel  $\Delta I_{K,max}$  durch die angeschlossene Komponente werden vorgegeben. Diese beiden Parameter werden anschliessend variiert, um deren Einfluss auf die Dimensionierung der DC/DC-Wandler zu untersuchen.

### Berechnung von $(L_{zw} \cdot F_S)$

In einem ersten Schritt wird das Produkt  $(L_{zw} \cdot F_S)$  berechnet, das bei gegebener Anzahl N versetzt getakteter Zweige den max. zulässigen Stromrippel  $\Delta I_{K,max}$  durch die angeschlossene Komponente hervorruft.

Im allgemeinen (mit Ausnahme von N = 1) kann das gesuchte Produkt  $(L_{zw} \cdot F_S)$  aufgrund des bei kleineren Zweigstrommittelwerten  $I_{zw}$  immer auftretenden Lückbetriebs nicht analytisch berechnet werden (siehe Abschnitt 6.2.3). So wird das Produkt  $(L_{zw} \cdot F_S)$  numerisch ermittelt, das den gewünschten max. Stromrippel  $\Delta I_{K,max}$  durch die angeschlossene Komponente erzeugt. Dabei muss der Zweigstrommittelwert  $I_{zw}$  den ganzen erlaubten Bereich durchlaufen, denn es kann aufgrund des Lückbetriebs bei kleineren Strommittelwerten  $I_{zw}$  nicht von vorneherein bestimmt werden, bei welchem Strommittelwert  $I_{zw}$  der max. Stromrippel  $\Delta I_{K,max}$  entsteht. Beim BZ-seitigen DC/DC-Wandler ist die Spannung  $U_{BZ}$  eine Funktion des Strommittelwertes  $I_{zw}$ , während beim SC-seitigen DC/DC-Wandler der ganze erlaubte Spannungsbereich von  $U_{SC}$  betrachtet werden muss.

### Berechnung von $\Delta I_{zw,max}$ und $I_{zw,peak}$

Bei bekanntem Produkt  $(L_{zw} \cdot F_S)$  können der entsprechende max. Zweigstromrippel  $\Delta I_{zw,max}$  sowie der Peak-Zweigstrom  $I_{zw,peak}$  berechnet werden. Dafür werden die DC/DC-Wandler bei Vollast betrachtet. In den folgenden Gl. (6.68)-(6.71) stellt somit  $U_K$  beim BZ-seitigen DC/DC-Wandler die BZ-Spannung bei Vollast dar. Beim SC-seitigen DC/DC-Wandler muss  $U_K = 200V$  gewählt werden (siehe Gl. (6.12) und (6.21)).

Falls die DC/DC-Wandler bei Vollast im Lückbetrieb arbeiten, gilt mit Gl. (6.21):

$$\Delta I_{zw,max} = \sqrt{\frac{2U_K(U_{ZK} - U_K)}{(L_{zw} \cdot F_S)U_{ZK}}} I_{zw,max}$$
(6.68)

$$I_{zw,peak} = \Delta I_{zw,max} \tag{6.69}$$

Falls die DC/DC-Wandler bei Vollast im kontinuierlichen Betrieb arbeiten, gilt mit Gl. (6.11):

$$\Delta I_{zw,max} = \frac{U_K (U_{ZK} - U_K)}{(L_{zw} \cdot F_S) U_{ZK}}$$
(6.70)

$$I_{zw,peak} = I_{zw,max} + \frac{\Delta I_{zw,max}}{2}$$
(6.71)

#### Wahl des IGBT-Moduls und der Schaltfrequenz F<sub>S</sub>

Aus dem Peak-Strom  $I_{zw,peak}$  durch die Halbleiter wird das kleinste IGBT-Modul gewählt, dessen max. Strom grösser oder gleich ist als  $1.05 \cdot I_{zw,peak}$ . Somit wird dafür gesorgt, dass die optimalen IGBT eingesetzt werden.

Bei gegebenen IGBT-Modulen kann deren Schaltfrequenz  $F_S$  bestimmt werden. Diese wird so gross wie möglich gewählt, um die Dimensionierung der Drosseln günstig zu beeinflussen. Der einschränkende Parameter ist die max. zulässige Halbleiter-*Junction*-Temperatur  $T_{HL,j,max}$ . Diese wird auf  $T_{HL,j,max} = 110^{\circ}C$  begrenzt, um die Zuverlässigkeit der Halbleiter nicht zu beeinträchtigen<sup>8</sup>. Die BZ und der SC werden bei Vollast betrachtet, damit der max. Strom  $I_{zw,max}$  fliesst. Beim SC muss dabei

- für die IGBT die kleinstmögliche SC-Spannung gewählt werden, bei der der max. Strom I<sub>SC,zw,max</sub> fliessen kann: U<sub>SC</sub> = U<sub>SC,min</sub> = 152.5V. Je kleiner die Spannung U<sub>SC</sub> ist, desto grösser ist der IGBT-Strom bei gegebenem positivem Strom I<sub>zw,max</sub>;
- für die Dioden die grösstmögliche SC-Spannung gewählt werden, bei der der max. Strom I<sub>zw,max</sub> fliessen kann: U<sub>SC</sub> = P<sub>SC,max</sub>/I<sub>SC,max</sub> = 240V. Je grösser die Spannung U<sub>SC</sub> ist, desto grösser ist der Diodenstrom bei gegebenem positivem Strom I<sub>zw,max</sub>.

Nun wird die max. Halbleiter-Schaltfrequenz  $F_{S,max}$  so gewählt, dass bei Vollast die max. *Junction*-Temperatur  $T_{HL,j,max}$  der IGBT und der Dioden bei der gewählten max. Kühlkörper-Temperatur<sup>9</sup>  $T_{KK,max} = 70^{\circ}C$  max.  $T_{HL,j,max} = 110^{\circ}C$  wird.

Mit Figur 6.12 und Gl. (6.31), (6.32), (6.34), (6.35) und (6.37) folgt:

<sup>8)</sup> Gemäss dem Datenblatt ist die max. zulässige *Junction*-Temperatur  $T_{HL,j,max} = 125^{\circ}C$ .

$$F_{S,IGBT,max} = \frac{T_{HL,j,max} - T_{KK,max} - P_{v,D,durch}R_{MOD,th}}{E_{IGBT,schalt}(R_{IGBT,th} + R_{MOD,th}) + E_{D,schalt}R_{MOD,th}}$$

$$-\frac{(R_{IGBT,th} + R_{MOD,th})P_{v,IGBT,durch}}{E_{IGBT,schalt}(R_{IGBT,th} + R_{MOD,th}) + E_{D,schalt}R_{MOD,th}}$$

$$F_{S,D,max} = \frac{T_{HL,j,max} - T_{KK,max} - P_{v,IGBT,durch}R_{MOD,th}}{E_{D,schalt}(R_{D,th} + R_{MOD,th}) + E_{IGBT,schalt}R_{MOD,th}}$$

$$-\frac{(R_{D,th} + R_{MOD,th})P_{v,D,durch}}{E_{D,schalt}(R_{D,th} + R_{MOD,th}) + E_{IGBT,schalt}R_{MOD,th}}$$

$$F_{S} = F_{S,max} = min(F_{S,IGBT,max},F_{S,D,max}) \qquad (6.72)$$

#### Berechnung der Induktivität L<sub>zw</sub>

Die Induktivität  $L_{zw}$  der Zweigdrosseln kann nun aus dem Produkt  $(L_{zw} \cdot F_S)$  und der Schaltfrequenz  $F_S$  unmittelbar berechnet werden:

$$L_{zw} = \frac{(L_{zw} \cdot F_S)}{F_S} \tag{6.73}$$

An dieser Stelle sind die wesentlichen Randbedingungen für die Auslegung der Drosseln festgelegt. Um das Aussenvolumen  $V_{L,aussen}$  der Drosseln gemäss Abschnitt 6.4.5 bestimmen zu können, müssen noch die folgenden Grössen vorgegeben werden: die **max. Stromdichte**  $J_{L,max}$  im Kupfer und der **max. magnetische Induktionsrippel**  $\Delta B_{max}$  im Kern. Diese beiden Parameter beeinflussen die Verluste und die Baugrösse der Drosseln massgebend und müssen dementsprechend sinnvoll vorgegeben werden.

Am Schluss wird noch die **max. Kupferdicke**  $d_{cu,max}$  begrenzt, um den Einfluss der Stromverdrängung in Grenzen zu halten.

<sup>9)</sup>  $T_{KK,max} = 70^{\circ}C$  entspricht etwa der max. BZ-Temperatur und ist erwünscht.

# Bestimmung der max. Stromdichte $J_{L,max}$

Zur Bestimmung der max. Stromdichte  $J_{L,max}$  wird vom Ansatz ausgegangen, dass die max. Kupferverluste  $P_{v,L,cu,max}$  proportional zur Aussenfläche  $A_{L,aussen}$  der Drosseln sein müssen, denn diese ermöglicht die Abfuhr der Verluste. Unter der Annahme, dass das Kupfervolumen  $V_{L,cu}$  proportional zum Drosselaussenvolumen  $V_{L,aussen}$  ist – dies wurde mit Drosselberechnungen überprüft und gilt mit guter Näherung –, folgt:

$$P_{v,L,cu,max} = R_{L,cu}I_{L,eff,max}^2 = \frac{\rho_{cu}l_{cu}}{A_{cu}}J_{L,max}^2A_{cu}^2 = \rho_{cu}J_{L,max}^2V_{L,cu}$$

$$\sim J_{L,max}^2 V_{L,aussen} \sim A_{L,aussen} \sim V_{L,aussen}^{2/3}$$
(6.74)

Daraus folgt mit Gl. (6.55):

$$J_{L,max} \sim V_{L,aussen}^{-1/6} \sim \left(LI_{L,eff,max}\Delta I_{L,max}\right)^{-1/8}$$
(6.75)

Aus Gl. (6.75) kann die max. Kupferstromdichte  $J_{L,max}$  bestimmt werden<sup>10</sup>. Beim BZ-seitigen DC/DC-Wandler wird der max. auftretende Stromeffektivwert  $I_{BZ,L,eff,max}$  und beim SC-seitigen DC/DC-Wandler der max. Zweigstromrippel  $\Delta I_{SC,zw,max}$  zusammen mit 3/4 des max. Strommittelwertes  $I_{SC,zw,max}$  betrachtet (siehe Tabelle 8.2). Es ist sinnvoll, den SC-seitigen DC/DC-Wandler thermisch nicht für den max. Strom auszulegen, denn dieser wird nur kurzfristig genutzt.

#### Bestimmung des max. Induktionsrippels $\Delta B_{max}$

Für die Bestimmung des max. magnetischen Induktionsrippels  $\Delta B_{max}$  werden die max. spezifischen Verluste  $P'_{v,L,k,max}$  [W/kg] des Kernes bei Vollast betrachtet. Beim SC wird die Spannung  $U_{SC} = 200V$  betrachtet, die den grössten Zweigstromrippel  $\Delta I_{SC,zw,max}$  und somit die grössten Kernverluste erzeugt. Es wird vom Ansatz ausgegangen, dass die max. Kernverluste proportional zur Kernaussenfläche  $A_{L,k,aussen}$  sein müssen, denn diese ermöglicht die Abfuhr der Verluste. Unter der Annahme, dass das Kernvolumen  $V_{L,k}$  proportional zum Drosselaussenvolumen  $V_{L,aussen}$  ist – dies wurde mit Drosselberechnungen überprüft und gilt mit guter Näherung –, folgt:

<sup>10)</sup> Der Proportionalitätsfaktor ist aus der Erfahrung der gebauten Hardware (siehe Kapitel 8) bekannt.

$$P_{v,L,k,max} = P'_{v,L,k,max}m_{L,k} \sim P'_{v,L,k,max}V_{L,k}$$
$$\sim P'_{v,L,k,max}V_{L,aussen} \sim A_{L,k,aussen} \sim V_{L,aussen}^{2/3}$$
(6.76)

Daraus folgt mit Gl. (6.55):

$$P'_{v,L,k,max} \sim V_{L,aussen}^{-1/3} \sim (LI_{L,eff,max} \Delta I_{L,max})^{-1/4}$$
 (6.77)

Aus Gl. (6.77) können die max. spezifischen Verluste  $P'_{v,L,k,max}$  des Kernes bestimmt werden (siehe<sup>10</sup>). Der entsprechende max. Induktionsrippel  $\Delta B_{max1}$  im Kern kann mit Gl. (6.59) berechnet werden:

$$\Delta B_{max1} = 2 \left( \frac{P_{v,L,k,max}}{C_m F_S F_{S,equ}^{(\alpha-1)}} \right)^{\frac{1}{\beta}}$$
(6.78)

Die entsprechende max. Induktion  $B_{peak1}$  im Kern lässt sich folgendermassen berechnen:

$$B_{peak1} = \frac{I_{zw,peak}}{\Delta I_{zw,max}} \Delta B_{max1}$$
(6.79)

Da die max. Kerninduktion den max. zulässigen Wert  $B_{peak,zul}$  nicht überschreiten darf, müssen die Gl. (6.78) und (6.79) noch korrigiert werden. Definitiv gilt somit:

$$\Delta B_{max} = min\left(\Delta B_{max1}, \Delta B_{max1} \frac{B_{peak,zul}}{B_{peak1}}\right)$$
(6.80)

$$B_{peak} = min\left(\frac{I_{zw,peak}}{\Delta I_{zw,max}}\Delta B_{max1}, B_{peak,zul}\right)$$
(6.81)

### Begrenzung der max. Kupferdicke $d_{cu,max}$

Im folgenden wird dafür gesorgt, dass die Zusatzverluste, die aufgrund der Stromverdrängung entstehen, nicht zu gross werden. Dafür wird folgendes verlangt: Die Verluste der Grundschwingung  $\hat{I}_{L,AC}$  des Stromwechselanteils muss kleiner sein als k mal (k > 1) die Verluste, die diese ohne Stromverdrängung erzeugen würde. Nach Gl. (6.64) muss gelten:

$$P_{v,L,cu,AC} = R_{L,cu} \frac{\hat{I}_{L,AC}^2}{4} \frac{d_{cu}}{\delta} \frac{(1 - e^{-2d_{cu}/\delta})}{(1 - e^{-d_{cu}/\delta})^2} \le kR_{L,cu} \frac{\hat{I}_{L,AC}^2}{2}$$
(6.82)

Daraus folgt:

$$\frac{1}{2} \frac{d_{cu}}{\delta} \frac{(1 - e^{-2d_{cu}/\delta})}{(1 - e^{-d_{cu}/\delta})^2} \le k \quad \text{mit } k > 1$$
(6.83)

Um den Einfluss der Stromverdrängung gering zu halten, wird im folgenden k = 1.1 gewählt. Die Zusatzverluste der Grundschwingung  $\hat{I}_{L,AC}$  des Stromwechselanteils müssen somit kleiner sein als 10% der Verluste, die diese Grundschwingung ohne Stromverdrängung erzeugen würde. Die numerische Auswertung der Gl. (6.83) liefert die max. zulässige Kupferdicke  $d_{cu,max}$ :

$$d_{cu} \le d_{cu,max} = 1.106 \cdot \delta \tag{6.84}$$

Es sei noch erwähnt, dass die Verluste der höheren Harmonischen des Stromwechselanteils im Vergleich zu den Grundschwingungsverlusten klein sind.

#### Konkrete Berechnung der Drosseln

Alle Randbedingungen für die konkrete Berechnung der Drosseln sind nun gegeben. Die Drosseln werden somit gemäss Unterkapitel 6.4 berechnet.

