



Leistungselektronik in dezentralen Energieversorgungssystemen mit Brennstoffzellen

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktoringenieur (Dr.-Ing.)

von M.Sc. Yuriy Bessarab
geboren am 10.03.1983 in Donezk, Ukraine

GENEHMIGT DURCH DIE FAKULTÄT FÜR
ELEKTROTECHNIK UND INFORMATIONSTECHNIK
DER OTTO-VON-GUERICKE-UNIVERSITÄT MAGDEBURG

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Andreas Lindemann
Prof. Dr.-Ing. Steffen Bernet

Promotionskolloquium am: 10.09.2012

Vorwort

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Doktorand am Lehrstuhl für Leistungselektronik des Instituts für Elektrische Energiesysteme der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg.

Zu erster Linie möchte ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Andreas Lindemann für die hervorragende wissenschaftliche Betreuung danken, die wesentlich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen hat. Ihm danke ich auch für seine Unterstützung, seine fachlichen Anregungen und die anregenden Diskussionen.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Steffen Bernet möchte ich Danksagen für die Übernahme des zweiten Gutachtens und sein Interesse an der Arbeit.

Des Weiteren danke ich Herrn Dr.-Ing. Wolfgang Fischer für die engagierte Betreuung und Unterstützung während einer entscheidenden Phase meiner Doktorandentätigkeit.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Igor Merfert danke ich für die sehr wertvolle Zusammenarbeit.

Ferner gilt mein Dank allen aktuellen und ehemaligen Mitarbeitern des Lehrstuhls für Leistungselektronik der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, die mich durch Anregungen, Diskussionen und Ratschläge weitergebracht haben.

Schließlich möchte ich noch allen Studenten danken, welche im Rahmen von Studien- und Masterarbeiten einen Beitrag zu dieser Arbeit geleistet haben.

Dem Specht-Verlag Erlangen danke ich für das Korrekturlesen der Dissertationsschrift.

Vor allem jedoch möchte ich mich bei meiner Familie für ihre vielseitige Unterstützung bedanken.

im Mai 2012

Yuriy Bessarab

Schriftliche Erklärung

Ich erkläre hiermit, dass ich die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe; die aus fremden Quellen direkt oder indirekt übernommenen Gedanken sind als solche kenntlich gemacht.

Insbesondere habe ich nicht die Hilfe einer kommerziellen Promotionsberatung in Anspruch genommen. Dritte haben von mir weder unmittelbar noch mittelbar geldwerte Leistungen für Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalt der vorgelegten Dissertation stehen.

Die Arbeit wurde bisher weder im Inland noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form als Dissertation eingereicht und ist als Ganzes auch noch nicht veröffentlicht.

Magdeburg, den 26. September 2011

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	i
Schriftliche Erklärung	iii
1. Einleitung	1
2. Grundlagen der PEM – Brennstoffzellen	5
2.1. Geschichte der Brennstoffzellentechnologie	5
2.1.1. Erfindung der Brennstoffzelle und frühe Entwicklung bis 1980	5
2.1.2. Entwicklung der Brennstoffzellentechnologien von 1980 bis heute	6
2.2. Aufbau und Funktionsprinzip einer PEM-Brennstoffzelle	9
2.2.1. Elemente der Brennstoffzelle	9
2.2.2. Reaktionen im Inneren der Brennstoffzelle	11
2.3. Verluste in Brennstoffzellen	13
2.3.1. Aktivierungsverluste	14
2.3.2. Ohmsche Verluste	15
2.3.3. Konzentrationsverluste	16
2.4. Doppelschichtkapazität	17
2.5. Statische Kennlinie der Brennstoffzelle	18
2.6. Einsatzbereiche von Brennstoffzellen	18
2.6.1. Übersicht über Einsatzbereiche von Brennstoffzellen	18
2.6.2. Brennstoffzelle als Teil des Energieversorgungssystems	19
2.7. Kraft-Wärme-Kopplung mit Hilfe von Brennstoffzellen	20
2.8. Zusammenfassung von Kapitel 2	22
3. Leistungselektronische Stellglieder	25
3.1. Gleichspannungswandler ohne galvanische Trennung	25
3.2. Gleichspannungswandler mit galvanischer Trennung	28
3.2.1. Eintakt-Durchflusswandler als asymmetrische Halbbrückenschaltung	28
3.2.2. Gegentakt-Durchflusswandler als symmetrische Halbbrückenschaltung	28

3.2.3.	Gegentakt-Durchflusswandler als Vollbrückenschaltung mit Spannungseingang und Stromausgang	29
3.2.4.	Gegentakt-Durchflusswandler als Vollbrückenschaltung mit Stromeingang und Spannungsausgang	29
3.2.5.	Vergleich der DC/DC-Wandlerschaltungen	33
3.3.	Wechselrichter	36
3.4.	Zusammenfassung von Kapitel 3	38
4.	Regelung leistungselektronischer Stellglieder	39
4.1.	Energieversorgungssystem mit Brennstoffzellen und Regelungsstruktur des Hochsetzstellers	40
4.2.	Regelung des Brückenzeiges oder des Zweiquadrantenstellers mit Stromumkehr	42
4.2.1.	Modellbildung	43
4.2.2.	Regelung des Eingangsstroms	46
4.2.2.1.	Stromregelung nach dem Betragsoptimum mittels eines I-Reglers mit Störgrößenaufschaltung	46
4.2.2.2.	Regelung des Stroms mittels eines PI-Reglers	47
4.2.3.	Regelung der Ausgangsspannung im Hochsetzstellerbetrieb	49
4.2.3.1.	Regelung der Ausgangsspannung mittels eines PI-Reglers	51
4.2.3.2.	Regelung der Ausgangsspannung im Zustandsraum	53
4.2.3.3.	Vergleich der verschiedenen Methoden der Spannungsregelung	58
4.3.	Regelung der Vollbrückenschaltung mit I-Eingang und U-Ausgang	59
4.3.1.	Modellbildung	59
4.3.2.	Regelung des Eingangsstroms	64
4.3.2.1.	Stromregelung nach dem Betragsoptimum mittels eines I-Reglers mit Störgrößenaufschaltung	64
4.3.2.2.	Regelung des Stroms mittels eines PI-Reglers	65
4.3.3.	Regelung der Ausgangsspannung im Hochsetzstellerbetrieb	68
4.3.3.1.	Regelung der Ausgangsspannung mit kaskadierter Regelungsstruktur	68
4.3.3.2.	Regelung der Ausgangsspannung im Zustandsraum	69
4.3.4.	Vergleich der verschiedenen Methoden der Spannungsregelung	74
4.4.	Vergleich der Gleichspannungswandler	76
4.5.	Zusammenfassung von Kapitel 4	77

5. Diagnose von Brennstoffzellen mit Hilfe von leistungselektronischen Stellgliedern	79
5.1. Komponenten dezentraler Energieversorgungssysteme mit Brennstoffzellen	79
5.1.1. Brennstoffzellen	79
5.1.2. Leistungselektronische Stellglieder als Werkzeug zur Diagnose von Brennstoffzellen	82
5.2. Ansätze zur Diagnose	83
5.2.1. Auswertung der taktfrequenten Welligkeit	83
5.2.2. Auswertung einer aufmodulierten periodischen Schwingung	85
5.2.3. Auswertung aufmodulierter Sprungfunktionen	86
5.3. Folgerungen für die Betriebsführung der Brennstoffzelle	88
5.4. Zusammenfassung von Kapitel 5	90
6. Systemaspekte dezentraler Energieversorgungssysteme mit Brennstoffzellen	93
6.1. Mögliche Varianten der Integration von Brennstoffzellen in ein dezentrales Energieversorgungssystem	93
6.2. Mögliche Strukturen dezentraler Energieversorgungssysteme mit Brennstoffzellen	94
6.2.1. Konzept mit gemeinsamem Zwischenkreis	94
6.2.2. Konzept mit zwei getrennten Zwischenkreisen	95
6.2.3. Wirkungsgrade der Komponenten eines dezentralen Energieversorgungssystems	95
6.3. Systemdienstleistung am Netz	97
6.4. Dimensionierung des Energiespeichers für dezentrale Energieversorgungssysteme	98
6.5. Zusammenfassung von Kapitel 6	102
7. Laborprototyp und Messergebnisse	105
7.1. Übersicht	105
7.2. Ermittlung der Verlustleistung in Halbleitern	106
7.3. Dimensionierung der Drossel	109
7.4. Implementierte Sicherheitsfunktionen	111
7.4.1. Schutzflag für die Clampingsspannung	112
7.4.2. Schutzflag für den Eingangsstrom	114
7.4.3. Schutzflag für die Ausgangsspannung	114
7.5. Regelung des Eingangsstroms	114
7.6. Regelung der Ausgangsspannung	116
7.6.1. Führungsverhalten	116
7.6.2. Störverhalten	116

7.7. Wirkungsgradermittlung bei verschiedener Ausgangsspannung und Ausgangsleistung	118
7.8. Zusammenfassung von Kapitel 7	119
8. Zusammenfassung	121
A. Stationäre Werte und Reglerkoeffizienten für den Brückenweig	123
A.1. Berechnung und Überprüfung der stationären Werte des Eingangsstroms und der Ausgangsspannung im Brückenweig	123
A.2. Herleitung des linearisierten Modells des Brückenweiges im Zustandsraum .	125
A.3. Reglerkoeffizienten für die Zustandsregelung der Ausgangsspannung des Brückenweiges	126
A.3.1. Ansatz mit zwei Zustandsvariablen	126
A.3.2. Ansatz mit drei Zustandsvariablen	127
A.4. Simulations- und Messergebnisse mit verschiedener Anzahl der Zustandsvariablen	128
B. Stationäre Werte und Reglerkoeffizienten für die Vollbrückenschaltung	131
B.1. Berechnung und Überprüfung der stationären Werte des Eingangsstroms und der Ausgangsspannung in der Vollbrückenschaltung	131
B.2. Herleitung des linearisierten Modells der Vollbrückenschaltung im Zustandsraum	133
B.3. Reglerkoeffizienten für die Regelung der Ausgangsspannung der Vollbrückenschaltung	134
B.3.1. Ansatz mit zwei Zustandsvariablen	134
B.3.2. Ansatz mit drei Zustandsvariablen	136
C. Verluste in den MOSFETs und in den IGBTs	139
C.1. Berechnung der Verluste in den MOSFETs	139
C.2. Berechnung der Verluste in den Freilauf-Dioden der MOSFET	142
C.3. Berechnung der Verluste in den IGBTs	143
C.4. Berechnung der Verluste in den Freilauf-Dioden der IGBTs	146
D. Führungs- und Störverhalten bei einer Ausgangsspannung von 200 V	149
Literaturverzeichnis	151

Nomenklatur

Abkürzungen

BHKW	Blockheizkraftwerk
DOD	Depth of Discharge
DSP	Digital Signal Processor
EIS	Elektrochemische Impedanzspektroskopie
FPGA	Field Programmable Gate Array
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
KWK	Kraft-Wärme-Kopplung
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PEM	Proton Exchange Membrane
PWM	Pulsweitenmodulation
SOC	State of Charge

Formelzeichen

a	Aussteuergrad
A_δ	Querschnitt des Luftspaltes
A_{Fe}	Querschnitt des Kerns
C	Kapazität
C_{DK}	Doppelschichtkapazität
C_{SP}	Ladepkapazität des Energiespeichers
d	virtueller Aussteuergrad
δ	Luftspalt
E_{Batt}	in der Batterie gespeicherte Energie
F_0	Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises
F_ω	Führungs-Übertragungsfunktion
f_T	Taktfrequenz

F_z	Stör-Übertragungsfunktion
G_K	Übertragungsfunktion des Reglers
I	Strom
i_{Batt}	Batteriestrom
i_{BZ}	Ausgangsstrom der Brennstoffzelle
I_{Grenz}	Grenzstrom der Brennstoffzelle
i_k	Wechselrichterstrom
i_l	Laststrom
i_{L1}	Drosselstrom
I_{L1N}	bezogener Drosselstrom
i_n	Netzstrom
i_{T1}	Trafostrom Primärseite
i_{T2}	Trafostrom Sekundärseite
K	Proportionale Verstärkung
$K_R T_R$	Verstärkung und Zeitkonstante des PI-Reglers
l_δ	Feldlinienlänge im Luftspalt
l_{Fe}	Feldlinienlänge im Kern
L_{L1}	Drosselinduktivität
μ_{r_δ}	relative Permeabilitätszahl des Luftspaltes
$\mu_{r_{Fe}}$	relative Permeabilitätszahl des Kerns
n	Übersetzungsverhältnis des Transformators
n_e	Anzahl an der Reaktion beteiligten Elektronen
η_{sys1}	Systemwirkungsgrad des ersten Energieversorgungskonzeptes
η_{sys2}	Systemwirkungsgrad des zweiten Energieversorgungskonzeptes
η_{sys}	Systemwirkungsgrad
P_{Batt}	Batterieleistung
P_{BZ}	Brennstoffzellenleistung
P_{Prof}	Profilleistung
P_{SVIGBT}	Einschaltverluste des IGBT
P_V	Verlustleistung
R_{Akt}	Aktivierungswiderstand
r_C	ohmscher Widerstand des Kondensators
r_L, r_{L1}	parasitärer Widerstand der Drossel
R_m	magnetischer Gesamtwiderstand
R_{m_δ}	magnetischer Widerstand des Luftspaltes
R_{Mem}	Membranwiderstand
$R_{m_{Fe}}$	magnetischer Widerstand des Ferritkerns

T	Temperatur
T_J	Chiptemperatur
T_S	Kühlkörpertemperatur
u_{1-}	Spannung an der Niederspannungsseite des DC/DC-Wandlers
U_{Akt}	Aktivierungsgegenspannung
U_{BZ}	Ausgangsspannung der Brennstoffzelle
U_{Klemm}	Klemmenspannung der Brennstoffzelle
U_{Konz}	Konzentrationsgegenspannung
u_n	Netzspannung
U_{Ohm}	ohmsche Gegenspannung
U_{rev}^0	reversible Zellenspannung
u_{T1}	Trafospannung Primärseite
u_{T2}	Trafospannung Sekundärseite
U_{th}	maximal erreichbare theoretische Spannung der Brennstoffzelle
U_{WR}	Wechselrichterspannung – Ausgangsspannung des Wechselrichters
U_{ZK}	Zwischenkreisspannung — Ausgangsspannung des DC/DC-Wandlers
u_Z	Spannung an der Hochspannungsseite des DC/DC-Wandlers
U_{ZN}	bezogene Spannung an der Hochspannungsseite des DC/DC-Wandlers
Z	Impedanz
Z_{CDK}	Impedanz der Doppelschichtkapazität

Indizes

1-	Hochstromseite
av	Mittelwert
B	Batterie
CL	Clamping-Schaltung
eff	Effektivwert
L1	Drossel
n	Netz
Z	Zwischenkreis

Konstanten

$e = 1,6022 \cdot 10^{-19} \text{ C}$	Elementarladung
$F = 96485,3399 \text{ C} \cdot \text{mol}^{-1}$	Faraday-Konstante
$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	magnetische Feldkonstante

$N_A = 6,022 \cdot 10^{23} \text{ mol}^{-1}$ Avogadro-Konstante

$R = 8,314472 \text{ J} \cdot \text{mol}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$ ideale Gaskonstante

Matrizen und Vektoren

A	Systemmatrix
A_G	Systemmatrix für das Großsignalmodell
A_k	Systemmatrix für das Kleinsignalmodell
A_M	gemittelte Systemmatrix
B	Eingangsmatrix
B_G	Eingangsmatrix für das Großsignalmodell
B_k	Eingangsmatrix für das Kleinsignalmodell
B_M	gemittelte Eingangsmatrix
C	Ausgangsmatrix
C_G	Ausgangsmatrix für das Großsignalmodell
C_k	Ausgangsmatrix für das Kleinsignalmodell
E	Störmatrix
E_G	Störmatrix für das Großsignalmodell
E_k	Störmatrix für das Kleinsignalmodell
E_M	gemittelte Störmatrix
I	Einheitsmatrix
u	Eingangsvektor
u_k	Eingangsvektor für das Kleinsignalmodell
x	Zustandsvektor
x_k	Zustandsvektor für das Kleinsignalmodell
z	Störvektor
z_k	Störvektor für das Kleinsignalmodell

1. Einleitung

In den letzten Jahrzehnten werden in den verschiedensten Einsatzgebieten zunehmend Brennstoffzellen verwendet. Die Technologieentwicklung hat ihren Einsatz in einem Leistungsspektrum von einigen Watt bis zu einigen Hundert Megawatt, z. B. in der Kraft-Wärme-Kopplung (KWK) ermöglicht. Ursprünglich wurden Brennstoffzellen aufgrund ihrer hohen Kosten, zunächst nur bei Raumfahrtanwendungen eingesetzt. Seit den 90er Jahren wurden neue Technologien entwickelt, die ermöglichten, dass Brennstoffzellen – dank höherer Lebensdauer, geringerer Kosten sowie einer größeren Leistungsfähigkeit – zu einer breiteren Anwendung kamen. Ziele für die heutige Nutzung sind Elektro- und Hybridfahrzeuge, Blockheizkraftwerke oder kleinste elektronische Geräte, wie Laptops oder Handys. Ebenso können Brennstoffzellen aber auch in dezentralen Energieversorgungssystemen als eine zusätzliche Energiequelle zur Spitzenlastabdeckung eingesetzt werden.

Als Brennstoff für eine Brennstoffzellenanlage kann entweder reiner Wasserstoff oder ein wasserstoffhaltiges Gasgemisch verwendet werden. Eine umweltfreundliche Energieerzeugung wird besonders dann gewährleistet, wenn die Brennstoffzelle mit reinem Wasserstoff und reinem Sauerstoff betrieben wird. In diesem Fall entsteht als Abfallprodukt nur Wasser. Aber auch im Betrieb mit reformiertem Wasserstoff und Luft sind die entstehenden Schadstoffe vernachlässigbar klein.

Die Brennstoffzelle gilt als die zentrale Komponente einer Kraft-Wärme-Kopplungsanlage (KWK-Anlage). Genutzt werden bei diesem Prozess sowohl der erzeugte Strom als auch die bei der Stromerzeugung entstehende Wärme. Eine entkoppelte Produktion von Strom und Wärme würde zusätzliche Speichersysteme erfordern. Da der Abwärmtemperaturbereich einer PEM-Brennstoffzelle jedoch im Rahmen des Haushaltsheizsystems liegt, deckt die Prozesswärme hier den Wärmebedarf ab. Dank des modularen Aufbaus können die PEM-Brennstoffzellen für verschiedene Leistungsbereiche aufgebaut werden – von einigen Kilowatt bis in den Megawatt-Bereich. Vorteilhaft dabei ist ein fast geräuschloser Betrieb und ein geringerer wartungsbedarf, da keine beweglichen und verschleißenden Teile, außer der Peripherie, an der Energieerzeugung teilnehmen.

Der Markt fordert stetig steigende Leistungsfähigkeit und Zuverlässigkeit, wobei eine Effiziente Betriebsführung Voraussetzung ist. Die Leistung und die Lebensdauer sind stark mit den

1. Einleitung

Betriebsparametern gekoppelt. Damit die Brennstoffzelle einen hohen Wirkungsgrad erreicht und ihre Parameter dauerhaft erhalten bleiben, muss sie optimal betrieben werden. Dies verlangt eine ständige Diagnose und Überwachung des Betriebszustandes. Da die Notwendigkeit der aufwendigen Messtechnik den Einsatzbereich auf stationäre Anwendungen begrenzt, sollten bei mobilen Anwendungen möglichst ohnehin vorhandenen Größen zur Diagnose und Betriebsführung genutzt werden. Mit geringem Aufwand kann der Belastungsstrom und die Zellenspannung gemessen werden, um anschließend eine Aussage über den Betriebszustand der Brennstoffzelle zu treffen.

Bekanntere Methoden der Betriebsdiagnose sind die elektrochemische Impedanzspektroskopie, die Current-Interrupt-Methode und die Auswertung der taktfrequenten Welligkeit. Bei der elektrochemischen Impedanzspektroskopie wird dem Gleichstrom in einem Arbeitspunkt ein sinusförmiger Wechselstrom aufmoduliert. Ausgehend von den Strom- und Spannungsverläufen kann die komplexe Impedanz im zugehörigen Arbeitspunkt bestimmt werden.

Aufgrund der genannten Vorteile der Energieversorgung mit Brennstoffzellen soll eine Betriebsführung mit maximalem Wirkungsgrad erreicht werden. Die von der Brennstoffzelle erzeugte elektrische Energie wird mit Hilfe leistungselektronischer Stellglieder an den Verbraucher geliefert. Die Parameter der Brennstoffzelle müssen ständig überwacht werden, um einen effektiven Betrieb zu ermöglichen. Leistungselektronische Stellglieder bieten dabei die Möglichkeit durch Einprägung der Testsignale im Betrieb die wichtigsten Parameter, wie z. B. Klemmenspannung und Strom, zu erfassen und Schlussfolgerungen über den Betriebszustand der Brennstoffzelle zu ziehen.

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit der Anwendung leistungselektronischer Stellglieder, die es ermöglichen, einerseits die von der Brennstoffzelle abgegebene Leistung zu regeln und andererseits Testsignale einzuprägen. Weiterhin wird die Möglichkeit der Energieeinspeisung ins Netz in Verbindung mit einer Blindleistungskompensation untersucht.

Im Kapitel 2 erfolgt ein Überblick über den Entwicklungsstand der Technik bei Brennstoffzellen. Es wird zunächst auf die Geschichte der Entwicklung der Brennstoffzellentechnologie eingegangen. Anschließend werden der Aufbau und das Funktionsprinzip einer PEM-Brennstoffzelle einschließlich ihrer Strom-Spannungskennlinie betrachtet. Anschließend werden Einsatzbereiche und Zielanwendungen der Brennstoffzellen in Abhängigkeit ihrer Leistung diskutiert. Die Kraft-Wärme-Kopplung mit Verwendung von Brennstoffzellen stellt sich als einer der wichtigsten Einsatzbereiche dar.

Kapitel 3 ist der Diskussion, welche leistungselektronischen Schaltungen für die Anwendung mit Brennstoffzellen geeignet sind, gewidmet. Zunächst werden die Gleichspannungswandler erläutert. Vor- und Nachteile der Schaltungen mit und ohne galvanische Trennung werden betrachtet und die anwendungsspezifischen Anforderungen formuliert. Abschließend wird eine

geeignete Schaltungstopologie für die Anwendung in Energieversorgungssystemen mit Brennstoffzellen bestimmt.

Im Kapitel 4 werden verschiedene Regelungsarten für die im vorherigen Kapitel diskutierten DC/DC-Wandler untersucht. Der Schwerpunkt wird dabei auf die Regelung im Frequenzbereich und im Zustandsraum gelegt. Es werden für einen Brückenweig zwei Methoden der Regelung der Ausgangsspannung dargestellt und zwar im Frequenzbereich und im Zustandsraum. Diese beiden Methoden werden anschließend miteinander verglichen. Als Ergebnis des Kapitels werden Simulations- und Messergebnisse zusammengestellt. Weiterhin wird die Zustandsregelung der Ausgangsspannung für einen DC/DC-Wandler mit galvanischer Trennung betrachtet. Es wird untersucht, welche Wirkung die Anzahl der Zustandsvariablen auf die Regelungsqualität hat. Es wird gezeigt, dass die stationäre Genauigkeit der Regelung der Ausgangsspannung nur in dem Fall erreicht wird, wenn eine zusätzliche Zustandsvariable eingeführt wird. Dabei werden die Ergebnisse simulativ miteinander verglichen.

Kapitel 5 befasst sich sowohl mit der Betrachtung der Brennstoffzelle als auch der Leistungselektronik. Es wird zunächst die Möglichkeit der Identifikation der Parameter des Ersatzschaltbildes einer Brennstoffzelle durch die Einprägung von Testsignalen untersucht. Das geregelte leistungselektronische Stellglied ist eine Voraussetzung für die Einprägung der Testsignale. Aufgrund der ermittelten Parameter des Ersatzschaltbildes werden Schlussfolgerungen über den Betriebszustand der Brennstoffzelle gezogen.

Im Kapitel 6 steht eine dezentrale Energieeinspeisung im Vordergrund. Hier werden zwei Energieversorgungskonzepte mit Brennstoffzellen und mit einer verschiedenen Anzahl von Energiewandlern betrachtet. Schwerpunkt ist ein Vergleich der Wirkungsgrade der betrachteten Energieversorgungskonzepte. Es wird untersucht, inwieweit die Blindleistungskompensation mittels eines Wechselrichters die zusätzlichen Verluste in Halbleitern verursacht.

Kapitel 7 befasst sich mit dem experimentellen Aufbau des DC/DC-Wandlers nach einem ausgewählten Konzept und mit der Ermittlung des Wirkungsgrades bei verschiedenen Lastströmen und Ausgangsspannungen.

Abschließend werden die wichtigsten Ergebnisse der Arbeit zusammengefasst und es wird ein Ausblick auf weitere Arbeiten gegeben sowie auf Optimierungsmöglichkeiten und Perspektiven der Anwendung der Leistungselektronik in Energieversorgungssystemen mit Brennstoffzellen.

2. Grundlagen der PEM – Brennstoffzellen

In diesem Kapitel werden die wichtigsten Aspekte der Brennstoffzellentechnik erläutert, wobei zunächst auf die Geschichte und den Entwicklungsstand von PEM-Brennstoffzellen eingegangen wird. Anschließend werden das Funktionsprinzip und die Reaktionen im Inneren der Brennstoffzelle betrachtet. Den Verlustarten und ihrem Einfluss auf die statische Kennlinie der Brennstoffzelle sind die darauffolgenden Abschnitte gewidmet. Anwendungsgebiete und Leistungsklassen der Brennstoffzellen werden an Beispielen erläutert, in denen Brennstoffzellen vorteilhaft eingesetzt werden können. Es werden Brennstoffzellen vom Typ PEM vorgestellt, die aufgrund ihrer hohen Leistungsdichte und ihren niedrigeren Betriebstemperaturen ein großes Anwendungspotenzial bieten. Zum Abschluss des zweiten Kapitels wird eine Übersicht über die Kraft-Wärme-Kopplung mit Hilfe von Brennstoffzellen gegeben.

2.1. Geschichte der Brennstoffzellentechnologie

2.1.1. Erfindung der Brennstoffzelle und frühe Entwicklung bis 1980

Die Erfindung der Brennstoffzelle ist stark mit dem Namen von Sir William Grove verbunden, der oft „Vater der Brennstoffzelle“ genannt wird. Die erste Skizze einer Brennstoffzelle, Bild 2.1, wurde im Jahr 1838 präsentiert. Im Jahr 1839 hat er herausgefunden, dass der Prozess der Elektrolyse – also die Zerlegung des Wassers unter der Wirkung des elektrischen Stroms – prinzipiell umgekehrt werden kann [1, 2]. Dabei wird beim Einsatz des richtigen Katalysators Elektrizität erzeugt.

Im Jahr 1842 hat Grove einen 50-er Stapel aus einzelnen Brennstoffzellen zusammengesetzt, der als Gaszelle bezeichnet wurde. In den nachfolgenden fast 100 Jahre fand die neuentwickelte Brennstoffzelle keinen praktischen Einsatz und blieb nur das Objekt wissenschaftlicher Experimente. Erst im Jahr 1937 hat Francis T. Bacon die praktische Arbeit an Brennstoffzellen fortgesetzt. Er baute am Ende der 50er Jahre einen Stapel mit 40 Zellen, der eine Kreissäge, eine Schweißmaschine oder einen Gabelstapler mit Energie versorgen konnte.

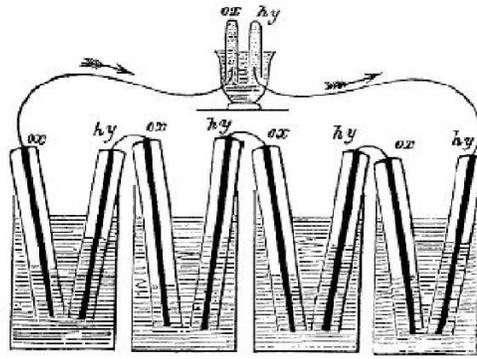


Bild 2.1: Erste Skizze einer Brennstoffzelle, die im Philosophical Magazine „On a new voltaic combination“ von Grove 1838 veröffentlicht wurde

In den 50er bis 70er Jahren wurden die Brennstoffzellen modifiziert und verbessert, dank des Einsatzes im NASA Weltraumforschungsprogramm. In den 60er Jahren wurden PEM-Brennstoffzellen bei General Electric (GE) entwickelt. Im Jahr 1962 hat die Firma Du Pont de Nemours eine PE-Membran mit dem perfluorierten Ionomer Nafion vorgestellt, die stabile Eigenschaften und eine gute Protonenleitung aufzuweisen hatte [3]. Aus einigen Varianten der Membranen wurden Nafion-Membranen ausgewählt, die bis heute weit eingesetzt werden.

2.1.2. Entwicklung der Brennstoffzellentechnologien von 1980 bis heute

In den letzten Jahren fanden zahlreiche Diskussionen über Klimaschutz und Klimaveränderungen statt, die zu der Schlussfolgerung führten, dass eine Verringerung der Kohlendioxid-Emissionen CO_2 nötig sei. Die Verbrennung fossiler Energieträger wie Öl, Gas oder Kohle belastet die Umwelt und bewirkt einen Treibhauseffekt. Daher sind alle umweltfreundlichen Technologien gefragt.

Folgende Faktoren tragen zur Entwicklung der Brennstoffzellentechnologie bei [4]:

- *Verbesserung der Klimasituation.* Dem Treibhauseffekt wird durch die Verringerung des Kohlendioxidausstoßes entgegengewirkt. Der Verkehr ist einer der Hauptverursacher der CO_2 -Emissionen. Beim Einsatz von Brennstoffzellen im Bereich von Hybrid- und Elektrofahrzeugen wird der negative Effekt auf die Umwelt verringert.
- *Erschöpfung der Ressourcen und Reserven.* Die fossilen Ressourcen sind innerhalb längerer Zeit unter besonderen Bedingungen aus Sonnenlicht, Wasser und Kohlendioxid entstanden und werden innerhalb kürzester Zeit verbraucht. Dies führt zur Erschöpfung der Vorräte und fordert die Entwicklung alternativer Technologien. Wenn die fossilen Ressourcen knapp werden, steigen ihre Preise entsprechend, was gegenwärtig teure Brennstoffzellentechnologien rentabel macht.

- *Schadstoffe, Smog und saurer Regen.* Bei der Verbrennung der fossilen Energieträger werden Schadstoffe produziert, die eine Luftverschmutzung verursachen. Schwefeldioxid-, Ammoniak- und Stickoxidemissionen von Autos und Kraftwerken werden mit dem Regen in den Boden und die Gewässer gebracht, was zu einer Reihe von Umweltschäden führt. Der Einsatz von Brennstoffzellen-Autos und Brennstoffzellen-KWK-Anlagen¹ wird in diesem Sinne zu einer umweltfreundlichen Lösung.
- *Speichern von erneuerbaren Energien.* Wasserstoff kann als Speicher für den Energietransport benutzt werden. In weiten Regionen Nordafrikas kann und wird die Sonneneinstrahlung zur Energiegewinnung genutzt werden. Wasserstoff kann hierbei beim Transport dieser Energie aus den entfernten Regionen dienen. Das Wasser wird mit der erneuerbaren Sonnenenergie in Wasserstoff und Sauerstoff gespalten. Dann wird Wasserstoff zum Verbraucher transportiert und kann vor Ort mit Hilfe der Brennstoffzelle wieder zu Strom und Wärme umgewandelt werden.

Weitere Gründe für die Anwendung der Brennstoffzellen werden in zahlreichen Literaturquellen [2, 5–7] erläutert; diese weisen aber auch darauf hin, dass weitere Forschungen in den Bereichen Kostensenkung, Lebensdauer und Wirkungsgrad erforderlich sind. PEM-Brennstoffzellen weisen, im Vergleich zu anderen Brennstoffzellentypen, das beste Betriebsverhalten und die höchste Lebensdauer auf. Dabei besteht dank modularer Aufbaus die Möglichkeit ein großes Leistungsspektrum abzudecken [8].

Bei der weiteren Entwicklung der Brennstoffzellentechnologien hat Ballard Power Systems aufgrund von Optimierung und Kostensenkung der Brennstoffzellen-Technologie eine große Rolle gespielt. Große Automobilhersteller testen ihre Fahrzeuge mit Elektroantrieb, wobei elektrische Energie mittels einer Brennstoffzelle hergestellt wird. Verkehrsmittel nutzen die Vorteile der Brennstoffzellentechnologie, wie z. B. die Citaro-Busse und die F-Cell-Fahrzeuge von Daimler.

Da die Anzahl der elektronischen Geräte in den letzten Jahren deutlich gestiegen ist, sind Brennstoffzellen auch als Ersatz für Batterien denkbar. Der Vorteil liegt in einer Erhöhung der netzunabhängigen Betriebszeiten. Die wichtigsten Eigenschaften, die bei der Gegenüberstellung von Brennstoffzellen und Batterien verglichen werden sollten, sind Größe, Gewicht, Lebensdauer und Kosten sowie als weitere wichtige Parameter: Volumenenergiedichte, Änderung der Energiedichte nach einer gewissen Zeit, Betriebskosten usw. Ein möglicher Vorteil der Anwendung der Brennstoffzellen ist es, dass keine Unterbrechung des Energieflusses stattfindet, wenn die Speicherelemente mit Wasserstoff getauscht werden. Die meisten Brennstoffzellen bleiben innerhalb von einer oder zwei Minuten, dank der Rückführung der Prozessgase, funktionsfähig. Eine längere Betriebszeit ist ein weiterer Vorteil der Brennstoffzellen im Vergleich zu konventionellen Batterien.

¹Kraft-Wärme-Kopplungsanlage

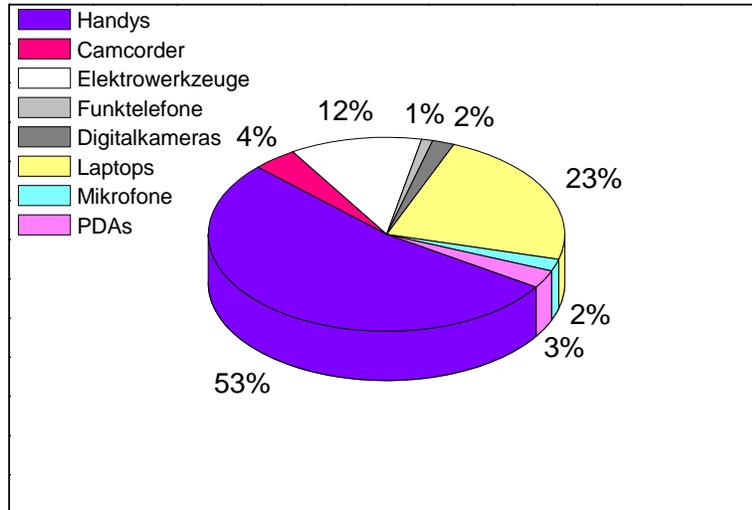


Bild 2.2: Aufteilung der Bedarfsstruktur an kompakten Energiespeicherelementen nach [9]

Die Bedarfsstruktur an kompakten Speicherelementen wird im Bild 2.2 dargestellt. Die Brennstoffzellen im unteren Leistungsbereich können in der Zukunft die konventionellen Batterien ersetzen und die erwähnten Vorteile hervorbringen. Nachfolgend werden insbesondere stationäre Anwendungen der Brennstoffzellen vorgestellt.

Seit den letzten Jahren ist die Anzahl an Brennstoffzellen-Heizgeräten deutlich gestiegen. Die Angaben über den heutigen Stand der Technologie basieren auf [7].

Heizgeräte werden mit PEM-Brennstoffzellen aufgebaut und sind für die Hausenergieversorgung denkbar. Vaillant produziert z. B. ein Gerät mit 4,6 kW_{el} und 11 kW thermischer Leistung für die Versorgung von Mehrfamilienhäusern oder kleinen Gewerbeeinheiten. Viessmann entwickelt seit dem Jahr 2000 Heizgeräte auf Basis von PEM-Brennstoffzellen. Der Leistungsbereich von 2,5 kW_{el} bis 3,5 kW_{el} eignet sich für die Anwendung in einem Einfamilienhaus. Dabei wird die Anlage für die Gasaufbereitung und der Brennstoffzellenstapel vom Hersteller selbst angefertigt. Es wird ein elektrischer Wirkungsgrad von mehr als 32 Prozent angestrebt. Weitere Hersteller, wie z. B. Buderus, Baxi Innotech, produzieren Heizgeräte vergleichbarer Leistung mit einem Wirkungsgrad von 28 bis 32 Prozent.

Die Entwicklung der Brennstoffzellensysteme im Leistungsbereich über 10 kW_{el} findet kontinuierlich, aber vergleichsweise langsam statt. Die großen PEMFC-Systeme haben sich als außerordentlich problematisch erwiesen, da Gasreformierung und Gasreinigung zahlreiche technische Schwierigkeiten verursacht haben. Die Wärmeauskopplung war auch wegen des zu niedrigen Temperaturniveaus problematisch. Deshalb hat Ballard beispielsweise die Entwicklung stationärer Großmodule aufgegeben und konzentriert sich auf PEM Brennstoffzellen für den Automobilbereich [7]. Darüber hinaus erfordert die Einführung von Brennstoffzellen-

Kraftwerken einen wesentlich weiter reichenden Entwicklungsstand als bei den Brennstoffzellen-Blockheizkraftwerken (BHKW), da die Anforderungen an Kosten, Standzeiten und Zuverlässigkeit deutlich höher sind [1].

Die in den letzten Jahren steigende Anzahl an erneuerbaren Energiequellen bietet die Möglichkeit ein virtuelles Kraftwerk einzurichten. Die Idee besteht darin, dass zu gewissen Zeiten die von den Brennstoffzellen produzierte elektrische Energie den Spitzenstrombedarf im Netz deckt. Aus Sicht der Netzbetreiber können die Brennstoffzellen-Heizgeräte teuren Spitzenstrom substituieren und den Lastgang glätten. Die parallel überproduzierte Wärme geht in den Wärmespeicher über. Eine solche Betriebsweise eines virtuellen Kraftwerks erfordert eine Kommunikationsschnittstelle. Integriert in das Internet-Protokoll, werden die einzelnen Brennstoffzellen-Heizgeräte wie Internetseiten angesprochen und gesteuert [1].

2.2. Aufbau und Funktionsprinzip einer PEM-Brennstoffzelle

2.2.1. Elemente der Brennstoffzelle

Die Brennstoffzelle wird als ein elektrochemischer Energiewandler betrachtet, der die chemische Energie des Brennstoffes (z. B. Wasserstoff und Sauerstoff) direkt in elektrische Energie umwandelt. Aus der Sicht des Wirkungsgrades ist es sinnvoll, im Vergleich zu der üblichen Stromerzeugung über thermische Prozesse, direkt aus chemischer elektrische Energie zu erzeugen [83].

Kernelement einer PEM-Brennstoffzelle ist die Membran-Elektroden-Einheit. Die Komponenten dieser Einheit werden einzeln betrachtet [1].

- **Membran** – eine ca. 0,1 mm dicke Elektrolytfolie – gewährleistet die Protonenleitung und teilt den Reaktionsraum in Anoden- und Kathodenseite. Es besteht die Notwendigkeit einer ständigen Befeuchtung dieser Membran. Da die Ionenleitfähigkeit vom Wassergehalt in der Membran abhängig ist, darf die Membran im Betrieb nicht austrocknen – dies kann der Grund technischer Probleme sein. Der Feuchtegehalt muss in der Regel zwischen 20 und 40 % liegen.
- **Elektrodenkatalysator** – wird auf beiden Seiten der Membran aufgebracht. Dabei findet bei Edelmetallen, z. B. Platin, die Wasserstoffoxidation und Sauerstoffreduktion statt. Die Edelmetallbelegung beträgt ca. 0,1 mg/cm².
- **Poröse Elektroden** mit einer aktiven Katalysatorschicht, denen Wasserstoff oder Sauerstoff zugeführt wird und aus denen Strom, Wärme und Wasser abgeführt werden.

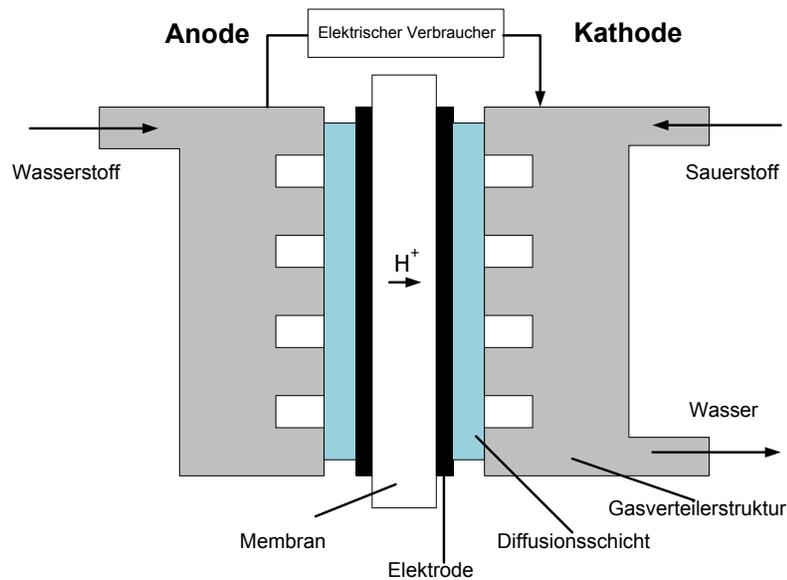


Bild 2.3: Beispiel einer Membran-Brennstoffzelle

Die räumliche Trennung zwischen den einzelnen Zellen wird mittels Bipolarplatten realisiert, die nachfolgende Funktionen erfüllen:

- Versorgung von Zellen mit Betriebsgasen und Abtransport des entstehenden Wassers durch die jeweilige Kanalstruktur
- Elektrische Verbindung zwischen den Elektroden und Weiterleitung des Stroms zur nächsten Zelle – bei Serienschaltung von mehreren Zellen.
- Wärmeleitung zwischen den einzelnen Zellen und Abtransport der während der Reaktion entstehenden Wärme in die nächste Kühlkammer.
- Abdichtung der Gas- und Wärmekanäle der einzelnen Zellen und nach außen.

Die oben beschriebenen Komponenten befinden sich zwischen zwei Endplatten und werden zu einem Stapel zusammengebaut. Die Endplatten besitzen Stromabgriffe, Kühlwasser- oder Gasanschlüsse und Zuganker. Das Bild 2.3 zeigt das Funktionsprinzip einer PEM-Brennstoffzelle.

Typische Parameter, die eine Brennstoffzelle charakterisieren, sind folgende:

- Dicke der Einzelzelle, je nach Bauprinzip, liegt zwischen 2 und 5 mm. Die Außenabmessungen der Zelle können bis $400 \times 400 \text{ mm}^2$ betragen.
- Flächenleistung bis 1 W/cm^2 bei Stromdichten bis 2 A/cm^2 , wenn Luft als Oxidant verwendet wird. Bei der Verwendung reinen Sauerstoffs können deutlich höhere Stromdichten realisiert werden.
- Die Anzahl von zusammengebauten Einzelzellen kann etwa 100 bis 200 erreichen und bildet einen sogenannten Brennstoffzellenstapel. Anschließend werden mehrere Stapel

parallel oder in Serie zusammengebaut um die gewünschte Leistung und Spannung zu bekommen.

- Die Betriebstemperatur einer PEM-Brennstoffzelle beträgt in der Regel 70 bis 90 °C und die Gasdrücke variieren zwischen dem atmosphärischen Luftdruck und 5 bar, abhängig von Ausführung und Bauform. Die maximal zulässige Gasdruckdifferenz muss auch beachtet werden, um Schädigungen der Membran zu vermeiden.

Der Brennstoffzellenstapel ist allein nicht funktionsfähig. Es werden weitere Peripheriegeräte benötigt, um die Erzeugung elektrischer Energie aus chemischer Energie zu ermöglichen [1]. Dazu gehören:

- Kühlkreislauf zum Abbau der überschüssigen Wärme, die z. B. bei KWK-Anlagen benutzt werden kann
- Gebläse oder Verdichter, um die Luft zur Brennstoffzelle zu führen
- Druckregler für die Gasversorgung
- Sicherheitsüberwachung und Systemregelung

Bezogen auf den heutigen Entwicklungsstand gibt es folgende Vor- und Nachteile:

Vorteile:

- Umweltfreundlichkeit und geringe Schadstoffemissionen
- modularer Aufbau möglich, großes Leistungsspektrum
- relativ niedrige Betriebstemperatur (kleiner als 90°)
- hohe Leistungsdichte
- mögliche Anwendung in Kraft-Wärme-Kopplung-Anlagen (KWK)
- sehr gutes Teillastverhalten

Nachteile:

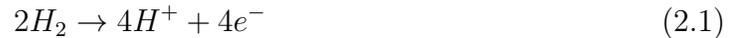
- noch zu niedrige und schwierig abschätzbare Lebensdauer
- hohe Investitionskosten
- aufwendige Brennstoffversorgung

2.2.2. Reaktionen im Inneren der Brennstoffzelle

Die gesamte chemische Reaktion, die in der Brennstoffzelle stattfindet, besteht aus zwei Teilreaktionen. Der Wasserstoff, der über eine Brennstoffzellenperipherie, einem Speicher oder

einem Reformer zugeführt wird, wird an der Anode unter Einfluss des Katalysators in Wasserstoffprotonen und Elektronen zerlegt. Die Protonen diffundieren aufgrund der chemischen Potentialdifferenz durch die protonenleitfähige, aber nicht elektrisch leitende, Membran in Richtung Kathode. Die freiwerdenden Elektronen leisten elektrische Arbeit, bevor sie zu der Kathodenseite wandern und dort an der Reduktion von Sauerstoff teilnehmen. Der reduzierte Sauerstoff reagiert unter Einfluss eines Katalysators zu Wasser. Die Protonenleitung in der Brennstoffzelle und die Elektronenleitung im Lastkreis werden also gegenübergestellt [5]. Die Verluste sind ein Bestandteil der sogenannten „kalten Verbrennung“. Diese werden als Aktivierungsverluste, ohmsche Verluste und Konzentrationsverluste klassifiziert und werden näher im Kapitel 2.3 diskutiert.

- Anodenseitige Reaktion – Oxidation von Wasserstoff – Abgabe der Elektronen
Wasserstoff wird an der Anode zerlegt in Elektronen und Wasserstoffionen unter Einfluss eines Katalysators (Platin):



Die Elektronen fließen über den äußeren Stromkreis zur Kathode und leisten elektrische Arbeit. Die Protonen H^+ wandern durch den Elektrolyten zur Kathode.

- Kathodenseitige Reaktion – Reduktion von Sauerstoff – Annahme der Elektronen
Sauerstoff an der Kathode reagiert mit den Elektronen, dabei werden Sauerstoffionen gebildet:



- Gesamtreaktion

Aus den Teilreaktionen bildet sich die Gesamtreaktion, die einer Verbindung der Wasserstoffprotonen und Sauerstoffionen zu Wasser entspricht.



Die obengenannten Reaktionen werden kontrolliert und sind voneinander durch einen protonenleitenden Elektrolyten getrennt. Bild 2.4 illustriert die chemischen Reaktionen, die an beiden Seiten der Membran stattfinden.

Die maximal erreichbare theoretische Spannung der Brennstoffzelle lässt sich mit der Thermodynamik bestimmen:

$$U_{th} = -\frac{\Delta H_o^0}{n_e \cdot F} = 1,48 \text{ V} \quad (2.4)$$

Diese Spannung lässt sich für die Bildung von flüssigem Wasser aus Sauerstoff und Wasserstoff im Standardzustand bei $T_0 = 298,15 \text{ K}$ und $p_0 = 1,013 \text{ bar}$ mit dem oberen Heizwert

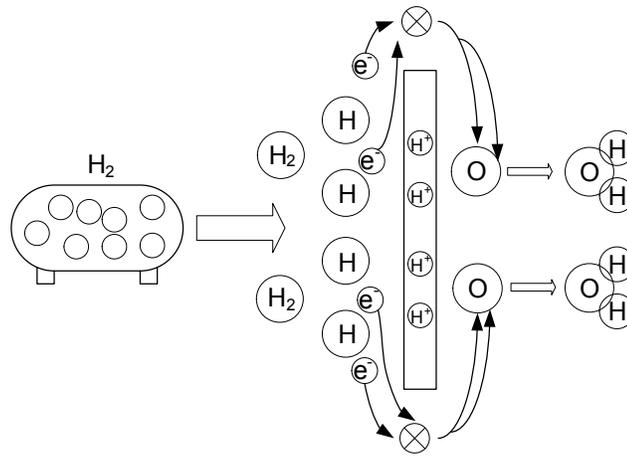


Bild 2.4: Vereinfachtes Funktionsprinzip einer PEM-Brennstoffzelle

$\Delta H_o^0 = -285,8 \text{ kJ/mol}$ errechnen. Die weiteren Parameter sind $n = 2$ – die Anzahl an der Reaktion beteiligten Elektronen und die Faraday-Konstante F , die sich als Produkt der Elementarladung $e = 1,6022 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ und der Avogadro-Konstante $N_A = 6,022 \cdot 10^{23} \text{ 1/mol}$ zu 96487 C/mol berechnen lassen.

In den Brennstoffzellen, in denen das Produktwasser in der Gasphase auftaucht, wird die enthalpische Zellenspannung mit dem unteren Heizwert des Wasserstoffes $\Delta H_o^0 = -241,8 \text{ kJ/mol}$ ermittelt. Dabei beträgt die Zellenspannung $1,25 \text{ V}$ [1].

Die freie Reaktionsenthalpie der Gesamtreaktion entspricht der elektrischen Arbeit, die die Brennstoffzelle maximal leisten kann, wenn die Reaktionsgase und das Produktwasser bei gleicher Temperatur und bei gleichem Druck zu- und abgeführt werden. Bei den Standardbedingungen beträgt diese reversible Reaktionsarbeit jeweils $\Delta G_o^0 = -237,3 \text{ kJ/mol}$ für das flüssige Wasser und $\Delta G_u^0 = -228,6 \text{ kJ/mol}$ für gasförmiges Produktwasser. Die reversible Zellenspannung lässt sich dann mit diesem Wert ermitteln [1]:

$$U_{rev}^0 = -\frac{\Delta G_o^0}{n_e \cdot F} = 1,23 \text{ V} \quad (2.5)$$

2.3. Verluste in Brennstoffzellen

Durch eine chemische Reaktion an der Anoden- und Kathodenseite der Brennstoffzelle zeigt sich an den Klemmen ein entsprechendes Elektrodenpotential. Dieses Potential ist von der Reaktion, der Prozesstemperatur und den Prozessdrücken abhängig. Die Spannung wird als Leerlaufspannung bezeichnet, weil kein Stoffumsatz und kein Stromfluss stattfindet [10]. Die theoretische Spannung U_{th} , die im Abschnitt 2.2.2 erwähnt wurde, wird in der Praxis nicht erreicht. Der Unterschied zwischen den theoretischen und praktischen Werten der Klemmenspannung wird durch die in der Brennstoffzelle auftretenden Verluste erklärt. Diese Differenz

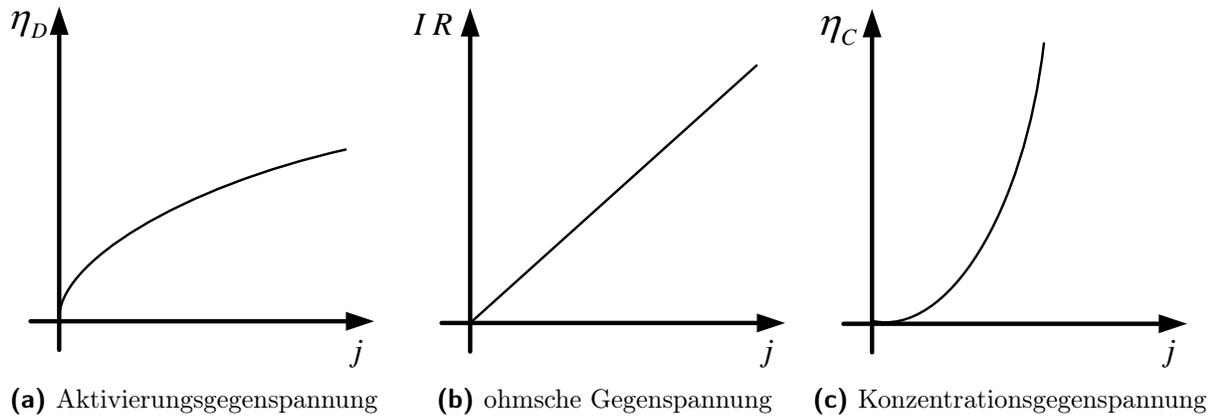


Bild 2.5: Gegenspannungen in verschiedenen Bereichen der Strom-Spannungskennlinie

wird als Gegenspannung η bezeichnet. Die Spannungsverluste sind auch vom Strom abhängig. Um die Messergebnisse bei Brennstoffzellen mit verschiedenen Zellenflächen besser vergleichen zu können, wird die bezogene Stromdichte (A/cm^2) verwendet.

Die Verluste werden nach ihrer Art wie folgt unterteilt [5]:

- Aktivierungsverluste werden durch den mit endlicher Geschwindigkeit ablaufenden Ladungsdurchtritt von der Elektronen- zur Ionenleitung oder durch eine verzögerte Einstellung des Gleichgewichtes zwischen den Reaktionen an der Anoden- und Kathodenseite verursacht
- Widerstandsverluste entstehen durch ohmsche Verluste in der Membran und in den Elektroden
- Diffusionshemmende Verluste entsprechen einer begrenzten Leitfähigkeit der Membran im Bereich hoher Stromdichten

Der Verlauf der Gegenspannung wird im Bild 2.5 aufgezeigt. Hier sind die Gegenspannungen in Abhängigkeit von der Stromdichte dargestellt. Diese Verlustverläufe modellieren die statische Kennlinie der Brennstoffzelle, die ein stark nichtlineares Verhalten aufweist.

2.3.1. Aktivierungsverluste

Bei der ohne Belastung laufenden Brennstoffzelle stellt sich die Leerlaufspannung ein. Wenn die Last den äußeren Stromkreis bildet, dann sinkt die Klemmenspannung signifikant – bereits bei kleineren Stromdichten. Dieses steile Absinken wird durch Ladungsdurchtrittshemmungen verursacht und wird mit dem Begriff Aktivierungsverluste bezeichnet [10, 11]. Aus der Sicht der Leistungselektronik kann dieser Abschnitt der statischen Kennlinie, in der die Aktivierungsverluste dominieren, durch solche Bauelemente beschrieben werden, die das gleiche nichtlineare Strom-Spannungsverhältnis aufweisen.

Die Aktivierungsgegenspannung lässt sich durch folgende Kennlinie, Bild 2.6, beschreiben. Diese Kennlinie wurde für einen in [10] beschriebenen Brennstoffzellenstapel ermittelt. Dabei wird die Aktivierungsgegenspannung U_{Akt} mit Hilfe der e-Funktion nach der Gleichung 2.6 ermittelt.

$$U_{Akt} = U_A \cdot (1 - e^{-c \cdot J}) \quad (2.6)$$

Wobei gilt: U_A – maximale Aktivierungsgegenspannung, c – empirische Konstante, die für den betrachteten Stapel gilt und J – Stromdichte.

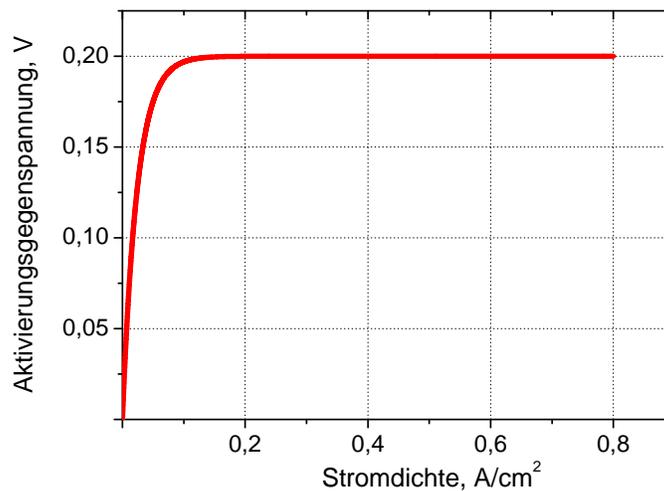


Bild 2.6: Typischer Verlauf der Aktivierungsgegenspannung einer Brennstoffzelle

Die Umwandlung des Wasserstoffs und des Sauerstoffs zu Wasser findet grundsätzlich bei Raumtemperatur statt, allerdings sehr langsam. Um diesen Prozess innerhalb der Brennstoffzelle ausreichend zu beschleunigen, werden künstliche Maßnahmen ergriffen:

- Anwendung eines Hilfsstoffes – eines Katalysators, der die Reaktion beschleunigen kann, aber sich dabei von selbst nicht ändert. In den Brennstoffzellen wird meistens Platin (Pt) oder Ruthenium (Ru) benutzt.
- Erhöhung der Temperatur – die einen Anstieg der inneren Energie der Wasserstoff- und Sauerstoff-Moleküle bewirkt und somit die Wahrscheinlichkeit der Ionisation erhöht.

2.3.2. Ohmsche Verluste

Die ohmschen Verluste sind sowohl infolge der Elektronenleitung in den elektrischen Anschlüssen, Elektroden, Bipolarplatten als auch durch die Ionenleitung im Elektrolyten verursacht und werden mit einem äquivalenten ohmschen Widerstand R_{Ohm} charakterisiert. Das

in Bild 2.7 dargestellte Beispiel stammt von dem in [10] betrachteten Brennstoffzellenstapel. Die Gegenspannung lässt sich dann aus $U_{Ohm} = i \cdot R_{Ohm}$ errechnen, wobei zur besseren Vergleichbarkeit eine Stromdichte in A/cm^2 eingesetzt wird. Der ohmsche Widerstand beträgt in diesem Fall $0,3 \Omega \cdot cm^2$. Der gesamte ohmsche Widerstand besteht dann aus den elektroden- und ionenleitenden Komponenten. Dabei ist der elektronenleitende Anteil bei gleichmäßigem Anpressdruck konstant und gering [10, 12]. Eine wichtigere Rolle spielen die Verluste bei der Ionenleitung im Elektrolyten, die von der Membranbefeuchtung und der Temperatur abhängig sind [10, 13]. Die ohmsche Gegenspannung lässt sich typischerweise wie folgt darstellen:

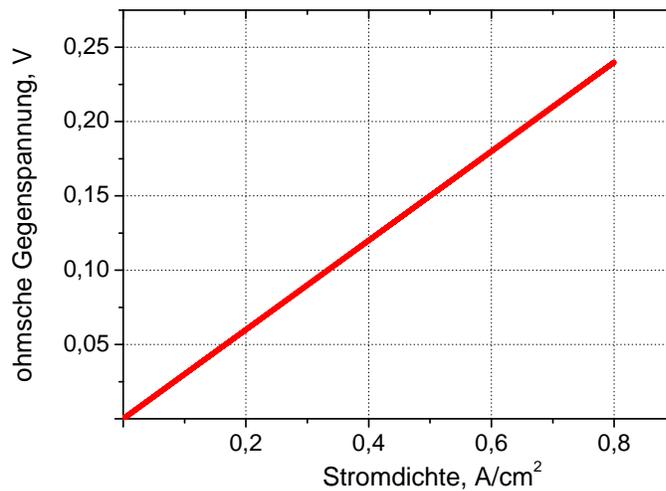


Bild 2.7: Ohmsche Gegenspannung

Um die ohmsche Gegenspannung zu verringern, sollten folgende Aspekte berücksichtigt werden [6]:

- möglichst gute Leitfähigkeit der Elektrode
- gutes Design und passende Materialien für Bipolarplatten
- möglichst geringe Dicke des Elektrolyten

2.3.3. Konzentrationsverluste

Beim Betrieb der Brennstoffzelle befinden sich die beiden Elektroden in der Gasumgebung. Die Kathode wird mit der Luft oder dem Sauerstoff umschlossen und die Anode mit Wasserstoff. Wenn an die Brennstoffzelle die Last angeschlossen wird, werden die Reaktanden in der Nähe von Elektroden verbraucht. Dies verursacht eine Verringerung der Konzentration und einen lokalen Druckabfall. Dieser Druckabfall wird durch den Gasfluss verursacht

und nimmt mit der Steigerung des Laststroms zu, die Klemmenspannung der Brennstoffzelle nimmt dabei ab. Die Konzentrationsgegenspannung wird wie folgt ermittelt:

$$U_{Konz} = \frac{RT}{n_e F} \ln \left(1 - \frac{I}{I_{Grenz}} \right) \quad (2.7)$$

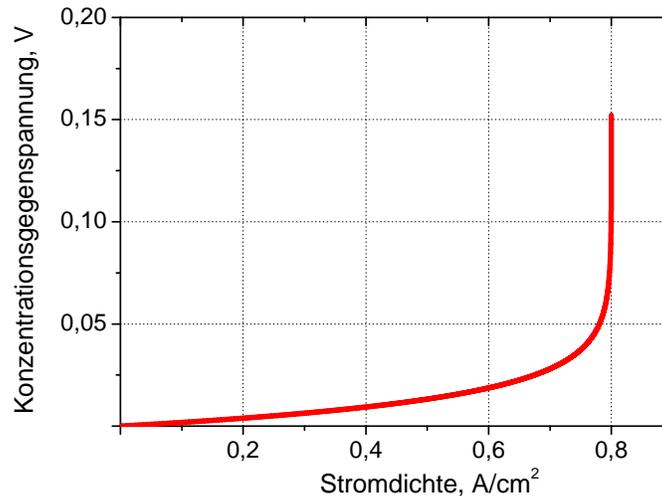


Bild 2.8: Konzentrationsverluste

2.4. Doppelschichtkapazität

Eine Doppelschicht tritt immer auf, wenn zwei unterschiedliche Materialien in Kontakt gebracht werden. An den Oberflächen bilden sich Raumladungszonen, die einen Ladungsausgleich zwischen den Materialien bewirken. Dies geschieht an der Grenze zwischen einem p- und einem n-dotierten Halbleiter. Die Löcher und Elektronen diffundieren zwischen den p- und n-leitenden Materialien [5]. In der Brennstoffzelle bildet sich eine elektrochemische Doppelschicht an der Phasengrenze zwischen Elektronenleiter und Ionenleiter. Diese stammt aus den unterschiedlichen inneren Potentialen zwischen Elektrolyt und Elektrode. Wird an die Doppelschichtkapazität eine Spannung angelegt, kommt es zu einer Ladungsspeicherung und es fließt ein kapazitiver Ladungsstrom. Der Prozess der Speicherung der Energie läuft zeitverzögert ab. Dabei wird das Verhalten der Brennstoffzelle durch entsprechende Zeitkonstanten beeinflusst [10].

Wie es beispielsweise in [14] beschrieben wurde, kann die Doppelschichtkapazität einer Brennstoffzelle durch einen parallel angeschlossenen Kondensator vergrößert werden. Dieser Kondensator dient einer Verringerung der hochfrequenten Spannungswelligkeit in der Brennstoffzelle, die durch leistungselektronische Stellglieder verursacht wird.

2.5. Statische Kennlinie der Brennstoffzelle

Die resultierende Kennlinie der Brennstoffzelle bildet sich aus der theoretischen Klemmenspannung und den Verlusten verschiedener Art, die im Abschnitt 2.3 erwähnt wurden. Der Bereich der kleinen Stromdichte wird durch Aktivierungsverluste bestimmt. Bei den mittleren Stromdichten prägen die ohmschen Verluste das Verhalten der Kennlinie. Den Bereich der großen Stromdichte bestimmen die Konzentrationsverluste. Eine typische statische Kennlinie ist in Bild 2.9 dargestellt. Die Klemmenspannung wird unter Berücksichtigung der erwähnten Verlustarten ermittelt:

$$U_{Klemm} = 1\text{ V} - (U_{Akt} + U_{Ohm} + U_{Konz}) \quad (2.8)$$

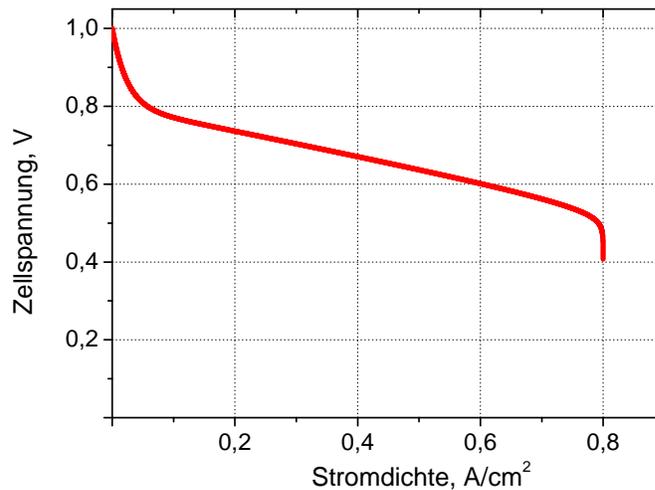


Bild 2.9: Statische Kennlinie der einzelnen Zelle

2.6. Einsatzbereiche von Brennstoffzellen

2.6.1. Übersicht über Einsatzbereiche von Brennstoffzellen

Grundsätzlich können Brennstoffzellen sowohl für mobile und portable Applikationen als auch für stationäre Anwendungen benutzt werden. Bei der mobilen Anwendung steht die Stromerzeugung im Vordergrund, wobei Brennstoffzellen Batterien oder Akkumulatoren ersetzen sollen. Im Gegensatz dazu spielt im stationären Einsatzbereich die Kraft-Wärme-Kopplung eine entscheidende Rolle. Als typische stationäre Anwendungen gelten Haushaltsenergieversorgungen und Blockheizkraftwerke (BHKW), wobei gleichzeitig Strom und Wärme bereitgestellt

Tabelle 2.1.: Einsatzbereiche der Brennstoffzellen abhängig von ihrer Leistung [2]

Leistung	Einsatzbereich
> 1MW	große Kraftwerke
100 kW – 1 MW	große Transportfahrzeuge, wie z. B. See-Schiffe, U-Boote oder Busse, kleine portable Kraftwerke, kleine stationäre Kraftwerke
10 kW – 100 kW	kleine Transportfahrzeuge, wie z. B. Autos, Kleinbusse, APU (auxiliary power units) für Kommunikationsstationen, kleine Kraftwerke
1 kW – 10 kW	KWK-Anlagen, Transport-Fahrzeuge, wie z. B. Motorräder, Nutzfahrzeuge, verschiedene Geräte und Anlagen für portable Nutzung
100 W – 1 kW	einfache Transportmittel, wie z. B. Fahrräder, Scooter und Rollstühle, Demonstrationsanlagen, USV für kleine Geräte
10 W – 100 W	portable Energiequelle, z. B. für Notfall-Energieversorgung und Batterieersatz, Beleuchtung
< 10 W	kleine portable Energieverbraucher, Mobiltelefone

werden.