#### Berechnung der Verluste

Nachdem die IGBT-Module und die Drosseln der DC/DC-Wandler sowie ihre Betriebsparameter vollständig bestimmt sind, werden die folgenden Verluste berechnet:

- Die Verluste der IGBT-Module und der Drosseln werden gemäss Abschnitte 6.3.2, 6.3.4 und 6.4.7 berechnet.
- Die AC-Verluste der BZ und des SC werden gemäss Abschnitte 6.1.2 und 6.1.3 berechnet. Es ist sinnvoll diese Verluste auch zu betrachten, denn sie hängen direkt von der Auslegung der DC/DC-Wandler ab. Ideale DC/DC-Wandler ohne Stromrippel würden keine AC-Verluste durch die BZ und den SC erzeugen.

• Die Gesamtverluste  $P_{v,leit,tot}$  von Leitungs- und Kontaktwiderständen werden ebenfalls berücksichtigt. Sie werden für alle Zweige folgendermassen berechnet ( $R_{leit} = 5m\Omega$  ist eine grobe Abschätzung):

$$P_{v,leit,tot} = NR_{leit}I_{zw,eff}^2$$
 mit  $R_{leit} = 5m\Omega$  (6.85)

Somit sind die Voraussetzungen geschaffen worden, um die Schaltungen aus Figur 6.4 zu untersuchen.

Die Schritte des angewandten Optimierungsverfahrens seien an dieser Stelle kurz zusammengefasst:

- Anzahl N versetzt getakteter Zweige und max. zugelassener Stromrippel  $\Delta I_{K,max}$  durch die angeschlossene Komponente festlegen.
- Produkt  $(L_{zw} \cdot F_S)$  bestimmen, das den max. zugelassenen Stromrippel  $\Delta I_{Kmax}$  erzeugt.
- Max. Zweigstromrippel  $\Delta I_{zw,max}$  und Peak-Zweigstrom  $I_{zw,peak}$  mit Gl. (6.68)-(6.71) berechnen.
- Passendes IGBT-Modul aus der gewählten Halbleiter-Familie wählen. Schaltfrequenz  $F_S$  der IGBT-Module mit Gl. (6.72) bestimmen.
- Resultierende Zweiginduktivität  $L_{zw}$  mit Gl. (6.73) berechnen.
- Max. Stromdichte  $J_{L,max}$  der Drosselwicklungen nach Gl. (6.75) vorgeben.
- Max. spezifische Verluste  $P'_{v,L,k,max}$  des Drosselkernes nach Gl. (6.77) vorgeben.
- Max. Induktionsrippel  $\Delta B_{max}$  und max. Induktion  $B_{peak}$  im Kern mit Gl. (6.80) und Gl. (6.81) bestimmen.
- Dicke des Kupferbandes  $d_{cu}$  mit Gl. (6.84) beschränken, um die Zusatzverluste aufgrund der Stromverdrängung in Grenzen zu halten.
- Die nach Abschnitt 6.4.5 optimierten Drosseln konkret berechnen.
- IGBT-Verluste gemäss Abschnitt 6.3.2, Drosselverluste gemäss Abschnitt 6.4.7, BZ- bzw. SC-AC-Verluste gemäss Abschnitte 6.1.2 und 6.1.3 und Leitungsverluste gemäss Gl. (6.85) berechnen.

# 6.6 Vergleich der Topologien

In diesem Unterkapitel werden die Resultate des Optimierungsverfahrens von Unterkapitel 6.5 vorgestellt. In den Abschnitten 6.6.1 und 6.6.2 wird auf den BZ- und SC-seitigen DC/DC-Wandler eingegangen. Die Vergleiche werden jeweils in einem ersten Schritt nach den Vorschriften in Abschnitt 6.5.4 und in einem zweiten Schritt nach dem gleichen Verfahren, allerdings mit derselben Schaltfrequenz  $F_S = 11kHz$  für alle DC/DC-Wandler durchgeführt. Dies ermöglicht, den Einfluss der Schaltfrequenz zu eliminieren und verdeutlicht den Vergleich. In Abschnitt 6.6.3 wird noch der BZ- mit dem SC-seitigen DC/DC-Wandler kurz verglichen und in Abschnitt 6.6.4 werden abschliessende Bemerkungen angegeben.

### 6.6.1 BZ-seitiger DC/DC-Wandler

Die in Abschnitt 6.5.2 definierten Optimierungskriterien werden für den BZseitigen DC/DC-Wandler anhand der Figuren 6.15 und 6.16 besprochen. Dabei werden die Anzahl  $N_{BZ}$  versetzt getakteter Zweige und der max. zugelassene Stromrippel  $\Delta I_{BZ,max}$  durch die BZ vorgegeben.

In Figur 6.15 wird die Anzahl  $N_{BZ}$  versetzt getakteter Zweige zwischen  $N_{BZ} = 1...6$  jeweils für vier max. zugelassene Stromrippel  $\Delta I_{BZ,max}$  durch die BZ ( $\Delta I_{BZ,max} = 5, 10, 15$  und  $20\% I_{BZ,max}$ ) variiert. Dabei werden von oben nach unten die folgenden Punkte deutlich zum Ausdruck gebracht:

- Mit zunehmender Anzahl  $N_{BZ}$  versetzt getakteter Zweige vergrössert sich der max. Zweigstromrippel  $\Delta I_{BZ,zw,max}$  gegenüber dem max. Stromrippel  $\Delta I_{BZ,max}$  durch die BZ. Dies drückt sich in Figur 6.15 mit zunehmendem  $\Delta I_{BZ,zw,max}$  bei zunehmenden  $N_{BZ}$  und  $\Delta I_{BZ,max}$  aus. Dies gilt allerdings nur solange die DC/DC-Wandler im kontinuierlichen Betrieb arbeiten, d.h. bei kleineren  $N_{BZ}$ . Im Lückbetrieb bleibt  $\Delta I_{BZ,zw,max}$  aufgrund der unvollständigen Stromüberlappungen (siehe Unterkapitel 6.2) bei noch zunehmendem  $N_{BZ}$  mit guter Näherung konstant. Dies kann nicht einfach plausibel gemacht werden.
- Der max. Zweigstrom-Mittelwert  $I_{BZ,zw,max}$  nimmt linear mit  $N_{BZ}$  ab. Andererseits nimmt  $\Delta I_{BZ,zw,max}$  im kontinuierlichem Betrieb mit zunehmendem  $N_{BZ}$  zu. Da der Abfall von  $I_{BZ,zw,max}$  überwiegt, nimmt der Peak-Zweigstrom  $I_{BZ,zw,peak}$  im kontinuierlichen Betrieb bei zunehmendem  $N_{BZ}$  ab (siehe Gl. (6.71)). Im Lückbetrieb ist

 $I_{BZ,zw,peak}$  gleich  $\Delta I_{BZ,zw,max}$  und bleibt in erster Näherung mit zunehmendem  $N_{BZ}$  konstant (siehe vorhergehenden Punkt).

- Die Halbleiter-Schaltfrequenz  $F_{S,BZ}$  nimmt im kontinuierlichen Betrieb mit zunehmendem  $N_{BZ}$  tendenziell zu. Dies hängt mit der reduzierten Gleichstrom-Belastung der Halbleiter zusammen. Im Lückbetrieb bleibt die Halbleiter-Schaltfrequenz  $F_{S,BZ}$  praktisch konstant. Das ist eine direkte Folge vom vorhergehenden Punkt.
- Die Induktivitätswerte  $L_{BZ,zw}$  nehmen mit zunehmenden  $N_{BZ}$  und  $\Delta I_{BZ,max}$  stark ab (siehe vorhergehende Punkte sowie Unterkapitel 6.2 und insbesondere Gl. (6.21)).
- Bei kleineren  $N_{BZ}$  ist eine grosse Gleichstrom-Induktion im Drosselkern aufgrund der grösseren max. Zweigstrom-Mittelwerte  $I_{BZ,zw,max}$ gegenüber den max. Zweigstromrippeln  $\Delta I_{BZ,zw,max}$  sowie der kleineren Halbleiter-Schaltfrequenzen  $F_{S,BZ}$  möglich. Daraus folgt, dass die Peak-Induktion  $B_{BZ,peak}$  ebenfalls gross und teilweise durch die max. zulässige Kerninduktion  $B_{peak,zul}$  begrenzt wird. Mit zunehmendem  $N_{BZ}$  wirkt der hervorgerufene Induktionsrippel begrenzend, so dass die Peak-Induktion  $B_{BZ,peak}$  abnimmt (siehe auch Gl. (6.78)-(6.81)).
- Die gesamte Masse  $m_{BZ,L,tot}$  und das gesamte Aussenvolumen  $V_{BZ,L,aussen,tot}$  aller Drosseln eines DC/DC-Wandlers sind dann relativ gross, wenn die Peak-Induktion der Drosseln durch die max. zulässige Kerninduktion  $B_{peak,zul}$  begrenzt wird<sup>11</sup>. Dies ist für  $N_{BZ} = 1$  sowie für  $N_{BZ} = 2$  zusammen mit  $\Delta I_{BZ,max} = 5\% I_{BZ,max}$  der Fall. In allen anderen Fällen sind sie mit guter Näherung konstant und minimal.
- Die gesamte installierte Halbleiterleistung  $P_{inst,BZ,HL,tot}$  nimmt mit zunehmendem  $N_{BZ}$  (vor allem bei  $N_{BZ} > 3$ ) und zunehmendem max. Stromrippel  $\Delta I_{BZ,max}$  durch die BZ zu.

Figur 6.16 zeigt die wichtigsten Verlustleistungen sowie den gesamten Wirkungsgrad  $\eta_{BZ,konv}$  des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers für vier max. zugelassene Stromrippel  $\Delta I_{BZ,max} = 5$ , 10, 15 und 20%  $I_{BZ,max}$  durch die BZ. Alle Bilder enthalten eine Kurvenschar mit  $N_{BZ} = 1...6$ . Wenn die Zuord-

<sup>11)</sup> In diesem Fall gelten Gl. (6.55), (6.75) und (6.77) nicht mehr. Daraus folgt, dass die die max. Stromdichte  $J_{L,max}$  der Kupferwicklungen überschätzt wird und dass die berechneten Drosselmassen  $m_{BZ,L,tot}$  und -aussenvolumina  $V_{BZ,L,aussen,tot}$  im Vergleich zur Realität zu klein sind. Dies ist allerdings nicht schlimm, denn diese sind in diesem Fall sowieso schon viel grösser als bei anderen Lösungen mit grösseren  $N_{BZ}$ .

nung der Kurven zu  $N_{BZ}$  eindeutig und wichtig ist, wird sie mit Pfeilen angegeben. Alle entsprechenden Bilder weisen die gleiche Skalierung auf. Aus Figur 6.16 kann folgendes deutlich festgehalten werden:

- Die dominanten Verluste im DC/DC-Wandler sind für alle  $N_{BZ}$  eindeutig die Halbleiterverluste  $P_{v,BZ,HL,tot}$ . Diese nehmen mit zunehmendem  $N_{BZ}$  aufgrund der schlechten Halbleiterausnutzung – die Zweigströme lücken nämlich immer stärker – zu. Mit zunehmendem max. Stromrippel  $\Delta I_{BZ,max}$  durch die BZ steigt der max. Zweigstromrippel  $\Delta I_{BZ,zw,max}$  und somit der Peak-Zweigstrom  $I_{BZ,zw,peak}$  an. Dies bewirkt unter Umständen, dass ein grösserer Halbleitertyp eingesetzt werden muss, was die Halbleiterverluste – zusammen mit dem grösseren Zweigstromrippel  $\Delta i_{BZ,zw}$  – stark in die Höhe treibt.
- Die Drosselverluste  $P_{v,BZ,L,tot}$  sind etwa eine Zehnerpotenz kleiner als die Halbleiterverluste  $P_{v,BZ,HL,tot}$ . Sie nehmen mit zunehmendem  $N_{BZ}$  tendenziell zu. Sie sind nur geringfügig vom max. Stromrippel  $\Delta I_{BZ,max}$  durch die BZ abhängig.
- Die zusätzlichen AC-Verluste  $P_{v,BZ,AC}$  in der BZ sind etwa zwei Zehnerpotenzen kleiner als die Halbleiterverluste  $P_{v,BZ,HL,tot}$  im schlimmsten Fall kleiner als 15W bei  $\Delta I_{BZ,max} = 20\% I_{BZ,max}$  und somit thermisch gesehen unproblematisch. Sie nehmen mit zunehmendem max. Stromrippel  $\Delta I_{BZ,max}$  durch die BZ stark zu. Ihr max. Wert  $P_{v,BZ,AC,max}$  ist praktisch von  $N_{BZ}$  unabhängig.
- Der gesamte Wirkungsgrad  $\eta_{BZ,konv}$  des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers nimmt somit mit zunehmenden  $N_{BZ}$  und  $\Delta I_{BZ,max}$  ab.

Aus diesen Überlegungen kann folgendes festgehalten werden:

- Im Hinblick auf die installierte Halbleiterleistung  $P_{inst,BZ,HL,tot}$  und auf die Halbleiterverluste  $P_{v,BZ,HL,tot}$  sollten die Anzahl  $N_{BZ}$  versetzt getakteter Zweige und der max. Stromrippel  $\Delta I_{BZ,max}$  durch die BZ so klein wie möglich gehalten werden.
- Im Hinblick auf die Drosseln liefert  $N_{BZ} \ge 2$  die kleinsten Aussenvolumina  $V_{BZ,L,aussen,tot}$ . Um die Drosselverluste  $P_{v,BZ,L,tot}$  minimal zu halten, sollte  $N_{BZ}$  so klein wie möglich gemacht werden.  $\Delta I_{BZ,max}$ beeinflusst die Dimensionierung sowie die Verluste  $P_{v,BZ,L,tot}$  der Drosseln nur geringfügig.

• Im Hinblick auf den Wirkungsgrad sollten  $N_{BZ}$  und  $\Delta I_{BZ,max}$  so klein wie möglich gehalten werden.

Mit Hilfe der Figuren 6.15 und 6.16 kann somit behauptet werden, dass das Optimum des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers mit den in Abschnitt 6.5.2 definierten Kriterien bei  $N_{BZ} = 2$  und  $\Delta I_{BZ,max} = 10\% I_{BZ,max}$  liegt. Eine Auslegung mit  $N_{BZ} = 3$  und  $\Delta I_{BZ,max} \le 10\% I_{BZ,max}$  ergibt ebenfalls einen praktisch optimalen DC/DC-Wandler. Sie kann die praktische Realisierung des DC/DC-Wandlers vereinfachen und verbilligen, falls dreiphasige Halbbrücken-Module als Halbleiter verwendet werden.

#### **Einfluss der Schaltfrequenz**

Die letzte Untersuchung zeigt die optimale Auslegung des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers bei maximierter Halbleiter-Schaltfrequenz  $F_{S,BZ}$ . Um den Einfluss der topologieabhängigen Schaltfrequenz zu eliminieren, werden im folgenden dieselben Vergleiche durchgeführt wie zuvor, allerdings unter der Annahme, dass die Schaltfrequenz  $F_{S,BZ}$  für alle DC/DC-Wandler konstant auf  $F_{S,BZ} = 11kHz$  festgehalten wird.

Die Figuren 6.17 bzw. 6.18 sind genau gleich aufgebaut wie die Figuren 6.15 bzw. 6.16 und weisen dieselbe Achsenskalierung auf. Figur 6.17 zeigt die wichtigsten Grössen, die die Optimierungskriterien des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers massgebend beeinflussen, und Figur 6.18 zeigt die entsprechenden Verlustleistungen sowie den gesamten Wirkungsgrad  $\eta_{BZ,konv}$  des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers in Funktion der Anzahl  $N_{BZ}$  versetzt getakteter Zweige für vier verschiedene max. Stromrippel  $\Delta I_{BZ,max} = 5, 10, 15$  und  $20\% I_{BZ,max}$  durch die BZ. Da die Resultate ähnlich zu denjenigen mit maximierter Schaltfrequenz  $F_{S,BZ}$  sind, werden sie im folgenden nicht im Detail besprochen. Die wichtigsten Unterschiede werden kurz erwähnt:

- Die Halbleiterverluste  $P_{v,BZ,HL,tot}$  des DC/DC-Wandlers steigen mit zunehmendem  $N_{BZ}$  an, jedoch – aufgrund der bei grösseren  $N_{BZ}$  konstant bleibender Schaltfrequenz  $F_{S,BZ} = 11kHz$  – deutlich weniger schnell als bei maximierter Schaltfrequenz  $F_{S,BZ}$ . Sie sind somit bei grösseren  $N_{BZ}$  deutlich geringer als bei maximierter Schaltfrequenz  $F_{S,BZ}$ . Allerdings sind sie immer noch deutlich grösser als die Drosselverluste  $P_{v,BZ,L,tot}$ .
- Der gesamte Wirkungsgrad  $\eta_{BZ,konv}$  des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers nimmt mit zunehmendem  $N_{BZ}$  weniger schnell ab als bei maximierter Schaltfrequenz  $F_{SBZ}$ .



Figur 6.15: Einfluss von  $N_{BZ}$  und  $\Delta I_{BZ,max}$  auf die Dim. des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers bei maximierter Schaltfrequenz  $F_{S,BZ}$ 

$$\Delta I_{BZ,max} = 5 \% I_{BZ,max} \qquad \Delta I_{BZ,max} = 10 \% I_{BZ,max}$$
  
$$\Delta I_{BZ,max} = 15 \% I_{BZ,max} \qquad \Delta I_{BZ,max} = 20 \% I_{BZ,max}$$



Figur 6.16: Einfluss der Anzahl  $N_{BZ}$  versetzt getakteter Zweige und des max. Stromrippels  $\Delta I_{BZ,max}$  auf die Verluste des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers bei maximierter Schaltfrequenz  $F_{S,BZ}$ 



Figur 6.17: Einfluss von  $N_{BZ}$  und  $\Delta I_{BZ,max}$  auf die Dim. des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers bei fester Schaltfrequenz  $F_{S,BZ} = 11kHz$ 

$$\Delta I_{BZ,max} = 5 \% I_{BZ,max} \qquad \Delta I_{BZ,max} = 10 \% I_{BZ,max}$$
  
$$\Delta I_{BZ,max} = 15 \% I_{BZ,max} \qquad \Delta I_{BZ,max} = 20 \% I_{BZ,max}$$



Figur 6.18: Einfluss der Anzahl  $N_{BZ}$  versetzt getakteter Zweige und des max. Stromrippels  $\Delta I_{BZ,max}$  auf die Verluste des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers bei fester Schaltfrequenz  $F_{S,BZ} = 11kHz$ 

• Die tiefere Schaltfrequenz  $F_{S,BZ} = 11 kHz$  bewirkt, dass bei  $N_{BZ} \ge 2$ tendenziell sowohl die installierte Halbleiterleistung  $P_{inst,BZ,HL,tot}$  als auch das gesamte Drosselaussenvolumen  $V_{BZ,L,aussen,tot}$  ansteigen.

Somit kann eindeutig behauptet werden, dass bei konstant bleibender Schaltfrequenz  $F_{S,BZ} = 11kHz$  das Optimum genau gleich wie bei maximierter Schaltfrequenz bei  $N_{BZ} = 2$  mit einem max. zugelassenen Stromrippel  $\Delta I_{BZ,max} = 10\% I_{BZ,max}$  liegt. Eine Auslegung mit  $N_{BZ} = 3$  und  $\Delta I_{BZ,max} \le 10\% I_{BZ,max}$  ergibt ebenfalls einen praktisch optimalen DC/DC-Wandler.

### 6.6.2 SC-seitiger DC/DC-Wandler

Die in Abschnitt 6.5.2 definierten Optimierungskriterien werden für den SCseitigen DC/DC-Wandler anhand der Figuren 6.19 und 6.20 besprochen. Dabei werden wie in Abschnitt 6.6.1 die Anzahl  $N_{SC}$  versetzt getakteter Zweige und der max. zugelassene Stromrippel  $\Delta I_{SC,max}$  durch den SC vorgegeben.

In Figur 6.19 wird ähnlich wie in Figur 6.15 die Anzahl  $N_{SC}$  versetzt getakteter Zweige zwischen  $N_{SC} = 1...6$  jeweils für vier max. zugelassene Stromrippel  $\Delta I_{SC,max}$  durch den SC ( $\Delta I_{SC,max} = 5, 10, 15$  und  $20\% I_{SC,max}$ ) variiert. Die am oberen Ende gestrichelten Balken deuten an, dass die entsprechenden Grössen über den max. Achsenbereich gehen. Da die Resultate ähnlich wie diejenigen des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers (siehe Abschnitt 6.6.1) sind, werden im folgenden nur die wichtigsten Resultate besprochen.

Figur 6.19 bringt von oben nach unten die folgenden Punkte deutlich zum Ausdruck:

- Die folgenden Grössen weisen praktisch die gleichen Abhängigkeiten in Funktion der Anzahl  $N_{SC}$  versetzt getakteter Zweige wie beim BZ-seitigen DC/DC-Wandler auf: der max. Zweigstromrippel  $\Delta I_{SC,zw,max}$ , der Peak-Zweigstrom  $I_{SC,zw,peak}$ , die Schaltfrequenz  $F_{S,SC}$ , die Induktivitätswerte  $L_{SC,zw}$  und die Peak-Induktion  $B_{SC,peak}$  (siehe Abschnitt 6.6.1).
- Die gesamte Masse  $m_{SC,L,tot}$  und das gesamte Aussenvolumen  $V_{SC,L,aussen,tot}$  aller Drosseln eines DC/DC-Wandlers verhalten sich auch ähnlich wie beim BZ-seitigen DC/DC-Wandler. Sie sind relativ gross, wenn die Peak-Induktion der Drosseln durch die max. zulässige Kerninduktion  $B_{peak,zul}$  begrenzt wird (siehe<sup>11</sup> auf Seite 165). Dies ist

für  $N_{SC} = 1$  sowie für  $N_{SC} = 2$  zusammen mit  $\Delta I_{SC,max} = 5\% I_{SC,max}$  der Fall. In allen anderen Fällen sind sie mit guter Näherung konstant und minimal.

• Die gesamte installierte Halbleiterleistung  $P_{inst,SC,HL,tot}$  nimmt mit zunehmendem  $N_{SC}$  (vor allem bei  $N_{SC} > 3$ ) und zunehmendem max. Stromrippel  $\Delta I_{SC,max}$  durch den SC zu.

Figur 6.20 zeigt ähnlich wie Figur 6.16 die wichtigsten Verlustleistungen sowie den gesamten Wirkungsgrad  $\eta_{SC,konv}$  des SC-seitigen DC/DC-Wandlers für vier max. zugelassene Stromrippel  $\Delta I_{SC,max} = 5, 10, 15$  und 20%  $I_{SC,max}$  durch den SC. Um die Übersicht der Bilder zu gewährleisten, werden die Kurven nur für die SC-Spannung  $U_{SC} = 200V$  angegeben – diese Spannung erzeugt aufgrund des max. Zweigstromrippels  $\Delta I_{SC,max}$  im allgemeinen die grössten Verluste. Alle Bilder enthalten eine Kurvenschar mit  $N_{SC} = 1...6$ . Alle entsprechenden Bilder weisen dieselbe Achsenskalierung auf.

Aus Figur 6.20 kann folgendes deutlich festgehalten werden:

- Die dominanten Verluste im DC/DC-Wandler sind für alle  $N_{SC}$  eindeutig die Halbleiterverluste  $P_{v,SC,HL,tot}$ . Sie weisen bei  $N_{SC} = 1$  aufgrund der sehr geringen Schaltfrequenz  $F_{S,SC}$  ein Minimum auf. Sie nehmen mit zunehmendem  $N_{SC}$  aufgrund der schlechten Halbleiterausnutzung – die Zweigströme lücken nämlich immer stärker – zu. Mit zunehmendem max. Stromrippel  $\Delta I_{SC,max}$  durch den SC steigt der max. Zweigstromrippel  $\Delta I_{SC,zw,max}$  und somit der Peak-Zweigstrom  $I_{SC,zw,peak}$  an. Dies bewirkt unter Umständen, dass ein grösserer Halbleitertyp eingesetzt werden muss, was die Halbleiterverluste – zusammen mit dem grösseren Zweigstromrippel  $\Delta i_{SC,zw}$  – stark in die Höhe treibt.
- Die Drosselverluste  $P_{v,SC,L,tot}$  sind etwa eine Zehnerpotenz kleiner als die Halbleiterverluste  $P_{v,SC,HL,tot}$ . Sie nehmen mit zunehmendem  $N_{SC}$  tendenziell zu. Bei  $N_{SC} = 1$  sowie  $N_{SC} = 2$  mit  $\Delta I_{SC,max} = 5\% I_{SC,max}$  sind die Drosseln aufgrund der sehr tiefen Schaltfrequenzen  $F_{S,SC}$  sehr gross und weisen grosse Verluste auf (siehe auch<sup>11</sup> auf Seite 165).

Die Drosselverluste  $P_{v,SC,L,tot}$  sind nur geringfügig vom max. Stromrippel  $\Delta I_{SC,max}$  durch den SC abhängig.

• Die zusätzlichen AC-Verluste  $P_{v,SC,AC}$  im SC sind ähnlich wie bei der BZ etwa zwei Zehnerpotenzen kleiner als die Halbleiterverluste  $P_{v,SC,HL,tot}$  – im schlimmsten Fall kleiner als 15W bei  $\Delta I_{SC,max} = 20\% I_{SC,max}$  – und somit thermisch gesehen unproblematisch. Sie nehmen mit zunehmendem max. Stromrippel  $\Delta I_{SC,max}$  durch den SC stark zu. Ihr max. Wert  $P_{v,SC,AC,max}$  ist praktisch von  $N_{SC}$ unabhängig.

• Der gesamte Wirkungsgrad  $\eta_{SC,konv}$  des SC-seitigen DC/DC-Wandlers ist für  $N_{SC} = 1$  maximal und nimmt mit zunehmendem  $N_{SC}$  ab. Er nimmt tendenziell bei zunehmendem  $\Delta I_{SC,max}$  ab.

Aus diesen Überlegungen kann folgendes festgehalten werden:

- Im Hinblick auf die installierte Halbleiterleistung  $P_{inst,SC,HL,tot}$  und auf die Halbleiterverluste  $P_{v,SC,HL,tot}$  sollten die Anzahl  $N_{SC}$  versetzt getakteter Zweige und der max. Stromrippel  $\Delta I_{SC,max}$  durch den SC so klein wie möglich gehalten werden.
- Im Hinblick auf die Drosseln liefert  $N_{SC} \ge 2$  die kleinsten Aussenvolumina  $V_{SC,L,aussen,tot}$ . Um die Drosselverluste  $P_{v,SC,L,tot}$  minimal zu halten, sollte  $N_{SC} = 2...3$  gelten.  $\Delta I_{SC,max}$  beeinflusst die Dimensionierung sowie die Verluste  $P_{v,SC,L,tot}$  der Drosseln nur geringfügig.
- Im Hinblick auf den Wirkungsgrad sollten  $N_{SC}$  und  $\Delta I_{SC,max}$  so klein wie möglich gehalten werden.

Mit Hilfe der Figuren 6.19 und 6.20 kann somit behauptet werden, dass das Optimum des SC-seitigen DC/DC-Wandlers mit den in Abschnitt 6.5.2 definierten Kriterien genau gleich wie für den BZ-seitigen DC/DC-Wandler bei  $N_{SC} = 2$  und  $\Delta I_{SC,max} = 10\% I_{SC,max}$  liegt. Eine Auslegung mit  $N_{SC} = 3$  und  $\Delta I_{SC,max} \le 10\% I_{SC,max}$  ergibt ebenfalls einen praktisch optimalen DC/DC-Wandler. Sie kann die praktische Realisierung des DC/DC-Wandlers vereinfachen und verbilligen, falls dreiphasige Halbbrücken-Module als Halbleiter verwendet werden.

### **Einfluss der Schaltfrequenz**

Die letzte Untersuchung zeigt die optimale Auslegung des SC-seitigen DC/DC-Wandlers bei maximierter Halbleiter-Schaltfrequenz  $F_{S,SC}$ . Um den Einfluss der topologieabhängigen Schaltfrequenz zu eliminieren, werden im folgenden dieselben Vergleiche durchgeführt wie zuvor, allerdings unter der Annahme, dass die Schaltfrequenz  $F_{S,SC}$  für alle DC/DC-Wandler konstant auf  $F_{S,SC} = 11kHz$  festgehalten wird.

Die Figuren 6.21 bzw. 6.22 sind genau gleich aufgebaut wie die Figuren 6.19 bzw. 6.20 und weisen dieselbe Achsenskalierung auf. Figur 6.21 zeigt die wichtigsten Grössen, die die Optimierungskriterien des SC-seitigen DC/DC-Wandlers massgebend beeinflussen, und Figur 6.22 zeigt die entsprechenden Verlustleistungen sowie den gesamten Wirkungsgrad  $\eta_{SC,konv}$  des SC-seitigen DC/DC-Wandlers in Funktion der Anzahl  $N_{SC}$  versetzt getakteter Zweige für vier verschiedene max. Stromrippel  $\Delta I_{SC,max} = 5, 10, 15$  und  $20\% I_{SC,max}$  durch den SC. Da die Resultate ähnlich zu denen mit maximierter Schaltfrequenz  $F_{S,SC}$  sind, werden sie im folgenden nicht im Detail besprochen. Die wichtigsten Unterschiede werden kurz erwähnt:

- Die Halbleiterverluste  $P_{v,SC,HL,tot}$  des DC/DC-Wandlers steigen mit zunehmendem  $N_{SC}$  an, jedoch – aufgrund der bei grösseren  $N_{SC}$  konstant bleibender Schaltfrequenz  $F_{S,SC} = 11kHz$  – deutlich weniger schnell als bei maximierter Schaltfrequenz  $F_{S,SC}$ . Sie sind somit bei grösseren  $N_{SC}$  deutlich geringer als bei maximierter Schaltfrequenz  $F_{S,SC}$ . Allerdings sind sie immer noch deutlich grösser als die Drosselverluste  $P_{v,SC,L,tot}$ .
- Der gesamte Wirkungsgrad  $\eta_{SC,konv}$  des SC-seitigen DC/DC-Wandlers nimmt mit zunehmendem  $N_{SC}$  weniger schnell ab als bei maximierter Schaltfrequenz  $F_{S,SC}$ .
- Die tiefere Schaltfrequenz  $F_{S,SC} = 11kHz$  bewirkt, dass bei  $N_{SC} \ge 3$  tendenziell sowohl die installierte Halbleiterleistung  $P_{inst,SC,HL,tot}$  als auch das gesamte Drosselaussenvolumen  $V_{SC,L,aussen,tot}$  ansteigen.

Somit kann eindeutig behauptet werden, dass bei konstant bleibender Schaltfrequenz  $F_{S,SC} = 11kHz$  das Optimum genau gleich wie bei maximierter Schaltfrequenz bei  $N_{SC} = 2$  mit einem max. zugelassenen Stromrippel  $\Delta I_{SC,max} = 10\% I_{SC,max}$  liegt. Eine Lösung mit  $N_{SC} = 3$  und  $\Delta I_{SC,max} \le 10\% I_{SC,max}$  ergibt ebenfalls einen praktisch optimalen DC/DC-Wandler.