Ausschlaggebend für den Einsatz von Brennstoffzellen sind die Lebensdauer, der Wirkungsgrad, die Anzahl möglicher Start- und Stoppvorgänge, sowie die Kosten für Anschaffung und Betrieb [7].

Die einzelnen Brennstoffzellen können entsprechend der Leistung, wie die Tabelle 2.1 zeigt, unterschieden werden.

Typisch für die stationäre Anwendung der Brennstoffzellen in Kraftwerken sind große Leistungen bis zu mehreren Megawatt. Die Leistungsklasse bestimmt die benötigten Flächen und Volumen. Mit Hilfe von Brennstoffzellen-Kraftwerken lässt sich der steigende Energiebedarf decken, wodurch der Bau größerer konventioneller Kraftwerke überflüssig sein könnte. Brennstoffzellen kleinerer Leistung werden zur Hausenergieversorgung genutzt. Zu ihren Vorteilen zählen kompakte Größe und geringes Gewicht.

2.6.2. Brennstoffzelle als Teil des Energieversorgungssystems

Für eine dezentrale Energieversorgung können Kraft-Wärme-Kopplungsanlagen (KWK) auf Brennstoffzellenbasis genutzt werden. Diese weisen einige Vorteile auf, wie höherer Gesamtwirkungsgrad im wärmegeführten Betrieb und die Möglichkeit der Spitzenlastabdeckung im

stromgeführten Betrieb. Dies ist notwendig bei fluktuierender Einspeisung erneuerbarer Energien ins Netz, wie z. B. bei Windkraft- oder Photovoltaikanlagen. Um solche Energieversorgungssysteme am Markt zu etablieren, müssen jedoch in beiden Fällen eine längere Lebensdauer und eine größere Zuverlässigkeit gewährleistet werden [5].

Das Blockdiagramm eines netzgekoppelten Energieversorgungssystems mit Brennstoffzelle ist im Bild 2.10 dargestellt. Prozessmedien – wie Wasserstoff – werden vom Reformier der Brennstoffzelle zugeführt und die elektrische Energie wird über einen DC/DC-Wandler und einen anschließenden Wechselrichter an das Wechselspannungsnetz übertragen. Die galvanische Trennung und die Anpassung der Spannungsebenen wird mit Hilfe eines Gleichspannungswandlers mit dem hochfrequenten (20 bis 50 kHz) Transformator ermöglicht. Eine Energieeinspeisung ins Netz lässt sich mittels eines ein- oder dreiphasigen Wechselrichters realisieren [5, 15].

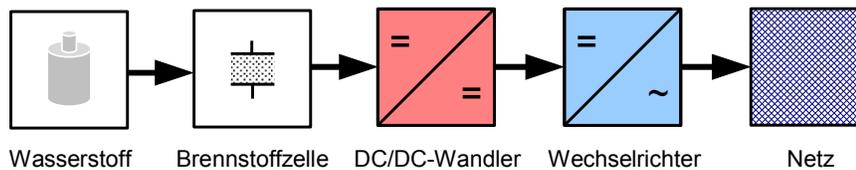


Bild 2.10: Blockdiagramm eines netzgekoppelten Energieversorgungssystem mit Brennstoffzelle

Es wird im weiteren diskutiert, wie die am Brennstoffzellenstapel gemessenen elektrischen Größen zur Identifikation des Betriebszustandes und schließlich zur Parametrierung des Ersatzschaltbildes verwendet werden können.

2.7. Kraft-Wärme-Kopplung mit Hilfe von Brennstoffzellen

Da bei der Umwandlung chemischer Energie in elektrische immer Wärme entsteht, werden bei einem Kraft-Wärme-Kopplung-betriebenen Energieversorgungssystem sowohl elektrische Energie (Strom) als auch thermische Energie (Wärme) genutzt. Dies ermöglicht eine Verringerung der Verluste und lässt höhere Gesamtwirkungsgrade entstehen.

Grundsätzlich kann Brennstoffenergie in elektrische Energie umgewandelt werden, z. B. mit einer Wärmekraftmaschine oder mit einer Brennstoffzelle, Bild 2.11. Im Gegensatz zu den konventionellen Wärmekraftmaschinen, bei denen die Brennstoffenergie zunächst in Wärme, anschließend in kinetische Energie und erst dann in elektrische Energie gewandelt wird, ist die Umwandlungskette bei den Brennstoffzellensystemen kürzer und einfacher. Dabei wird die Brennstoffenergie direkt in elektrische Energie umgesetzt.

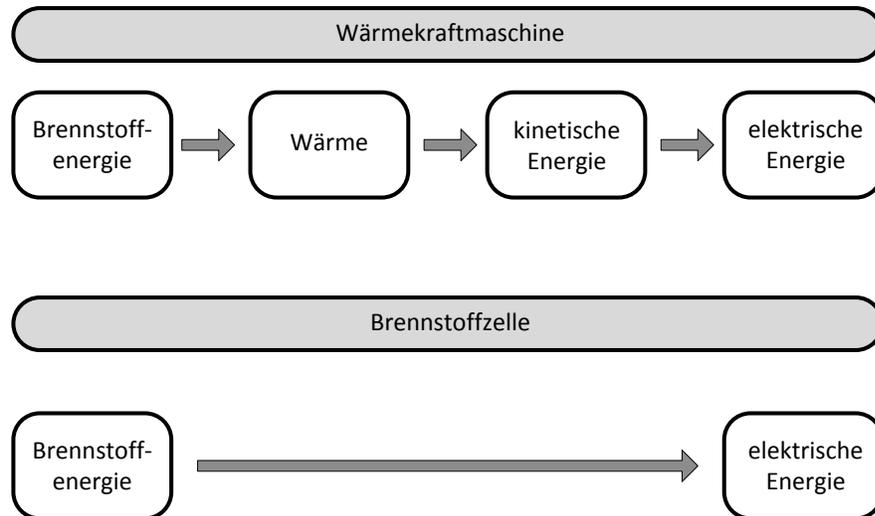


Bild 2.11: Vergleich der Energieumwandlungsketten einer Wärmekraftmaschine und einer Brennstoffzelle nach [7]

Für die Brennstoffzellen sind in Kraft-Wärme-Kopplungen verschiedene Anwendungsfälle möglich, die sich, wie in [7] beschrieben, nach den entsprechenden Leistungsklassen unterteilen lassen:

- *Hausenergieversorgung.* Die Brennstoffzelle und ihre Peripherie mit dem dazu korrespondierenden Heizgerät sind auf den elektrischen und thermischen Bedarf des Versorgungsobjektes ausgelegt. Die elektrische Versorgung in diesem Anwendungsfall erfolgt im Netzparallelbetrieb.
- *Siedlungsversorgung.* Bei der Dimensionierung der Brennstoffzellen für die Versorgung von größeren Siedlungsstrukturen müssen höhere Leistungsdaten realisiert werden als bei der Hausenergieversorgung. Aufgrund der Vergleichmäßigkeit der Wärme- und Strombelastung ist die Leistung pro Wohneinheit geringer. Hier erfolgt die elektrische Versorgung ebenfalls im netzparallelen Betrieb.
- *Inselbetrieb.* Ähnlich wie bei der Siedlungsversorgung, werden hier mehrere einzelne Versorgungsobjekte bedient. Wenn eine von den anderen Quellen unabhängige Strom- und Wärmeversorgung stattfindet, wird diese Betriebsart als Inselbetrieb bezeichnet. Die elektrische Energie und die Wärme werden innerhalb der Siedlungsstruktur hergestellt und nicht extern bezogen, z. B. über das elektrische Netz.

Eine weitere Klassifikation der Betriebsweise von Energiesystemen mit Brennstoffzellen wird anhand der Führungsgröße vorgenommen [16]:

- *Die wärmegeführte* Betriebsweise sieht eine Auslegung der Brennstoffzelle in ihrem Lastverhalten vorrangig nach dem Wärmebedarf (Raumwärme, Brauchwarmwasser) des Objektes vor. Besonders in den Sommermonaten kann es zu Stromengpässen kom-

men, da mehr Leistung aus dem Netz bezogen wird. Die maximal erreichbare elektrische Leistung wird durch den Wärmebedarf begrenzt. Die Einspeisung der Brennstoffzellenanlagen erfolgt in das Netz, aus welchem auch der Haushaltsstrom entnommen wird [7]. Für eine wärmegeführte Betriebsweise wird in der Regel eine höhere Anlagenleistung benötigt als für die stromgeführte Betriebsweise.

- *Die stromgeführte* Betriebsweise betrachtet eine Auslegung der Brennstoffzelle in ihrem Lastverhalten vorrangig nach dem Bedarf des Objektes an elektrischer Energie bzw. einem vorgegebenen Lastprofil. Bei einer stromgeführten Betriebsweise wird weniger Leistung aus dem Netz bezogen, weil die Brennstoffzelle sich nach dem Strombedarf richtet. Die maximal erreichbare elektrische Leistung der Brennstoffzelle wird durch ihre Auslegung begrenzt. Bei der stromgeführten Betriebsweise wird eine bessere Teillastfähigkeit und eine Auslegung auf eine höhere Lastdynamik benötigt. Der Arbeitspunkt der Brennstoffzelle ändert sich permanent, was für ihre Lebensdauer nicht optimal ist. Allerdings ist bei dieser Betriebsweise die Auswirkung des Energieversorgungssystems mit Brennstoffzellen auf das Netz am geringsten. Der Übergang zwischen den Betriebsweisen ist zwar technisch problemlos möglich, beeinflusst aber die Wirtschaftlichkeit der gesamten Anlage.
- *Die netzgeführte* Betriebsweise ist für die Brennstoffzelle in ihrem Lastverhalten oder die Regelung des Brennstoffzellen-Wechselrichters vorrangig abhängig von bestimmten Anforderungen des Netzbetreibers (wie beispielsweise Spannungsqualität oder Lastausgleich). Hier geht es um einen fremd bestimmten Betrieb, der einen wärme- oder stromgeführten Betrieb überlagert.

Die technische und ökonomische Auslegung eines Energiesystems mit Brennstoffzellen hängt von der Betriebsweise ab. Die Vor- und Nachteile der erwähnten Betriebsarten werden in der Tabelle 2.2 zusammengefasst.

In [7, 17] werden die Quellen zitiert, die behaupten, dass keine Rückwirkungen von dezentralen Energieerzeugungsanlagen auf das elektrische Netz beobachtbar sein werden [18, 19]. Es gibt auch Studien, die eine Notwendigkeit der Einzelbetrachtungen in dieser Richtung erwähnen [20, 21].

2.8. Zusammenfassung von Kapitel 2

Dieses Kapitel befasst sich mit der Entwicklung und der Motivation zum Einsatz der Brennstoffzellentechnologie. PEM-Brennstoffzellen sind dank ihrer niedrigen Betriebstemperatur und ihrer vielfältigen Einsatzbereiche der Schwerpunkt des Kapitels. Aufbau und Funktionsprinzip wurden erläutert. Basierend auf den Daten einer realen Brennstoffzelle wurden

Tabelle 2.2.: Vor- und Nachteile verschiedener BZ-Betriebsweisen

Betriebsweise	Vorteile	Nachteile
wärmegeführt	relativ einfache Gesamtauslegung, hoher Gesamtnutzungsgrad, niedrige Lastdynamik	Wärmenachfrage und Stromeinspeisung sind von der Jahreszeit stark abhängig, stochastische Stromeinspeisung, Stromeinspeisung relativ unrentabel
stromgeführt	unproblematischer Netzparallelbetrieb, Lastspitzenabsenkung, hohe Eigenbedarfsdeckung	schwierige Gesamtauslegung (Wärmespeicher), geringer Gesamtnutzungsgrad, Wärmeüberschuss im Sommer möglich, hohe Lastdynamik
netzgeführt	Erbringung von Systemdienstleistungen möglich (zusätzliche Wertschöpfung), ansonsten wie stromgeführt	fremd bestimmter Betrieb, erhöhter organisatorischer Aufwand, ansonsten wie stromgeführt

Aktivierungs-, ohmsche Verluste und Konzentrationsverluste berechnet und anschließend als resultierende statische Kennlinie abgebildet. Nach einem Überblick zu den leistungsabhängigen Einsatzbereichen von PEM-Brennstoffzellen, wurde vertieft auf die Kraft-Wärme-Kopplung mit Hilfe von Brennstoffzellen eingegangen.

3. Leistungselektronische Stellglieder

In diesem Kapitel werden zunächst verschiedene Schaltungstopologien von DC/DC-Wandlern betrachtet. Es werden sowohl ihre Vor- und Nachteile diskutiert, als auch ihre Anwendbarkeit in Energieversorgungssystemen mit Brennstoffzellen erörtert. Anschließend werden die Topologien aufgeführt, die für den Einsatz in Energieversorgungssystemen mit Brennstoffzellen geeignet sind. Die Hauptanforderungen an die Topologien sind ein kontinuierlicher Eingangsstrom und die galvanische Trennung bei Netzeinspeisung. Zunächst werden die DC/DC-Wandler ohne galvanische Trennung dargestellt. Aufgrund des geringeren Übersetzungsverhältnisses ist ihre Verwendung auf Brennstoffzellen mit höherer Ausgangsspannung oder auf Anwendungsgebiete, die keine hohe Spannung benötigen, begrenzt. Anschließend werden verschiedene Topologien der DC/DC-Wandler mit galvanischer Trennung und höherem Übersetzungsverhältnis betrachtet. Hierbei wird die Brennstoffzelle galvanisch vom Netz getrennt und ihre Ausgangsspannung wird dann auf den gewünschten Pegel transformiert. Weiterhin werden mögliche Kopplungsarten der Brennstoffzelle an das Netz mittels eines Wechselrichters vorgestellt.

3.1. Gleichspannungswandler ohne galvanische Trennung

Grundsätzlich ermöglichen der Tief- und der Hochsetzsteller nur eine Energieflussrichtung. Die unidirektionale Energieübertragung verläuft von der Brennstoffzelle zum Energieverbraucher. Dabei wird die Ausgangsspannung über das Tastverhältnis des Schalters bestimmt. In Energieversorgungssystemen mit Brennstoffzellen werden häufig zusätzliche Energiespeicher integriert. Dabei ist es notwendig, die Energieübertragung auch in Hochsetzsteller- und Tiefsetzstellerrichtungen zu ermöglichen.

In [22, 23] werden die Topologien für den Zweiquadranten-Betrieb und die Herleitung des Zweiquadrantenstellers aufgezeigt. In Bild 3.1 a ist ein Tiefsetzsteller dargestellt. Die Energie wird von einer Quelle U_1 zu einer Quelle U_2 übertragen, wie es z. B. beim Aufladen einer Batterie stattfindet. Das Entladen einer Batterie findet dann statt, wenn die Energie von einer Quelle U_2 zu einer Quelle U_1 übertragen wird. Dabei kommt ein Hochsetzsteller, Bild

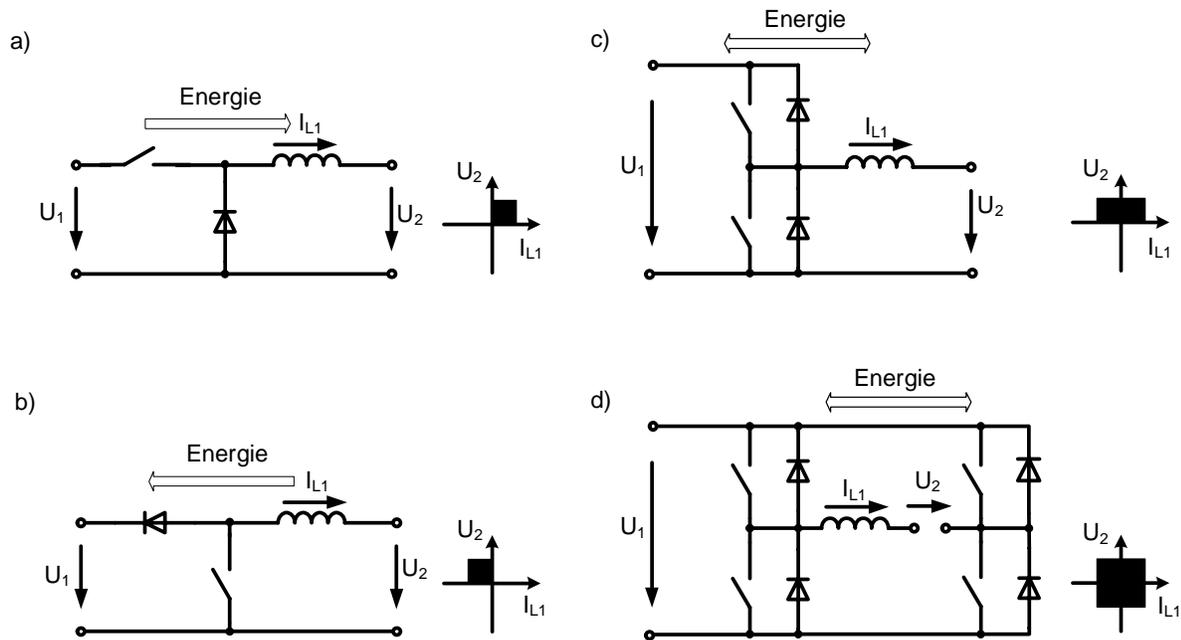


Bild 3.1: Ein- (a), (b), Zwei- (c) und Vierquadrantensteller (d) mit Strom- und Spannungsumkehr [22, 23]

3.1 b, zum Einsatz. Werden in der Tief- und der Hochsetzstellerschaltung die Schalter um eine Freilaufdiode ergänzt, wird der Stromfluss und die jeweilige Energieübertragung in beiden Richtungen ermöglicht, Bild 3.1 c. Der Tief- oder Hochsetzstellerbetrieb wird dadurch bestimmt, welcher Schalter angesteuert wird. Eine Topologie für den Vierquadranten-Betrieb ist in Bild 3.1 dargestellt, wobei sich eine Strom- und Spannungsumkehr realisieren lässt.

Das Spannungsübersetzungsverhältnis eines idealen Hochsetzstellers, wie im Bild 3.2, kann theoretisch sehr hohe Werte annehmen. Dabei sind die Halbleiter ideale Schalter und die Drossel ist eine reine Induktivität. Allerdings kann die reale Verstärkung maximal etwa 6...7 betragen [24, 25]. Der ohmsche Anteil der Drossel r_L und der Ersatzserienwiderstand des Kondensators r_C begrenzen das Spannungsübersetzungsverhältnis eines Hochsetzstellers, Bild 3.3. Der Verlauf der Verstärkung wird durch die Spannungsabfälle beim zunehmenden Aussteuergrad verursacht, so dass je nach Güte der Speicher ab einem bestimmten Tastverhältnis die verstärkende Wirkung des Hochsetzstellers ihre Grenze erreicht. Im nachfolgenden Beispiel wird das Übersetzungsverhältnis für $r_C = 5 \text{ m}\Omega$ und $r_L = 40 \text{ m}\Omega$ dargestellt, Bild 3.3 [26].

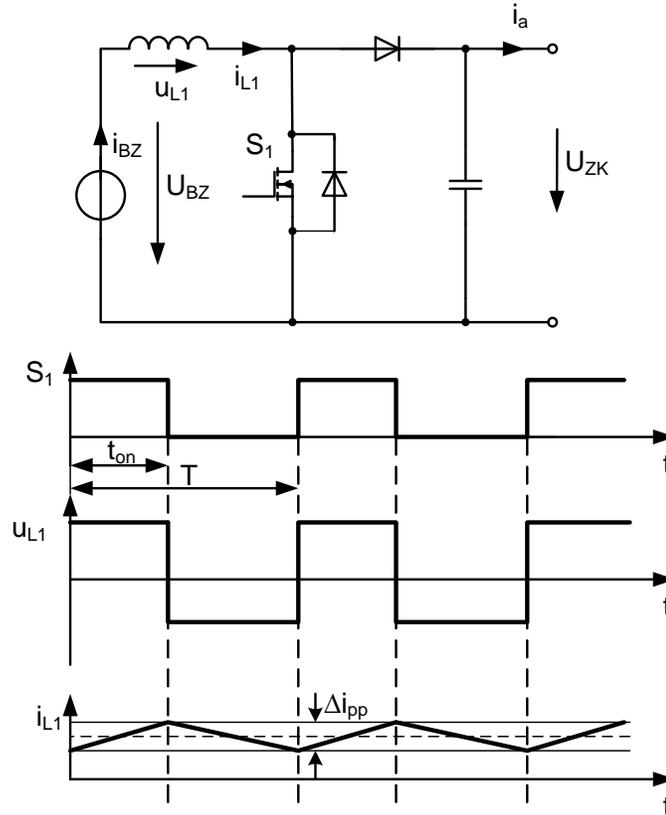


Bild 3.2: Schaltung und Signalverläufe des idealen Hochsetzstellers ohne galvanische Trennung

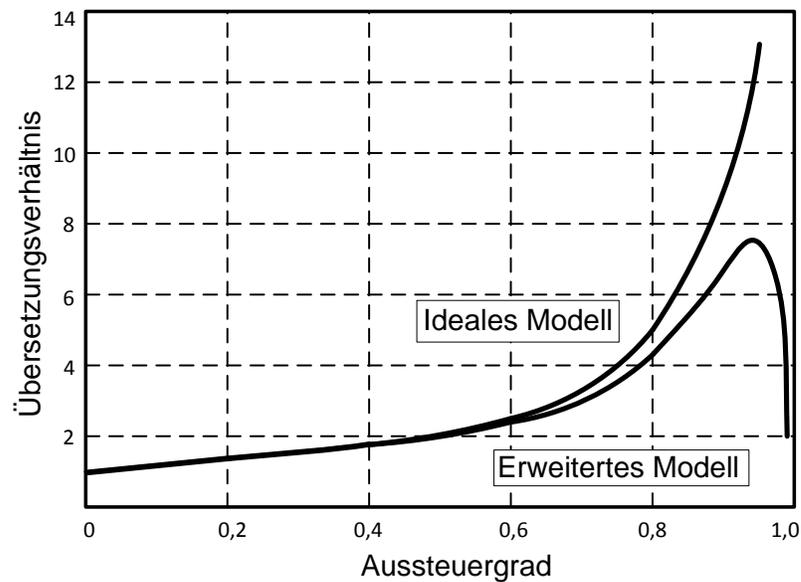


Bild 3.3: Einfluss parasitärer Elemente r_C, r_L auf das statische Übersetzungsverhältnis eines Hochsetzstellers nach [26]

3.2. Gleichspannungswandler mit galvanischer Trennung

3.2.1. Eintakt-Durchflusswandler als asymmetrische Halbbrückenschaltung

Ein Eintakt-Durchflusswandler als asymmetrische Halbbrückenschaltung ist eine Variante des Durchflusswandlers, die in [27] noch als Eintaktflusswandler bezeichnet wird. In [28, 84] werden die nachfolgenden Topologien diskutiert, Bild 3.4, 3.5. Bei der Anbindung der Brennstoffzellen an das Netz oder den Verbraucher sollte die Brennstoffzelle vom Netzpotential isoliert werden, damit auch ihre Peripheriegeräte vom Netz galvanisch getrennt sind. Dann kommen die Schaltungstopologien mit einem hochfrequenten Transformator zum Einsatz.

Bei dem Eintakt-Durchflusswandler sind an der primärseitigen Stromführung zwei Schalter beteiligt. Wie der Bezeichnung zu entnehmen ist, wird die Energie nur in einer der drei Phasen von der Eingangsseite auf die Ausgangsseite übertragen. Dies führt zum Problem der gepulsten Eingangsströme i_{BZ} und zu einer nicht optimalen Nutzung des Transformators, da seine Magnetisierung nur unipolar erfolgt. Dabei sollte der Filteraufwand zur Glättung des Ausgangsstroms i_{L1} berücksichtigt werden, da seine Welligkeit von der Welligkeit der gleichgerichteten Ausgangsspannung des Transformators abhängt [28].

3.2.2. Gegentakt-Durchflusswandler als symmetrische Halbbrückenschaltung

Ein Gegentakt-Durchflusswandler als symmetrische Halbbrückenschaltung, wie in Bild 3.5 dargestellt, hat im Gegensatz zum Eintakt-Durchflusswandler nur einen Schalter im Strompfad – somit erfolgt die Ansteuerung des HF-Transformators bipolar. Der Gegentakt-Durchflusswandler als symmetrische Halbbrückenschaltung dient der Erzeugung einer oder mehrerer galvanisch getrennter stabilisierter Ausgangsspannungen.

Diese Variante ist für mittlere bis große Leistungen oder für erhöhte Eingangsspannungsbereiche geeignet [29]. Im Vergleich zum Eintakt-Durchflusswandler - wie in Bild 3.4, liefert er eine geglättete Ausgangsspannung und die doppelte Pulsfrequenz: Der Vorteil liegt in einem geringeren Filteraufwand sowie einer optimalen Nutzung des HF-Transformators. Nachteilig beim Gegentakt-Durchflusswandler als Halbbrückenschaltung ist, dass am Transformator nur die halbe Eingangsspannung U_{BZ} anliegt. Bei der gleichen Leistung führt dies zu doppelt so hohen Strömen i_{in1} , i_{in2} durch die Primärwicklung. Da der Mittelwert dieser Ströme mit dem Eingangstrom i_{BZ} übereinstimmt, der Wechselanteil über die Kondensatoren C_1 oder C_2 fließt und der Serienwiderstand der Kondensatoren bei hohen Strömen nicht vernachlässigt werden kann, werden mehrere Kondensatoren parallel geschaltet, was zu hohen Verlusten führt [28].

Aus diesem Grund ist der Gegentakt-Durchflusswandler als symmetrische Halbbrückenschaltung trotz seines hohen Übersetzungsverhältnisses für die Brennstoffzellenanwendung nicht optimal.

3.2.3. Gegentakt-Durchflusswandler als Vollbrückenschaltung mit Spannungseingang und Stromausgang

Nach dem Prinzip des Gegentakt-Durchflusswandlers als Vollbrückenschaltung, Bild 3.6, lassen sich Geräte mit sehr großen Ausgangsleistungen realisieren. Sie liefern eine stabilisierte, galvanisch getrennte Ausgangsgleichspannung mit guter Qualität. Wie bei dem Gegentakt-Durchflusswandler als Halbbrückenschaltung, Bild 3.5, wird hier ein Transformator zum Energietransfer, sowie ein Kondensator im Sekundärkreis zur Verbesserung der Ausgangsspannungsqualität, benötigt. Bei einer Vollbrückenschaltung liegt die volle Eingangsspannung an der Primärwicklung des Transformators. Der Gegentakt-Durchflusswandler als Vollbrückenschaltung kann im Vergleich zum Gegentakt-Durchflusswandler als Halbbrückenschaltung die doppelte Leistung übertragen, weil am Transformator die volle Spannung anliegt. Einsatzgebiete solcher Wandler sind Stromversorgungen mit erweitertem Eingangsspannungsbereich, Netzgeräte mit hohen Leistungen und Stromversorgungen mit erhöhten Anforderungen an die Ausgangsspannungsqualität [29, 30]. Zu den Vorteilen des Gegentakt-Durchflusswandlers als Vollbrückenschaltung gehören die Realisierbarkeit sehr großer Leistungen, eine sehr gute Ausgangsspannungsqualität und die galvanische Trennung der Ausgangsseite. Darüber hinaus ist, wie bei den Schaltungen mit der Halbbrücke, keine Entmagnetisierungswicklung erforderlich. Da der Eingangsstrom i_{BZ} im Laufe einer Taktperiode seinen Wert von Maximum bis Null verringert, ist eine solche Schaltung für die Anwendung mit Brennstoffzellen ungeeignet.

3.2.4. Gegentakt-Durchflusswandler als Vollbrückenschaltung mit Stromeingang und Spannungsausgang

In [31] wird ein Wandlerkonzept vorgeschlagen, das eine galvanische Trennung und einen Stromeingang vorsieht. Eine vereinfachte Variante, die nur eine unidirektionale Energieübertragung zulässt, ist im Bild 3.7 dargestellt. Dieses Konzept erlaubt einen kontinuierlichen Eingangsstromfluss, so dass der Brennstoffzellenstrom nicht unterbrochen wird. Wie der im Bild 3.6 dargestellte Gegentakt-Durchflusswandler als Vollbrückenschaltung mit Spannungseingang und Stromausgang, ist der Gegentakt-Durchflusswandler als Vollbrückenschaltung mit Stromeingang und Spannungsausgang im Bild 3.7 auch für größere Lasten geeignet.

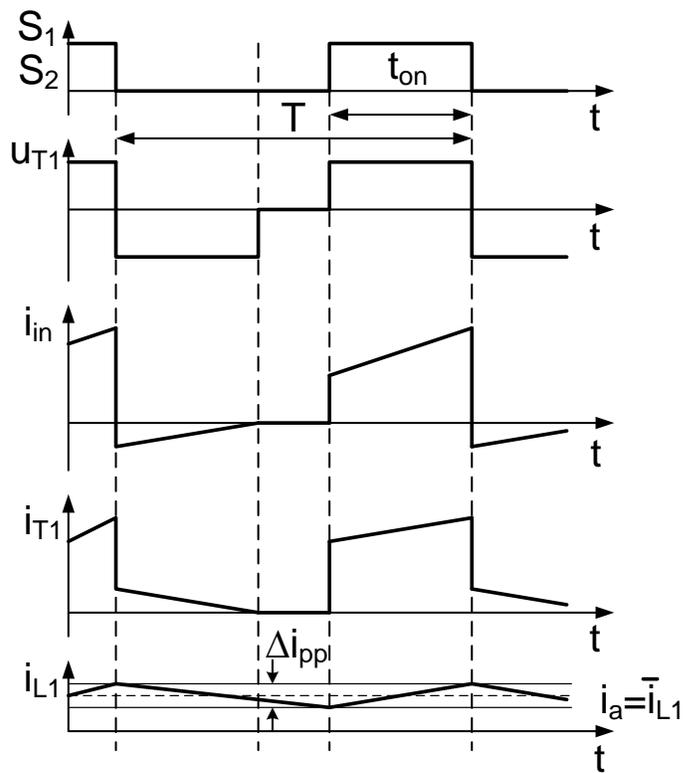
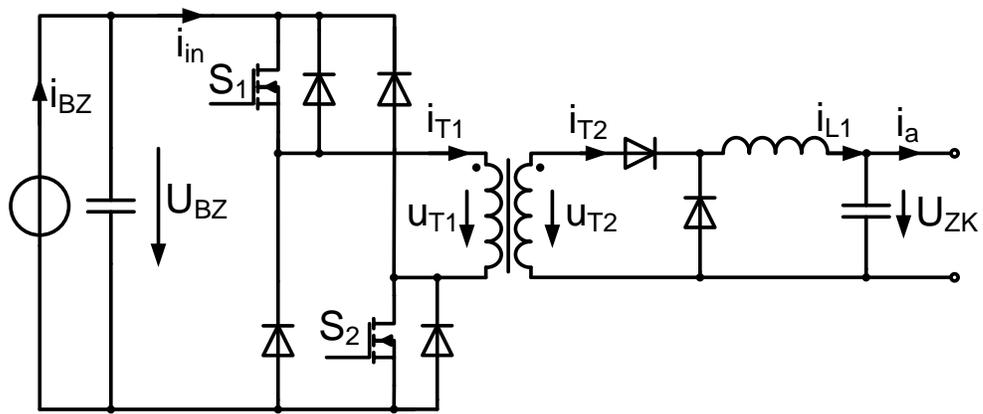


Bild 3.4: Eintakt-Durchflusswandler als asymmetrische Halbbrückenschaltung

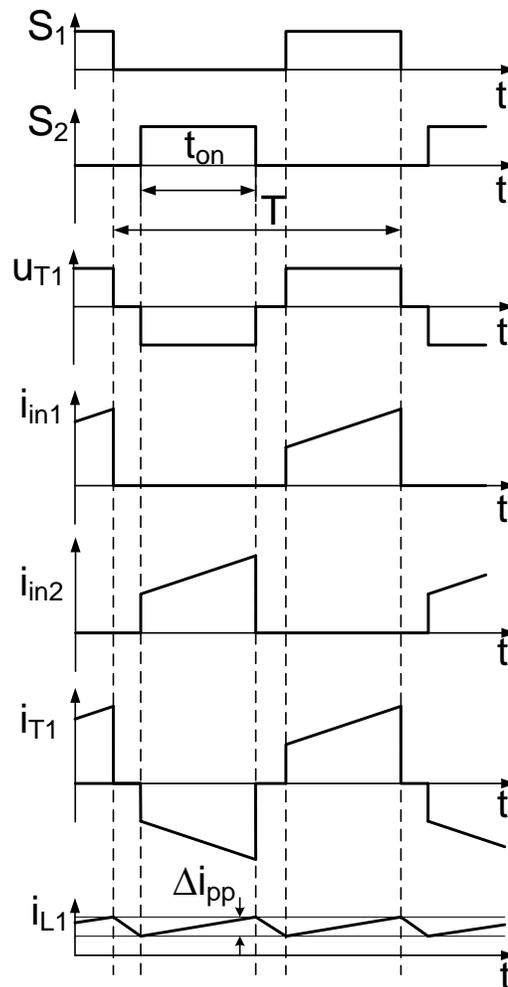
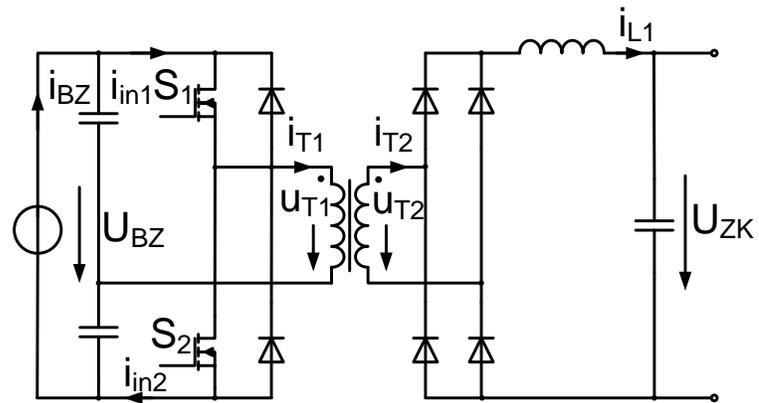


Bild 3.5: Gegentakt-Durchflusswandler als symmetrische Halbbrückenschaltung

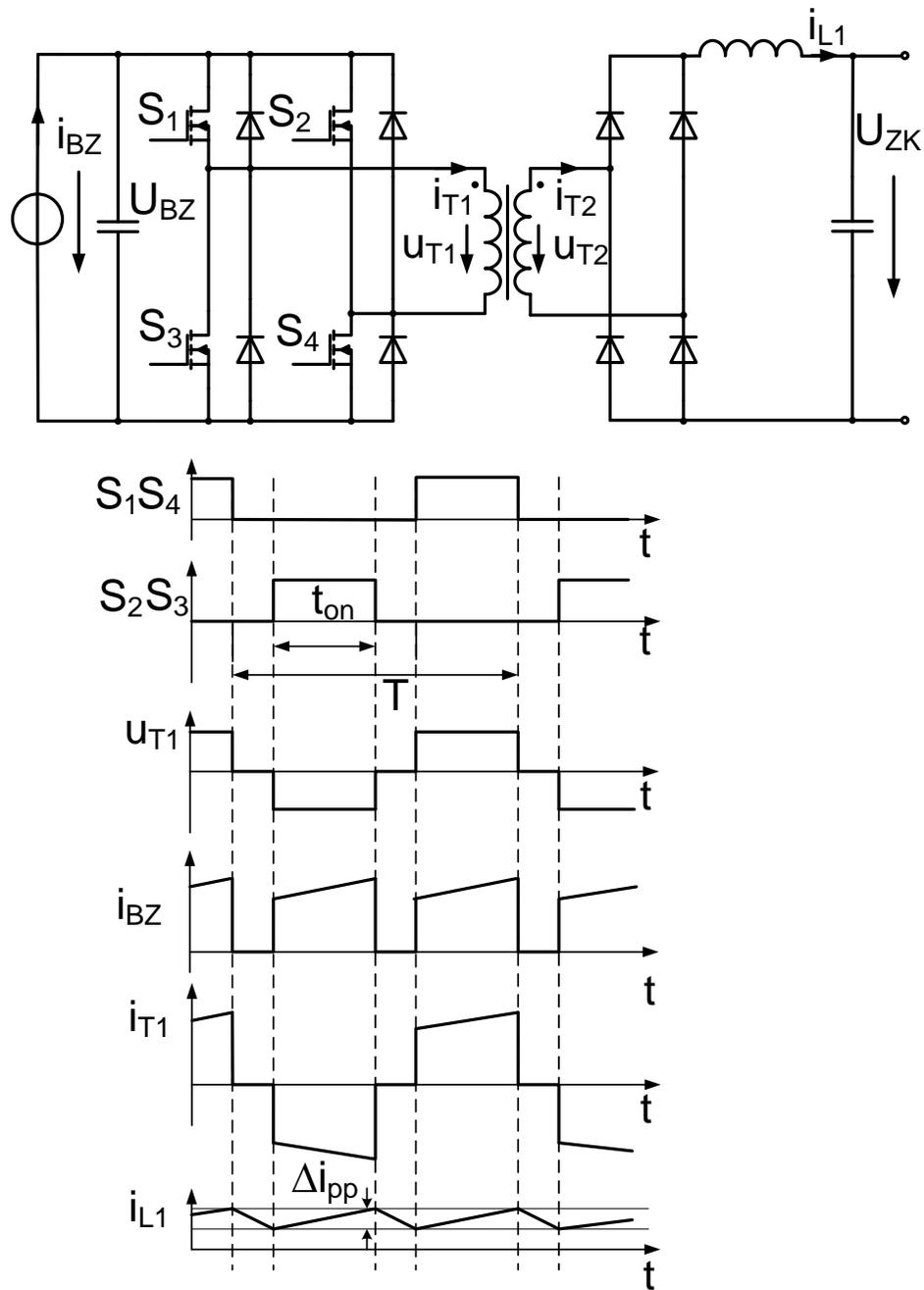


Bild 3.6: Gegentakt-Durchflusswandler als Vollbrückenschaltung mit Spannungseingang und Stromausgang

In Energieversorgungssystemen mit Brennstoffzellen findet die Energieübertragung im Energiespeicher in beiden Richtungen statt. Um eine bidirektionale Energieübertragung zu ermöglichen, kann die gleiche Struktur, wie im Bild 3.7 mit IGBTs mit Dioden statt nur Dioden, verwendet werden. Die Vollbrückenschaltung mit Stromeingang und Spannungsausgang kann beispielsweise für das Laden und Entladen einer Batterie verwendet werden.

3.2.5. Vergleich der DC/DC-Wandlerschaltungen

In der nachfolgenden Tabelle 3.1 werden die wichtigsten Eigenschaften der diskutierten Wandlertypen zusammengefasst, die mit den in [29, 32] dargestellten Ergebnissen übereinstimmen. Die Gleichspannungswandler für die Brennstoffzellenanwendung sollen den Erfordernissen, wie z. B. der hohen Strombelastbarkeit und dem kontinuierlichen Eingangsstrom entsprechen. Den kontinuierlichen Eingangsstrom lässt nur der Hochsetzsteller und Gegentakt-Durchflusswandler als Vollbrückenschaltung mit Stromeingang und Spannungsausgang zu, wobei unter Berücksichtigung des Leistungsbereichs, für die Brennstoffzellenanwendung die letzte Topologie mit galvanischer Trennung bevorzugt wird. Eingangsstrom und Eingangsspannung werden durch den Arbeitspunkt der Brennstoffzelle bestimmt, in welchem der Wirkungsgrad maximal ist.

Der Wandler in Energieversorgungssystemen mit Brennstoffzellen dient der Anpassung der Brennstoffzellenausgangsspannung und des Zwischenkreises, wenn ein Wechselrichter eingesetzt wird. Darüber hinaus kann der Ausgangsstrom der Brennstoffzelle mit Hilfe des Wandlers eingestellt werden. Dadurch wird die von der Brennstoffzelle abgegebene Leistung geregelt.

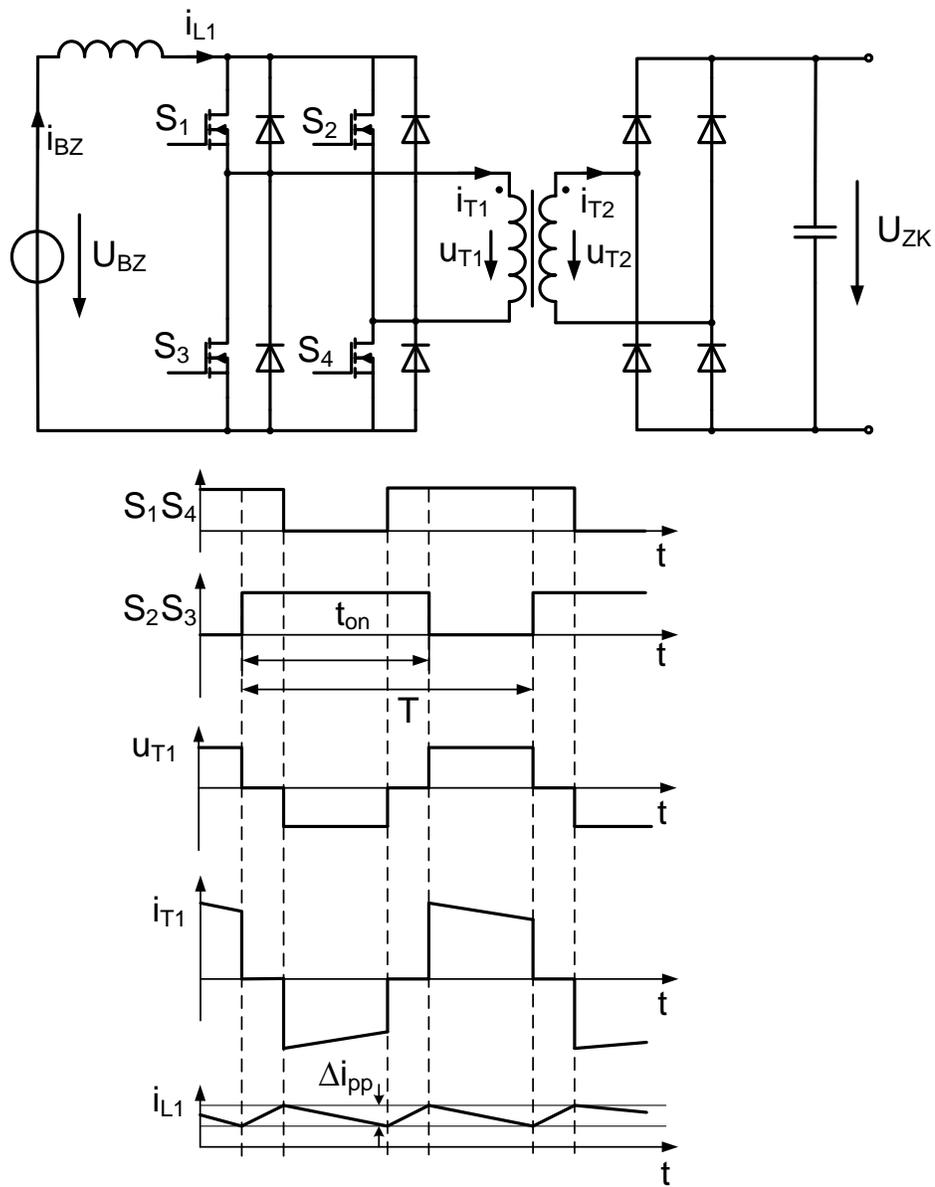


Bild 3.7: Gegentakt-Durchflusswandler als Vollbrückenschaltung mit Stromeingang und Spannungsausgang

Tabelle 3.1.: Gegenüberstellung verschiedener Schaltungstopologien für Brennstoffzellenanwendung

Kriterium	Hochsetzsteller	Eintakt-Durchflusswandler als asymmetrische Halbbrücke	Gegentakt-Durchflusswandler als Halbbrückenschaltung	Gegentakt-Durchflusswandler als Vollbrückenschaltung mit Spannungseingang und Stromausgang	Gegentakt-Durchflusswandler als Vollbrückenschaltung mit Stromeingang und Spannungsausgang
Baugröße	gering	mittel	mittel	mittel	mittel
Entstörung	erforderlich	aufwendig	erforderlich	erforderlich	erforderlich
Leistungsbereich	bis 50 W	bis 200 W	200 W bis 3000 W	200 W bis 5000 W	200 W bis 5000 W
Restwelligkeit der Ausgangsspannung	gering	mittel	sehr niedrig	sehr niedrig	sehr niedrig
Ausregelung der Ausgangsspannung	gut	sehr gut	sehr gut	sehr gut	sehr gut
Induktivitäten	nur Drossel erforderlich	Trafo+ Drossel	Trafo+ Drossel	Trafo+ Drossel	Trafo+ Drossel
Wirkungsgrad	mittel	mittel	mittel	hoch	hoch
kontinuierlicher Eingangsstrom	ja	nein	nein	nein	ja

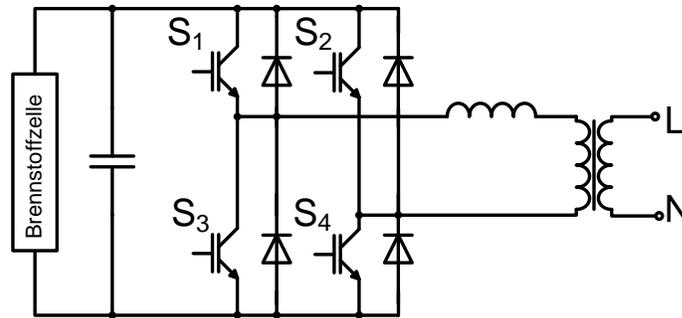


Bild 3.8: Netzeinspeisung mit 50 Hz-Transformator

3.3. Wechselrichter

Wenn die Ausgangsspannung einer dezentralen Energieerzeugungsanlage größer als der Amplitudenwert der Strangspannung ist, kann diese bei der Energieeinspeisung direkt über einen Wechselrichter ans Netz angeschlossen werden. Die transformatorlose Einspeisung ist in der Photovoltaik verwendbar, jedoch für Brennstoffzellenperipheriegeräte vom Netzpotential galvanisch getrennt werden müssen.

Bei geringerer Klemmenspannung des Brennstoffzellenstapels kann ein Netztransformator eingesetzt werden, Bild 3.8. Diese Topologie wird auch in [5, 33] erwähnt. Damit wird das Problem der galvanischen Trennung gelöst und die Brennstoffzelle wird vom Netzpotential getrennt.

Bei der einphasigen Energieeinspeisung in das 50 Hz-Netz mit einem Leistungsfaktor $\lambda = 1$ pendelt die Leistungsabgabe zwischen Null und dem zweifachen Mittelwert der ins Netz eingespeisten Leistung mit einer Frequenz von 100 Hz, wie es bereits in [5] erwähnt wird. Die Leistungspendelung am Ausgang kann nur mit einem größeren Kondensator am Eingang ausgeglichen werden. Ein direkter Anschluss eines Batteriespeichers ist nicht möglich, weil kein geregeltes Gleichspannungspotential vorhanden ist.

Die erwähnten Nachteile können mit der Schaltung in Bild 3.9 vermieden werden, wobei die von der Brennstoffzelle erzeugte und ins Netz eingespeiste Leistung mit Hilfe eines Zwischenkreiskondensators C_2 entkoppelt sind. Als DC/DC-Wandler kann der im Abschnitt 3.2 bereits diskutierte Gegentakt-Durchflusswandler als Vollbrückenschaltung mit Stromeingang und Spannungsausgang verwendet werden. Die Brennstoffzelle wird im stationären Arbeitspunkt betrieben, wobei sie auf die ins Netz eingespeiste Wirkleistung geregelt wird. Durch die variable Zwischenkreisspannung werden die 100 Hz Schwankungen der ins Netz eingespeisten Leistung kompensiert.

Der dreiphasige Netzanschluss wird benötigt, um laut der Norm [85] Anlagen anzuschließen, deren Leistung größer als $4,6 \text{ kW}_{el}$ ist. Im Bild 3.10 ist eine mögliche Variante der

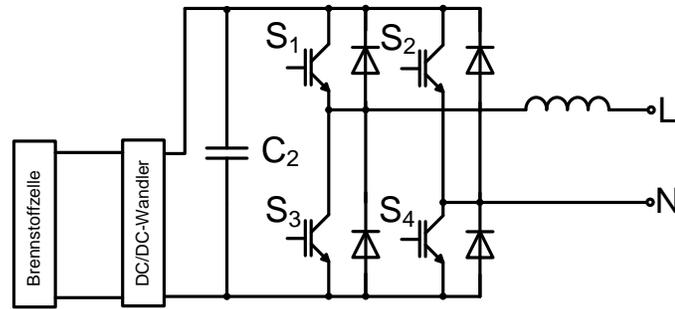


Bild 3.9: Netzeinspeisung durch einen DC/DC-Wandler mit einem HF-Trafo und einen Wechselrichter mit einem Gleichspannungszwischenkreis

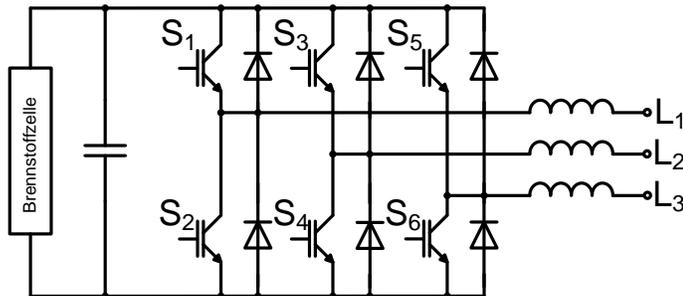


Bild 3.10: Energieeinspeisung in das dreiphasige Netz über einen Zwei-Punkt-Wechselrichter

Energieeinspeisung über einen Zwei-Punkt-Wechselrichter dargestellt. In diesem Fall sollte die Ausgangsspannung der Brennstoffzelle höher als der Amplitudenwert der Leiter-Leiter-Spannung sein, damit der Wechselrichter eine PWM-modulierte Spannung erzeugen kann. Beim sinusförmigen Verlauf der Phasenströme ist die Summe aller Phasenleistungen auf der Drehstromseite konstant, also auch die auf der Gleichstromseite umgesetzte Leistung [34]. Diese Art der Anbindung der Brennstoffzelle ist vorteilhaft, weil dabei der Klemmenstrom konstant bleibt. Jedoch ist die galvanische Trennung zwischen der Brennstoffzelle und dem Netz vorzusehen, wie es am Anfang des Abschnitts 3.3 bereits erwähnt wurde. Die Ausgangsklemmen werden beim Zwei-Punkt-Wechselrichter mit dem positiven oder negativen Zwischenkreispotential verbunden. Um die Spannungsbelastung der Halbleiter zu verringern, können Drei-Punkt-Wechselrichter eingesetzt werden.

Ein Drei-Punkt-Wechselrichter, Bild 3.11, ermöglicht drei verschiedene Potentiale an den Ausgangsklemmen. Dabei weist die Treppenkurve eine bessere Annäherung an die Sinusform auf. Die höheren Harmonischen werden dadurch stark vermindert. Obwohl der Drei-Punkt-Wechselrichter einen größeren Bauelementeaufwand hat, werden die Halbleiter nur mit der Hälfte der Zwischenkreisspannung zuzüglich Spannungsspitzen, die durch Schaltvorgänge entstanden sind, belastet.

Weiterhin sieht [85] sowohl die Spannungs- und Frequenzgrenzen als auch die weiteren Bedin-

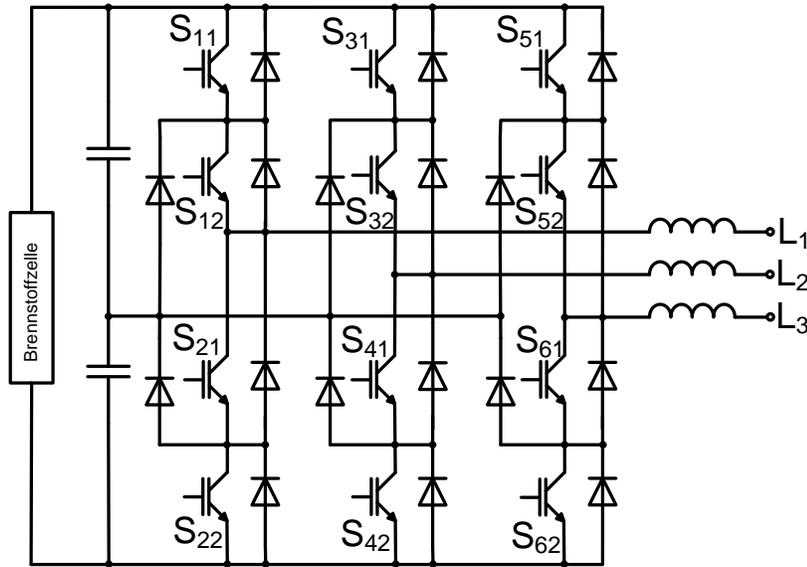


Bild 3.11: Energieeinspeisung in das dreiphasige Netz über einen Drei-Punkt-Wechselrichter

gungen vor, bei denen die Anlage abgeschaltet werden muss. Des weiteren wird die Sicherheit gegen unbeabsichtigten Inselbetrieb gefordert. In dieser Situation wird das Teilnetz mit dezentralen Energieerzeugungsanlagen vom Verbundnetz getrennt. Ursachen dafür sind z. B. Auslösen von Schutzeinrichtungen, Schalthandlungen des Netzbetreibers oder Ausfälle. Bei einem unbeabsichtigtem Inselnetzbetrieb kann der Netzbetreiber Spannung und Frequenz des getrennten Netzes nicht mehr beeinflussen [33, 35].

3.4. Zusammenfassung von Kapitel 3

Im Kapitel 3 wurden leistungselektronische Stellglieder diskutiert. Es wurden mehrere DC/DC-Wandlerschaltungen verglichen. Unter Berücksichtigung anwendungsspezifischer Anforderungen, wie z. B. kontinuierlicher Eingangsstrom, wurden Hochsetzsteller ohne galvanische Trennung und Gegentakt-Durchflusswandler als Vollbrückenschaltung mit Stromeingang und Spannungsausgang als mögliche Topologien für die Anwendung mit Brennstoffzellen betrachtet. Bei der einphasigen Einspeisung ins Netz mit Hilfe von Wechselrichtern ist zu beachten, dass die Ausgangsleistung zwischen Null und dem zweifachen Mittelwert mit doppelter Netzfrequenz pendelt. Dieser Betrieb ist für eine Brennstoffzelle unerwünscht, deswegen wird bei einer Leistung von mehr als 4,6 kW_{el} die Energieeinspeisung in das dreiphasige Netz bevorzugt. Ein Drei-Punkt-Wechselrichter im Vergleich zu einem Zwei-Punkt-Wechselrichter ermöglicht bei konstanter Zwischenkreisspannung und Schaltfrequenz einen geringeren Anteil an Oberschwingungen des eingespeisten Stroms.

4. Regelung leistungselektronischer Stellglieder

In dezentralen Energieversorgungssystemen können Brennstoffzellen als Energiequellen und Batterien als Energiepuffer verwendet werden. Eine mögliche Struktur dieses Energieversorgungssystems wird in Kapitel 4.1 erläutert. Im Rahmen eines Energiemanagementkonzeptes wird die geforderte momentane Leistung für jedes Element berechnet. Durch die Regelung des Stroms und der Spannung leistungselektronischer Stellglieder werden die benötigte Leistung eingestellt und die Energieflüsse gesteuert.

In diesem Kapitel wird die Regelung zweier DC/DC-Wandlerschaltungen betrachtet. Diese können in Energieversorgungssystemen mit Brennstoffzellen benutzt werden. Der Brücken-zweig und der Gegentakt-Durchflusswandler als Vollbrückenschaltung mit Stromeingang und Spannungsausgang werden als Regelstrecken definiert. Die beiden Regelgrößen hierbei sind Ausgangsspannung und Eingangsstrom. Der Ansatz für die beiden DC/DC-Wandlerschaltungen ist der gleiche: Es wird zunächst die Eingangsstromregelung erläutert und anschließend die Ausgangsspannungsregelung.

Als erster DC/DC-Wandler wird in Kapitel 4.2 der Brücken-zweig oder der Zwei-quadranten-steller mit Stromumkehr analysiert und sein Modell ermittelt. Hier wird die Stromregelung in bezogenen Größen betrachtet. Zunächst wird ein I-Regler betrachtet. Die Regelung des Eingangsstroms auf der Niederspannungsseite findet nach dem Betragsoptimum mit Störgrö-ßen-aufschaltung statt. Daraufhin wird eine schnellere Variante – ein PI-Regler – vorgeschla-gen. Bei jedem Regler, sowohl I- als auch PI-, wird das getaktete und das gemittelte Modell des Brücken-zweiges miteinander verglichen, um die Modellbildung zu verifizieren. Anschlie-ßend wird die Ausgangsspannung mittels eines PI-Reglers und eines Zustandsreglers geregelt. Danach werden die beiden Regelungsarten miteinander verglichen.

Weiterhin wird in Kapitel 4.3 der Gegentakt-Durchflusswandler als Vollbrückenschaltung mit dem Stromeingang und dem Spannungsausgang analysiert. Wie beim Brücken-zweig wird zunächst die Regelung des Eingangsstroms in bezogenen Größen auf der Niederspannungsseite betrachtet. Es wird ein I-Regler und ein PI-Regler eingesetzt, wobei der zweite eine bessere Dynamik ermöglicht. Bei den beiden Stromreglern werden die getakteten und die gemittelten Modelle miteinander verglichen.

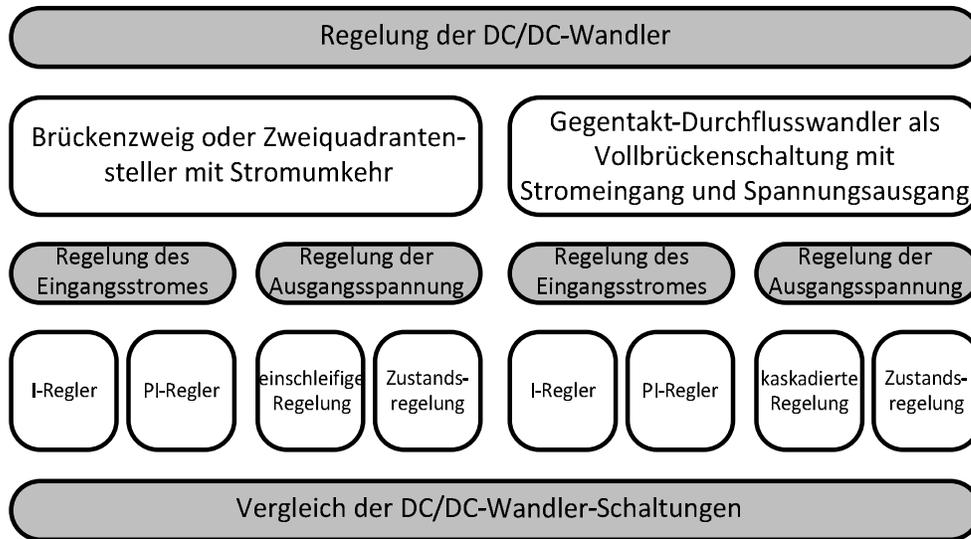


Bild 4.1: Struktur der Regelung leistungselektronischer Stellglieder

Die in Kapitel 4 erörterten Themen sind in Bild 4.1 zusammengefasst. Dabei ist ersichtlich, welche Regelungsarten für welchen Wandler verwendet werden.

4.1. Energieversorgungssystem mit Brennstoffzellen und Regelungsstruktur des Hochsetzstellers

Eine mögliche Variante eines Energieversorgungssystems mit Brennstoffzellen wird im Bild 4.2 dargestellt. Die Brennstoffzelle fungiert als Energiequelle und die Batterie als Energiespeicher. Wie im ersten Absatz von Kapitel 4 bereits erwähnt wurde, werden die Energieflüsse durch die Regelung leistungselektronischer Stellglieder gesteuert. Die Stromregelung beider DC/DC-Wandler beeinflusst die in den Zwischenkreis fließende Energie. Der Wechselrichter dient der Einspeisung der Wirkleistung ins Netz und der Blindleistungskompensation. In Kapitel 6 wird dies detaillierter beschrieben.

Tabelle 4.1 gibt eine Übersicht der geregelten Größen in einem dezentralen Energieversorgungssystem. Alle verwendeten Regelansätze für DC/DC-Wandler befinden sich in Übereinstimmung mit der Struktur in Bild 4.1. Grundsätzlich wird zwischen einem netzgekoppelten Betrieb und einem Inselbetrieb unterschieden. Im netzgekoppelten Betrieb wird sowohl der Ausgangsstrom einer Brennstoffzelle i_{BZ} als auch der Batteriestrom i_{Batt} vom jeweiligen DC/DC-Wandler geregelt. Die Regelung der Zwischenkreisspannung erfolgt über einen Wechselrichter. Wenn sich das Energieversorgungssystem im Inselbetrieb befindet, übernimmt der DC/DC-Wandler der Batterie die Regelung der Zwischenkreisspannung. Die Ausgangsspannung des Energieversorgungssystems wird vom Wechselrichter geregelt.

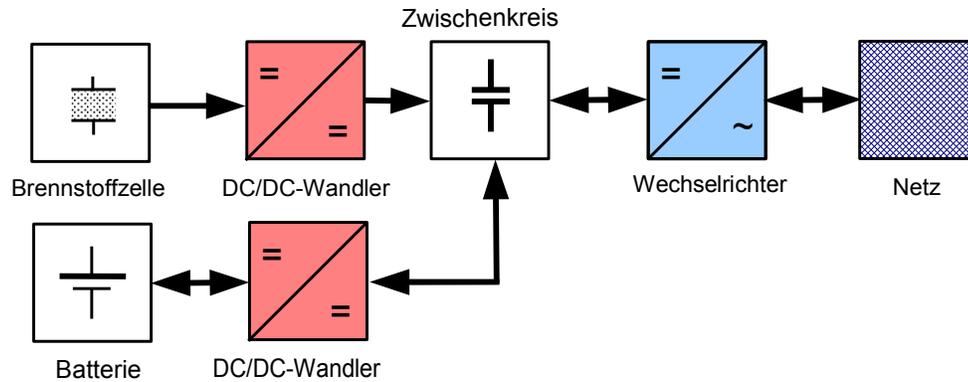


Bild 4.2: Energieversorgungssystem mit Brennstoffzelle und Batterie

Tabelle 4.1.: Übersicht der geregelten Größen in einem dezentralen Energieversorgungssystem

	Brennstoffzelle	Batterie	Wechselrichter
netzgekoppelt	i_{BZ}	i_{Batt}	U_{ZK}
Inselbetrieb	i_{BZ}	U_{ZK}	U_{WR}

Regelungssysteme benötigen grundsätzlich eine Rückführung. In DC/DC-Wandlern sollte gewöhnlich die Ausgangsspannung bei der Eingangsspannungsänderung oder Laständerung konstant geregelt werden. Dies wird durch eine Gestaltung des Regelkreises realisiert. Der Sollwert für die Ausgangsspannung wird mit dem Istwert verglichen. Die Differenz zwischen diesen beiden Werten dient als Eingang für die Regeleinrichtung, die eine Stellgröße entsprechend ändert. Der Spannungssollwert ist häufig eine konstante Größe in DC/DC-Wandlern oder ein sinusförmiges Signal in Wechselrichtern.

Die in einem leistungselektronischen Stellglied stattfindenden Prozesse lassen sich mit Hilfe mathematischer Gleichungen beschreiben. Das aufgrund dieser Gleichungen ermittelte Modell berücksichtigt die wichtigen Eigenschaften des Systems. Dabei werden die weiteren Eigenschaften, die keinen wesentlichen Einfluss auf das Verhalten des Gesamtsystems haben, vernachlässigt. Dazu gehört z. B. die taktfrequente Welligkeit, die durch Ein- und Ausschalten der Halbleiter verursacht wird. Im Fall des Wandlermodells ohne Berücksichtigung der taktfrequenten Welligkeit spricht man von einem gemittelten Modell [36, 37]. Ein Beispiel eines Regelungssystems wird im Bild 4.3 dargestellt [38].

In den nachfolgenden Kapiteln werden verschiedene Regelungsarten betrachtet: die klassische Regelung im Frequenzbereich mittels eines I- oder PI-Reglers und die Zustandsregelung [38–43]. In beiden Fällen wird das gemittelte Modell des Wandlers für den Reglerentwurf eingesetzt. Die anschließende Überprüfung der entworfenen Regelung an einem Modell im Zeitbereich verifiziert die vorhergehende Vereinfachung dieses Modells.