### 6.6.3 Vergleich zwischen den beiden DC/DC-Wandlern

Aus den Untersuchungen in den letzten beiden Abschnitten 6.6.1 und 6.6.2 können kurz folgende Schlussfolgerungen aus dem Vergleich zwischen dem BZ- und dem SC-seitigen DC/DC-Wandler angegeben werden:

• Beide DC/DC-Wandler haben das gleiche Optimum bezüglich der Anzahl versetzt getakteter Zweige und des max. zugelassenen Stromrippels durch die BZ bzw. durch den SC. Dies überrascht prinzipiell nicht,



Figur 6.19: Einfluss von  $N_{SC}$  und  $\Delta I_{SC,max}$  auf die Dim. des SC-seitigen DC/DC-Wandlers bei maximierter Schaltfrequenz  $F_{S,SC}$ 

$$\Delta I_{SC,max} = 5 \% I_{SC,max} \qquad \Delta I_{SC,max} = 10 \% I_{SC,max}$$
  
$$\Delta I_{SC,max} = 15 \% I_{SC,max} \qquad \Delta I_{SC,max} = 20 \% I_{SC,max}$$



Figur 6.20: Einfluss der Anzahl  $N_{SC}$  versetzt getakteter Zweige und des max. Stromrippels  $\Delta I_{SC,max}$  auf die Verluste des SC-seitigen DC/DC-Wandlers bei maximierter Schaltfrequenz  $F_{S,SC}$ 



Figur 6.21: Einfluss von  $N_{SC}$  und  $\Delta I_{SC,max}$  auf die Dim. des SC-seitigen DC/DC-Wandlers bei fester Schaltfrequenz  $F_{S,SC} = 11kHz$ 

$$\Delta I_{SC,max} = 5 \% I_{SC,max} \qquad \Delta I_{SC,max} = 10 \% I_{SC,max}$$
  
$$\Delta I_{SC,max} = 15 \% I_{SC,max} \qquad \Delta I_{SC,max} = 20 \% I_{SC,max}$$



Figur 6.22: Einfluss der Anzahl  $N_{SC}$  versetzt getakteter Zweige und des max. Stromrippels  $\Delta I_{SC,max}$  auf die Verluste des SC-seitigen DC/DC-Wandlers bei fester Schaltfrequenz  $F_{S,SC} = 11kHz$
denn beide DC/DC-Wandler besitzen dieselbe Grundstruktur mit ungefähr denselben elektrischen Eckdaten.

• Die Baugrösse des SC-seitigen DC/DC-Wandlers ist leicht grösser als diejenige des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers. Dies ist durch den grösseren max. Strommittelwert  $I_{SC,max}$  im Vergleich zu  $I_{BZ,max}$  bedingt.

#### 6.6.4 Abschliessende Bemerkungen

In den Abschnitten 6.6.1 und 6.6.2 werden beide DC/DC-Wandler je für sich untersucht. In einer praktischen Realisierung kann es allerdings Sinn machen, beide Wandler genau gleich aufzubauen. Dies vereinfacht den Hardware-Aufbau sowie die Ersatzteilhaltung und ermöglicht dadurch, unter Umständen die Kosten des gesamten Systems zu senken. Dabei muss eine leichte Überdimensionierung des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers in Kauf genommen werden. Dieser Ansatz wurde bei der praktischen Realisierung (siehe Kapitel 8) verfolgt.

Die letzten Untersuchungen zeigen, dass beide DC/DC-Wandler mit zwei Zweigen optimal sind, wobei eine Realisierung mit drei Zweigen sich als fast optimal erweist. Eine praktische Realisierung kann vereinfacht werden, wenn drei Zweige eingesetzt werden und für die Leistungshalbleiter dreiphasige Halbbrücken-Module (sogenannte "6-pack") eingesetzt werden, die für den Bau von dreiphasigen Wechselrichtern auf dem Mark erhältlich sind. Dadurch können die Anzahl der Elemente, der Platzbedarf sowie die Kosten der DC/DC-Wandler reduziert werden.

### 6.7 Ausblick

Die Untersuchungen in diesem Kapitel können erweitert werden, um bessere Aufschlüsse in Bezug auf die DC/DC-Wandler zu erhalten:

- Eine Verfeinerung der Drosselmodellierung mit **finiten Elementen** kann die bestehenden Modellierungen der Drosseln verbessern. Dadurch sollten Temperaturabhängigkeiten und genauere magnetische Eigenschaften der Drosseln besser widergegeben werden, um wiederum genauere Aussagen über deren Verhalten zu ermöglichen.
- Die berechneten DC/DC-Wandler können hardwaremässig aufgebaut werden, um die dargestellten Resultate zu überprüfen (siehe dazu auch Kapitel 8).

- Die beiden DC/DC-Wandler müssen zusammen mit dem Antriebswechselrichter betrachtet werden, um die ZK-Kondensatoren ebenfalls zu optimieren.
- Verfeinerte Steuerstrategien können untersucht werden. Es ist z.B. bei Teillast unter Umständen möglich, DC/DC-Wandler-Zweige auszuschalten, um den Teillast-Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler zu erhöhen, ohne dabei einen grösseren Stromrippel durch die BZ oder den SC in Kauf zu nehmen.

In Abschnitt 6.5.1 werden verschiedene sinnvolle Einschränkungen erläutert, die für die Untersuchungen in Kapitel 6 gelten. Nun gibt es zusätzliche wertvolle Untersuchungen, die auf anderen Ansätzen basieren und unter Umständen bessere Resultate erzielen können. Sie werden im folgenden kurz erwähnt:

- Die DC/DC-Wandler können mit einer Schaltentlastung ausgestattet werden. Diese ermöglicht, die Schaltverluste der Leistungshalbleiter zu reduzieren und somit entweder den Wirkungsgrad oder die Schaltfrequenz zu erhöhen und damit die Baugrösse der DC/DC-Wandler zu reduzieren [24].
- Anstatt IGBT-Module zu verwenden, können FET mit Siliziumkarbid-Dioden verwendet werden. FET eignen sich hervorragend für den Einsatz in leistungselektronischen Schaltungen mit relativ kleiner Leistung bis einigen kW. Siliziumkarbid wird sich mit grosser Wahrscheinlichkeit als das Halbleitermaterial der neuen Generation herausstellen. In naher Zukunft werden vor allem Dioden von dieser neuen Technologie profitieren. Siliziumkarbid-Dioden haben den grossen Vorteil, dass sie in einer hart geschalteten Halbbrücke praktisch keinen Rückwärtsstrom aufnehmen. Die Einschaltverluste werden dadurch stark reduziert, wodurch die Schaltfrequenz stark erhöht werden kann. Nun kann ein DC/DC-Wandler aus vielen parallel geschalteten FET mit Rückwärts-Siliziumkarbid-Dioden bestehen oder aus vielen Zweigen mit wenig Stromrippel, so dass der abzuschaltende Zweigstrom von FET beherrscht werden kann. Auf jeden Fall sollte diese Technologie in Zukunft deutlich grössere Schaltfrequenzen im Bereich von 100...500kHz ermöglichen als mit IGBT.
- Der Einsatz von anderen Drosselgeometrien (z.B. Ringkerndrosseln) zusammen mit hochwertigen – für hohe Frequenzen optimalen – Kernmaterialien sollte untersucht werden.

 Der Einsatz einer Saugdrossel (Beispiel f
ür drei Zweige: E-E-Kern mit je einer Zweigwicklung pro Bein) am Knotenpunkt K k
önnte untersucht werden. Der Vorteil einer Saugdrossel ist, dass sie eine Frequenz-Vervielfachung der Zweigstr
öme – entsprechend der Anzahl Zweigen – und somit eine Zweigstromrippel-Reduktion bewirkt. Somit muss mit vielen Zweigen keine Zunahme und Überdimensionierung der Drosseln und der Halbleiter in Kauf genommen werden. Um die Saugdrossel klein zu halten, sollte allerdings die resultierende Schaltfrequenz gross genug sein [36].

### 6.8 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wird von einem Antriebsstrang bestehend aus zwei konventionellen - einem BZ- und einem SC-seitigen - DC/DC-Wandlern ohne Potentialtrennung ausgegangen. Dabei werden mit Hilfe der versetzten Taktung die eingesetzten DC/DC-Wandler bezüglich des Bauvolumens, der Masse, der Kosten und des Wirkungsgrades optimiert. Dafür werden mehrere DC/DC-Wandler-Grundschaltungen (sogenannte DC/DC-Wandler-Zweige) parallel geführt und versetzt getaktet. Dabei wird der Einfluss des durch die BZ und den SC max. zugelassenen Stromrippels auf die DC/DC-Wandler mitberücksichtigt. Die Untersuchungen beziehen sich auf die Leistungshalbleiter und die Drosseln. Die Leistungshalbleiter werden aus einer käuflichen IGBT-Modulbaureihe ausgewählt und bezüglich ihrer Schaltverluste ausgemessen, um vernünftige Daten für die betrachtete Anwendung zu gewinnen. Die Drosseln werden mit einem geeigneten Verfahren auf ein minimales Aussenvolumen optimiert. Die Zwischenkreis-Kondensatoren, die sich an der Schnittstelle zwischen den DC/DC-Wandlern und dem Antriebswechselricher befinden, werden ausser Acht gelassen, denn sie können nur durch eine gesamte Betrachtung samt Wechselrichter optimiert werden.

Die Optimierung der DC/DC-Wandler liefert als Ergebnis, dass mit zunehmender Anzahl versetzt getakteter Zweige die installierte Halbleiterleistung sowie tendenziell ihre Verluste zunehmen, während die Drosseln ungefähr ab zwei versetzt getakteter Zweige ein minimales Bauvolumen annehmen. Eine genauere Analyse der Resultate ermöglicht die Aussage, dass für beide DC/DC-Wandler das Optimum mit zwei Zweigen und einem max. Stromrippel von 10% des max. Strommittelwertes erreicht ist. Eine Lösung mit drei Zweigen zusammen mit einem max. Stromrippel kleiner als 10% des max. Strommittelwertes ergibt ebenfalls beinahe das Optimum.

# 7 Regelung der DC/DC-Wandler

Dieses Kapitel befasst sich mit der Konzipierung und der Auslegung der notwendigen Strom- und Spannungsregler, damit die beiden DC/DC-Wandler das gewünschte Verhalten annehmen. Dabei werden ausschliesslich die in der gebauten Hardware in Kapitel 8 implementierten Regler berücksichtigt. Insbesondere wird davon ausgegangen, dass der Supercap(SC)-seitige DC/DC-Wandler immer im kontinuierlichen Betrieb arbeitet, während der Brennstoffzellen(BZ)-seitige DC/DC-Wandler je nach Betriebspunkt sowohl im Lück- als auch im kontinuierlichen Betrieb arbeiten kann (siehe Abschnitte 6.2.2 und 6.2.3).

In Unterkapitel 7.1 wird das wesentliche Regelungskonzept vorgeschlagen. Die drei nächsten Unterkapitel 7.2-7.4 behandeln anschliessend die Auslegung der drei wesentlichen Reglertypen, nämlich die Regelung der SC- und BZ-Zweigströme sowie der Zwischenkreis(ZK)-Spannung. Unterkapitel 7.5 fasst am Schluss das Kapitel zusammen.

### 7.1 Regelungskonzept

Die Aufgabe der DC/DC-Wandler besteht im wesentlichen darin, die Antriebsleistung  $P_{WR} = U_{ZK} \cdot I_{ZK}$  gemäss Vorgabe auf die **B**rennstoff**z**elle (BZ) und den **S**uper**c**ap (SC) zu verteilen. Um diesen Zweck zu erfüllen, wird vom grundsätzlichen Regelungskonzept gemäss Figur 7.1 ausgegangen:

- Jeder DC/DC-Wandler-Zweig verfügt über eine eigene Stromregelung. Diese sorgt dafür, dass alle Drosselströme – und somit auch der BZ-Strom  $i_{BZ}$  und der SC-Strom  $i_{SC}$  – auf den Sollwert eingestellt werden. Bei der Verwendung von drei versetzt getakteten Zweigen werden die BZ- und SC-Ströme durch die entsprechende Vorgabe der Zweigstrom-Sollwerte gleichmässig auf die drei vorhandenen Zweige aufgeteilt.
- Überlagert zur Stromregelung sorgt die Zwischenkreis(ZK)-Spannungsregelung dafür, dass die ZK-Spannung  $u_{ZK}$  auf den Sollwert eingestellt wird. Sie benutzt den SC-seitigen DC/DC-Wandler als Stellglied und liefert diesem den SC-Stromsollwert  $i_{SC,soll}$ , der mit Hilfe der SC-Zweigstrom-Regelungen eingestellt werden muss. Prinzipiell könnte der BZ-seitige DC/DC-Wandler diesen Zweck auch erfüllen. Es macht allerdings Sinn, den SC-seitigen DC/DC-Wandler dafür zu verwenden, denn das verwendete Stellglied muss hochdynamisch sein.



Figur 7.1:Regelstruktur-Übersicht für den BZ- und den SC-seitigen DC/DC-Wandler

Diese Bedingung wird vom SC-seitigen DC/DC-Wandler zusammen mit dem SC am besten erfüllt (siehe Abschnitte 5.1.2 und 5.1.3). Die schnelle Regelung der ZK-Spannung auf einen begrenzten Wert ist sehr wichtig. Sie garantiert, dass

- die Spannungsbelastung aller Leistungshalbleiter begrenzt bleibt und
- sorgt dafür, dass die Leistungsbilanz gemäss Gl. (5.3) erfüllt wird. Der SC ergänzt den Leistungsbedarf, der vom Antrieb benötigt, jedoch von der BZ nicht sogleich geliefert wird ( $P_{SC} \approx P_{WR} - P_{BZ}$ ).
- Der Leistungssollwert  $p_{BZ,soll}$  des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers wird von einer übergeordneten Ansteuerung, der sogenannten Power Control Unit (PCU) erzeugt (siehe Abschnitt 8.3.3 und Figur 8.3) und folgt in erster Näherung der Antriebsleistung langsam (siehe Unterkapitel 2.3). Er wird in einen BZ-Stromsollwert  $i_{BZ,soll}$  umgerechnet (siehe Figur 7.1).

Diese Regelstruktur ist üblich und besitzt Vorteile:

- Alle Ströme der DC/DC-Wandler, die die Hauptleistungskomponenten (Drosseln, Halbleiter und Kondensatoren) elektrisch und thermisch belasten, können genau eingestellt werden. Insbesondere kann durch die entsprechende Begrenzung der Stromsollwerte verhindert werden, dass diese zu gross werden.
- Die Auslegung aller Regler, insbesondere des ZK-Spannungsreglers, lässt sich einfach gestalten.
- Die Inbetriebnahme der DC/DC-Wandler ist einfach. Zuerst können die inneren Stromregler und danach der überlagerte ZK-Spannungsregler in Betrieb genommen werden.

### 7.1.1 Annahmen

Bei der Reglerauslegung werden sinnvolle Annahmen getroffen:

• Alle IGBT werden mit PWM konstanter Frequenz  $F_S$  angesteuert (siehe Unterkapitel 6.2 und [31]). Bei diesem Ansteuerverfahren sind die Modulationsgrade (siehe Unterkapitel 7.2 und 7.3) gerade als Stellgrössen der entsprechenden DC/DC-Wandler-Zweige zu betrachten. Regelverfahren, die – wie z.B. die Toleranzbandregelung – grundsätzlich anders funktionieren, werden nicht in Betracht gezogen [17]. Toleranzbandregler erzeugen eine variable Halbleiter-Schaltfrequenz und

erschweren prinzipbedingt die Implementierung der versetzten Taktung.