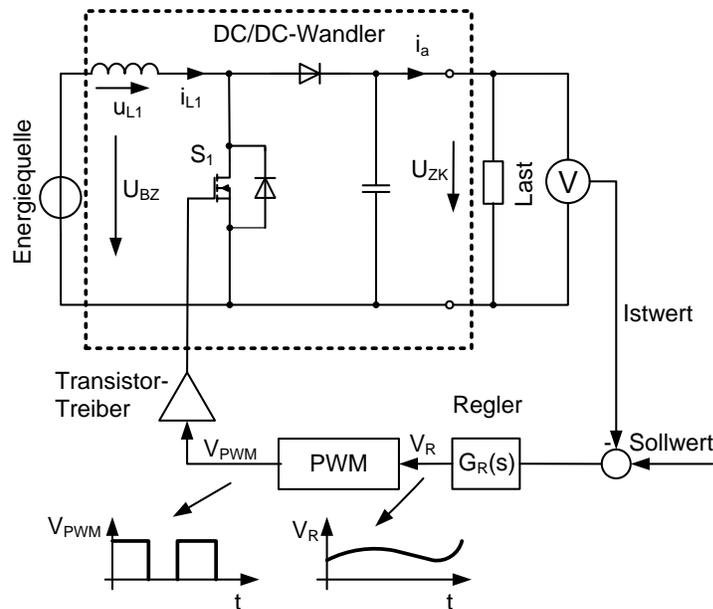


Bild 4.3: Einfaches DC/DC-Regelungssystem am Beispiel eines Hochsetzstellers und einer Spannungsrückführung

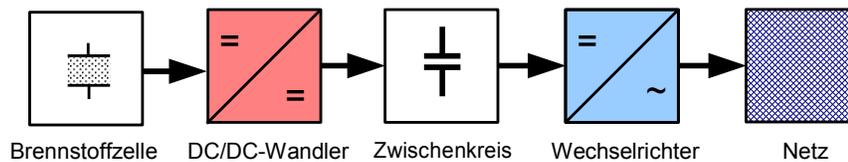


Bild 4.4: Anbindung einer Brennstoffzelle an das Netz

4.2. Regelung des Brückenweiges oder des Zweiquadrantenstellers mit Stromumkehr

Die Ausgangsspannung der Brennstoffzelle muss auf einen höheren Pegel gesetzt werden, um der Eingangsspannung des Verbrauchers zu entsprechen. Eine mögliche Variante der Anbindung einer Brennstoffzelle (BZ) an das Netz wird im Bild 4.4 aufgeführt. Ein DC/DC-Wandler ist zwischen Brennstoffzelle und Wechselrichter angeschlossen. In diesem Fall funktioniert der DC/DC-Wandler im Hochsetzstellerbetrieb. Es ist die einfachste Variante die Ausgangsspannung der Brennstoffzelle auf den gewünschten Pegel hochzusetzen. Eine Motivation dafür ist meistens die niedrige Ausgangsspannung der Brennstoffzelle. Ein bidirektionaler DC/DC-Wandler wird in Energieversorgungssystemen mit Brennstoffzellen benutzt, um Puffer-Batterien mit einem Zwischenkreis zu verbinden. Die Energie wird bei hoher Last in den Zwischenkreis gespeist und bei niedrigerer Last in der Batterie gespeichert. Dieser Wandler soll den Hoch- und Tiefsetzstellerbetrieb ermöglichen.

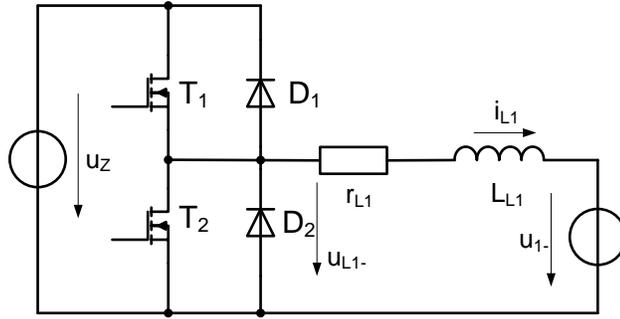


Bild 4.5: Brückenzeig oder Zweiquadrantensteller mit Stromumkehr mit Spannungsquellen u_Z , u_{1-} auf der Hoch- und Niederspannungsseite

4.2.1. Modellbildung

Ein Beispiel des zuvor erläuterten DC/DC-Wandlers ist im Bild 4.5 dargestellt. Durch den ohmschen Widerstand der Drossel wird der Drosselstrom begrenzt. Im geschlossenen Regelkreis kann der Drosselstrom auf den gewünschten Sollwert geregelt werden. Die Schaltung kann abhängig von der Stromrichtung im Hoch- und Tiefsetzstellerbetrieb funktionieren. Unter Berücksichtigung des Funktionsmodells schaltet der Regler die Transistoren T_1 und T_2 , dass der Drosselstrom den Sollwert erreicht.

Mathematisch lässt sich der Brückenzeig unter Berücksichtigung des ohmschen Widerstandes r_{L1} der Drossel L_{L1} wie folgt beschreiben.

Wenn T_1/D_1 leitend sind, gilt folgende Gleichung:

$$u_{1-} = -L_{L1} \frac{di_{L1}}{dt} - r_{L1} \cdot i_{L1} + u_Z \quad (4.1)$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{u_Z - u_{1-} - r_{L1} \cdot i_{L1}}{L_{L1}} \quad (4.2)$$

Unter Berücksichtigung der Bezugsgrößen I_{L1N} , U_{ZN} :

$$\frac{d \frac{i_{L1}}{I_{L1N}}}{dt} = \frac{\frac{u_Z}{U_{ZN}} - \frac{u_{1-}}{U_{ZN}} - r_{L1} \cdot \frac{I_{L1N}}{U_{ZN}} \cdot \frac{i_{L1}}{I_{L1N}}}{L_{L1} \cdot \frac{I_{L1N}}{U_{ZN}}} \quad (4.3)$$

Wenn T_2/D_2 leitend sind, gilt folgende Gleichung:

$$u_{1-} = -L_{L1} \frac{di_{L1}}{dt} - r_{L1} \cdot i_{L1} \quad (4.4)$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{-u_{1-} - r_{L1} \cdot i_{L1}}{L_{L1}} \quad (4.5)$$

4. Regelung leistungselektronischer Stellglieder

mit bezogenen Größen:

$$\frac{d \frac{i_{L1}}{I_{L1N}}}{dt} = \frac{-\frac{u_{1-}}{U_{ZN}} - r_{L1} \cdot \frac{I_{L1N}}{U_{ZN}} \cdot \frac{i_{L1}}{I_{L1N}}}{L_{L1} \cdot \frac{I_{L1N}}{U_{ZN}}} \quad (4.6)$$

Bei der Mittelwertbildung ist eine hohe Taktfrequenz eine Voraussetzung, so dass eine Taktperiode viel kleiner ist als die Zeitkonstante der Drossel. Es sei angenommen, dass alle Größen während dieser Periode konstant bleiben; dann lässt sich der Drosselstrom wie folgt berechnen:

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{i}_{L1}}{dt} &= a \cdot \frac{\frac{u_Z}{U_{ZN}} - \frac{u_{1-}}{U_{ZN}} - r_{L1} \cdot \frac{I_{L1N}}{U_{ZN}} \cdot \frac{i_{L1}}{I_{L1N}}}{L_{L1} \cdot \frac{I_{L1N}}{U_{ZN}}} - (1-a) \cdot \frac{\frac{u_{1-}}{U_{ZN}} + r_{L1} \cdot \frac{I_{L1N}}{U_{ZN}} \cdot \frac{i_{L1}}{I_{L1N}}}{L_{L1} \cdot \frac{I_{L1N}}{U_{ZN}}} \\ &= \frac{1}{L_{L1} \cdot \frac{I_{L1N}}{U_{ZN}}} \cdot \left(a \cdot \frac{u_Z}{U_{ZN}} - \frac{u_{1-}}{U_{ZN}} - r_{L1} \cdot \frac{I_{L1N}}{U_{ZN}} \cdot \frac{i_{L1}}{I_{L1N}} \right) \end{aligned} \quad (4.7)$$

$$\frac{d\bar{i}_{L1}}{dt} = \frac{1}{\bar{L}_{L1}} \cdot (a \cdot \bar{u}_Z - \bar{u}_{1-} - \bar{r}_{L1} \cdot \bar{i}_{L1}) \quad (4.8)$$

mit bezogenen Größen:

$$\begin{aligned} \bar{i}_{L1} &= \frac{i_{L1}}{I_{L1N}} \\ \bar{u}_Z &= \frac{u_Z}{U_{ZN}} \\ \bar{u}_{1-} &= \frac{u_{1-}}{U_{ZN}} \end{aligned} \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} \bar{L}_{L1} &= L_{L1} \cdot \frac{I_{L1N}}{U_{ZN}} \\ \bar{r}_{L1} &= r_{L1} \cdot \frac{I_{L1N}}{U_{ZN}} \end{aligned} \quad (4.10)$$

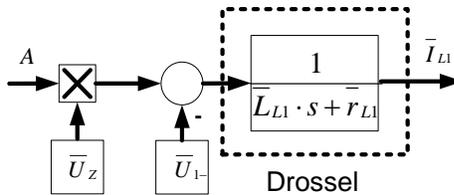
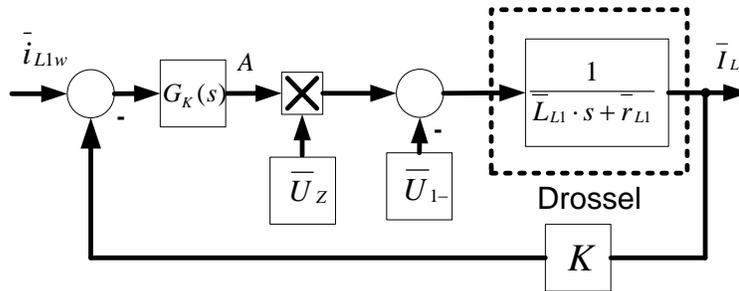
Laplace-Transformation von 4.8 – unter Voraussetzung \bar{U}_Z ist konstant:

$$s \cdot \bar{I}_{L1} = \frac{1}{\bar{L}_{L1}} \cdot (A \cdot \bar{U}_Z - \bar{U}_{1-} - \bar{r}_{L1} \cdot \bar{I}_{L1}) \quad (4.11)$$

Die Übertragungsfunktion lässt sich demnach folgendermaßen ermitteln:

$$\bar{I}_{L1} = \frac{1}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1}} \cdot (A \cdot \bar{U}_Z - \bar{U}_{1-}) \quad (4.12)$$

Die Drossel wird als PT1-Glied dargestellt und ein mögliches Strukturbild des physikalischen gemittelten Modells des Brückenweiges mit der Regelgröße \bar{i}_{L1} , der Stellgröße a und den Störgrößen \bar{u}_Z , \bar{u}_{1-} ist im Bild 4.6 abgebildet.


Bild 4.6: Strukturbild des physikalischen gemittelten Modells des Brückenweiges

Bild 4.7: Allgemeines Strukturbild der Regelung des Eingangstroms im Brückenweig

Die Übertragungsfunktion der Drossel mit dem ohmschen Widerstand, die den Zusammenhang zwischen dem Drosselstrom und der Drosselspannung darstellt, sieht wie folgt aus:

$$G(s) = \frac{1}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1}} \quad (4.13)$$

Die Regelungsstruktur des Eingangstroms wird im Bild 4.7 dargestellt und die Reglerdimensionierung wird im Kapitel 4.2.2 näher betrachtet.

Die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises nach [42] lässt sich folgendermaßen ermitteln:

$$F_0(s) = G_K(s) \cdot \frac{K \cdot \bar{U}_Z}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1}} \quad (4.14)$$

Die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises sieht wie folgt aus:

$$\bar{I}_{L1} = \frac{1}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1}} \cdot (G_K(s) \cdot (\bar{I}_{L1w} - K \cdot \bar{I}_{L1}) \cdot \bar{U}_Z - \bar{U}_{1-}) \quad (4.15)$$

$$\bar{I}_{L1} \cdot \left(1 + \frac{K}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1}} \cdot \bar{U}_Z \cdot G_K(s) \right) = \frac{1}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1}} \cdot \bar{U}_Z \cdot G_K(s) \cdot \bar{I}_{L1w} - \frac{1}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1}} \cdot \bar{U}_{1-} \quad (4.16)$$

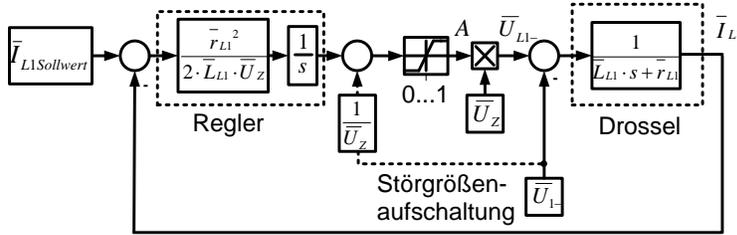


Bild 4.8: Struktur der Regelung des Eingangsstroms mittels eines I-Reglers mit einer Störgrößenaufschaltung

$$\bar{I}_{L1} = \frac{\bar{U}_Z \cdot G_K(s)}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1} + K \cdot \bar{U}_Z \cdot G_K(s)} \cdot \bar{I}_{L1w} - \frac{1}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1} + K \cdot \bar{U}_Z \cdot G_K(s)} \cdot \bar{U}_{1-} \quad (4.17)$$

Bei konstanter Spannung $\bar{U}_Z = const$ und für die Führungsgröße I_{L1w} lassen sich die Führungs- und Stör-Übertragungsfunktionen folgenderweise ermitteln:

$$F_w(s) = \frac{\bar{U}_Z \cdot G_K(s)}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1} + K \cdot \bar{U}_Z \cdot G_K(s)} \quad (4.18)$$

$$F_z(s) = -\frac{1}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1} + K \cdot \bar{U}_Z \cdot G_K(s)} \quad (4.19)$$

4.2.2. Regelung des Eingangsstroms

4.2.2.1. Stromregelung nach dem Betragsoptimum mittels eines I-Reglers mit Störgrößenaufschaltung

Die Regelungsmethode im Frequenzbereich wird als klassisch bezeichnet. Das bedeutet, dass I-, PI-, PID-Regler im Folgenden ebenfalls als klassisch bezeichnet werden. Die Regelung des Drosselstroms wird in diesem Beispiel mit dem I-Regler realisiert, der nach dem Betragsoptimum dimensioniert wurde.

Die Spannungen auf der Hoch- und Niederspannungsseite werden als Störgrößen betrachtet. Um deren Einfluss auf die dynamischen Eigenschaften des Regelkreises zu minimieren, wird eine Störgrößenaufschaltung eingesetzt. Darunter wird die Rückführung einer Störgröße in den Reglerbereich verstanden, um die Wirkung dieser Störgröße auf den Regelkreis zu kompensieren. Dieses Verfahren verbessert die Dynamik des Regelungssystems. Dabei soll die Störgröße mit geringem Aufwand messbar sein. Die Regelungsstruktur mit einem I-Regler wird unter Berücksichtigung der Gleichung (4.12) im Bild 4.8 dargestellt.

Die gemittelten und getakteten Modelle werden anschließend miteinander verglichen. Der Drosselstrom kann positive und negative Werte annehmen, welche durch die Sollwertvorgabe

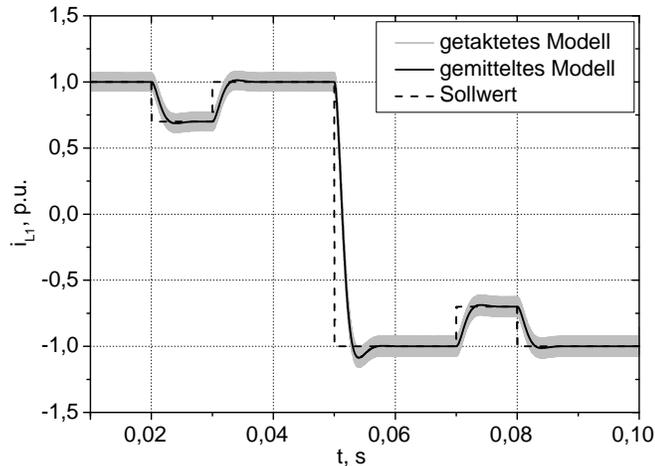


Bild 4.9: Regelung des Eingangsstroms im Brückenweig mit einem I-Regler mit Störgrößenumschaltung für getaktete und gemittelte Wandlermodelle, Simulation bei $\bar{r}_{L1} = 0,15$, $\bar{L}_{L1} = 100 \cdot 10e^{-6}$, $\bar{U}_{1-} = 0,6$, $\bar{U}_Z = 1$

bestimmt werden. Das Vorzeichen des Drosselstroms bestimmt den Operationsmodus des Wandlers. Die Ergebnisse sind im Bild 4.9 abgebildet. Der Stromsollwert nimmt darin sowohl positive als auch negative Werte an. Bei $t = 20$ ms ändert sich der Stromsollwert von 1 auf 0,75 und kehrt zurück auf 1 bei $t = 30$ ms. Anschließend wiederholt sich die Sollwertänderung im negativen Strombereich.

Die dynamischen Eigenschaften des Regelungssystems sind einerseits von den Reglerparametern und andererseits von den Drosselparametern abhängig. Die Geschwindigkeit der Steigerung oder Senkung des Drosselstroms di/dt ist durch die Induktivität L_{L1} begrenzt. Das bedeutet beispielsweise im Hochsetzstellerbetrieb: wenn der Transistor T_1 schon leitend ist, erreicht der Drosselstrom den Sollwert unter einer bestimmten Neigung, deren Grad von der Induktivität abhängig ist.

4.2.2.2. Regelung des Stroms mittels eines PI-Reglers

Die Übertragungsfunktion der Regelstrecke ist ein PT1-Glied, wie es in Formel 4.13 aufgeführt wird. Zur Regelung des PT1-Gliedes können verschiedene Reglertypen eingesetzt werden. Zwar verleiht ein P-Regler der Regelstrecke die guten dynamischen Eigenschaften und die Reaktionsgeschwindigkeit, jedoch wird keine stationäre Genauigkeit gewährleistet. Ein I-Regler seinerseits ermöglicht die stationäre Genauigkeit, aber regelt den Fehler zu langsam aus. Der stationär exakte und schnellere PI-Regler wäre eine Variante, die die Vorteile von beiden vereinigt. Die Reglerdimensionierung erfolgt unter Berücksichtigung eines parasitären ohmschen Widerstandes der Drossel. Das Ziel der Regelung ist es, dem geschlossenen Regelkreis die Eigenschaften des PT1-Gliedes zu verleihen.

4. Regelung leistungselektronischer Stellglieder

Mit einem PI-Regler $G_K(s) = K_R \cdot \frac{1 + T_R \cdot s}{s}$ mit $K_R > 0$, $T_R > 0$ nach den Gleichungen (4.18) und (4.19) lassen sich folgende Übertragungsfunktionen aufstellen:

$$\begin{aligned} F_w(s) &= \frac{\bar{U}_Z \cdot K_R \cdot \frac{1 + T_R \cdot s}{s}}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1} + K \cdot \bar{U}_Z \cdot K_R \cdot \frac{1 + T_R \cdot s}{s}} \\ &= \frac{K_R \cdot T_R \cdot \bar{U}_Z \cdot s + K_R \cdot \bar{U}_Z}{\bar{L}_{L1} \cdot s^2 + (K \cdot K_R \cdot T_R \cdot \bar{U}_Z + \bar{r}_{L1}) \cdot s + K \cdot K_R \cdot \bar{U}_Z} \end{aligned} \quad (4.20)$$

$$\begin{aligned} F_z(s) &= -\frac{1}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1} + K \cdot \bar{U}_Z \cdot K_R \cdot \frac{1 + T_R \cdot s}{s}} \\ &= -\frac{s}{\bar{L}_{L1} \cdot s^2 + (K \cdot K_R \cdot T_R \cdot \bar{U}_Z + \bar{r}_{L1}) \cdot s + K \cdot K_R \cdot \bar{U}_Z} \end{aligned} \quad (4.21)$$

Die Pole der Übertragungsfunktionen $F_w(s)$ und $F_z(s)$ werden wie folgt ermittelt:

$$0 = \bar{L}_{L1} \cdot s^2 + (K \cdot K_R \cdot T_R \cdot \bar{U}_Z + \bar{r}_{L1}) \cdot s + K \cdot K_R \cdot \bar{U}_Z \quad (4.22)$$

$$s_{1,2} = \frac{-(K \cdot K_R \cdot T_R \cdot \bar{U}_Z + \bar{r}_{L1}) \pm \sqrt{(K \cdot K_R \cdot T_R \cdot \bar{U}_Z + \bar{r}_{L1})^2 - 4 \cdot \bar{L}_{L1} \cdot K \cdot K_R \cdot \bar{U}_Z}}{2 \cdot \bar{L}_{L1}} \quad (4.23)$$

Befinden sich die Pole in der linken komplexen Halbebene, ist das System stabil $\Re\{s_{1,2}\} < 0$

Die Sprungantwort des Systems für $\bar{i}_{L1w}(t) = \sigma(t)$, $u_{1-} = \bar{U}_{1-0} \cdot \sigma(t)$ lässt sich wie folgt definieren:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \bar{i}_{L1}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \left(s \cdot \frac{K_R \cdot T_R \cdot \bar{U}_Z \cdot s + K_R \cdot \bar{U}_Z}{\bar{L}_{L1} \cdot s^2 + (K \cdot K_R \cdot T_R \cdot \bar{U}_Z + \bar{r}_{L1}) \cdot s + K \cdot K_R \cdot \bar{U}_Z} \cdot \frac{1}{s} \right) \quad (4.24)$$

$$\begin{aligned} &= -s \cdot \frac{s}{\bar{L}_{L1} \cdot s^2 + (K \cdot K_R \cdot T_R \cdot \bar{U}_Z + \bar{r}_{L1}) \cdot s + K \cdot K_R \cdot \bar{U}_Z} \cdot \frac{\bar{U}_{1-0}}{s} \\ &= \frac{1}{K} \quad \Rightarrow \text{stationär genau für } K = 1 \end{aligned} \quad (4.25)$$

Der PI-Regler wird für einen aperiodischen Grenzfall nach der Gleichung (4.23) folgendermaßen ausgelegt:

$$0 = (K \cdot K_R \cdot T_R \cdot \bar{U}_Z + \bar{r}_{L1})^2 - 4 \cdot \bar{L}_{L1} \cdot K \cdot K_R \cdot \bar{U}_Z \quad (4.26)$$

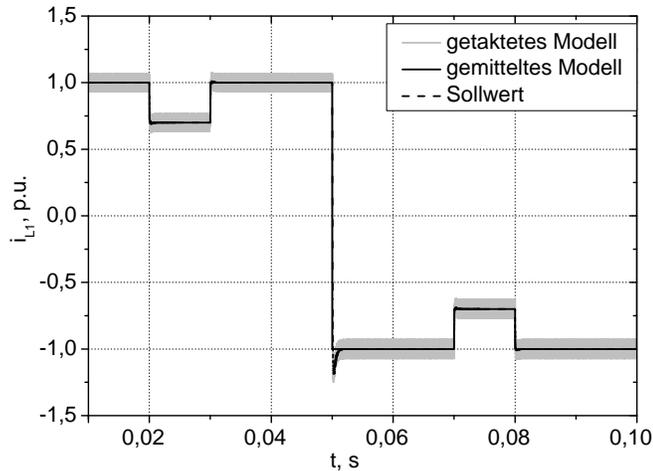


Bild 4.10: Regelung des gemittelten Modells des Brückenweiges durch einen PI-Regler, Simulation bei $\bar{r}_{L1} = 0,15$, $\bar{L}_{L1} = 100 \cdot 10e^{-6}$, $\bar{U}_{1-} = 0,6$, $\bar{U}_Z = 1$

Mit $K = 1$ nach (4.25) und $K_R \cdot T_R = 1$, aufgrund der Begrenzung für $\bar{U}_Z = 1$, gilt:

$$0 = (1 + \bar{r}_{L1})^2 - 4 \cdot \bar{L}_{L1} \cdot K_R \quad (4.27)$$

$$K_R = \frac{(1 + \bar{r}_{L1})^2}{4 \cdot \bar{L}_{L1}} \quad (4.28)$$

$$T_R = \frac{4 \cdot \bar{L}_{L1}}{(1 + \bar{r}_{L1})^2} \quad (4.29)$$

Die Simulation der Regelung des Eingangsstroms mittels eines PI-Reglers liefert das in Bild 4.10 aufgezeigte Ergebnis. Es ist ersichtlich, dass sich der Istwert des Drosselstroms dem Sollwert aperiodisch nähert. Wird die Stromrichtung in der Drossel geändert, kann der Aussteuergrad seinen Grenzwert erreichen. Der Strom als Regelgröße weist in diesem Fall eine Überschwingung auf, obwohl der Regler für aperiodisches Verhalten ausgelegt ist.

4.2.3. Regelung der Ausgangsspannung im Hochsetzstellerbetrieb

Bei der Regelung der Ausgangsspannung soll diese konstant bleiben, ungeachtet der Eingangsspannungsänderungen oder Änderungen des effektiven Lastwiderstandes. Des Weiteren wird die Ausgangsspannung des DC/DC-Wandlers im Hochsetzstellerbetrieb betrachtet. In der Schaltung, Bild 4.11, wird die Ausgangsspannung U_Z geregelt. Die RC-Last wird an den Wandler angeschlossen. Zuerst wird ein PI-Regler betrachtet. Der Fehler in der Ausgangsspannung wird mit Hilfe des I-Teils des Reglers eliminiert. Durch die Auswahl der entsprechenden Reglerkoeffizienten des P- und I-Teils werden die gewünschten dynamischen Eigenschaften erreicht. Eine andere Methode – die Zustandsregelung – verleiht dem Regelungssystem die gewünschten dynamischen Eigenschaften durch Polvorgabe in der Komplex-

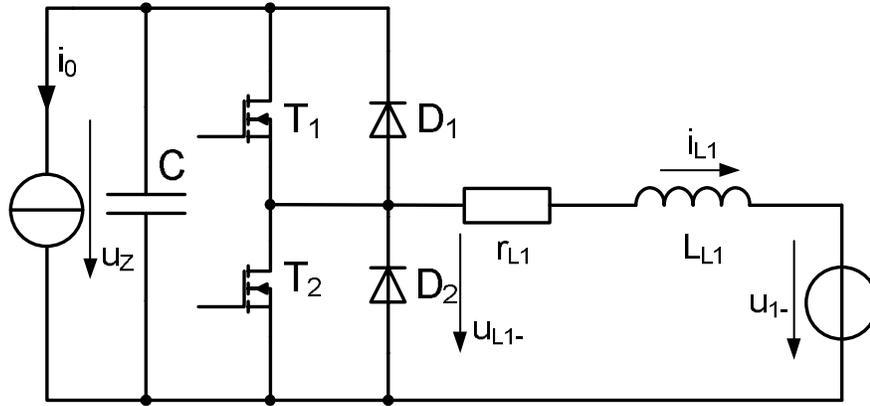


Bild 4.11: Brückenweig im Hochsetzstellerbetrieb für die Regelung der Ausgangsspannung

halbene. Der Unterschied ist aus dem Modellentwurf ersichtlich. Für die Zustandsregelung wird das Modell des Wandlers im Arbeitspunkt linearisiert. Dabei wird ein Kleinsignalmodell des Regelungssystems entworfen, welches in der näheren Umgebung des Arbeitspunktes linear bleibt.

Wenn der Transistor T_2 im Schalter T_2/D_2 gesperrt und die Diode D_1 im Schalter T_1/D_1 leitend ist, lässt sich die Schaltung mit folgenden Differentialgleichungen (4.30) und (4.31) beschreiben:

$$\begin{aligned} u_{1-} &= -L_{L1} \cdot \frac{di_{L1}}{dt} - r_{L1} \cdot i_{L1} + u_Z \\ -i_{L1} &= C \cdot \frac{du_Z}{dt} + i_0 \end{aligned} \quad (4.30)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} &= -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} \cdot i_{L1} + \frac{1}{L_{L1}} \cdot u_Z - \frac{1}{L_{L1}} \cdot u_{1-} \\ \frac{du_Z}{dt} &= -\frac{1}{C} \cdot i_{L1} - \frac{i_0}{C} \end{aligned} \quad (4.31)$$

Wenn der Transistor T_2 im Schalter T_2/D_2 leitend und die Diode D_1 im Schalter T_1/D_1 nicht leitend ist, gelten für den Brückenweig die folgenden Gleichungen (4.32) und (4.33):

$$\begin{aligned} u_{1-} &= -L_{L1} \cdot \frac{di_{L1}}{dt} - r_{L1} \cdot i_{L1} \\ i_0 &= -C \cdot \frac{du_Z}{dt} \end{aligned} \quad (4.32)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} &= -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} \cdot i_{L1} - \frac{1}{L_{L1}} \cdot u_{1-} \\ \frac{du_Z}{dt} &= -\frac{i_0}{C} \end{aligned} \quad (4.33)$$

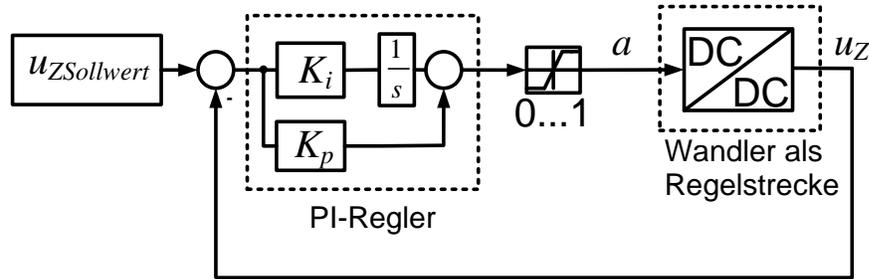


Bild 4.12: Klassische Regelung der Ausgangsspannung

4.2.3.1. Regelung der Ausgangsspannung mittels eines PI-Reglers

Die klassische Spannungsregelung wird mittels eines PI-Reglers realisiert, der nach dem Störverhalten des Regelungssystems dimensioniert wurde. Für die folgenden Schaltungsparameter $L_{L1} = 80 \mu\text{H}$, $r_{L1} = 0,125 \Omega$ und $C = 1500 \mu\text{F}$ bei einer Taktfrequenz von $f = 20 \text{ kHz}$ werden die folgenden zwei Reglerkoeffizienten ausgewählt: $K_p = 0,01 \frac{1}{\text{V}}$ und $K_i = 13,33 \frac{1}{\text{V}}$. Das Ziel bei der Auswahl der Koeffizienten für den Spannungsregler ist es, die gleiche Ausregelzeit zu erreichen wie bei der Zustandsregelung im Kapitel 4.2.3.2. Der Vergleich der beiden Regelungsarten erfolgt im Kapitel 4.2.3.3.

Die Regelungsstruktur wird im Bild 4.12 dargestellt. Das Eingangssignal des Reglers ergibt sich aus der Differenz zwischen dem Sollwert und Istwert der Ausgangsspannung. Der Ausgang des Reglers soll, wie für den Aussteuergrad, auf den Wertebereich von 0 bis 1 begrenzt werden.

Die Simulationsergebnisse im Bild 4.13 zeigen, wie das Regelungssystem auf eine Laststromänderung reagiert.

Die Messung im Bild 4.14 zeigt, wie das System auf die Änderung des Laststroms i_0 reagiert. Die Ausgangsspannung bleibt konstant, ungeachtet der Laststromänderung, die durch die Änderung des ohmschen Lastwiderstandes verursacht wird. Die Messung stimmt mit den Simulationsergebnissen im Bild 4.13 überein.

Bild 4.15 veranschaulicht, wie das System auf die Änderung der Eingangsspannung reagiert. Wenn sich die Eingangsspannung rampenförmig verändert, bleibt die Ausgangsspannung konstant, weil der PI-Regler den stationären Fehler eliminiert und die Ausgangsspannung auf dem entsprechenden Pegel hält.

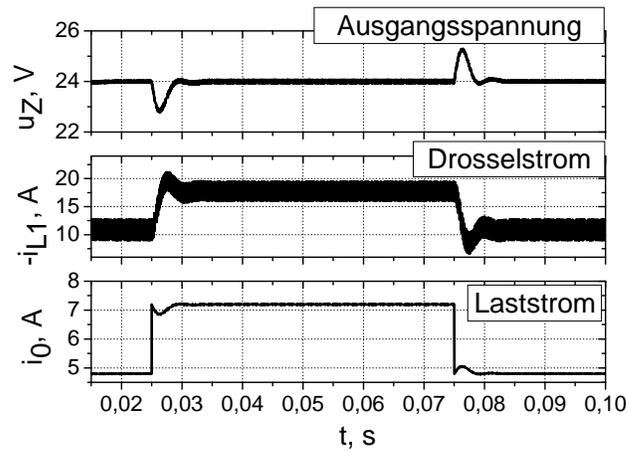


Bild 4.13: Regelung der Ausgangsspannung bei der Änderung des Laststroms von 4,8 auf 7,2 A bei 0,025 - 0,075 s

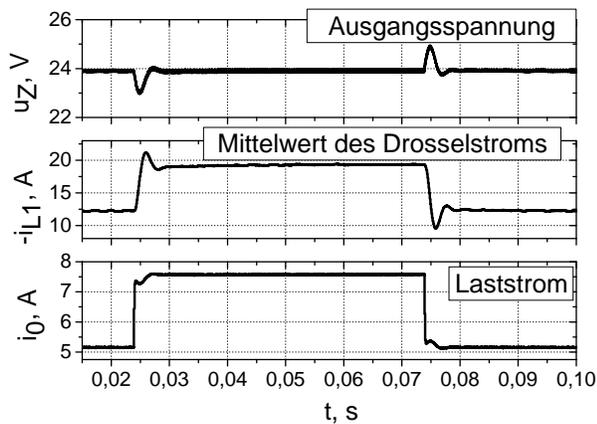


Bild 4.14: Gemessene Zeitverläufe bei der Laststromänderung für die klassische Regelung der Ausgangsspannung

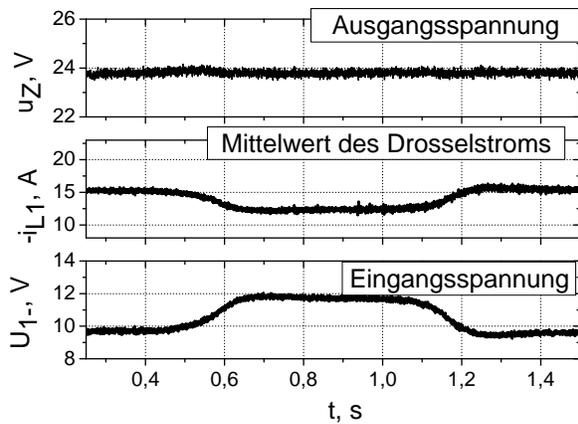


Bild 4.15: Gemessene Zeitverläufe bei Änderung der Eingangsspannung für die klassische Regelung der Ausgangsspannung

4.2.3.2. Regelung der Ausgangsspannung im Zustandsraum

Der Regelungsentwurf im Zustandsraum erfolgt in den folgenden fünf Schritten.

1. Modellbildung des Brückenzeiges. Es werden zunächst die möglichen von der Schalterstellung abhängigen Zustände der Schaltung analysiert. Anschließend wird jeder Zustand separat durch Differentialgleichungen beschrieben. Dieser Schritt wurde mit Hilfe der Gleichungen (4.30) bis (4.33) realisiert.
2. Einführung der Zustandsvariablen. Um den Wandler im Zustandsraum zu beschreiben, wird für jedes energiespeicherfähige Element eine Zustandsvariable gewählt. Es werden gewöhnlich der Strom in der Induktivität und die Spannung an der Kapazität als Zustandsvariablen gewählt. Die vorher erstellten Differentialgleichungen werden in Matrizen-Form umgewandelt, wie Gleichung (4.35) veranschaulicht.
3. Neue Systembeschreibung in allgemeiner Form. In diesem Schritt werden die Matrizen-gleichungen von jedem Zustand miteinander gekoppelt, um ein gemeinsames Modell, das die ganze Taktperiode der Schaltung beschreibt, zu bekommen. An dieser Stelle wird ein Gewichtsparameter gewählt, der die Dauer jedes Zustandes bestimmt. Durch diesen Parameter wird das Modell gemittelt. Der Aussteuergrad gilt als Gewichtsparameter in leistungselektronischen Schaltungen, siehe Gleichung (4.41).
4. Bestimmung der Steuerbarkeit des Systems. Das gemittelte Modell wird an dieser Stelle anhand des Steuerbarkeitskriteriums analysiert. Demnach zeigt Gleichung (4.50), ob das gemittelte Modell vollständig steuerbar ist. Die Steuerbarkeit des Systems ist eine Voraussetzung dafür, dass das System geregelt werden kann.
5. Reglerentwurf. Im letzten Schritt wird ein Regler berechnet, der dem System die gewünschten dynamischen Eigenschaften verleiht und stationäre Genauigkeit gewährleistet.

Bei dieser Variante der Regelung werden zwei Arten von Störungen betrachtet. Die erste ist die Laststromänderung, die durch die Laständerung verursacht wird. Die zweite ist die Änderung der Eingangsspannung. Es werden zwei Varianten der Zustandsregelung betrachtet, der Unterschied liegt hierbei in der Anzahl der Zustandsvariablen. Ausgangsspannung und Drosselstrom sind im ersten Fall die ausgewählten Zustandsvariablen. Im zweiten Fall wird das Integral der Ausgangsspannung als eine zusätzliche Zustandsvariable hinzugefügt. Das Regelungssystem soll um den Arbeitspunkt herum linearisiert werden, weil die Systemmatrix den Aussteuergrad enthält, weshalb das System nicht linear ist [44, 45].

Die allgemeine Beschreibung des Regelungssystems im Zustandsraum, wie in Gleichung (4.34) dargestellt, lautet folgendermaßen:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u} + \mathbf{E} \cdot \mathbf{z} \quad (4.34)$$

Die folgenden Gleichungen beschreiben das System in Matrix-Form, die als Basis für die Regelung der Ausgangsspannung genutzt wird. Jede der zwei Gleichungen ist für ein Intervall der Taktperiode des Transistors T_2 gültig. Unter Berücksichtigung des ohmschen Widerstandes der Drossel sehen die Gleichungen wie folgt aus.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{u}_Z \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & \frac{1}{L_{L1}} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ u_Z \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{L1}} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [U_{1-}] + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \cdot [i_0] \\ \begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{u}_Z \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ u_Z \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{L1}} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [U_{1-}] + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \cdot [i_0] \end{aligned} \quad (4.35)$$

Um Gleichung (4.35) in derselben Form wie Gleichung (4.34) darzustellen, werden Matrizen eingesetzt:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & \frac{1}{L_{L1}} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{L1}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{L1}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

$$\mathbf{E}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad \mathbf{E}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ u_Z \end{bmatrix} \quad \mathbf{u} = [U_{1-}] \quad (4.39)$$

$$\mathbf{z} = [i_0] \quad (4.40)$$

Das Modell wird über eine Taktperiode gemittelt, wie die folgenden Gleichungen zeigen:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_M &= \mathbf{A}_1 \cdot a + \mathbf{A}_2 \cdot a^* \\ \mathbf{B}_M &= \mathbf{B}_1 \cdot a + \mathbf{B}_2 \cdot a^* \\ \mathbf{E}_M &= \mathbf{E}_1 \cdot a + \mathbf{E}_2 \cdot a^* \end{aligned} \quad (4.41)$$

mit a – Aussteuergrad des Transistors T_2 und $a^* = (1 - a)$. Die Matrizen \mathbf{A}_M , \mathbf{B}_M , \mathbf{E}_M sind die gemittelten Matrizen, die das System innerhalb einer Taktperiode beschreiben. Mit dem Ziel, das System um den Arbeitspunkt zu linearisieren, werden alle Veränderlichen durch ihren konstanten Wert und eine kleine Abweichung ersetzt:

$$\begin{aligned}\vec{x} &= \bar{\mathbf{X}} + \Delta \vec{x} \\ a &= A + \Delta a \\ u_{1-} &= U_{1-} + \Delta u_{1-} \\ i_0 &= I_0 + \Delta i_0\end{aligned}\tag{4.42}$$

Dann lässt sich die Gleichung 4.34 wie folgt umwandeln:

$$\begin{aligned}\dot{\vec{x}} + \Delta \dot{\vec{x}} &= [\mathbf{A}_1 \cdot (A + \Delta a) + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - (A + \Delta a))] \cdot (\vec{x} + \Delta \vec{x}) \\ &\quad + [\mathbf{B}_1 \cdot (A + \Delta a) + \mathbf{B}_2 \cdot (1 - (A + \Delta a))] \cdot (U_{1-} + \Delta u_{1-}) \\ &\quad + [\mathbf{E}_1 \cdot (A + \Delta a) + \mathbf{E}_2 \cdot (1 - (A + \Delta a))] \cdot (I_0 + \Delta i_0)\end{aligned}\tag{4.43}$$

$$\begin{aligned}\dot{\vec{x}} + \Delta \dot{\vec{x}} &= \left[\underbrace{\mathbf{A}_1 \cdot A + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - A)}_{\mathbf{A}_G} + (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \Delta a \right] \cdot (\vec{x} + \Delta \vec{x}) \\ &\quad + \left[\underbrace{\mathbf{B}_1 \cdot A + \mathbf{B}_2 \cdot (1 - A)}_{\mathbf{B}_G} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \Delta a \right] \cdot (U_{1-} + \Delta u_{1-}) \\ &\quad + \left[\underbrace{\mathbf{E}_1 \cdot A + \mathbf{E}_2 \cdot (1 - A)}_{\mathbf{E}_G} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) \cdot \Delta a \right] \cdot (I_0 + \Delta i_0)\end{aligned}\tag{4.44}$$

Ähnliche Gleichungen können ermittelt werden, wenn die Produkte der kleinen Änderungen von Variablen vernachlässigt werden:

$$\begin{aligned}\dot{\vec{x}} + \Delta \dot{\vec{x}} &= \mathbf{A}_G \cdot \vec{x} + \mathbf{B}_G \cdot U_{1-} + \mathbf{E}_G \cdot I_0 \\ &\quad + \mathbf{A}_G \cdot \Delta \vec{x} + \left[(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \vec{x} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot U_{1-} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) \cdot I_0 \right] \cdot \Delta a \\ &\quad + \mathbf{B}_G \cdot \Delta u_{1-} + \mathbf{E}_G \cdot \Delta i_0\end{aligned}\tag{4.45}$$

Das Modell wird in das Groß- (4.46) und das Kleinsignalmodell (4.47) geteilt:

$$\dot{\vec{x}} = \mathbf{A}_G \cdot \vec{x} + \mathbf{B}_G \cdot U_{1-} + \mathbf{E}_G \cdot I_0\tag{4.46}$$

$$\begin{aligned}
 \Delta \dot{\vec{x}} &= \underbrace{\mathbf{A}_G}_{\mathbf{A}_k} \cdot \underbrace{\Delta \vec{x}}_{\mathbf{x}_k} \\
 &+ \underbrace{\left[(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \vec{x} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot U_{1-} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) \cdot I_0 \right]}_{\mathbf{B}_k} \cdot \underbrace{\Delta a}_{\mathbf{u}_k} \\
 &+ \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{B}_G & \mathbf{E}_G \end{bmatrix}}_{\mathbf{E}_k} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_{1-} \\ \Delta i_0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{z}_k}
 \end{aligned} \tag{4.47}$$

Die allgemeine Lösung des Zustandsvektors ohne Berücksichtigung der Störgrößen wird in Gleichung (4.48) ermittelt.

$$\vec{x} = -\mathbf{A}_G^{-1} \cdot \mathbf{B}_G \cdot U_{1-} = \begin{bmatrix} 0 \\ U_{1-} \\ \frac{1}{A^*} \end{bmatrix} \tag{4.48}$$

Das linearisierte Modell des Brückenzeiges lässt sich dann unter Berücksichtigung der Gleichung (4.47) erstellen.

$$\Delta \dot{\vec{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & \frac{A^*}{L_{L1}} \\ \frac{A^*}{L_{L1}} & 0 \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \Delta \vec{x} + \begin{bmatrix} -U_{1-} \\ A^* \cdot L_{L1} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \Delta a + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{L1}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta u_{1-} \\ \Delta i_0 \end{bmatrix} \tag{4.49}$$

Für die Berechnung des Zustandsreglers ist es notwendig, dass das System komplett steuerbar ist. Dies wird nach dem Steuerbarkeitskriterium von Kalman [26, 42, 46] überprüft. Die Steuerbarkeitsmatrix für das System lautet:

$$\mathbf{Q}_S = \begin{bmatrix} -\frac{U_{1-}}{A^* \cdot L_{L1}} & \frac{r_{L1} \cdot U_{1-}}{A^* \cdot L_{L1}^2} \\ 0 & \frac{U_{1-}}{L_{L1} \cdot C} \end{bmatrix} \tag{4.50}$$

Die Determinante der Steuerbarkeitsmatrix ist immer verschieden von Null.

$$\det \mathbf{Q}_S = \frac{-U_{1-}^2}{A^* \cdot L_{L1}^2 \cdot C} \tag{4.51}$$

Damit wird die Zustandssteuerbarkeit bestätigt. Das bedeutet, dass die Pole des Systems innerhalb der Komplexhalbebene verschiebbar sind. Zwei Zustandsvariablen Δu_Z und Δi_{L1} , die vorhin selektiert wurden, sind allerdings nicht ausreichend, um eine stationär genaue Regelung zu entwerfen. Daher ist es nötig, eine Zustandsregelung mit drei Zustandsvariablen zu erstellen, wobei das Integral der Regelabweichung $\int \Delta u_Z$ als dritte Variable ausgewählt wird. Der Vergleich der Simulations- und der Messergebnisse bei der Regelung mit je zwei

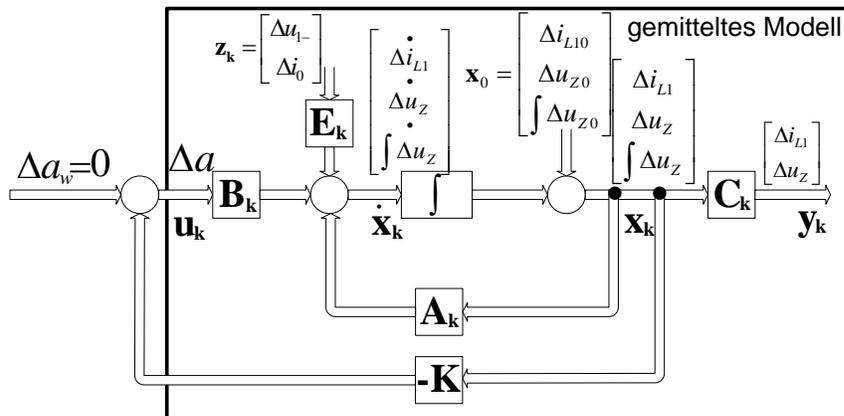


Bild 4.16: Regelung der Ausgangsspannung im Zustandsraum

und drei Zustandsvariablen wird im Anhang A.4 aufgeführt.

Das Kleinsignalmodell mit drei Zustandsvariablen unter Berücksichtigung der Gleichung (4.49) lässt sich wie folgt ermitteln:

$$\Delta \dot{\vec{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & \frac{A^*}{L_{L1}} & 0 \\ -\frac{A^*}{C} & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \Delta \vec{x} + \begin{bmatrix} -\frac{U_{1-}}{A^* \cdot L_{L1}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \Delta a + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{L1}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta u_{1-} \\ \Delta i_0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

Dieses Kleinsignalmodell ist in der kleinen Umgebung des stationären Arbeitspunktes linear und kann geregelt werden. Die Struktur der Zustandsregelung wird im folgenden Bild 4.16 dargestellt. Die Änderungen der Eingangsspannung und des Laststroms werden als Störgrößen betrachtet. Die kleinen Änderungen der Ausgangsspannung Δu_Z und des Drosselstromes Δi_{L1} können Anfangswerte besitzen, was im Vektor \mathbf{x}_0 berücksichtigt wird. Die Regelung dient der Korrektur des Aussteuergrades Δa und wird wie folgt berechnet:

$$\Delta a = -K_1 \cdot \Delta i_{L1} - K_2 \cdot \Delta u_Z - K_3 \cdot \int \Delta u_Z dt \quad (4.53)$$

Als Regelungsmethode für das Kleinsignalmodell aus Gleichung (4.49) oder (4.52) wird die Methode der Polvorgabe gewählt [26, 42, 47].

$$\det(s \cdot \mathbf{I} - (\mathbf{A}_k - \mathbf{B}_k \cdot \mathbf{K}^T)) = \prod_{i=1}^3 (s - \lambda_{ei}) \quad (4.54)$$

Die Pole des Systems werden nach der gewünschten Anregelzeit und nach dem Dämpfungsgrad ausgewählt. Die gewünschte Dämpfung wird für das PT₂-Verhalten $\psi = 0,7$ festgelegt

und die Ausregelzeit lässt sich nach Gleichung (4.55) bestimmen.

$$T_2 = \frac{|\ln(0,02 \cdot \sqrt{1 - \psi^2})|}{\psi \cdot \omega_0} \quad (4.55)$$

Die Herleitung der Reglerkoeffizienten für den Zustandsregler mit zwei und mit drei Zustandsvariablen wird im Anhang A.3 dargestellt.

Die Einführung einer weiteren Zustandsvariable definiert einen zusätzlichen Pol in der linken Halbebene an der reellen Achse. Dies führt zu einer Beseitigung des stationären Fehlers. Die Reglerkoeffizienten werden, wie in Gleichung (4.56) aufgezeigt, berechnet und deren Herleitung ist im Anhang A.3.2 veranschaulicht.

$$\begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_{L1} \cdot A^* - 7 \cdot \psi \cdot \omega_0 \cdot A^* \cdot L_{L1}}{U_{1-}} \\ \frac{(\omega_0^2 + 10 \cdot \psi^2 \cdot \omega_0^2) \cdot L_{L1} \cdot C - A^{*2}}{U_{1-}} \\ -\frac{5 \cdot \omega_0^3 \cdot \psi \cdot L_{L1} \cdot C}{U_{1-}} \end{bmatrix} \quad (4.56)$$

Es werden zwei verschiedene Störungstypen unterschieden: Laststrom- und Eingangsspannungsänderung. Im Bild 4.17 werden die gemessenen Zeitverläufe für die Spannungsregelung mit drei Zustandsvariablen bei der Laststromänderung präsentiert. Bild 4.18 zeigt das Verhalten des Systems bei der Änderung der Eingangsspannung. Dabei ist der Istwert der Ausgangsspannung stationär genau. Das bedeutet, dass die Regelung mit drei Zustandsvariablen durch die Spannungsänderung entstehende Regeldifferenz eliminiert.

4.2.3.3. Vergleich der verschiedenen Methoden der Spannungsregelung

Das Verhalten des geschlossenen Systems bei verschiedenen Regelungsvarianten zeigt ähnliche charakteristische Werte. Die Differenz besteht in den verschiedenen Einschwingzeiten der Verläufe, wie in Bild 4.19 ersichtlich. Bei der Laststromänderung in einem Zeitabschnitt von 0,05 s bis 0,01 s und im Bereich von 5 A bis 7,5 A zeigen die Messergebnisse in Bild 4.18 und die Simulationsergebnisse in Bild 4.19 die gleiche Ausregelzeit von 5 ms. Bei einer Änderung der Eingangsspannung im Bereich von 10 V bis 12 V eliminieren sowohl die klassische als auch die Zustandsregelung mit drei Zustandsvariablen den stationären Fehler. Der PI-Regler wurde nach der gleichen Ausregelzeit ausgelegt wie ein Zustandsregler. Der Unterschied zwischen den Methoden liegt in der größeren Überschwingung der PI-Regelung im betrachteten Arbeitspunkt. Im Abschnitt 4.2.3.2 wurde bereits erwähnt, dass die Reglerkoeffizienten der Zustandsregelung sich auf den stationären Arbeitspunkt beziehen, um den das Modell linearisiert ist. Wird der Arbeitspunkt geändert, müssen die Reglerkoeffizienten um-

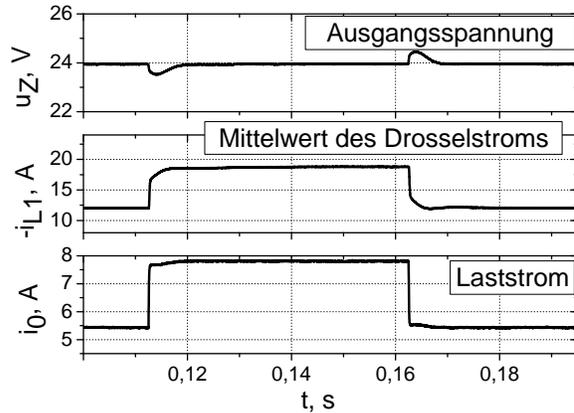


Bild 4.17: Gemessene Zeitverläufe bei Laststromänderung für die Zustandsregelung mit drei Zustandsvariablen Δi_{L1} , Δu_Z und $\int \Delta u_Z$

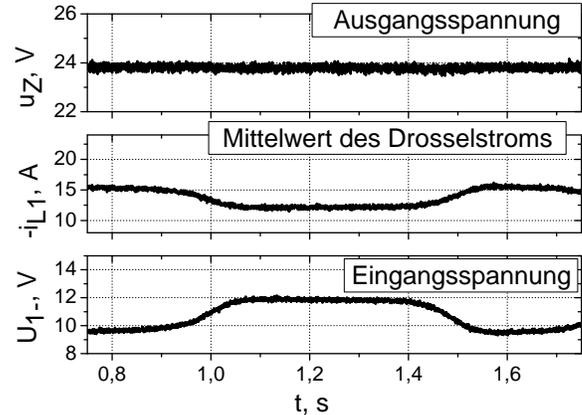


Bild 4.18: Gemessene Zeitverläufe bei Änderung der Ausgangsspannung für die Zustandsregelung mit drei Zustandsvariablen Δi_{L1} , Δu_Z und $\int \Delta u_Z$

gerechnet werden. Allerdings kann im Vergleich zur PI-Regelung bei der gleichen Ausregelzeit eine geringere Überschwingung erreicht werden.

4.3. Regelung der Vollbrückenschaltung mit I-Eingang und U-Ausgang

4.3.1. Modellbildung

Es wird ein Gegentakt-Durchflusswandler als Vollbrückenschaltung mit Stromeingang und Spannungsausgang untersucht, der einen uni- oder bidirektionalen Betrieb ermöglicht. Es werden die Transistoren paarweise auf der Hochstromseite mit einem Aussteuergrad größer als 0,5 angesteuert. Als Transistorpaar werden zwei Transistoren betrachtet, die auf einer Diagonale liegen, CS1 und CS2, dies wird im Bild 4.20 veranschaulicht. Die Hochspannungsseite besteht aus einer IGBT-Brücke mit Freilauf-Dioden. Sind die IGBTs gesperrt und nicht angesteuert, wird die Hochspannungsseite zu einem Diodengleichrichter und die Schaltung funktioniert im Hochsetzstellerbetrieb. Um einen Tiefsetzstellerbetrieb zu ermöglichen, müssen die IGBTs angesteuert werden. Bei der weiteren Betrachtung wird der Hochsetzstellerbetrieb analysiert. Die Funktionsweise des Gegentakt-Durchflusswandlers als Vollbrückenschaltung mit Stromeingang und Spannungsausgang ist im Bild 4.21 dargestellt. Es wird angenommen, dass der Trafo ein idealer Trafo ist, d.h. dass kein Magnetisierungsstrom fließt und dass die

4. Regelung leistungselektronischer Stellglieder

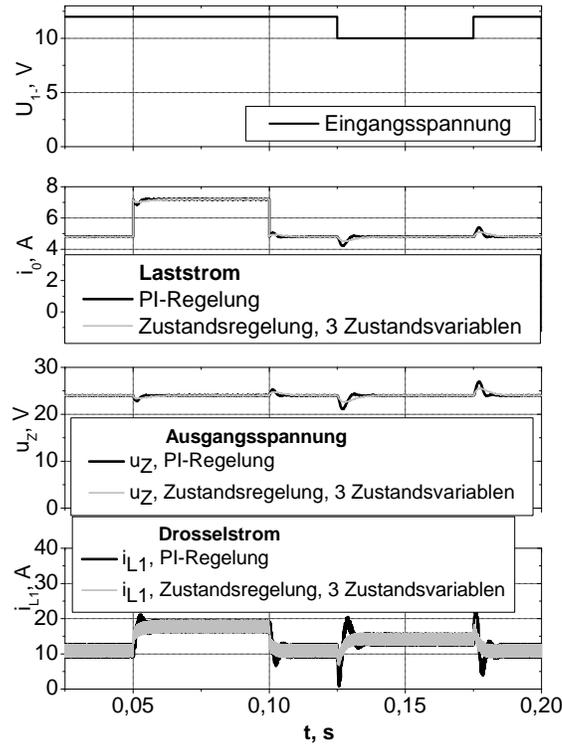


Bild 4.19: Vergleich der Simulationsergebnisse der klassischen Regelung und der Zustandsregelung

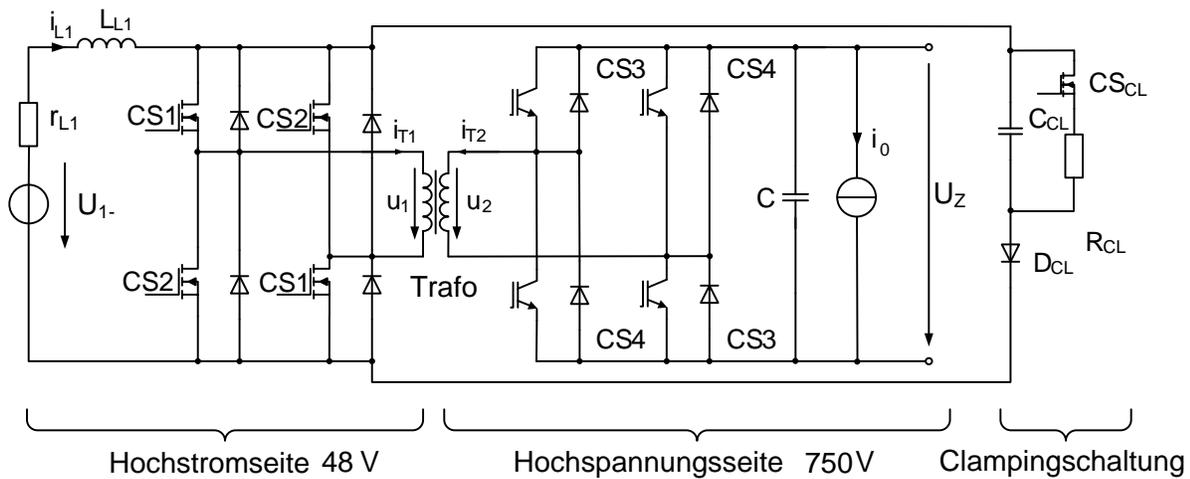


Bild 4.20: DC/DC-Wandler mit galvanischer Trennung

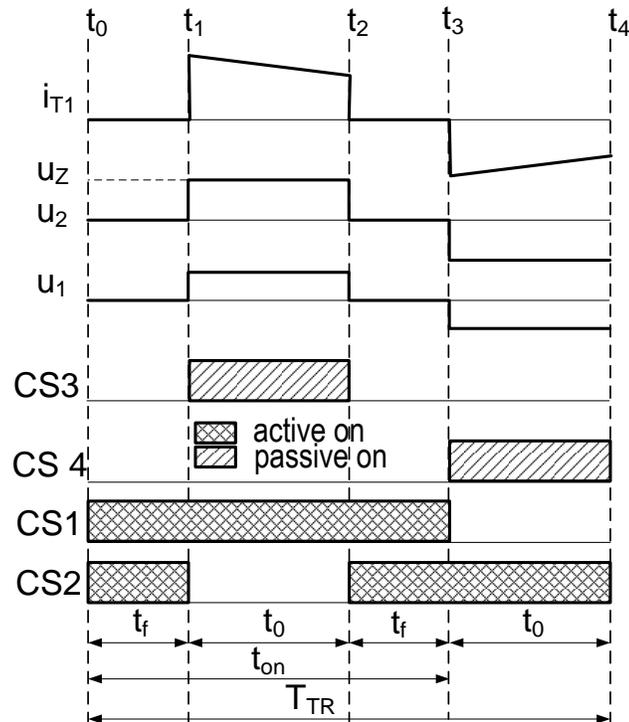


Bild 4.21: Funktionsweise der Vollbrückenschaltung mit I-Eingang und U-Ausgang im Hochsetzstellerbetrieb

Primär- und Sekundärwicklungen jeweils keine Streuinduktivität besitzen. Als Zustandsvariable werden der Drosselstrom i_{L1} und die Zwischenkreisspannung u_Z ausgewählt.

Eine Periode wird in vier Zeitabschnitte geteilt, abhängig davon, ob die Energie von der Primär- zur Sekundärseite übertragen wird oder ob die Primärseite des Transformators kurzgeschlossen ist und keine Energie weitergeleitet wird. Im Laufe einer Periode tritt jede Phase zweimal auf:

1. Die Leitphase tritt unter der Voraussetzung ein, dass ein Transistorpaar, entweder CS1 oder CS2, leitend ist und die Energie von der Primärseite auf die Sekundärseite übertragen wird. In diese Zeitphase, also wenn ein Transistorpaar leitend ist, wird ein fiktiver Aussteuergrad d eingeführt. Dieser gilt als ein Gewichtungsfaktor für eine halbe Taktperiode und ist für die weiteren Berechnungen erforderlich:

$$d = 1 - (2 \cdot a - 1) = 2 \cdot (1 - a) \quad (4.57)$$

mit a als realem Aussteuergrad eines Transistorpaars für eine Taktperiode.

2. Die Überlappungsphase tritt ein, wenn beide Transistorpaare leitend sind. Während dieser Phase wird die Drossel L_{L1} aufmagnetisiert. Demnach bleibt im Laufe dieser Zeit die Primärwicklung des Trafos kurzgeschlossen und der Strom fließt durch die

4. Regelung leistungselektronischer Stellglieder

Drossel und die Transistorbrücke. Dies gilt für den zu (4.57) komplementären Anteil der Periodendauer:

$$d^* = 1 - d = 1 - 2 + 2 \cdot a = 2 \cdot a - 1 \quad (4.58)$$

Der Mittelwert der Ausgangsspannung ist dabei von der Überlappungszeit abhängig.

Da sich jede der zwei Phasen, in denen die Energie entweder von der Primär- auf die Sekundärseite übertragen oder die Drossel aufmagnetisiert wird, im Laufe einer Periode zweimal wiederholt, ist es ausreichend, für die Mittelung des Systems jede Phase nur einmal zu betrachten. Demzufolge werden pro Periode nur vier Zeitabschnitte untersucht, Bild 4.21:

1. Ein Transistorpaar ist leitend ($t_1 - t_2$ und $t_3 - t_4$)
2. Beide Transistorpaare sind leitend ($t_0 - t_1$ und $t_2 - t_3$)

Voraussetzung dafür ist ein nichtlückender Betrieb des DC/DC-Wandlers und eine hohe Taktfrequenz. Die Parameter der Schaltung sind $L_{L1} = 80 \mu\text{H}$, $r_{L1} = 0,125 \Omega$, $n = 11$.

Für den ersten Abschnitt $t_1 - t_2$, wenn ein Transistorpaar CS1 leitend ist und der Dioden- gleichrichter leitet, lautet der Maschenumlauf:

$$\begin{aligned} u_{1-} &= L_{L1} \cdot \frac{di_{L1}}{dt} + u_1 \\ u_2 &= n \cdot u_1 = u_Z \\ i_{L1} &= i_{T1} = -n \cdot i_{T2} \\ -i_2 &= C \cdot \frac{du_Z}{dt} + i_0 \end{aligned} \quad (4.59)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{u_{1-}}{L_{L1}} - \frac{u_Z}{L_{L1} \cdot n} \\ \frac{du_Z}{dt} &= \frac{i_{L1}}{n \cdot C} - \frac{i_0}{C} \end{aligned} \quad (4.60)$$

Der Maschenumlauf für den zweiten Zeitabschnitt (zwei Transistorpaare sind leitend) sieht folgendermaßen aus:

$$\begin{aligned} u_{1-} &= L_{L1} \cdot \frac{di_{L1}}{dt} \\ -C \cdot \frac{du_Z}{dt} &= i_0 \end{aligned} \quad (4.61)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{u_{1-}}{L_{L1}} \\ \frac{du_Z}{dt} &= -\frac{i_0}{C} \end{aligned} \quad (4.62)$$

Wird der ohmsche Widerstand der Drossel r_{L1} berücksichtigt, werden die Gleichungen (4.59)

und (4.61) ergänzt. Die Gleichungen (4.63) und (4.64) gelten, wenn ein Transistorpaar leitend ist; die Gleichungen (4.65) und (4.66) gelten, wenn zwei Transistorpaare leitend sind.