- Alle gemessenen Signale werden über Tiefpässe erster Ordnung gefiltert. Somit werden die Schaltfrequenz bedingten hochfrequenten Signalanteile eliminiert. Die gefilterten Signale werden mit dem Index *f* versehen. Spezielle Filterverfahren wie z.B. das synchrone Abtasten, bei dem die Signale genau dann abgetastet werden, wenn sie sich im Mittelwert befinden und somit prinzipiell keine zusätzliche Filterung benötigen, werden nicht berücksichtigt [31].
- Die Auslegung der Regler wird im kontinuierlichen Zeitbereich durchgeführt. Der Übergang zu zeitdiskreten Reglern wird nicht berücksichtigt, weil dies keine wesentlichen Erkenntnisse aufdeckt (Die Abtastzeit  $T_{abt} = T_S = 66.6 \mu s$  ist viel kleiner als alle relevanten Zeitkonstanten im System). Die in der Hardware eingesetzten Regler sind allerdings digital, denn sie sind in einem DSP implementiert (siehe Abschnitt 8.3.3).
- Die PCU sorgt dafür, dass der Sollwert  $p_{BZ,soll}$  der BZ-Leistung sowie die Antriebsleistung  $p_{WR}$  jederzeit sinnvoll vorgegeben werden. Somit kann immer davon ausgegangen werden, dass der max. zugelassene SC-Strom und die max. zugelassene SC-Leistung nicht überschritten werden.

Um das Wesentliche hervorzuheben, bezeichnen in diesem Kapitel Kleinbuchstaben – falls nicht anders erwähnt – Kurzzeitmittelwerte. Der Kurzzeitmittelwert ist eine nicht ganz sauber definierte Grösse, die die volle Regeldynamik berücksichtigt, die schaltfrequenten Anteile jedoch nicht enthält.

## 7.2 Stromregelung des SC-seitigen DC/DC-Wandlers

Dieses Unterkapitel behandelt die Stromregler-Auslegung des SC-seitigen DC/DC-Wandlers. Da letzterer aus drei gleichen parallel geschalteten Zweigen besteht, wird nur die Auslegung eines einzelnen Zweiges berücksichtigt. Die beiden anderen Zweigen werden gleich geregelt. Alle Zweigstrom-Sollwerte  $i_{SC,zw,soll}$  sind immer gleich und betragen jeweils ein Drittel des SC-Stromsollwertes  $i_{SC,soll}$ .

Die beiden IGBT einer Halbbrücke des SC-seitigen DC/DC-Wandlers werden – im Gegensatz zu den Annahmen in Kapitel 6 – immer im Gegentakt angesteuert. Somit arbeitet der SC-seitige DC/DC-Wandler immer im kontinuierlichen Betrieb, wodurch seine Stromregelung vereinfacht wird. Sein Wirkungsgrad reduziert sich dabei bei kleinen Strömen nicht wesentlich, denn der Stromrippel durch die verschiedenen Zweige ist nicht sehr gross (siehe Unterkapitel 8.3).

Figur 7.2 zeigt die Regelstrecke des SC-Zweigstromes  $i_{SC,zw}$  mit der zugehörigen Regelstruktur. Die Drosseln werden mit einer Induktivität  $L_{zw}$  und einem (kleinen) Wicklungswiderstand  $R_{zw}$  modelliert. Die Stellgrösse der



Figur 7.2: Regelstruktur und Strecke des SC-Zweigstromes  $i_{SC, zw}$ 

DC/DC-Wandler-Zweige ist der Modulationsgrad  $m_{SC,zw} = 0...1$  (Verhältnis von der Einschaltdauer des oberen IGBT der Halbbrücke zur Schaltperiode  $T_S = 1/F_S$ ), mit dem die Klemmenspannung der Drossel und somit deren Stromänderung beeinflusst werden kann [31]. Der Drosselstrom  $i_{SC,zw}$ lässt sich im Laplace-Bereich mit Hilfe der Figur 7.2 folgendermassen berechnen:

$$i_{SC,zw} = \frac{u_{SC} - m_{SC,zw} u_{ZK}}{sL_{zw} + R_{zw}}$$
(7.1)

Die SC-Spannung  $u_{SC}$  wird vorgesteuert und die Spannung  $u_{ZK}$  gemäss Figur 7.2 kompensiert, damit ihr Störeinfluss auf die Strecke im Idealfall vollständig eliminiert wird. Unter der Berücksichtigung der mittleren DC/DC-Wandler-Totzeit  $T_t = 1/(2F_S) = 33.3 \mu s$ , die als Tiefpass erster Ordnung mit der Zeitkonstante  $T_t$  approximiert wird [31], und der Filterzeitkonstante  $T_{f,iSCzw} = 250 \mu s$  des Drosselstromes  $i_{SC,zw}$  und mit der Annahme, dass der Modulationsgrad  $m_{SC,zw}$  nicht am Anschlag ist (Normalfall), sieht der ideal kompensierte und vorgesteuerte SC-Zweigstrom-Regelkreis gemäss Figur 7.3 aus:



Figur 7.3: SC-Zweigstrom-Regelkreis unter der Annahme einer idealen Vorsteuerung von  $u_{SC}$  und einer idealen Kompensation von  $u_{ZK}$ 

Der PI-Regler mit proportionalem Anteil  $K_p$  und Zeitkonstante  $T_i$  wird nach dem Betragsoptimum ausgelegt, um ein optimales Führungsverhalten zu erhalten [16]:

$$K_p = \frac{L_{zw}}{2(T_t + T_{f,iSCzw})} \qquad T_i = \frac{L_{zw}}{R_{zw}}$$
(7.2)

Die Übertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises lässt sich näherungsweise folgendermassen berechnen [16]:

$$\frac{i_{SC,zw}}{i_{SC,zw,soll}} \approx \frac{1}{1 + s2(T_t + T_{f,iSCzw}) + s^2 2(T_t + T_{f,iSCzw})^2}$$
$$\approx \frac{1}{1 + s2(T_t + T_{f,iSCzw})}$$
(7.3)

Der Drosselstrom  $i_{SC,zw}$  folgt somit seinem Sollwert  $i_{SC,zw,soll}$  mit guter Näherung gemäss einem Tiefpass erster Ordnung mit der Zeitkonstante  $2(T_t + T_{f,iSCzw}) = 566.6\mu s$ . Die folgende Figur 7.4 bestätigt dieses Verhalten mit einer Messung an der gebauten Hardware (siehe Kapitel 8). Dabei ist der SC-Strom  $i_{SC}$  (Summenstrom der drei Zweige) dargestellt (kein Kurzzeitmittelwert).



Figur 7.4: Messung eines SC-Stromsollwert-Sprungs von –20A auf 20A

#### Stromregelung des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers 7.3

In diesem Unterkapitel wird die Stromregelung des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers vorgestellt. Da dieser aus drei gleichen parallel geschalteten Zweigen besteht, wird nur die Auslegung eines einzelnen Zweiges berücksichtigt. Die beiden anderen Zweigen werden gleich geregelt. Alle Zweigstrom-Sollwerte  $i_{BZ,zw,soll}$  sind immer gleich und betragen jeweils ein Drittel des BZ-Stromsollwertes  $i_{BZ,soll}$ . Dieser wird durch die Teilung des von der PCU erhaltenen BZ-Leistungssollwertes  $p_{BZ,soll}$  durch die gemessene BZ-Spannung  $u_{BZ,f}$  berechnet (siehe Figur 7.1).

Beim BZ-seitigen DC/DC-Wandler muss im Gegensatz zum SC-seitigen DC/DC-Wandler berücksichtigt werden, dass er bei tiefen Strömen im Lückbetrieb arbeitet, weil nur die unteren IGBT der Halbbrücken angesteuert werden (siehe Abschnitte 6.2.2-6.2.4). Somit weist der BZ-seitige DC/DC-Wandler prinzipiell die zwei Betriebsarten Lück- und kontinuierlichen Betrieb auf, die regelungstechnisch unterschieden werden müssen.

#### 7.3.1 Lückbetrieb des BZ-seitigen DC/DC-Wandlers

Im Lückbetrieb verliert die Stromregelstrecke, dadurch dass der Zweigstrom  $i_{BZ,zw}$  bei jeder Periode wieder zu Null wird, ihre im kontinuierlichen Betrieb dominierende Integratorwirkung. Sie besitzt im wesentlichen ein von den Spannungen  $u_{BZ}$  und  $u_{ZK}$  gestörtes – proportionales Verhalten.

Wird  $m_{BZ,zw}$  als das Verhältnis der Ausschaltdauer des unteren IGBT einer Halbbrücke zur Periodendauer  $T_S = 1/F_S$  definiert, so lässt sich der Drosselstrom  $i_{BZ,zw}$  aus Gl. (6.20) wie folgt berechnen:

$$i_{BZ,zw} = \frac{u_{BZ}u_{ZK}}{2L_{zw}F_S(u_{ZK} - u_{BZ})} (1 - m_{BZ,zw})^2$$
(7.4)

Die Drosseln werden dabei als ideale Induktivitäten  $L_{zw}$  modelliert. Der kleine Wicklungswiderstand  $R_{zw}$  wird vernachlässigt, denn er beeinflusst die Regelstrecke im Lückbetrieb nur unwesentlich. Die Stellgrösse der DC/DC-Wandler-Zweige ist der Modulationsgrad  $m_{BZ,zw}$ , mit dem die Klemmenspannung der Drossel und somit deren Strom – abgesehen von der Totzeit  $T_t$ des DC/DC-Wandlers – direkt beeinflusst werden kann.

Die Spannungen  $u_{BZ}$  und  $u_{ZK}$  werden gemäss Figur 7.5 kompensiert, damit ihr Störeinfluss auf die Strecke im Idealfall vollständig eliminiert wird (vergleiche Figur 7.2).



Figur 7.5: Regelstruktur für den BZ-Zweigstrom  $i_{BZ,zw}$  im Lückbetrieb

Unter der Berücksichtigung der mittleren DC/DC-Wandler-Totzeit  $T_t = 1/(2F_s) = 33.3 \mu s$  und der Filterzeitkonstante  $T_{f,iBZzw} = 600 \mu s$  des Drosselstromes  $i_{BZ,zw}$  und mit der Annahme, dass der Modulationsgrad  $m_{BZ,zw}$  nicht am Anschlag ist (Normalfall), sieht der ideal kompensierte BZ-Zweigstrom-Regelkreis im Lückbetrieb gemäss Figur 7.6 aus (vergleiche Figur 7.3).

Mit der folgenden Reglerauslegung

$$K_p = 2L_{zw}F_S T_i = T_{f,iBZzw} (7.5)$$



Figur 7.6: BZ-Zweigstrom-Regelkreis im Lückbetrieb unter der Annahme einer idealen Kompensation der Spannungen  $u_{ZK}$  und  $u_{BZ}$ 

lässt sich die Übertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises gemäss Gl. (7.6) berechnen (vergleiche Gl. (7.3)):

$$\frac{i_{BZ,zw}}{i_{BZ,zw,soll}} = \frac{K_p \frac{1+sT_i}{sT_i} \cdot \frac{1}{2L_{zw}F_S} \cdot \frac{1}{1+sT_t}}{1+K_p \frac{1+sT_i}{sT_i} \cdot \frac{1}{2L_{zw}F_S} \cdot \frac{1}{1+sT_t} \cdot \frac{1}{1+sT_{f,iBZzw}}}$$

$$\approx \frac{1}{1+sT_t}$$
(7.6)

Der Drosselstrom  $i_{BZ,zw}$  folgt somit seinem Sollwert  $i_{BZ,zw,soll}$  mit guter Näherung gemäss einem Tiefpass erster Ordnung mit der Zeitkonstante  $T_t = 33.3 \mu s$ . Seine Dynamik ist somit – wie eigentlich aufgrund des speicherlosen Verhaltens der DC/DC-Wandler-Zweige zu erwarten ist – wesentlich grösser als im kontinuierlichen Betrieb. Figur 7.7 bestätigt dieses Verhalten mit einer Messung an der gebauten Hardware (siehe Kapitel 8). Dabei ist der BZ-Strom  $i_{BZ}$  (Summenstrom der drei Zweige) dargestellt (kein Kurzzeitmittelwert). Die einzelnen BZ-Zweigströme  $i_{BZ,zw}$  lücken, obwohl dies in Figur 7.7 nicht gesehen werden kann.

#### 7.3.2 Kontinuierlicher Betrieb

Da der BZ-seitige DC/DC-Wandler gleich aufgebaut ist, wie der SC-seitige DC/DC-Wandler, funktioniert seine Regelung im kontinuierlichen Betrieb auch gleich (siehe Unterkapitel 7.2). Somit wird hier nicht weiter darauf eingegangen. Der einzige Unterschied ist die etwas grössere Filterzeitkonstante  $T_{f,iBZzw} = 600\mu s$  der BZ-Zweigströme  $i_{BZ,zw}$ . Sie ist darin begründet, dass mit der grösseren Stromfilterung eine grössere Genauigkeit beim Ein-



Figur 7.7: Messung eines BZ-Stromsollwert-Sprungs im Lückbetrieb

stellen des BZ-Stromes  $i_{BZ}$  erreicht werden kann. Bei der SC-Stromregelung ist dies aufgrund der überlagerten ZK-Spannungsregelung nicht notwendig. Zudem spielt die geringere Dynamik beim BZ-Strom  $i_{BZ}$  aufgrund der grösseren Filterzeitkonstante  $T_{f,iBZzw}$  keine Rolle, da dieser nur langsam geändert wird und somit nicht sehr dynamisch verstellbar sein muss (siehe Abschnitt 5.1.2). Die Zeitkonstante des geschlossenen BZ-Zweigstrom-Regelkreises ergibt sich zu  $2(T_t + T_{f,iBZzw}) = 1.26ms$  im Vergleich zu 566.6µs beim SC-Zweigstrom-Regelkreis.

#### 7.3.3 Übergang zwischen den beiden Regelungsmodi

Der BZ-seitige DC/DC-Wandler arbeitet bei kleinen Strömen im Lück- und bei grösseren Strömen im kontinuierlichen Betrieb. Der Übergang zwischen den beiden Betriebsmodi, dessen Grenze aus Gl. (6.29) und (7.4) berechnet werden kann, muss von aussen gesehen störungslos erfolgen.

$$i_{BZ,zw} \leq \frac{u_{BZ}(u_{ZK} - u_{BZ})}{2L_{zw}F_{S}u_{ZK}} \rightarrow \text{Lückbetrieb}$$

$$i_{BZ,zw} \geq \frac{u_{BZ}(u_{ZK} - u_{BZ})}{2L_{zw}F_{S}u_{ZK}} \rightarrow \text{kontinuierlicher Betrieb}$$
(7.7)

Die Schwierigkeit besteht darin, dass alle eingesetzten Stromregler PI-Regler sind, die einen Integralanteil und somit einen Speicher besitzen. Der Speicherinhalt der Stromregler muss unmittelbar nach dem Übergang von einem Betriebsmodus in den nächsten auf den richtigen Wert gesetzt werden, damit der zu regelnde Strom  $i_{BZ,zw}$  keine störende Dynamik erfährt. Im folgenden werden die einzusetzenden Werte für die I-Anteile nach dem Übergang eines Betriebsmodus in den anderen angegeben. In der Praxis werden die Grenzen von Gl. (7.7) mit einer kleinen Hysterese versehen, um ein häufiges Umschalten zwischen den beiden Betriebsmodi an deren Grenze zu verhindern.

#### Übergang vom Lückbetrieb zum kontinuierlichen Betrieb

Damit der BZ-Zweigstrom  $i_{BZ,zw}$  gerade nach dem Reglerwechsel zur Zeit  $t = t_w$  nicht plötzlich von seinem momentanen Wert abweicht, muss der I-Anteil des Reglers für den kontinuierlichen Betrieb zur Zeit  $t = t_w$  so vorgegeben werden, dass sich dabei gerade der momentane Strom vor dem Reglerwechsel ergibt. Aus Figur 7.3 lässt sich der I-Anteil des BZ-Zweigstrom-Reglers bei  $t = t_w$  unter der Annahme, dass  $i_{BZ,zw} \approx i_{BZ,zw,soll}$ , wie folgt berechnen:

$$\frac{K_p}{sT_i}\Big|_{t=t_w} = R_{zw}i_{BZ,zw}\Big|_{t=t_w}$$
(7.8)

In der Praxis muss dieser Wert allerdings messtechnisch ermittelt werden, weil der Widerstand  $R_{zw}$  nicht genau bekannt und im Prinzip auch andere Schmutzeffekte wie z.B. Spannungsabfälle über den Halbleitern berücksichtigen müsste.