Ist ein Transistorpaar CS1 leitend und leitet auch der Diodengleichrichter, dann ergibt sich der Maschenumlauf unter Berücksichtigung des ohmschen Widerstandes r_{L1} der Drossel wie folgt:

$$\begin{aligned}
 u_{1-} &= L_{L1} \cdot \frac{di_{L1}}{dt} + r_{L1} \cdot i_{L1} + u_1 \\
 u_2 &= n \cdot u_1 = u_Z \\
 i_{L1} &= i_{T1} = -n \cdot i_{T2} \\
 -i_2 &= C \cdot \frac{du_Z}{dt} + i_0
 \end{aligned} \tag{4.63}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{u_{1-}}{L_{L1}} - \frac{r_{L1}}{L_{L1}} \cdot i_{L1} - \frac{u_Z}{L_{L1} \cdot n} \\
 \frac{du_Z}{dt} &= \frac{i_{L1}}{n \cdot C} - \frac{i_0}{C}
 \end{aligned} \tag{4.64}$$

Der Maschenumlauf für den zweiten Zeitabschnitt $t_2 - t_3$ (mit zwei leitenden Transistorpaaren) unter Berücksichtigung des ohmschen Widerstandes r_{L1} lautet:

$$\begin{aligned}
 u_{1-} &= L_{L1} \cdot \frac{di_{L1}}{dt} + r_{L1} \cdot i_{L1} \\
 -C \cdot \frac{du_Z}{dt} &= i_0
 \end{aligned} \tag{4.65}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{u_{1-}}{L_{L1}} - \frac{r_{L1}}{L_{L1}} \cdot i_{L1} \\
 \frac{du_Z}{dt} &= -\frac{i_0}{C}
 \end{aligned} \tag{4.66}$$

Um den Mittelwert des Eingangsstroms zu berechnen, werden die Gleichungen unter Einbeziehung der Bezugsgrößen I_{L1N} und U_{ZN} nach den Gleichungen (4.9), (4.10) zu einer Gesamtgleichung zusammengefasst:

$$\begin{aligned}
 \frac{d \frac{i_{L1}}{I_{L1N}}}{dt} &= \frac{1}{L_{L1} \cdot \frac{I_{L1N}}{U_{ZN}}} \cdot \left(\frac{u_{1-}}{U_{ZN}} - \frac{u_Z}{U_{ZN} \cdot n} - r_{L1} \cdot \frac{I_{L1N}}{U_{ZN}} \cdot \frac{i_{L1}}{I_{L1N}} \right) \cdot 2 \cdot (1 - a) \\
 &+ \frac{1}{L_{L1} \cdot \frac{I_{L1N}}{U_{ZN}}} \cdot \left(\frac{u_{1-}}{U_{ZN}} - r_{L1} \cdot \frac{I_{L1N}}{U_{ZN}} \cdot \frac{i_{L1}}{I_{L1N}} \right) \cdot (2 \cdot a - 1)
 \end{aligned} \tag{4.67}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{d \bar{i}_{L1}}{dt} &= \frac{1}{\bar{L}_{L1}} \cdot \left(\bar{u}_{1-} - \frac{\bar{u}_Z}{n} - \bar{r}_{L1} \cdot \bar{i}_{L1} \right) \cdot 2 \cdot (1 - a) \\
 &+ \frac{1}{\bar{L}_{L1}} \cdot (\bar{u}_{1-} - \bar{r}_{L1} \cdot \bar{i}_{L1}) \cdot (2 \cdot a - 1)
 \end{aligned} \tag{4.68}$$

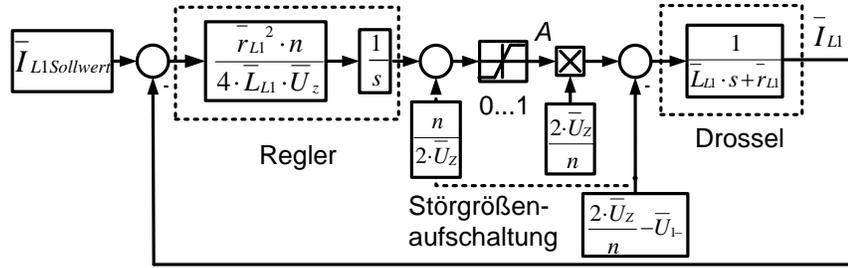


Bild 4.22: Regelung des Eingangsstroms mittels eines I-Reglers mit Störgrößenaufschaltung

Daraus folgt:

$$\frac{d\bar{i}_{L1}}{dt} = \frac{1}{\bar{L}_{L1}} \cdot \left(\frac{2 \cdot \bar{u}_z}{n} \cdot a + \bar{u}_{1-} - \frac{2 \cdot \bar{u}_z}{n} - \bar{r}_{L1} \cdot \bar{i}_{L1} \right) \quad (4.69)$$

Mit der Laplace-Transformation, unter Voraussetzung \bar{U}_z ist konstant, lässt sich die Gleichung wie nachfolgend umformen:

$$s \cdot \bar{i}_{L1} = \frac{1}{\bar{L}_{L1}} \cdot \left(\frac{2 \cdot \bar{U}_z}{n} \cdot A + \bar{U}_{1-} - \frac{2 \cdot \bar{U}_z}{n} - \bar{r}_{L1} \cdot \bar{i}_{L1} \right) \quad (4.70)$$

Die Übertragungsfunktion lässt sich dann wie folgt ermitteln:

$$\bar{i}_{L1} = \frac{1}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1}} \cdot \left(\frac{2 \cdot \bar{U}_z}{n} \cdot A + \bar{U}_{1-} - \frac{2 \cdot \bar{U}_z}{n} \right) \quad (4.71)$$

4.3.2. Regelung des Eingangsstroms

4.3.2.1. Stromregelung nach dem Betragsoptimum mittels eines I-Reglers mit Störgrößenaufschaltung

Werden an die Brennstoffzelle die Testsignale eingepreßt, wie im Kapitel 5.2 erwähnt, wird die Regelung des Eingangsstroms des Gegentakt-Durchflusswandlers benötigt.

Wie im Abschnitt 4.2.2.1 erwähnt wurde, kann der Eingangsstrom mittels eines I-Reglers geregelt werden. Dabei nimmt der Sollwert sowohl positive als auch negative Werte an. Als positiv wird die Stromflussrichtung von der Niederspannungsseite zur Hochspannungsseite festgelegt. Die negative Stromflussrichtung ist nur dann möglich, wenn auf der Hochspannungsseite IGBTs eingesetzt werden. Die Regelungsstruktur mit einem I-Regler wird im Bild 4.22 gezeigt. Die Reglerdimensionierung erfolgt nach dem Betragsoptimum mit der Störgrößenaufschaltung [42, 43]. Dabei dient die Störgrößenaufschaltung der Verbesserung der Regelungsdynamik und unterstützt die Regelung des Drosselstroms, wie es im Kapitel 4.2.2.1 für den Brückenweig erwähnt wird.

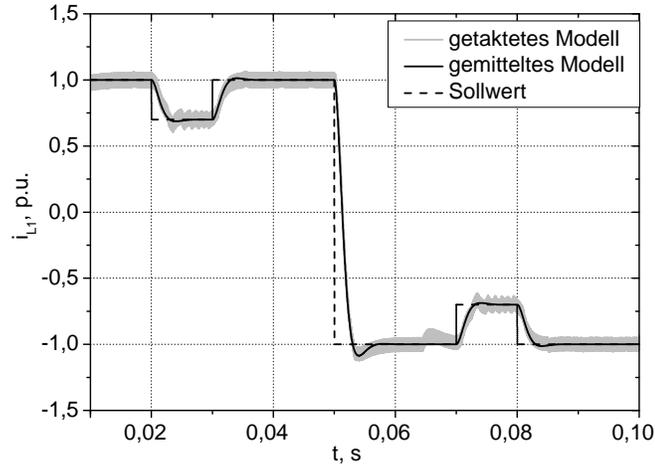


Bild 4.23: Regelung des Eingangsstroms mittels eines I-Reglers nach dem Betragsoptimum mit Störgrößenaufschaltung, Simulation bei $\bar{r}_{L1} = 0,15$, $\bar{L}_{L1} = 100 \cdot 10e^{-6}$, $\bar{U}_{1-} = 0,6$, $\bar{U}_Z = 1$

Ein simulativer Vergleich der Eingangsstromregelung für das gemittelte und das getaktete Modell ist im Bild 4.23 dargestellt.

4.3.2.2. Regelung des Stroms mittels eines PI-Reglers

Die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises sieht folgendermaßen aus:

$$\bar{I}_{L1} = \frac{1}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1}} \cdot (G_K(s) \cdot (\bar{I}_{L1w} - K \cdot \bar{I}_{L1}) \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} + \bar{U}_{1-} - \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n}) \quad (4.72)$$

$$\bar{I}_{L1} \cdot \left(1 + \frac{K}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1}} \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} \cdot G_K(s) \right) = \frac{1}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1}} \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} \cdot G_K(s) \cdot \bar{I}_{L1w} + \frac{1}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1}} \cdot \left(\bar{U}_{1-} - \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} \right) \quad (4.73)$$

$$\bar{I}_{L1} = \frac{\frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} \cdot G_K(s)}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1} + K \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} \cdot G_K(s)} \cdot \bar{I}_{L1w} - \frac{1}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1} + K \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} \cdot G_K(s)} \cdot \left(\frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} - \bar{U}_{1-} \right) \quad (4.74)$$

4. Regelung leistungselektronischer Stellglieder

Bei einer konstanten Spannung $\bar{U}_Z = \text{const}$ und für die Führungsgröße I_{L1w} lassen sich die Führungs- und Störübertragungsfunktionen wie folgt ermitteln. Die Spannung \bar{U}_Z befindet sich im Nenner der beiden Übertragungsfunktionen, die somit nicht linear sind.

$$F_w(s) = \frac{\frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} \cdot G_K(s)}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1} + K \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} \cdot G_K(s)} \quad (4.75)$$

$$F_z(s) = -\frac{1}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1} + K \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} \cdot G_K(s)} \quad (4.76)$$

Der Regelkreis mit dem PI-Regler $G_K(s) = K_R \cdot \frac{1 + T_R \cdot s}{s}$ unter den Bedingungen $K_R > 0$ und $T_R > 0$ lässt sich, nach Gleichung (4.75), (4.76), folgendermaßen beschreiben:

$$\begin{aligned} F_w(s) &= \frac{\frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} \cdot K_R \cdot \frac{1 + T_R \cdot s}{s}}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1} + K \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} \cdot K_R \cdot \frac{1 + T_R \cdot s}{s}} \\ &= \frac{K_R \cdot T_R \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} \cdot s + K_R \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n}}{L_{L1} \cdot s^2 + \left(K \cdot K_R \cdot T_R \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} + \bar{r}_{L1} \right) \cdot s + K \cdot K_R \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n}} \end{aligned} \quad (4.77)$$

$$\begin{aligned} F_z(s) &= -\frac{1}{\bar{L}_{L1} \cdot s + \bar{r}_{L1} + K \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} \cdot K_R \cdot \frac{1 + T_R \cdot s}{s}} \\ &= -\frac{s}{\bar{L}_{L1} \cdot s^2 + \left(K \cdot K_R \cdot T_R \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} + \bar{r}_{L1} \right) \cdot s + K \cdot K_R \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n}} \end{aligned} \quad (4.78)$$

In den folgenden zwei Gleichungen (4.79) und (4.80) werden die Pole der Übertragungsfunktionen $F_w(s)$ und $F_z(s)$ ermittelt:

$$0 = \bar{L}_{L1} \cdot s^2 + \left(K \cdot K_R \cdot T_R \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} + \bar{r}_{L1} \right) \cdot s + K \cdot K_R \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} \quad (4.79)$$

$$s_{1,2} = \frac{- \left(K \cdot K_R \cdot T_R \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} + \bar{r}_{L1} \right) \pm \sqrt{\left(K \cdot K_R \cdot T_R \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} + \bar{r}_{L1} \right)^2 - 4 \cdot \bar{L}_{L1} \cdot K \cdot K_R \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n}}}{2 \cdot \bar{L}_{L1}} \quad (4.80)$$

Befinden sich die Pole in der linken komplexen Halbebene $\Re\{s_{1,2}\} < 0$, ist das System stabil und die Sprungantwort für $\bar{i}_{L1w}(t) = \sigma(t)$, $u_{1-} = \bar{U}_{1-0} \cdot \sigma(t)$ lässt sich wie folgt definieren:

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \bar{i}_{L1}(t) &= \lim_{s \rightarrow 0} \left(s \cdot \frac{K_R \cdot T_R \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} \cdot s + K_R \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n}}{\bar{L}_{L1} \cdot s^2 + \left(K \cdot K_R \cdot T_R \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} + \bar{r}_{L1} \right) \cdot s + K \cdot K_R \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n}} \cdot \frac{1}{s} \right. \\ &\quad - \left. s \cdot \frac{s}{\bar{L}_{L1} \cdot s^2 + \left(K \cdot K_R \cdot T_R \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} + \bar{r}_{L1} \right) \cdot s + K \cdot K_R \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n}} \right) \\ &\quad \cdot \frac{\bar{U}_{1-0}}{s} \end{aligned} \quad (4.81)$$

$$= \frac{1}{K} \quad \Rightarrow \text{stationär genau für } K = 1 \quad (4.82)$$

Der PI-Regler wird demnach für einen aperiodischen Grenzfall nach Gleichung (4.81) wie folgt ausgelegt:

$$0 = \left(K \cdot K_R \cdot T_R \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} + \bar{r}_{L1} \right)^2 - 4 \cdot \bar{L}_{L1} \cdot K \cdot K_R \cdot \frac{2 \cdot \bar{U}_Z}{n} \quad (4.83)$$

Mit $K = 1$ nach der Gleichung (4.82) und $K_R \cdot T_R$, aufgrund der Begrenzung für $\bar{U}_Z = 1$, gilt:

$$0 = \left(\frac{2}{n} + \bar{r}_{L1} \right)^2 - 4 \cdot \bar{L}_{L1} \cdot K_R \cdot \frac{2}{n} \quad (4.84)$$

$$K_R = \frac{\left(\frac{2}{n} + \bar{r}_{L1} \right)^2}{\frac{8 \cdot \bar{L}_{L1}}{n}} \quad (4.85)$$

$$T_R = \frac{\frac{8 \cdot \bar{L}_{L1}}{n}}{\left(\frac{2}{n} + \bar{r}_{L1} \right)^2} \quad (4.86)$$

Die Simulationsergebnisse der Regelung des Eingangsstroms des Gegentakt-Durchflusswandlers als Vollbrückenschaltung werden im Bild 4.24 dargestellt. Der Strom wird nach dem aperiodischen Verhalten geregelt. Die Drosselparameter \bar{r}_{L1} , \bar{L}_{L1} bestimmen die Reglerkoeffizienten K_R und T_R . Die Überschwingung beim Übergang vom positiven zum negativen Sollwert lässt sich durch die Begrenzung des realen Aussteuergrades der Transistorbrücken erklären.

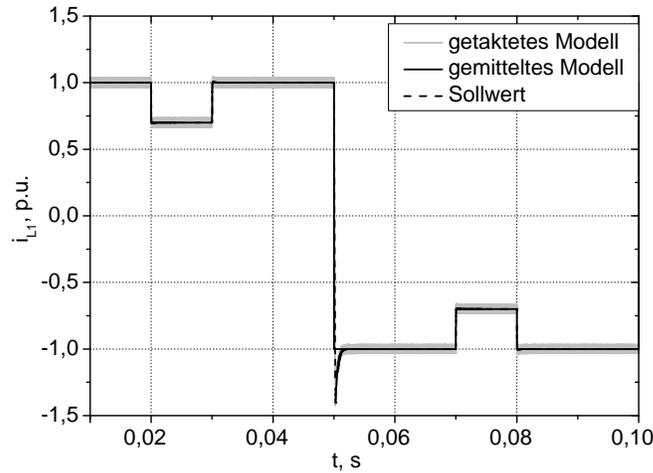


Bild 4.24: Regelung des Eingangsstroms in bezogenen Größen mittels eines PI-Reglers, Simulation bei $\bar{r}_{L1} = 0,15$, $\bar{L}_{L1} = 100 \cdot 10e^{-6}$, $\bar{U}_{1-} = 0,6$, $\bar{U}_Z = 1$, $n = 11$

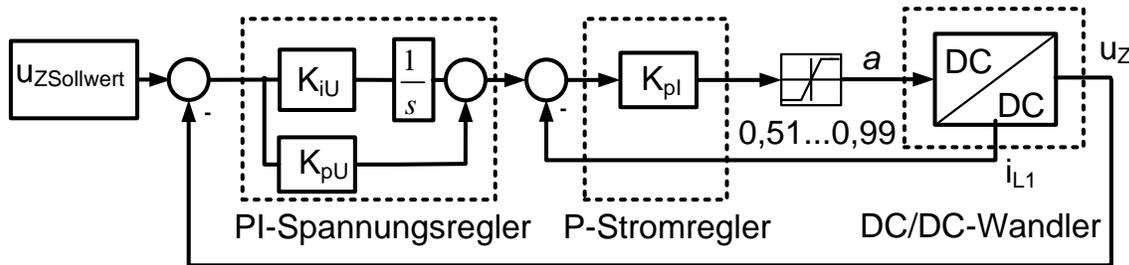


Bild 4.25: Struktur der kaskadierten Regelung der Ausgangsspannung der Vollbrückenschaltung mit I-Eingang und U-Ausgang

4.3.3. Regelung der Ausgangsspannung im Hochsetzstellerbetrieb

4.3.3.1. Regelung der Ausgangsspannung mit kaskadierter Regelungsstruktur

Für die Spannungsregelung im Frequenzbereich wird die kaskadierte Regelungsstruktur gewählt. Der innere Regelkreis ist hierbei der Eingangsstromregelkreis, der äußere der Ausgangsspannungsregelkreis. Um eine ausreichende Dynamik und stationäre Genauigkeit der Regelgröße zu gewährleisten, wird für den inneren Regelkreis ein P-Regler ausgewählt und für den äußeren ein PI-Regler. Im Bild 4.25 ist die Struktur der kaskadierten Regelung der Ausgangsspannung dargestellt. Der Regler wurde nach dem Störverhalten mit den Reglerparametern $K_{pI} = 0,005$, $K_{pU} = 0,1$ und $K_{iU} = 2$ optimiert. Das Optimierungskriterium ist die gleiche Ausregelzeit wie bei der Zustandsregelung, die im nächsten Kapitel 4.3.3.2 beschrieben wird.

Die Simulationsergebnisse mittels eines klassischen Reglers werden im Bild 4.26 präsentiert. Dabei werden zwei Arten der Störgrößen betrachtet: der Laststrom und die Eingangsspan-

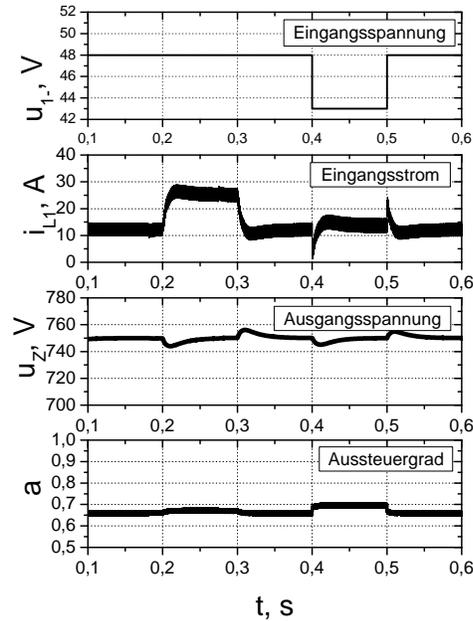


Bild 4.26: Kaskadierte Regelung der Ausgangsspannung der Vollbrückenschaltung mit I-Eingang und U-Ausgang

nung. Der Laststrom ändert sich in der Zeitspanne von 0,2 s bis 0,3 s von 0,75 A auf 1,5 A und sinkt anschließend zurück auf 0,75 A. Bei der Eingangsspannung verringert sich der Wert von 48 V auf 43 V und erhöht sich wieder auf 48 V innerhalb der Zeitphase 0,4 s und 0,5 s.

4.3.3.2. Regelung der Ausgangsspannung im Zustandsraum

Der Entwurf der Zustandsregelung erfolgt nach dem Verfahren, welches im Abschnitt 4.2.3.2 auf Seite 53 vorgestellt wurde. Eine Taktperiode wird in zwei Zeitabschnitte geteilt, abhängig davon, ob eine oder zwei Transistordiagonalen leitend sind. Für jeden Zeitabschnitt lassen sich die Differentialgleichungen in Matrizenform aufschreiben. Für den ersten und den zweiten Zeitabschnitt gilt jeweils die Gleichung (4.87):

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{u}_Z \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{L1} \cdot n} \\ \frac{1}{C \cdot n} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ u_Z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{L1}} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [U_{1-}] + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \cdot [i_0] \\ \begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{u}_Z \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ u_Z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{L1}} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [U_{1-}] + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \cdot [i_0] \end{aligned} \quad (4.87)$$

Unter Berücksichtigung des ohmschen Widerstandes der Drossel r_{L1} und mit der gleichen Berechnungsmethode wie in Gleichung (4.87) lassen sich die Matrizengleichungen (4.88) er-

4. Regelung leistungselektronischer Stellglieder

mitteln. Die weiteren parasitären Elemente werden nicht berücksichtigt, um eine unnötige Komplikation der mathematischen Berechnungen zu vermeiden. Es ist im Weiteren angenommen, dass die weiteren parasitären Widerstände vernachlässigbar klein sind.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{u}_Z \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & -\frac{1}{L_{L1} \cdot n} \\ \frac{1}{C \cdot n} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ u_Z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{L1}} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [U_{1-}] + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \cdot [i_0] \\ \begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{u}_Z \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ u_Z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{L1}} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [U_{1-}] + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \cdot [i_0] \end{aligned} \quad (4.88)$$

Daraus lassen sich die Zustandsmatrizen für die Darstellung $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u} + \mathbf{E} \cdot \mathbf{z}$ ableiten:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & -\frac{1}{L_{L1} \cdot n} \\ \frac{1}{C \cdot n} & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.89)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{L1}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{L1}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.90)$$

$$\mathbf{E}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad \mathbf{E}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad (4.91)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ u_Z \end{bmatrix} \quad \mathbf{u} = [U_{1-}] \quad (4.92)$$

$$\mathbf{z} = [i_0] \quad (4.93)$$

Unter Berücksichtigung der Gleichungen (4.57) und (4.58) gelten für die gemittelten Matrizen folgende Funktionen:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_M &= \mathbf{A}_1 \cdot d + \mathbf{A}_2 \cdot d^* \\ \mathbf{B}_M &= \mathbf{B}_1 \cdot d + \mathbf{B}_2 \cdot d^* \\ \mathbf{E}_M &= \mathbf{E}_1 \cdot d + \mathbf{E}_2 \cdot d^* \end{aligned} \quad (4.94)$$

Hierbei gilt ein fiktiver Aussteuergrad d bei einem leitenden Transistorpaar und bei zwei leitenden Transistorpaaren: $d^* = (1 - d)$. Die Matrizen \mathbf{A}_M , \mathbf{B}_M , \mathbf{E}_M sind die nach (4.57) und (4.58) gemittelten Matrizen, die das System innerhalb der angegebenen Zeitabschnitte beschreiben.

Da die Systemmatrix in der Gleichung (4.94) den Aussteuergrad als Parameter enthält, ist das System nicht linear. Die Reglerkoeffizienten der Zustandsrückführung lassen sich nur dann eindeutig bestimmen, wenn die Systemmatrix konstant ist [48–50]. Deswegen wird ein stationärer Arbeitspunkt für den Aussteuergrad ausgewählt, der der gewünschten Ausgangsspannung entspricht. Verschiedene Störgrößen verursachen kleine Änderungen der Systemparameter in der Nähe des Arbeitspunktes, in dem sich das Regelungssystem linear verhält. An dieser Stelle werden alle veränderlichen Werte durch ihren Nominalwert und eine kleine Änderung ersetzt.

$$\begin{aligned}
 \vec{x} &= \vec{X} + \Delta \vec{x} \\
 d &= D + \Delta d \\
 u_{1-} &= U_{1-} + \Delta u_{1-} \\
 i_0 &= I_0 + \Delta i_0
 \end{aligned} \tag{4.95}$$

Daraus ergibt sich die Zustandsgleichung:

$$\begin{aligned}
 \dot{\vec{X}} + \Delta \dot{\vec{X}} &= [\mathbf{A}_1 \cdot (D + \Delta d) + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - (D + \Delta d))] \cdot (\vec{X} + \Delta \vec{X}) \\
 &\quad + [\mathbf{B}_1 \cdot (D + \Delta d) + \mathbf{B}_2 \cdot (1 - (D + \Delta d))] \cdot (U_{1-} + \Delta u_{1-}) \\
 &\quad + [\mathbf{E}_1 \cdot (D + \Delta d) + \mathbf{E}_2 \cdot (1 - (D + \Delta d))] \cdot (I_0 + \Delta i_0)
 \end{aligned} \tag{4.96}$$

$$\begin{aligned}
 \dot{\vec{X}} + \Delta \dot{\vec{X}} &= \left[\underbrace{\mathbf{A}_1 \cdot D + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - D)}_{\mathbf{A}_G} + (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \Delta d \right] \cdot (\vec{X} + \Delta \vec{X}) \\
 &\quad + \left[\underbrace{\mathbf{B}_1 \cdot D + \mathbf{B}_2 \cdot (1 - D)}_{\mathbf{B}_G} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \Delta d \right] \cdot (U_{1-} + \Delta u_{1-}) \\
 &\quad + \left[\underbrace{\mathbf{E}_1 \cdot D + \mathbf{E}_2 \cdot (1 - D)}_{\mathbf{E}_G} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) \cdot \Delta d \right] \cdot (I_0 + \Delta i_0)
 \end{aligned} \tag{4.97}$$

Nach dem Zusammenfassen, Umsortieren und Vernachlässigen aller Terme, welche die Produkte kleiner Änderungen enthalten, lässt sich aus der Gleichung (4.97) folgende Gleichung herleiten:

$$\begin{aligned}
 \dot{\vec{X}} + \Delta \dot{\vec{X}} &= \mathbf{A}_G \cdot \vec{X} + \mathbf{B}_G \cdot U_{1-} + \mathbf{E}_G \cdot I_0 \\
 &\quad + \mathbf{A}_G \cdot \Delta \vec{X} + \left[(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \vec{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot U_{1-} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) \cdot I_0 \right] \cdot \Delta d \\
 &\quad + \mathbf{B}_G \cdot \Delta u_{1-} + \mathbf{E}_G \cdot \Delta i_0
 \end{aligned} \tag{4.98}$$

Anschließend wird das Modell in das Großsignalmodell, das nur stationäre Werte beinhaltet, und in das Kleinsignalmodell, das Produkte der stationären Werte und der kleinen Änderun-

gen enthält, in Übereinstimmung mit den Gleichungen (4.46) und (4.47), zerlegt.

$$\dot{\vec{X}} = \mathbf{A}_G \cdot \vec{X} + \mathbf{B}_G \cdot U_{1-} + \mathbf{E}_G \cdot I_0 \quad (4.99)$$

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\vec{X}} &= \underbrace{\mathbf{A}_G}_{\mathbf{A}_k} \cdot \underbrace{\Delta \vec{X}}_{\mathbf{x}_k} \\ &+ \underbrace{\left[(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \vec{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot U_{1-} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) \cdot I_0 \right]}_{\mathbf{B}_k} \cdot \underbrace{\Delta d}_{\mathbf{u}_k} \\ &+ \underbrace{\left[\mathbf{B}_G \quad \mathbf{E}_G \right]}_{\mathbf{E}_k} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_{1-} \\ \Delta i_0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{z}_k} \end{aligned} \quad (4.100)$$

Die neuen Zustandsmatrizen \mathbf{A}_k , \mathbf{B}_k , \mathbf{E}_k werden in Gleichung (4.100) eingeführt. Der neue Zustandsvektor für das Kleinsignalmodell ist dann \mathbf{x}_k , der neue Eingangsvektor \mathbf{u}_k und der neue Störvektor \mathbf{z}_k . Somit ist das Kleinsignalmodell nach Gleichung (4.100) linear. Wie es bereits für einen Brückenweig beschrieben wurde, lässt sich die allgemeine Lösung nach dem in Gleichung (4.48) dargestellten Verfahren wie folgt erschließen:

$$\vec{X} = -\mathbf{A}_G^{-1} \cdot \mathbf{B}_G \cdot U_{1-} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{U_{1-} \cdot n}{D} \end{bmatrix} \quad (4.101)$$

Unter Berücksichtigung der Gleichung (4.100) lässt sich das linearisierte Kleinsignalmodell des Gegentakt-Durchflusswandlers als Vollbrückenschaltung mit Stromeingang und Spannungsausgang ermitteln.

$$\Delta \dot{\vec{X}} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & -\frac{D}{L_{L1} \cdot n} \\ \frac{L_{L1}}{D} & 0 \end{bmatrix} \cdot \Delta \vec{X} + \begin{bmatrix} -\frac{U_{1-}}{L_{L1} \cdot D} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \Delta d + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{L1}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta u_{1-} \\ \Delta i_0 \end{bmatrix} \quad (4.102)$$

Die Steuerbarkeit des Systems wird nach dem Steuerbarkeitskriterium von Kalman überprüft. Die Determinante der Steuerbarkeitsmatrix ist immer verschieden Null, deswegen können die Pole des Systems innerhalb der Komplexhalbebene verschoben werden.

$$\mathbf{Q}_S = \begin{bmatrix} \frac{-U_{1-}}{L_{L1} \cdot D} & \frac{r_{L1} \cdot U_{1-}}{L_{L1}^2 \cdot D} \\ 0 & -\frac{U_{1-}}{L_{L1} \cdot C \cdot n} \end{bmatrix} \quad (4.103)$$

Für die stationäre Genauigkeit der Ausgangsspannung wird eine Variante der Zustandsrege-

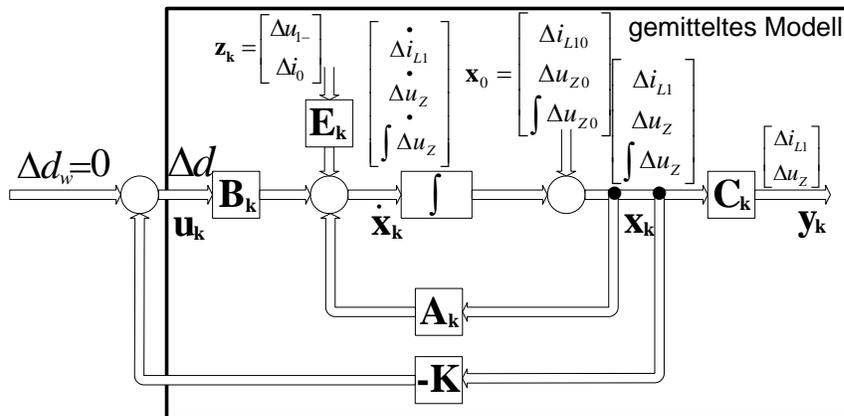


Bild 4.27: Regelung der Ausgangsspannung im Zustandsraum für den Gegentakt-Durchflusswandler als Vollbrückenschaltung mit Stromeingang und Spannungsausgang

lung mit drei Zustandsvariablen, wie beim Brückenweig, betrachtet. Das Kleinsignalmodell lässt sich folgendermaßen berechnen:

$$\Delta \dot{\vec{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & -\frac{D}{L_{L1} \cdot n} & 0 \\ \frac{L_{L1}}{D} & 0 & 0 \\ \frac{C \cdot n}{0} & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \Delta \vec{x} + \begin{bmatrix} \frac{-U_{1-}}{L_{L1} \cdot D} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \Delta d + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{L1}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta u_{1-} \\ \Delta i_0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.104)$$

Das Kleinsignalmodell aus der Gleichung (4.104) wird in der kleinen Umgebung des stationären Arbeitspunktes geregelt. Die Regulationsstruktur wird im folgenden Bild 4.27 in Übereinstimmung mit Bild 4.16 dargestellt. Der Zustandsregler dient der Ermittlung der kleinen Änderung des Aussteuergrades Δd , die für die stationäre Übereinstimmung des Soll- und Istwertes der Ausgangsspannung notwendig ist.

$$\Delta d = -K_1 \cdot \Delta i_{L1} - K_2 \cdot \Delta u_Z - K_3 \cdot \int \Delta u_Z dt \quad (4.105)$$

Die Reglermatrix \mathbf{K} lässt sich nach der Methode der Polvorgabe [42] aus dem folgenden Verhältnis berechnen, wobei die Pole des Systems nach der gewünschten Ausregelzeit – siehe Gleichung (4.55) – und nach dem Dämpfungsgrad ausgewählt werden.

$$\det(s \cdot \mathbf{I} - (\mathbf{A}_k - \mathbf{B}_k \cdot \mathbf{K}^T)) = \prod_{i=1}^3 (s - \lambda_{ei}) \quad (4.106)$$

(λ_{ei} - gewünschte Eigenwerte des geschlossenen Systems)

Die Reglerkoeffizienten lassen sich nach dem bekannten Verfahren durch einen Koeffizientenvergleich bei s in der Gleichung (4.106), wie folgt ermitteln:

$$\begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_{L1} \cdot D - 7 \cdot \psi \cdot \omega_0 \cdot D \cdot L_{L1}}{U_{1-}} \\ -(\omega_0^2 + 10 \cdot \psi^2 \cdot \omega_0^2) \cdot L_{L1} \cdot C \cdot n^2 + D^2 \\ \frac{5 \cdot \omega_0^3 \cdot \psi \cdot L_{L1} \cdot C \cdot n}{U_{1-}} \end{bmatrix} \quad (4.107)$$

Die ausführlichere Herleitung der Reglermatrix ist im Anhang (B.3.2) dargestellt. Die berechnete Regelung kann für das getaktete und für das im Zustandsraum gemittelte Modell verwendet werden. Dabei wird die Ausgangsspannung im Hochsetzstellerbetrieb, also die Zwischenkreisspannung, geregelt.

Die Zustandsregelung mit drei Zustandsvariablen wurde gewählt, weil diese stationäre Genauigkeit ermöglicht. Aus dem Bild 4.28 ist ersichtlich, dass die Ausgangsspannung, bei der Zustandsregelung mit zwei Zustandsvariablen, eine stationäre Regelabweichung vom Sollwert 750 V besitzt, die sich bei der Laststromerhöhung von 2 A auf 3,3 A im Zeitabschnitt von 0,05 s bis 0,1 s vergrößert. Die Eingangsspannungsänderung von 48 V auf 43 V in der Zeit von 0,2 s bis 0,25 s verursacht ebenfalls eine bleibende Regelabweichung der Ausgangsspannung. Um den statischen Fehler zu beseitigen, wurde die zusätzliche Zustandsvariable $\int \Delta u_Z$ eingeführt. Die Reglermatrix wird dann um einen Reglerkoeffizienten erweitert. Diese Variante der Regelung lässt den Istwert der Ausgangsspannung auf dem Sollwertpegel ungeachtet von Störungen halten, siehe Bild 4.29. Als Störgrößen wirken in beiden Fällen die Laststromänderung und die Eingangsspannungsänderung.