#### Übergang vom kontinuierlichen Betrieb zum Lückbetrieb

Damit der BZ-Zweigstrom  $i_{BZ,zw}$  gerade nach dem Reglerwechsel zur Zeit  $t = t_w$  nicht plötzlich vom seinem momentanen Wert abweicht, muss der I-Anteil des Reglers für den Lückbetrieb zur Zeit  $t = t_w$  so vorgegeben werden, dass sich dabei gerade der momentane Strom vor dem Reglerwechsel ergibt. Aus Figur 7.6 lässt sich der I-Anteil des BZ-Zweigstrom-Reglers bei  $t = t_w$  unter der Annahme, dass  $i_{BZ,zw} \approx i_{BZ,zw,soll}$ , wie folgt berechnen:

$$\frac{K_p}{sT_i}\Big|_{t=t_w} = 2L_{zw}F_S i_{BZ,zw}\Big|_{t=t_w}$$
(7.9)

Figur 7.8 bestätigt den sauberen Übergang zwischen den beiden Betriebsmodi an einer Messung des BZ-Zweigstromes  $i_{BZ,zw}$ . Dabei wird dieser über eine Rampe geführt.



Figur 7.8: Messung des Übergangs von  $i_{BZ,zw}$  zwischen Lück- und kontinuierlichem Betrieb (oben) und umgekehrt (unten)

### 7.4 Zwischenkreis-Spannungsregelung

Das Unterkapitel 7.4 behandelt die Spannungsregler-Auslegung des Zwischenkreises. Dabei wirkt der Ausgang des ZK-Spannungsreglers – wie in Unterkapitel 7.1 erklärt – auf den Sollwert  $i_{SC,soll}$  des SC-Stromes ein. Figur 7.9 zeigt die Regelstruktur für die ZK-Spannung  $u_{ZK}$ . Die Strecke besteht aus den drei SC-Stromregelkreisen und dem Zwischenkreis, der als ideale Kapazität  $C_{ZK,tot}$  stellvertretend für die im DC/DC-Wandler und im Wechselrichter eingebauten Kondensatoren modelliert wird. Die Stellgrösse für die Regelung der ZK-Spannung ist der SC-Strom  $i_{SC}$ , mit dem der Kon-



Figur 7.9: Regelstruktur für die ZK-Spannung  $u_{ZK}$ 

densatorstrom  $i_C$  und somit die ZK-Spannung  $u_{ZK}$  beeinflusst werden kann. Die ZK-Spannung  $u_{ZK}$  lässt sich im Laplace-Bereich mit Hilfe der Schaltungstopologie in Figur 7.1 folgendermassen berechnen:

$$u_{ZK} = \frac{i_C}{sC_{ZK,tot}} = \frac{\frac{u_{SC}}{u_{ZK}}i_{SC} + \frac{u_{BZ}}{u_{ZK}}i_{BZ} - i_{ZK}}{sC_{ZK,tot}}$$
(7.10)

Die Störgrössen  $u_{BZ}/u_{ZK} \cdot i_{BZ}$  und  $i_{ZK}$  werden vorgesteuert und der Faktor  $u_{SC}/u_{ZK}$  gemäss Figur 7.9 kompensiert, damit ihr Störeinfluss auf die Strecke im Idealfall vollständig eliminiert wird.

Unter der Berücksichtigung der Filterzeitkonstante  $T_{f,uZK} = 500 \mu s$  der ZK-Spannung  $u_{ZK}$  und mit der Annahme, dass der SC-Strom  $i_{SC}$  nicht am Anschlag ist (Normalfall), sieht der ideal kompensierte und vorgesteuerte ZK-Spannungsregelkreis wie folgt aus:



Figur 7.10: ZK-Spannungsregelkreis unter der Annahme einer idealen Vorsteuerung bzw. Kompensation von  $u_{BZ}$ ,  $u_{SC}$ ,  $u_{ZK}$ ,  $i_{BZ}$  und  $i_{ZK}$ 

In Realität kann allerdings der Einfluss der Störgrössen nicht vollständig durch Vorsteuerung und Kompensation eliminiert werden. Darum sorgt ein Regler dafür, dass die Abweichungen der ZK-Spannung  $u_{ZK}$  von ihrem Sollwert  $u_{ZK,soll}$  möglichst schnell ausgeregelt werden. Der verwendete PI-Regler mit proportionalem Anteil  $K_p$  und Zeitkonstante  $T_i$  wird nach dem symmetrischen Optimum ausgelegt, um ein optimales Störverhalten zu erhalten ([16],[31]):

$$K_{p} = \frac{C_{ZK,tot}}{4(T_{t} + T_{f,iSCzw}) + 2T_{f,uZK}}$$
(7.11)

$$T_{i} = 8(T_{t} + T_{f,iSCzw}) + 4T_{f,uZK}$$
(7.12)

Figur 8.8 zeigt anhand einer Messung an der gebauten Hardware die sehr gute Stabilität der ZK-Spannung  $u_{ZK}$ . Dabei bleibt ihr Sollwert  $u_{ZK,soll} = 400V$  konstant auf dem Nennwert und die Regelstrecke wird durch einen zunehmenden (links) bzw. abnehmenden (rechts) Batterie-Strom  $i_{BT}$  – eine Blei-Batterie ersetzt die Brennstoffzelle – gestört.

### 7.5 Zusammenfassung

Alle DC/DC-Wandler-Zweige besitzen eine untergeordnete Stromregelung. Beim BZ-seitigen DC/DC-Wandler werden die Zweigstrom-Sollwerte aus der Leistungsvorgabe einer übergeordneten Ansteuerung gebildet. Beim SCseitigen DC/DC-Wandler werden die Zweigstrom-Sollwerte von der übergeordneten ZK-Spannungsregelung gebildet, die dafür sorgt, dass die ZK-Spannung auf den Sollwert eingestellt wird. Die ZK-Spannungsregelung sorgt indirekt dafür, dass die Leistungsbilanz stimmt. Dadurch nimmt der SC die eingespeiste Leistung in den ZK automatisch auf.

Die Konzipierung und die Auslegung der drei wesentlichen Regelkreise, nämlich der SC- und BZ-Zweigstrom-Regelkreise sowie des ZK-Spannungsregelkreises wird behandelt. Dabei stellt sich heraus, dass das eingesetzte Regelungskonzept den Anforderungen gewachsen ist. Insbesondere kann bei der BZ-Zweigstrom-Regelung ein reibunsloser Übergang zwischen dem Lück- und dem kontinuierlichen Betrieb und umgekehrt erreicht werden. Ferner erweist sich die Dynamik der ZK-Spannung mit Schwankungen um wenige Volt als sehr gut. Das ist sehr wichtig, damit die Spannungsbelastung der Leistungshalbleiter in Grenzen gehalten wird.

# 8 Hardware-Realisierung

Nachfolgend wird der Hardware-Aufbau der DC/DC-Wandler für den Einsatz im Brennstoffzellen/Supercap-Fahrzeug, dem **Hy. Power** ([4],[9],[10]) beschrieben. Das Hy. Power soll als weltweit erstes Brennstoffzellen/Supercap-Fahrzeug die Machbarkeit eines solchen Konzeptes beweisen. Die praktische Realisierung der DC/DC-Wandler zeigt, dass diese kompakt, voll betriebstauglich und den Anforderungen im Fahrzeug gewachsen sind.

In Unterkapitel 8.1 werden Sinn und Zweck des Hy. Power erläutert, in Unterkapitel 8.2 bzw. 8.3 wird auf den Aufbau des Hy. Power bzw. der DC/DC-Wandler eingegangen. In Unterkapitel 8.4 zeigen Messungen die Funktionsweise des Hy. Power sowie das elektrische Verhalten der DC/DC-Wandler. Am Schluss fasst Unterkapitel 8.5 das Kapitel zusammen.

## 8.1 Sinn und Zweck des Hy. Power

Die praktische Realisierung des Fahrzeugs Hy. Power der unteren Mittelklasse, das mit Brennstoffzellen (40kW netto) und Supercaps (60kW während etwa 15s) ausgerüstet ist, ermöglicht folgende Ziele zu bewerkstelligen:

- Das Hy. Power soll als **weltweit erstes** Brennstoffzellen-Fahrzeug mit Supercaps die Machbarkeit eines solchen Fahrzeugs anhand eines konkreten Prototyps beweisen. Eine Fahrt über den Simplonpass im Winter zeigt, dass das Hy. Power auch bei harten äusseren Bedingungen betriebstauglich bleibt.
- Der Einfluss der Supercaps auf das Fahrzeug (Dynamik, Energieersparnis, Platzbedarf, usw.) soll untersucht werden.

Das Hy. Power soll allgemein eine Technologie-Plattform darstellen, mit der verschiedene Systemaspekte wie Verbrauch, Autonomie, Platzbedarf, Verhalten, usw. von BZ-Fahrzeugen untersucht werden können.

Bezogen auf die DC/DC-Wandler ermöglicht das Hy. Power zu zeigen, dass die gebaute Hardware voll betriebstauglich ist:

• Die praktische Realisierung der DC/DC-Wandler für die volle Leistung zeigt, dass trotz eingeschränkter Platzverhältnisse im Fahrzeug die gestellten Anforderungen bezüglich des elektrischen und des thermischen Verhaltens erfüllt werden können. Insbesondere können der gute

Wirkungsgrad sowie die grosse Dynamik der DC/DC-Wandler nachgewiesen werden.

• Die verschiedenen Berechnungen und Optimierungen an den DC/DC-Wandlern können mit dem konkreten Prototyp sowie mit Messungen verglichen werden.

## 8.2 Aufbau des Hy. Power

Das Hy. Power ist ein Elektrofahrzeug mit **B**rennstoff**z**ellen (BZ) und **S**upercaps (SC). Es basiert auf einem BORA der Firma *Volkswagen (VW)*. Figur 8.1 zeigt ein Foto des Hy. Power auf dem Weg zum Simplonpass. Ein Blick auf die äussere Karosserie des Hy. Power lässt keinen Unterschied zu einem konventionellen Fahrzeug erkennen.



Figur 8.1: Foto des Hy. Power auf dem Weg zum Simplonpass

### 8.2.1 Beschreibung des Antriebsstrangs

Figur 8.2 zeigt eine CAD-Zeichnung des Hy. Power mit den wichtigsten Antriebsstrangs-Komponenten sowie die wesentliche Struktur des Antriebsstrangs. Figur 8.3 zeigt eine Hardware-Übersicht der DC/DC-Wandler, bei der die wichtigsten Antriebsstrangs-Komponenten ebenfalls zu erkennen sind. Diese werden im folgenden kurz beschrieben.

Die folgenden Antriebsstrangs-Komponenten stammen hauptsächlich vom *PSI* und von der *ETH Zürich* sowie von Industriepartnern:

• Das BZ-System sowie die beiden Hochdruck-Wasserstoffflaschen befinden sich hinter der Rücksitzbank und füllen den Grossteil des Kof-



Figur 8.2: a) Hy. Power mit den wichtigsten Antriebsstrangs-Komponenten b) Struktur des Antriebsstrangs

ferraums. Die Brennstoffzellen bestehen aus sechs Stapeln – ein Stapel besteht aus 125 in Serie geschalteten Zellen mit einem max. Strom von 125A –, wovon elektrisch drei je in Serie und beide dreier Stränge parallel geschaltet sind. Das ganze BZ-System ist auf einem Stahlträger montiert und bildet somit eine kompakte Einheit, die als Ganzes einund ausgebaut werden kann. Eine Rohrverbindung zwischen dem Wasserstofftank und dem konventionellen Tankeinlass ermöglicht eine einfache und schnelle Wasserstoff-Betankung, ohne dass das BZ-System ausgebaut werden muss.

• Die SC bestehen aus SC-Zellen mit einer Kapazität von je 1500F und einer max. Spannung von 2.5V und sind in zwei Modulen aufgeteilt.

Jedes Modul ist in einem – abgesehen von Lüftungsöffnungen – abgeschlossen Stahlgehäuse integriert. Das erste Modul besteht aus 142 SC-Zellen (davon je zwei parallel und 71 in Serie) und befindet sich unter der Rücksitzbank. Das zweite Modul besteht aus 140 SC-Zellen (davon je zwei parallel und 70 in Serie) und befindet sich im "Motorraum" vorne. Im vorderen SC-Trog ist auch der Signalteil der DC/DC-Wandler mit seiner CAN-Anbindung zur Power Control Unit integriert (siehe Abschnitt 8.3.3). Beide SC-Module sind elektrisch in Serie geschaltet. Durch die entsprechende Ein- und Ausschaltung der Ausgleichselektronik ist es aufgrund ihrer Verluste möglich, beide Module auf derselben Spannung zu halten. Eine Parallelschaltung der beiden SC-Module wäre prinzipiell möglich, würde allerdings die Zusammenschaltung der beiden Module bei unterschiedlichen Spannungen erschweren.

• Der Leistungsteil der DC/DC-Wandler ist in einem Aluminium-Gehäuse eingebaut und bildet eine abgeschlossene Einheit. Er befindet sich im "Motorraum" auf der rechten Seite.

Die folgenden Antriebsstrangs-Komponenten wurden von der Firma Volkswagen eingebaut:

- Der Antrieb, eine durch Wechselrichter (WR) gespeisten Asynchronmaschine (ASM), befindet sich im unteren Teil des "Motorraums". Parallel zum **DC-Z**wischenkreis (DC-ZK) des WR befindet sich zusätzlich der 12V-DC/DC-Wandler für die Speisung des 12V-Bordnetzes aus der ZK-Spannung  $u_{ZK}$ .
- Ein Schütz, eine Sicherung und ein Umladewiderstand mit entsprechendem Relais verbinden den ZK der DC/DC-Wandler mit dem Antrieb und dem 12V-DC/DC-Wandler. Dadurch ist es möglich, den Antrieb und den 12V-DC/DC-Wandler von den DC/DC-Wandlern im ausgeschalteten Zustand oder, falls im Fehlerfall eine gefährliche Überspannung im DC-ZK entsteht zu entkoppeln. Der Umladewiderstand ermöglicht mit dem Relais, die beiden ZK zuerst über einen Widerstand zu verbinden, um einen grossen Ausgleichsstrom zu vermeiden.
- Zwei getrennte Kühlkreisläufe ermöglichen die Kühlung der Antriebsstrangs-Komponenten. Der erste ist der BZ-Kühlkreislauf, der mit deionisiertem Wasser arbeitet. Sein Kühler befindet sich in der Mitte des Fahrzeugs vorne. Der Antrieb, die DC/DC-Wandler und der 12V-DC/DC-Wandler benutzen den zweiten Kühlkreislauf, der mit einem Wasser-Glykol-Gemisch arbeitet. Die Kühler bestehen aus zwei seitlichen Einheiten vorne.

### 8.3 Aufbau der DC/DC-Wandler

Im folgenden Unterkapitel wird auf den Hardware-Aufbau der DC/DC-Wandler eingegangen. Diese bestehen im wesentlichen aus einem Leistungsund einem Signalteil. Figur 8.3 gibt eine Übersicht über die DC/DC-Wandler.

### 8.3.1 Leistungsteil

Der Leistungsteil besteht aus einem BZ- und einem SC-seitigen DC/DC-Wandler. Beide DC/DC-Wandler sind aus drei Aufwärts-/Abwärtsstellern aufgebaut, die dreifach versetzt getaktet werden (siehe Unterkapitel 6.2). Beide DC/DC-Wandler sind praktisch gleich aufgebaut, denn sie haben fast dieselben elektrischen Eckdaten. Dadurch vereinfacht sich der Hardware-Aufbau wesentlich. Einziger Unterschied zwischen den beiden DC/DC-Wandlern: die oberen IGBT der BZ-seitigen Halbbrücken-Module müssen aufgrund der unidirektionalen Leistungsrichtung der BZ nicht angesteuert werden, weshalb ihre Ansteuerungsanschlüsse (Gate-Emitter) direkt kurzgeschlossen werden. Beide DC/DC-Wandler besitzen einen gemeinsamen DC-Spannungs-ZK, der im Betrieb über einen Schütz und eine Sicherung mit dem Spannungs-ZK des WR gekoppelt ist. Im ZK befindet sich auch ein Chopper (Halbbrücke mit Widerstand), mit dem die ZK-Spannung im Fehlerfall herabgesetzt werden kann.

Grösse	Eckdaten	Grösse	Eckdaten
Max. BZ-Strom <sup>a</sup>	170 <i>A</i>	Max. SC-Strom	±250A
Max. BZ-Leistung <sup>b</sup>	40 <i>kW</i>	Max. SC-Leistung <sup>b</sup>	$\pm 60 kW$
Max. BZ-Spannung	380 <i>V</i>	Max. SC-Spannung	380 <i>V</i>
Max. ZK-Spannung	400 <i>V</i>	Max. Chopperleistung <sup>c</sup>	35 <i>kW</i>
Schaltfrequenz	15 <i>kHz</i>	Gesamtmasse	42 <i>kg</i>
Wirkungsgrad $(I > 35A)$	> 95%	Wirkungsgrad (I > 85A)	> 97%

Die Eckdaten der beiden DC/DC-Wandler sind in Tabelle 8.1 angegeben.

Tabelle 8.1: Eckdaten der DC/DC-Wandler

a) Der BZ-seitige DC/DC-Wandler kann 250A führen, wird aber auf 170A begrenzt.

b) Die max. Leistung ist grösser, wird aber regelungstechnisch begrenzt.

c) Die max. Chopperleistung darf nur kurzfristig die Chopperwiderstände belasten.



Figur 8.3: Übersicht der DC/DC-Wandler (Leistungs- und Signalteil) und Antriebsstrang

Die IGBT-Module sind vom Typ BSM 150 GB 60 DLC von *Eupec*. Die Drosseln sind von der Firma *Nergy* (F). Sie bestehen aus einem Schnittband-Kern von *AlliedSignal* und besitzen zwei parallel geschaltete Wicklungen aus dünnen Kupferfolien (siehe Unterkapitel 6.4). Die vier parallel geschalteten ZK-Kondensatoren sind Folienkondensatoren (FFVI6J2756K) von *AVX*. Die vier Chopperwiderstände (2x parallel, 2x seriell) sind IRF150WN 5RJ von *Rhopoint Components LTD* (UK).

Tabelle 8.2 fasst die Daten der wichtigsten Leistungskomponenten zusammen.

Komponente	Elektrischer Wert	Parameter
IGBT-Module	-	$U_{peak} = 600V$ $I_{max} = 150A$
Drosseln	$L_{zw} = 190 \mu H$	$I_{eff,max} = 75A$ $I_{max} = 100A$
Folien- kondensatoren	$C_{ZK,F} = 275 \mu F$	$U_{max} = 500V$ $I_{eff,max} = 90A$
Chopper- widerstände	$R_{ZK,ch} = 5\Omega$	$P_{max} = 150W$

Tabelle 8.2: Daten der wesentlichen DC/DC-Wandler-Komponenten

Figur 8.4 zeigt eine CAD-Zeichnung der DC/DC-Wandler. Diese sind mechanisch grob wie folgt aufgebaut:

- Die sechs Drosseln befinden sich am Boden und können somit mechanisch einfach befestigt werden. Dies ist wichtig, denn die Drosseln sind mit insgesamt 19.8kg die schwersten Komponenten der DC/DC-Wandler. Da während der Fahrt ein Unterdruck unter dem Fahrzeug entsteht, wird die Luft oben angesaugt, strömt durch das Gehäuse und verlässt es unten. Die Drosseln geben somit ihre Abwärme praktisch direkt beim Luftaustritt ab, wodurch die Erwärmung der Umgebung klein gehalten wird.
- Gerade oberhalb der Drosseln befinden sich die sechs *LEM*-Wandler<sup>1</sup> f
  ür die Messung der Drosselstr
  öme. Die Messung des Antriebsstromes

<sup>1)</sup> *LEM* ist der Name der Firma.



Figur 8.4: CAD-Zeichnung der DC/DC-Wandler ohne interne Verkabelung

erfolgt mit einem zusätzlichen *LEM*-Wandler neben den anderen sechs Stromwandlern.

- Oberhalb der Drosseln neben den *LEM*-Wandlern befindet sich der Kühlkörper für die sieben IGBT-Module. Auf der unteren Seite des Kühlkörpers sind ebenfalls die vier flachen Chopperwiderstände befestigt.
- Die IGBT-Module sind auf der oberen Seite des Kühlkörpers angeschraubt. Darüber befinden sich die ZK-Kondensatoren, die sehr niederinduktiv über eine "Sandwich"-Bauweise zu den IGBT-Modulen verbunden sind. Zwischen jedem IGBT-Modul befindet sich zusätzlich ein kleiner Folienkondensator, der die Halbleiter-Überspannungen während des Schaltens reduzieren soll.
- Neben den IGBT-Modulen auf der Höhe der ZK-Kondensatoren befinden sich die Gate-Treiber für die Ansteuerung der IGBT.



Figur 8.5: Fotos der DC/DC-Wandler (oben ohne, unten mit Gehäuse)

Figur 8.5 zeigt den Aufbau der DC/DC-Wandler (oben ohne und unten mit Aluminium-Gehäuse). Auf der linken und rechten Seite der beiden Fotos ist der Signalteil zu erkennen, der im Fahrzeug im vorderen SC-Trog eingebaut ist.

Der Vorladewiderstand, das Vorladerelais, die Leistungsschütze sowie die Sicherung der BZ oder der SC-Module befinden sich immer im entsprechenden Trog. Sie ermöglichen eine vollständige elektrische Trennung der BZ und der SC-Module im Fehlerfall oder, falls das Hy. Power ausser Betrieb ist. Die Vorladewiderstände und -relais sind notwendig, um vor dem Einschalten des ersten DC/DC-Wandlers den ZK über die Dioden der IGBT-Module langsam aufzuladen.

### 8.3.2 Drosselvergleich mit den Berechnungen aus Kapitel 6

Die eingesetzten Drosseln besitzen genau dieselbe Geometrie und denselben Kern wie die berechneten Drosseln in Kapitel 6. Tabelle 8.3 vergleicht kurz die Drosseln bei gleichen Anforderungen (siehe Tabelle 8.2) bezüglich des Aussenvolumens und der Masse.

	Volumen- optimierte Drosseln (Rechnung)	Masse- optimierte Drosseln (Rechnung)	Gebaute Drosseln
Kernmasse [kg]	1.52	1.04	1.66
Kupfermasse [kg]	1.19	1.36	1.4
Gesamtmasse [kg]	2.71	2.4	3.06 <sup>a</sup>
Aussenvolumen $[dm^3]$	0.67	0.9	1.03

Tabelle 8.3: Vergleich zwischen den berechneten und den gebauten Drosseln

a) Diese Zahl berücksichtigt lediglich die Kern- und Kupfermasse. Die Masse der Isolation, der Imprägnierung und der Fixierungen wird nicht mitgezählt, um einen korrekten Vergleich zu gewährleisten. Die gesamte Drosselmasse beträgt etwa 3.3kg.

Tabelle 8.3 zeigt eindeutig, dass die gebauten Drosseln noch optimierbar sind. Eine Optimierung nach dem Aussenvolumen ermöglicht eine Verringerung des Aussenvolumens um grob 35% und der Masse um etwa 11%. Eine Optimierung nach der Masse ermöglicht eine Verringerung des Aussenvolumens um ungefähr 13% und der Masse um zirka 22%.

### 8.3.3 Signalteil

Der Signalteil dient der sicheren und zuverlässigen Ansteuerung des Leistungsteils. Sein grundsätzlicher Aufbau kann aus Figur 8.3 entnommen werden und wird im folgenden kurz erläutert:

- Vom Leistungsteil werden sieben Ströme (drei SC-, drei BZ-seitige Ströme und der ZK-Strom), drei Spannungen (BZ, SC und ZK-Spannung) und drei Temperaturen (eine BZ-, eine SC-seitige Drosseltemperatur und Kühlkörpertemperatur) gemessen. Die Strom- und Spannungsmessungen erfolgen über *LEM*-Wandler, die eine galvanische Trennung zwischen dem Leistungs- und dem Signalteil gewährleisten. Die Temperatursensoren haben keine elektrische Verbindung zum Leistungsteil.
- Alle Messungen werden von der Messkarte ausgewertet. Diese kalibriert und filtert über Tiefpässe erster Ordnung die gemessenen analogen Signale und erzeugt digitale Übergrössen-Signale, die im Fehlerfall dem Schutze der DC/DC-Wandler dienen. Alle Signale werden zur Schnittstellenkarte übertragen.
- In der Power Control Unit (PCU) eine an der ETH Zürich entwickelte Steuereinheit – ist die übergeordnete Ansteuerung der DC/DC-Wandler implementiert. Die PCU gehört nicht zu den DC/DC-Wandlern, sondern sie stellt die äussere Schnittstelle zwischen den DC/DC-Wandlern und der Fahrzeugsteuerung von VW dar. Sie schickt digitale Signale (Ablauf- und Fehlersignale) sowie den Sollwert der BZ-Leistung an die Schnittstellenkarte und empfängt analoge Messwerte sowie digitale Rückmeldungen (Zustands-, Fehler- und Warnungssignale) von der Schnittstellenkarte.
- Die Schnittstellenkarte verarbeitet die erhaltenen analogen Signale der Messkarte und der PCU und schickt diese zum *Sharc*-Board und teilweise zur PCU weiter. Sie empfängt sämtliche digitalen Signale, die zum Schutz (von der PCU, vom *Sharc*-Board, von der Messkarte und von den Gate-Treibern) und zur Ablaufsteuerung (von der PCU) der DC/DC-Wandler dienen, verarbeitet sie in einem CPLD (Complex Programmable Logic Device) von *Xilinx* und schickt entsprechende neu generierte digitale Signale zur PCU, zum *Sharc*-Board und zur Schützenansteuerung. Das CPLD ermöglicht insbesondere die Überwachung der Ablaufsteuerung. Die PWM-Signale vom Modulator werden über Optokoppler galvanisch getrennt und zu den IGBT-Treibern weiter geleitet.
- Das Sharc-Board ist ein an der EPFL entwickeltes DSP-System [25]. Es besteht im wesentlichen aus 14 AD-Wandlern, mit denen die analogen Signale abgetastet und eingelesen werden, aus einem DSP (Sharc-ADSP21061 von Analog Devices), der im wesentlichen zur Strom- und ZK-Spannungsregelung der DC/DC-Wandler verwendet wird, und aus einem FPGA (Field Programmable Gate Array) von Xilinx, in dem die

Modulatoren für die beiden DC/DC-Wandler untergebracht sind. Eine serielle Schnittstelle zum Computer ermöglicht eine einfache Programmierung des DSP und des FPGA. Im DSP und im FPGA sind ebenfalls Schutzfunktionen untergebracht.

- Die IGBT-Treiber basieren auf einem 2SD315A der Firma *CT-Concept* (CH). Sie erzeugen aus den erhaltenen digitalen Schaltsignalen von der Schnittstellenkarte her die Gate-Signale für die IGBT. Zusätzlich liefern sie Überstrom- (sie messen den IGBT-Strom aus der Common-Emitter-Spannung) und Unterversorgungspannungs-Fehlermeldungen an die Schnittstellenkarte. Zusätzlich dazu wird ein passiver Halbleiter-Überspannungsschutz implementiert. Dieser bewirkt mit Hilfe einer Rückkopplung vom IGBT-Kollektor zum Gate mit Zenerdioden eine kurze passive Teil-Einschaltung des betroffenen IGBT, so dass dieser die Überspannung abbaut [29].
- Die Karte "Ansteuerung der Schütze" erzeugt aus den digitalen Signalen von der Schnittstellenkarte 12V-Signale für die Ansteuerung der Schütze. Zusätzlich werden auf dieser Karte sämtliche Spannungen für die Speisung der Signalelektronik aus dem 12V-Bordnetz erzeugt (in Figur 8.3 nicht dargestellt).

### 8.3.4 Schutz der DC/DC-Wandler

Der interne Schutz der DC/DC-Wandler verhindert, dass diese im Fehlerfall zerstört werden. Falls eine Abschaltung der DC/DC-Wandler notwendig ist, werden die IGBT sofort gesperrt und die Leistungsschütze aufgemacht. Die Schutzmechanismen werden im folgenden kurz und vereinfacht zusammengefasst:

- Überstrom- und Überspannungsschutz der IGBT-Module durch die Gate-Treiber.
- Drossel- und ZK-Überstromschutz durch die Messkarte und das *Sharc*-Board.
- ZK-Überspannungsschutz durch den Chopper. Dieser Schutz bewirkt keine sofortige Abschaltung der DC/DC-Wandler.
- Temperaturschutz der Drosseln und der Halbleiter.
- Überspannungsschutz der BZ und des SC.
- Überwachung der Speisespannungen für die Signalelektronik.

### 8.4 Messungen

Die folgenden Messungen sollen die Funktionsweise sowie das elektrische Verhalten der gebauten Hardware hervorheben.

### 8.4.1 Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler

Der Wirkungsgrad ist ein wichtiges Güte-Kriterium einer leistungselektronischen Schaltung und muss somit ermittelt werden. Da die Leistung der DC/DC-Wandler relativ gross ist und mit der zur Verfügung stehenden Infrastruktur nicht einfach bereitgestellt und wieder in Wärme umgewandelt werden kann, wird der Wirkungsgrad der beiden DC/DC-Wandler gleichzeitig gemessen. Figur 8.6 zeigt die Messkonfiguration der DC/DC-Wandler für die Wirkungsgradmessung. Dabei fliesst die Leistung in den linken DC/DC-



Figur 8.6: Schaltungskonfiguration zur Messung des Wirkungsgrades (Antrieb nicht dargestellt)

Wandler hinein und aus dem rechten DC/DC-Wandler heraus. Sie fliesst somit in einem geschlossenen Kreis. Die äussere Spannungsquelle  $u_Q$  muss nur die Verlustleistung  $P_{v,konv} = U_Q \cdot I_Q$  beider DC/DC-Wandler decken.

Die beiden DC/DC-Wandler arbeiten genau so wie im normalen Betrieb (siehe Kapitel 7). Mit Hilfe der äusseren Spannungsquelle  $u_Q$  wird die BZ- bzw. die SC-seitige Spannung festgelegt. Mit dem BZ-seitigen DC/DC-Wandler wird der Strom  $i_K$  eingestellt. Der SC-seitige DC/DC-Wandler regelt die ZK-Spannung auf  $U_{ZK} = 400V$  und nimmt dafür die vom BZ-seitigen DC/DC-Wandler in den ZK gelieferte Leistung auf und speist sie – abzüglich seiner Verluste – zurück zum Anschlusspunkt der Spannungsquelle  $u_Q$ .

Der Wirkungsgrad eines DC/DC-Wandlers mit Stromaufnahme  $I_K$  kann unter der Annahme, dass beide DC/DC-Wandler die gleichen Verluste erzeugen – diese Annahme ist vernünftig, denn beide DC/DC-Wandler führen grob die gleiche Leistung –, wie folgt berechnet werden:

$$\eta_{konv} = \frac{1}{2} \left( \frac{I_K - \frac{I_Q}{2}}{I_K} + \frac{I_K - I_Q}{I_K - \frac{I_Q}{2}} \right)$$
(8.1)

Figur 8.7 zeigt die Wirkungsgradmessung der gebauten DC/DC-Wandler.



Figur 8.7: Wirkungsgrad-Messung der DC/DC-Wandler in Funktion des BZ- bzw. SC-seitigen Stromes

Die Verluste der Schütze und der Sicherungen sowie der Verkabelung sind dabei mitberücksichtigt. Der Wirkungsgrad ist bei grösseren Spannungen  $U_Q$  grösser, weil bei gegebenem Strom  $I_K$  mehr Leistung fliesst. Zudem ist der Stromrippel durch die Drosseln und die Halbleiter und somit auch deren Verlustleistung bei  $U_Q = 200V$  am grössten. Je weiter die Spannung  $U_Q$  von der 200V-Grenze liegt, desto kleiner ist der Stromrippel durch die Drosseln und die Halbleiter und somit auch die Verluste der DC/DC-Wandler (siehe auch Unterkapitel 6.2).

#### 8.4.2 Dynamik der DC/DC-Wandler

Figur 8.8 zeigt die wesentlichen Grössen, die das Aussenverhalten der beiden DC/DC-Wandler beschreiben. Dabei ersetzt eine Bleibatterie mit einer Span-



Figur 8.8: Einfluss einer Stromrampe  $i_{BT}$  (links: steigend, rechts: abfallend) beim BZ-seitigen DC/DC-Wandler auf den SC-Strom  $i_{SC}$  und die ZK-Spannung  $u_{ZK}$ 

nung von etwa 250V die BZ. Der Batteriestrom  $i_{BT}$  wird rampenförmig zwischen Null und etwa 20A (links) und umgekehrt (rechts) eingestellt (oberste Bilder). Dabei kann die gute Funktionsweise der BZ-seitigen Stromregelung gesehen werden. Der SC-Strom passt sich an (mittlere Bilder) um die ZK-Spannung konstant zu halten (unterste Bilder). Die korrekte Funktionsweise der SC-Stromregelung sowie die sehr konstante ZK-Spannung (Abweichungen um weniger als  $\pm 1V$ ) können eindeutig festgestellt werden.

#### 8.4.3 Fahrzyklus des Hy. Power

Figur 8.9 zeigt einen Ausschnitt aus einem Fahrzyklus (mit einer Zeitvergrösserung der Leistungen im untersten Bild). Dieser wurde am Hy. Power gemessen und zeigt die Funktionsweise des Antriebsstrangs ([27],[28]):

- Die vom Antrieb geforderte Leistung  $P_{WR}$  wird dem ZK entnommen.
- Die BZ folgt der geforderten Antriebsleistung "langsam". Die Änderung der BZ-Leistung  $P_{BZ}$  ist dabei auf etwa 1kW/s beschränkt.
- Der SC nimmt die starken Leistungspulsationen des Antriebs auf  $(P_{SC} \approx P_{WR} P_{BZ})$ . Dazu ermöglicht er einerseits, die Bremsleistung während Bremsvorgängen zurückzuspeisen und andererseits bei starkem Leistungsbedarf zusätzliche Leistung an den Antrieb zu liefern.
- Die ZK-Spannung  $u_{ZK}$  bleibt sehr stabil auf  $U_{ZK} = 400V$ . Die BZ-Spannung  $u_{BZ}$  sowie die SC-Spannung  $u_{SC}$  können unabhängig voneinander variieren und sind immer kleiner als  $U_{ZK} = 400V$ .



Figur 8.9: Gemessener Fahrzyklus beim Hy. Power

#### 8.4.4 Parallelschaltung der zwei Spannungszwischenkreise

Der Spannungszwischenkreis des Antriebswechselrichters sowie der DC/DC-Wandler sind direkt parallel geschaltet. Dies konnte nicht vermieden werden, denn der Antriebswechselrichter wurde als fertige Einheit vom Fahrzeughersteller geliefert und konnte nicht abgeändert werden. Zudem dürfen seine ZK-Kondensatoren (zwei parallel geschaltete Elkos mit je einer Kapazität von 1.2mF) nicht zusätzlich stark belastet werden, weshalb die DC/DC-Wandler über einen eigenen ZK verfügen müssen.

Die Parallelschaltung der beiden ZK muss sorgfältig untersucht werden. Selbst bei relativ kleiner räumlicher Distanz beider ZK treten unvermeidbare parasitäre Induktivitäten auf, die gefährliche Schwingungen mit Zusatzverlusten und EMV-Problemen erzeugen können. Figur 8.10 zeigt eine vereinfachte Modellierung der Zwischenkreise. Dabei stellen die Kapazität  $C_{ZK1}$ die Folienkondensatoren der DC/DC-Wandler mit einem sehr kleinen Innenwiderstand  $R_{i1}$  und die Kapazität  $C_{ZK2}$  die Elkos des Wechselrichters mit einem relativ grossen Innenwiderstand  $R_{i2}$  dar.



Figur 8.10: Vereinfachtes Ersatzschaltbild der parallel geschalteten Zwischenkreise

Figur 8.11 zeigt eine Messung des Stromes  $i_{ZK}$  bei verschiedenen Antriebsleistungen. Schwingungen mit der einfachen und zweifachen Wechselrichter-Taktfrequenz (6kHz) sind gut zu erkennen. Figur 8.11 zeigt deutlich, dass vor allem der Stromrippel des Antriebswechselrichters aufgrund der sehr kleinen Widerstände der Folienkondensatoren zum ZK der DC/DC-Wandler fliesst und dass praktisch kein Stromrippel aus den DC/DC-Wandlern zum Wechselrichter fliesst. Die gezeigten Schwingungen stellen – obwohl sie nicht vernachlässigbar klein sind – beim Hy. Power keine Probleme dar. Insbesondere bleiben die Folienkondensatoren auf der DC/DC-Wandlerseite kalt.



Figur 8.11: Messung der Ströme zwischen den beiden ZK für drei Antriebsleistungen  $P_{WR}$  ( $P_{SC} \approx P_{WR}$ ,  $P_{BZ} = 0$ )

### 8.5 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wird der Aufbau des Brennstoffzellen-/Supercap-Fahrzeugs Hy. Power vorgestellt. Insbesondere wird die Realisierung der DC/DC-Wandler (Signal- sowie Leistungsteil) detailliert besprochen. Dabei stellt sich heraus, dass die DC/DC-Wandler kompakt aufgebaut werden konnten. Messungen im Labor sowie im Fahrzeug zeigen, dass die DC/DC-Wandler den Anforderungen im Fahrzeug gewachsen und somit voll betriebstauglich sind. Insbesondere weisen sie einen hohen Wirkungsgrad und eine grosse Dynamik auf.

## Literaturverzeichnis

- Albach M.: *Design of Magnetic Components*, International Conference on Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality (PCIM), Seminar notes (Seminar 25), Nürnberg (D), June 5, 2000.
- Barrade P., Pittet S., Rufer A.: Series connection of supercapacitors, with an active device for equalizing the voltages, International Conference on Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality (PCIM), Nürnberg (D), June 6-8, 2000.
- [3] Brockmeyer A., Albach M., Dürbaum T.: *Remagnetization Losses of Ferrite Materials used in Power Electronic Applications*, International Conference on Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality (PCIM), 387-394, Nürnberg (D), May 21-23, 1996.
- [4] Büchi F. N., Tsukada A., Rodatz P., Garcia O., Ruge M., Kötz R., Bärtschi M., Dietrich P.: *Fuel Cell Supercap Hybrid Electric Power Train*, 2nd International Fuel Cell Conference – The fuel cell world, Luzern (CH), July 1-5, 2002.
- [5] Cagienard R., Schlienger P.: *Messungen von Schaltverlusten an einer hart geschalteten IGBT-Halbbrücke mit induktiver Last*, Semesterarbeit an der Professur für Leistungselektronik und Messtechnik, ETH Zürich, 2001/2002.
- [6] Conway B. E.: Electrochemical Supercapacitors, Scientific Fundamentals and Technological Applications, Kluwer Academic / Plenum Publishers, ISBN 0-306-45736-9, New York, 1999.
- [7] Deplazes R.: Neue transformatorlose Schaltungstopologie für Traktionsantriebe auf der Basis von 3-Stern-Asynchronmaschinen, Dissertation Nr. 13204, ETH Zürich, 1999.
- [8] Dietrich P.: Gesamtenergetische Bewertung verschiedener Betriebsarten eines Parallel-Hybridantriebes mit Schwungradkomponente und stufenlosem Weitbereichsgetriebe für einen Personenwagen, Dissertation Nr. 12958, ETH Zürich, 1999.
- [9] Dietrich P., Büchi F., Tsukada A., Bärtschi M., Kötz R., Scherer G. G., Rodatz P., Garcia O., Ruge M., Wollenberg M., Lück P., Wiartalla A., Schönfelder C., Schneuwly P., Barrade P.: *Hy. Power – A Technology Platform Combining a Fuel Cell System and a Supercapacitor Short Time Energy Storage Device*, Internationales SATG-Symposium – Brennstoffzellen im Automobil, Wil (SG, CH), September 13, 2002.
- [10] Dietrich P., Scherer G. G., Büchi F., Tsukada A., Kötz R., Bärtschi M., Rodatz P., Garcia O., Ruge M., Wollenberg M., Lück P., Wiartalla A., Schönfelder C., Schneuwly P., Barrade P.: *First Results of the Hy. Power* – A Hybrid Fuel Cell Powertrain with a Supercap Energy Storage Device, VDI-Tagung Innovative Power Train Systems, Dresden (D), October 24-25, 2002.
- [11] Gilchrist T.: *Fuel cells for the fore*, IEEE Spectrum, 35-40, November 1998.
- [12] Hermann V., Schneuwly A., Gallay R.: *High Performance Double-layer Capacitor for Power Electronic Applications*, 2nd Boostcap Meeting, 1-14, Fribourg (CH), March 29, 2001.
- [13] Heywood J. B.: Internal combustion engine fundamentals, McGraw-Hill, ISBN 0-07-100499-8, New York, 1988.
- [14] Hirschenhofer J. H., Stauffer D. B., Engleman R. R., Klett M. G.: *Fuel Cell Handbook, Fourth Edition*, U.S. Department of Energy (DOE), Office of Fossil Energy, Federal Energy Technology Center (FETC) 99/1076, November 1998.
- [15] Höhlein B., Nitsch J. et al.: Brennstoffzellen-Studie, Vorhaben Nr. 686, Ganzheitliche Systemuntersuchung zur Energiewandlung durch Brennstoffzellen, Abschlussbericht, Forschungsvereinigung Verbrennungskraftmaschinen e.V., Heft 657, Frankfurt am Main (D), 1998.
- [16] Iseli M., Steimer P.: *Elektrische Antriebssysteme III*, Vorlesungsskript 8. Semester, ETH Zürich, 1997.
- [17] Jenni F., Wüest D.: Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter, vdf Hochschulverlag AG an der ETH Zürich, ISBN 3-7281-2141-X, Zürich, 1995.

- Kolar J. W., Ertl H. et al.: Analysis of Turn-off Behaviour and Switching Losses of a 1200V/50A Zero-Voltage and Zero-Current Switched IGBT, IEEE Industry Applications Society (IAS), Annual Meeting, Volume II, 1508-1514, Dearborn (Michigan, U.S.A.) September 28 - October 4, 1991.
- [19] Komma T., Gueldner H.: A Method of Determining Core Losses Caused by a DC Flux-Density Bias, International Conference on Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality (PCIM), 215-220, Nürnberg (D), May 14-16, 2002.
- [20] Kordesch K., Simader G.: *Fuel Cells and Their Applications*, VCH Verlagsgesellschaft mbH, ISBN 3-527-28579-2, Weinheim (D), 1996.
- [21] Kötz R., Carlen M.: Principles and applications of electrochemical capacitors, Electrochimica Acta 45, Issue 15-16, 2483-2498, May 3, 2000.
- [22] Kutkut N. H., Divan D. M.: Dynamic Equalization Techniques for Series Battery Stacks, 18th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 514-521, Boston (Massachusetts, U.S.A.) October 6-10, 1996.
- [23] Larminie J., Dicks A.: *Fuel Cell Systems Explained*, John Wiley & Sons, LTD, ISBN 0-471-49026-1, Chichester (GB), 2000.
- [24] Mantov G.: *Diode Recovery Current Suppression Circuit*, 22nd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 125-129, Phoenix (Arizona, U.S.A.), September 10-14, 2000.
- [25] Nicollerat M.: DAVID system reference, CHS Engineering, Revision 1.3, Martigny (CH), 2000.
- [26] Pell W. G., Conway B. E., Adams W. A., de Oliveira J.: *Electrochemical efficiency in multiple discharge/recharge cycling of supercapacitors in hybrid EV applications*, Journal of Power Sources 80, 134-141, 1999.
- [27] Rodatz P., Guzzella L., Pellizzari L.: System Design and Supervisory Controller Development for a Fuel-Cell Vehicle, 1st IFAC-Conference on Mechatronic Systems, Darmstadt (D), September 18-20, 2000.
- [28] Rodatz P., Paganelli G., Sciarretta A., Guzzella L.: Optimal power management of an experimental fuell cell/supercapacitor powered hybrid vehicle, to be published in IFAC Journal of Control Engineering Practice.

- [29] Rüedi H., Köhli P.: "SCALE" Driver For High Voltage IGBTs, International Conference on Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality (PCIM), 357-364, Nürnberg (D), June 22-24, 1999.
- [30] Steiner M.: Seriegeschaltete Gleichspannungszwischenkreisumrichter in Traktionsanwendungen am Wechselspannungsfahrdraht, Dissertation Nr. 13753, ETH Zürich, 2000.
- [31] Stemmler H.: *Leistungselektronische Systeme I und II*, Vorlesungsskript 7. und 8. Semester, ETH Zürich, 1995/1996.
- [32] Stemmler H., Garcia O.: A simple 6-way DC-DC converter for power flow control in an electric vehicle with fuel cells and supercapacitors, International Electric Vehicle Symposium 16 (EVS-16), Beijing (China), October 12-16, 1999.
- [33] Swan D. H., Dickinson B. E., Arikara M. P.: Proton Exchange Membrane Fuel Cell Characterization for Electric Vehicle Applications, SAE International Congress and Exposition, Detroit (Michigan, U.S.A.), February 28 - March 3, 1994.
- [34] Tijmensen M. J. A., Faaij A. P. C. et al.: *Exploration of the possibilities* for production of Fischer Tropsch liquids and power via biomass gasification, Biomass and Bioenergy 23, journal, 129-152, 2002.
- [35] Wolk R. H.: Fuel cells for homes and hospitals, IEEE Spectrum, 45-52, May 1999.
- [36] Wong P.-L., Wu Q. et al.: Investigating Coupling Inductors in the Interleaving QSW VRM, Applied Power electronics Conference and Exposition (APEC), 973-977, New Orleans (Louisiana, U.S.A.), February 6-10, 2000.

## Lebenslauf

30. 03.1974	Geboren in Boudevilliers, Neuchâtel
1980-1986	Primarschule in Savièse, Wallis
1986-1988	Sekundarschule in Savièse, Wallis
1988-1993	Kantonsschule in Sion, Wallis Abschluss mit Matura Typ C
1993-1998	Studium an der Abteilung für Elektrotechnik der ETH Zürich Abschluss mit Diplom als Dipl. ElIng. ETH
1998-2002	Wissenschaftlicher Assistent für Unterricht und Forschung an der Professur für Leistungselektronik und Messtechnik der ETH Zürich zuerst bei Prof. Dr. H. Stemmler jetzt bei Prof. Dr. J. W. Kolar Ausarbeitung der vorliegenden Doktorarbeit