4.3.4. Vergleich der verschiedenen Methoden der Spannungsregelung

Das Bild 4.30 illustriert einen simulativen Vergleich der kaskadierten und der Zustandsregelung bei zwei verschiedenen Störgrößen. Die Laständerung findet im Zeitraum von 0,2 s bis 0,3 s statt. Dabei ändert sich der Laststrom von 0,75 A auf 3,3 A, was dem Leistungssprung von circa 562 W auf 2500 W entspricht. Zwischen 0,4 s und 0,5 s verringert sich die Eingangsspannung sprunghaft von 48 V auf 43 V. Die kaskadierte Regelungsstruktur beinhaltet den inneren Stromregelkreis mit einem P-Regler und einen äußeren Spannungsregelkreis mit einem PI-Regler. Der Zustandsregler, wie im Kapitel 4.3.3.2 beschrieben, wird für den Fall mit drei Zustandsvariablen ausgelegt. Die Zustandsregelung weist eine bessere Regelungs-dynamik bei der Laständerung im Vergleich zur unterlagerten Regelung auf. Allerdings ist bei der Zustandsregelung das Überschwingen der Ausgangsspannung bei der Änderung der

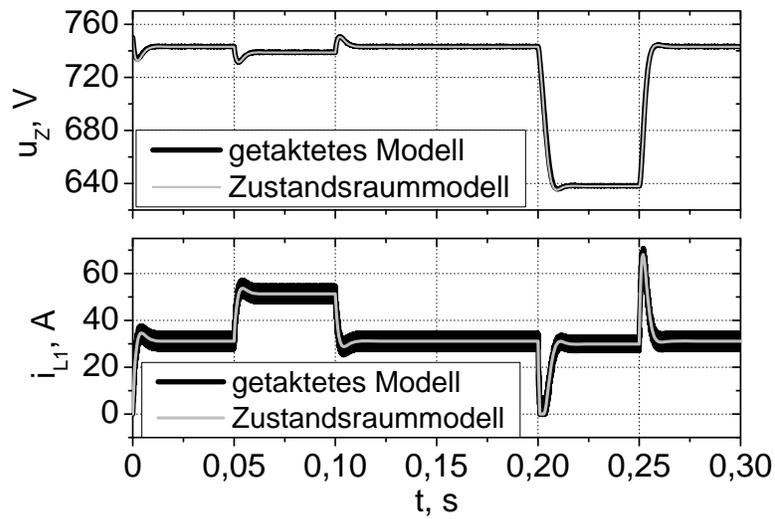


Bild 4.28: Gemitteltes und getaktetes Modell des Wandlers bei der Regelung mit zwei Zustandsvariablen, Simulation

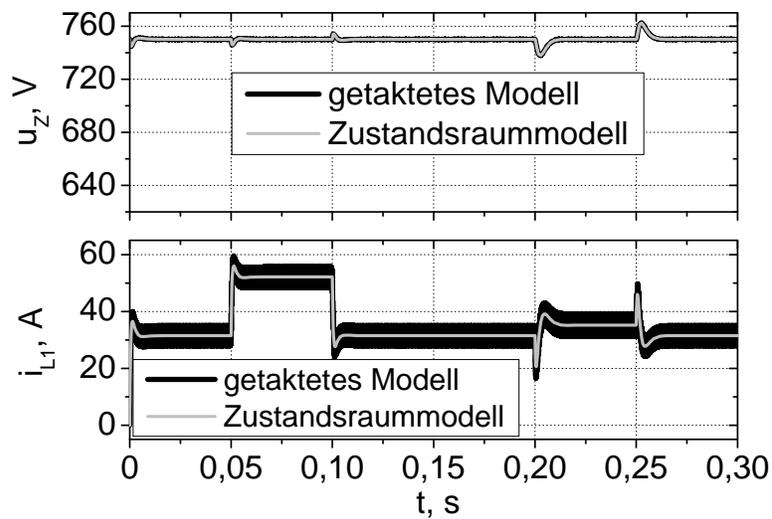


Bild 4.29: Gemitteltes und getaktetes Modell des Wandlers bei der Regelung mit drei Zustandsvariablen, Simulation

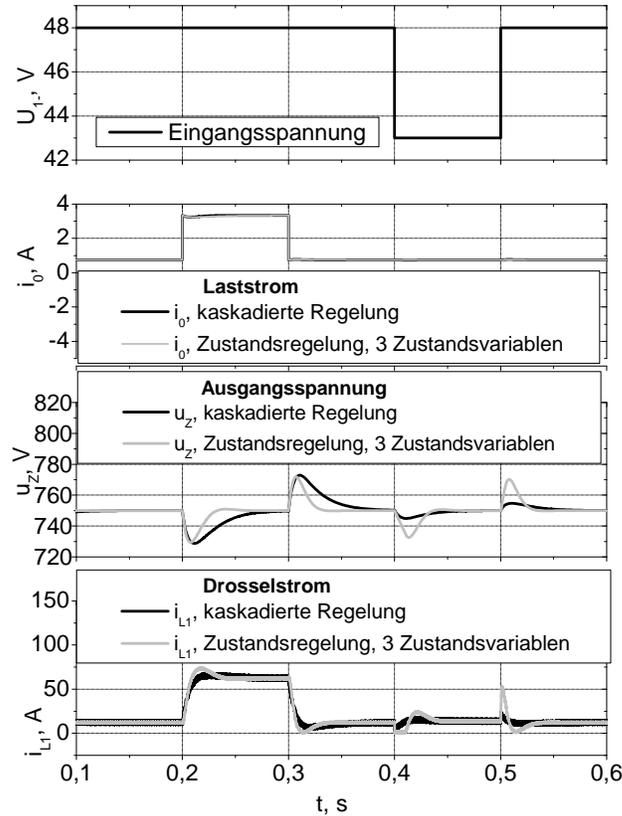


Bild 4.30: Vergleich der Simulationsergebnisse der kaskadierten- und der Zustandsregelung der Ausgangsspannung

Eingangsspannung größer als bei der unterlagerten Regelung. Dies bestätigten die früheren Aussagen, dass die Zustandsregelung für ein, um einen stationären Arbeitspunkt linearisiertes, Regelungssystem ausgelegt sei.

4.4. Vergleich der Gleichspannungswandler

Im folgenden Bild 4.31 werden die beiden diskutierten Schaltungen des Brückenweiges und des Gegentakt-Durchflusswandlers als Vollbrückenschaltung mit Stromeingang und Spannungsausgang miteinander verglichen. Bei den erwähnten Topologien stimmen die bidirektionale Energieübertragung und die Drossel als Energiespeicher überein. Im Unterschied dazu ist der Transformator zu sehen, der durch sein Übersetzungsverhältnis die Spannung an der Hochspannungsseite vergrößert und den Strom verringert. Die Regelung des Eingangsstroms in bezogenen Größen ermöglicht einen direkten Vergleich der beiden Schaltungen. Unter der Voraussetzung, dass die Drosselinduktivität die gleiche ist, wird der Drosselstrom einerseits durch die Regelung und andererseits durch die an die Drossel angelegte Spannung bestimmt.

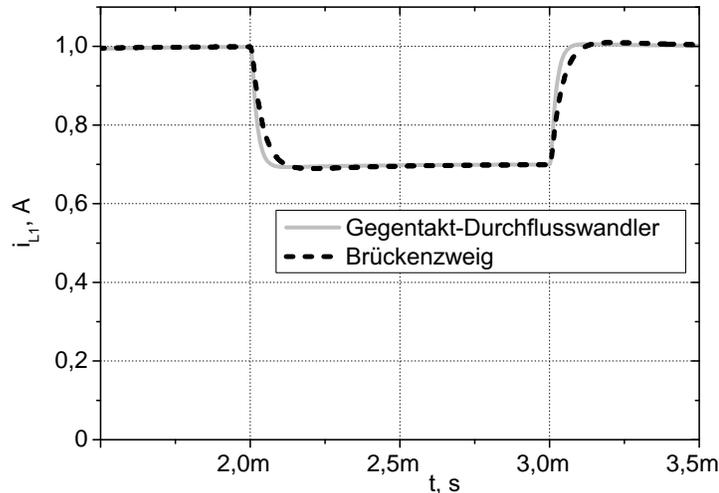


Bild 4.31: Vergleich der Regelung des Eingangsstroms mittels eines PI-Reglers

Aus dem Bild 4.31 ist ersichtlich, dass der Stromverlauf einen Unterschied bei der Sollwertänderung aufweist, der sich durch die an die Drossel angelegte Spannung erklären lässt, wie die Gleichungen (4.12) und (4.71) aufzeigen.

4.5. Zusammenfassung von Kapitel 4

Strom- und Spannungsregelung der DC/DC-Wandler ermöglichen eine Regelung der Energieflüsse in einem dezentralen Energieversorgungssystem. Aus diesem Grund sollen für die Anwendung in Energieversorgungssystemen mit Brennstoffzellen ausgewählte leistungselektronische Stellglieder geregelt werden. Es wurden mögliche Energieflussrichtungen in Systemen mit Brennstoffzelle sowie Batteriespeicher erläutert.

Zwei Schaltungstopologien – ohne und mit galvanischer Trennung – wurden als Regelstrecke betrachtet. Für die Stromregelung im Brückenweig wurden klassische I- oder PI-Regler eingesetzt. Die PI-Regelung wies eine deutlich bessere Dynamik auf. Abschließend wurden zwei Arten der Spannungsregelung verglichen: die einschleifige PI-Regelung und die Zustandsregelung. Letztere wurde in zwei weitere Arten unterteilt, und zwar in je eine Regelung mit zwei und mit drei Zustandsvariablen. Aus diesen zwei Arten kann nur die Regelung mit drei Zustandsvariablen die stationäre Genauigkeit gewährleisten. Darauffolgend wurden PI-Regelung und Zustandsregelung der Ausgangsspannung verglichen. Bei ähnlicher Dynamik zeigte die Zustandsregelung eine geringere Überschwingung. Allerdings gelten die berechneten Reglerkoeffizienten der Zustandsregelung, wegen der Linearisierung, nur für die kleine Umgebung des ausgewählten Arbeitspunktes.

Ein Gegentakt-Durchflusswandler als Vollbrückenschaltung mit Stromeingang und Span-

nungsausgang wurde als Schaltungstopologie mit galvanischer Trennung betrachtet. Wie für den Brückenweig wurden für die Vollbrückenschaltung bei der Stromregelung jeweils ein I- und ein PI-Regler betrachtet. Anschließend wurden die unterlagerte Regelung und die Zustandsregelung der Ausgangsspannung miteinander verglichen. Die Zustandsregelung zeichnete sich durch eine bessere Dynamik aus, allerdings gelten, wie beim Brückenweig, die ermittelten Reglerkoeffizienten nur in der kleinen Umgebung des ausgewählten Arbeitspunktes.

Da die Stromregelung in bezogenen Größen berechnet wurde, wurden die Simulationsergebnisse bei den gleichen Bedingungen für beide betrachtete DC/DC-Wandler gegenübergestellt. Der Vergleich zeigt, dass, durch unterschiedliche an die Drossel angelegte Spannungen, die Regeldynamik für den Brückenweig und für die Vollbrückenschaltung unterschiedlich ist.

5. Diagnose von Brennstoffzellen mit Hilfe von leistungselektronischen Stellgliedern

Das Ziel dieses Kapitels ist es, zu illustrieren, wie eine Diagnose des realen Brennstoffzellenstapels mit Hilfe eines DC/DC-Wandlers ermöglicht werden kann. Die Brennstoffzelle wird über ein leistungselektronisches Stellglied mit dem Energiespeicher verbunden. Das entspricht der Anbindung der Brennstoffzelle an den Zwischenkreis in einem dezentralen Energieversorgungssystem. Als DC/DC-Wandler dient der Brückenweig, der in der Hochsetzstellerrichtung betrieben wird. Die Regelung des Eingangsstroms des Brückenweiges ermöglicht die Einprägung der Testsignale. Diese werden an die Brennstoffzelle weitergegeben. Dadurch wird ihr Ersatzschaltbild parametrisiert. Die Parameter des Ersatzschaltbildes des Brennstoffzellenstapels ermöglichen die Aussagen über seinen Betriebszustand. Die Mess- und Simulationsergebnisse werden daraufhin miteinander verglichen. Als Ergänzung zum Normalbetrieb werden die Messungen der mangelhaft befeuchteten Brennstoffzelle zur Illustration des Diagnoseverfahrens aufgenommen.

5.1. Komponenten dezentraler Energieversorgungssysteme mit Brennstoffzellen

5.1.1. Brennstoffzellen

Die Ausgangskennlinie einer PEM-Brennstoffzelle wird von verschiedenen Verlustarten beeinflusst, die bereits im Kapitel 2.3 beschrieben wurden. Der im Bild 5.1 dargestellte Kennlinienverlauf entspricht dem realen 5-Zellen Stapel, der auch für die weiteren Messungen verwendet wird. Damit an der Brennstoffzelle keine irreversiblen Schäden verursacht werden, wird der Bereich der hohen Stromdichten bei den Messungen nicht verwendet und es wird auch dieser Abschnitt der Kennlinie im Bild 5.1 nicht dargestellt.

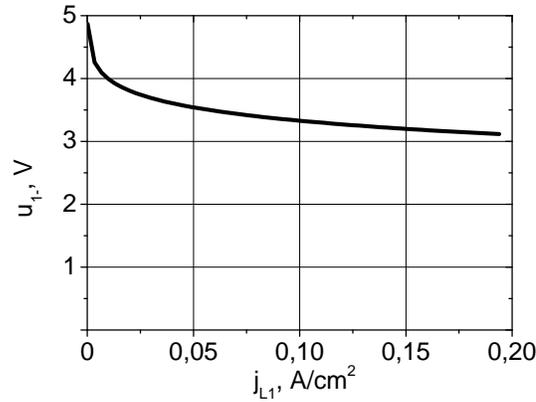


Bild 5.1: Statische Kennlinie des zu untersuchenden Brennstoffzellenstapels

Es wird weiterhin angenommen, dass eine Halbzellenreaktion an der Anodenseite wesentlich schneller stattfindet als an der Kathodenseite. Die anodenseitigen Verluste können daher vernachlässigt werden. Mit diesen Annahmen lässt sich die Brennstoffzelle in Form eines elektrischen Ersatzschaltbildes darstellen. Dabei werden aktive und passive Zweipole eingesetzt [10]. Dieses Modell verdeutlicht das Verhalten der Klemmenspannung der Brennstoffzelle. Das Ersatzschaltbild im Bild 5.2 interpretiert die Brennstoffzelle, vom elektrotechnischen Gesichtspunkt aus, als eine Spannungsquelle mit verlustbehafteten Elementen [51–53].

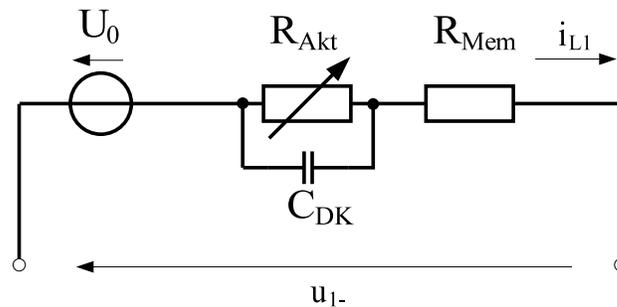


Bild 5.2: Ersatzschaltbild einer Brennstoffzelle

Dabei wird der Membranwiderstand mit R_{Mem} und die entstehende Doppelschicht zwischen den Elektroden und den Ionenleitern mit C_{DK} dargestellt. Die nichtlinearen Aktivierungsverluste werden durch R_{Akt} berücksichtigt [54]. Das Parametrieren des Ersatzschaltbildes, mit dem Zweck das Verhalten der Brennstoffzelle abzubilden, erfolgt durch Messungen. Es wird oftmals neben der statischen Kennlinie und der Ermittlung der Sprungantwort oder der Kurzschlussanalyse die elektrochemische Impedanzspektroskopie als Analysemethode der Brennstoffzelle eingesetzt [55, 56].

Im Bild 5.3 ist das Nyquist-Diagramm eines vermessenen Brennstoffzellenstapels mit den ermittelten Elektrolyt- und Aktivierungswiderständen dargestellt. Das äquivalente Ersatz-

schaltbild der Brennstoffzelle beinhaltet den in Serie geschalteten ohmschen Widerstand und ein RC-Glied. Die Impedanz lässt sich daraus frequenzabhängig definieren:

$$Z_{RC}(\omega) = R_{Mem} + \frac{R_{Akt}}{1 + j \cdot \omega R_{Akt} C_{DK}} \quad (5.1)$$

In der Gleichung wird bei höheren Frequenzen nur R_{Mem} als ein Element des Ersatzschaltbildes betrachtet, weil der Kondensator C_{DK} den Widerstand R_{Akt} quasi kurzschließt. Demgegenüber wird bei niedrigeren Frequenzen die Impedanz zu einer Summe des Membran- und des Aktivierungswiderstandes, siehe Bild 5.3, weil die Impedanz der Doppelschichtkapazität – gemäß $Z_{C_{DK}} = -\frac{1}{j\omega C_{DK}}$ – unendlich groß ist. Der imaginäre Anteil der Impedanz erreicht seinen Maximalwert bei der Frequenz f_0 , welche sich aus $\omega_0^{-1} = R_{Akt} \cdot C_{DK} = \tau$ bestimmen lässt.

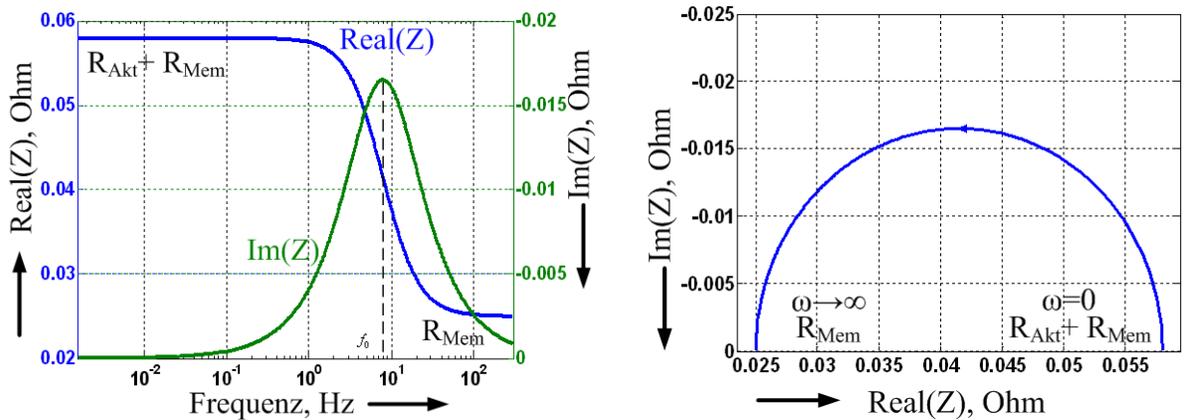


Bild 5.3: Real- und Imaginärteile der Impedanz (links). Nyquist-Diagramm (rechts) des untersuchten Brennstoffzellenstapels, Parameter: $R_{Mem} = 0,025 \Omega$, $R_{Akt} = 0,033 \Omega$, $C_{DK} = 0,61 \text{ F}$

Der maximale Wert des Imaginäranteils lässt sich demnach definieren durch die Gleichung:

$$\text{Im}\{Z\}|_{\omega=\omega_0} = -\frac{R_{Akt}}{2} \quad (5.2)$$

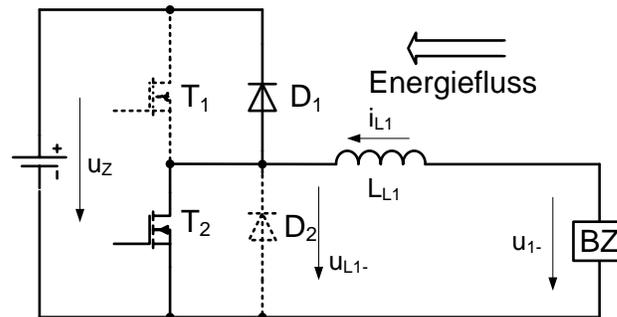
Das Nyquist-Diagramm zeigt das Verhalten der komplexen Impedanz im ganzen Frequenzband an. Aus dem Nyquist-Diagramm im Bild 5.3 können die Parameter des Ersatzschaltbildes ermittelt und schließlich die Aussagen über den Zustand bzw. die Degradation des Brennstoffzellenstapels getroffen werden. Um die Reproduzierbarkeit der Ergebnisse der Parameteridentifikation zu gewährleisten, dürfen sich die Messbedingungen nicht ändern. Tabelle 5.1 beinhaltet sowohl die Kenndaten des Brennstoffzellenstapels als auch die manuell eingestellten Betriebsparameter.

Tabelle 5.1.: Brennstoffzellenstapelparameter und Betriebsbedingungen

Anzahl der Zellen	5	
Zellenfläche	100 cm ²	
Stapeltemperatur	40 °C	
Befeuchtertemperatur	30 °C	
Betriebstemperaturbereich	30-60 °C	
Max. Druck Anode/Kathode	500 mbar	
Max. Druckdifferenz	300 mbar	
Druck	H ₂	100 mbar
	O ₂	100 mbar

5.1.2. Leistungselektronische Stellglieder als Werkzeug zur Diagnose von Brennstoffzellen

Eine der einfachsten Varianten der Anpassung der Spannungsebene ist der Hochsetzsteller, wie er im Kapitel 3.1 beschrieben wurde. Eine mögliche Anbindung wird im Bild 5.4 dargestellt und wurde in [57] untersucht. Der Brückenweig wird in Hochsetzstellerrichtung betrieben. Es werden dazu lediglich der Transistor T₂ und die Diode D₁ benötigt.

**Bild 5.4:** Brennstoffzelle mit Hochsetzsteller

Die Welligkeit des Eingangsstroms, die durch die Taktung im leistungselektronischen Stellglied entsteht, sollte nicht zu groß sein, damit die Brennstoffzelle nicht beschädigt wird [58]. Dies wird mittels einer durchdachten Auswahl von L_{L1} und f_T vermieden. Zur Belastung des Brennstoffzellenstapels wurde ein solcher Hochsetzsteller verwendet, dabei betrug die Zwischenkreisspannung $u_z = 12$ V, die Drosselinduktivität $L_{L1} = 80 \mu\text{H}$, die Taktfrequenz $f_T = 20$ kHz. Wegen der geringen Anzahl der einzelnen Zellen des Stapels können Unsymmetrien, die durch unterschiedliche Zelleigenschaften entstehen können, auf ein Minimum reduziert werden. Bei der niedrigen Spannungsebene existiert keine naheliegende Lösungsmöglichkeit für eine direkte Netzeinspeisung. Die Spannungsabfälle im Leistungsteil einschließlich Halbleiter ermöglichten einen stromgeregelten Betrieb [45] bis etwa $0 \leq I_{L1} \leq 15$ A, so dass die Arbeitspunkte im Nenn- und Aktivierungsbereich eingestellt werden können.

Bei ausreichend hoher Zwischenkreisspannung ist die Energieeinspeisung ins Netz über einen Wechselrichter möglich. Dieser kann Systemdienstleistungen, wie beispielsweise die Blindleistungskompensation, übernehmen [59]. Bei einphasiger Einspeisung ist zu beachten, dass eine Leistungswelligkeit mit doppelter Netzfrequenz vorliegt. Damit diese sich nicht im von der Brennstoffzelle abgegebenen Strom abzeichnet und damit die Brennstoffzelle beschädigt [5], kann der Spannungszwischenkreis des Wechselrichters mit hinreichend großen Kapazitäten vorgesehen werden. Solche Puffer können zudem zweckmäßig sein, um die von der Brennstoffzelle entnommene Leistung während der Messintervalle von der einzuspeisenden Leistung abzukoppeln. Dies wird in dem nachfolgenden Abschnitt erklärt.

5.2. Ansätze zur Diagnose

In diesem Abschnitt werden die Strom- und Spannungsverläufe am Brennstoffzellenstapel bei der Einprägung der Testsignale gemessen. Aufgrund dieser Messungen wird ein äquivalentes Ersatzschaltbild der Brennstoffzelle parametrisiert. Anschließend werden die ermittelten Parameter in einem Simulationsmodell verwendet. Dabei werden die gemessenen Verläufe simulativ verifiziert.

5.2.1. Auswertung der taktfrequenten Welligkeit

Die durch das Takten der Leistungshalbleiter verursachte Welligkeit des Ausgangsstroms der Brennstoffzelle wurde in Kapitel 5.1.2 bereits erwähnt. Betrachtet man das Ersatzschaltbild einer Brennstoffzelle, wie in Bild 5.2 zu sehen ist, lässt sich feststellen, dass die Einprägung des hochfrequenten Stroms die Klemmenspannung beeinflussen wird. Wegen des hochfrequenten Anteils des Stroms ist der Widerstand R_{Akt} durch den Kondensator C_{DK} quasi überbrückt und lässt sich nicht durch die taktfrequente Welligkeit ermitteln. Allerdings übt R_{Akt} im Bereich der kleineren Stromdichten der stationären Kennlinie einen erheblichen Einfluss auf die Klemmenspannung u_{1-} aus.

Dabei spiegelt sich die Stromwelligkeit Δi_{L1} in der Welligkeit der Klemmenspannung der Brennstoffzelle Δu_Z . Dies ist im Aktivierungsbereich feststellbar, also im Bereich der kleinen Stromdichten, in dem die statische Kennlinie stark abfällt. Dabei verursacht die Änderung der Stromdichte eine höhere Spannungsänderung als z. B. im Nenn-Arbeitsbereich. Die Doppelschichtkapazität C_{DK} aus dem elektrischen Ersatzschaltbild, Bild 5.2, wirkt dieser Zunahme für entsprechend hohe Taktfrequenzen entgegen. Die Messung im Bild 5.5 bestätigt, dass die Stromwelligkeit eine entsprechende Welligkeit der Klemmenspannung verursacht.

Am Wendepunkt des Stroms i_{L1} ergibt sich jeweils ein Spannungssprung im Wert von 5 mV. Die Ursache dafür ist die Induktivität des Stapels, einschließlich seiner Zuleitungen von ca.

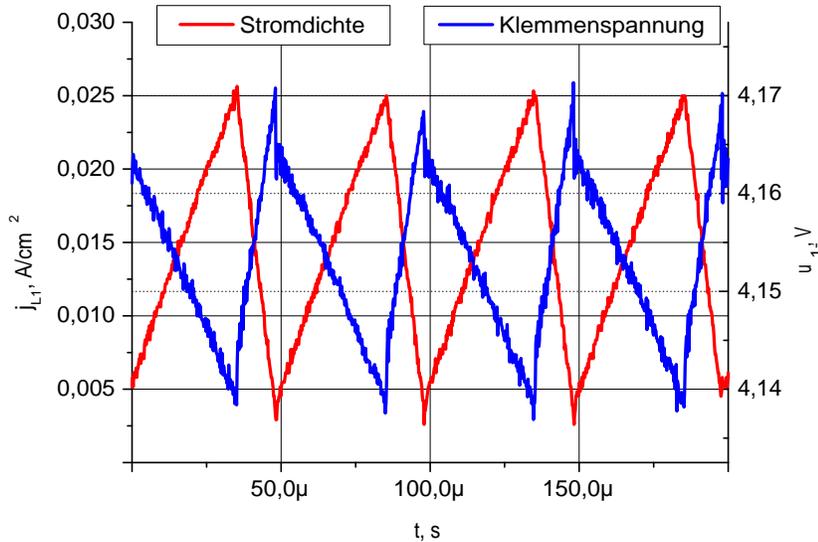


Bild 5.5: Gemessene Klemmenspannung des Brennstoffzellenstapels, bei hochfrequent welligem Klemmenstrom, bedingt durch das leistungselektronische Stellglied mit einer Taktfrequenz von 20 kHz, Membranwiderstand $R_{Mem} = 12,5 \text{ m}\Omega$

$10 \mu\text{H}$, und lässt sich dadurch erklären, dass die Änderung $\frac{di_{L1}}{dt}$ eine Änderung von u_{1-} hervorruft. Aus der Division der restlichen Spannungswelligkeit durch die Stromwelligkeit, ergibt sich $R_{Mem} \approx 12,5 \text{ m}\Omega$. Die Genauigkeit der Messung wird sowohl durch das Verhältnis der geringen Welligkeit zum Mittelwert der Klemmenspannung, als auch durch die Auflösung der Analog-Digital-Wandlung begrenzt. Der Vorteil für die Diagnose des Brennstoffzellenstapels ist, dass keine weiteren Testsignale eingepreßt werden müssen. Da die ohnehin vorhandene Welligkeit benutzt wird, ist keine weitere aufwendige Messtechnik erforderlich. Dieses Ergebnis stimmt mit [5] überein, wonach das Stellglied zur Bestimmung des Membranwiderstandes heran gezogen werden kann, wenn kein Glättungskondensator am Ausgang der Brennstoffzelle eingesetzt ist und die Taktfrequenz des leistungselektronischen Stellgliedes im Bereich $2 \text{ kHz} \leq f_t \leq 20 \text{ kHz}$ liegt.

Anschließend werden die Messergebnisse durch die Simulation verifiziert. Das Ziel der nachfolgenden Simulation, Bild 5.6, ist es nachzuweisen, dass durch die taktfrequente Welligkeit des Stroms die verursachte Welligkeit der Klemmenspannung lediglich vom Widerstand R_{Mem} abhängt. Aufgrund der Simulation wird das gleiche Verfahren zur Identifikation des Membranwiderstandes verwendet, wie es in der vorherigen Messung erläutert wurde. Bei der Simulation wurden die weiteren Parameter R_{Akt} und C_{DK} verwendet, die sich in Übereinstimmung mit dem Abschnitt 5.2.3 befinden.

Die folgenden beschriebenen Ansätze sollten demnach auch mit taktfrequent abgetasteten Signalen, wie sie für die Regelung des Stromrichters verwendet werden, anwendbar sein.

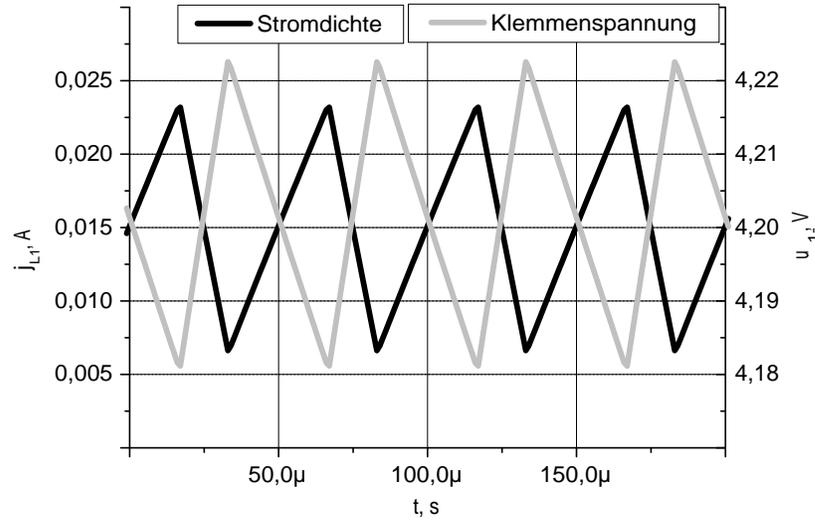


Bild 5.6: Simulierte Klemmenspannung des Brennstoffzellenstapels bei hochfrequent welligem Klemmenstrom bedingt durch das leistungselektronische Stellglied mit einer Taktfrequenz von 20 kHz bei $R_{Mem} = 12,5 \text{ m}\Omega$

5.2.2. Auswertung einer aufmodulierten periodischen Schwingung

Für die Untersuchung der Auswirkungen der Belastungsschwankungen auf das Betriebsverhalten und den Wirkungsgrad der Brennstoffzelle eignet sich die Impedanzspektroskopie besonders gut [60]. Dabei wird ein stationärer Arbeitspunkt ausgewählt und dem Gleichstrom ein kleiner Wechselstrom aufmoduliert. Dies verursacht Konzentrationsschwankungen an den Elektroden und eine diffusionsbestimmte Reaktion. Da dieser Prozess im Laufe „endlicher“ Zeit geschieht, wird die Reaktion dem in der Elektrode fließenden Wechselstrom „nacheilen“, so dass eine Phasenverschiebung auftritt. Dies kann bei verschiedenen Frequenzen und Amplituden des Wechselanteils analysiert werden [61, 62]. Dabei stellt sich ein quasistationärer Zustand ein, weil das aufmodulierte Signal periodisch sinusförmig wechselt. Nun können die Aussagen über den Betriebszustand getroffen werden [63–65].

Das Bild 5.7 stellt einen am Brennstoffzellenstapel gemessenen sinusförmig aufmodulierten Wechselstrom dar, mit der Amplitude $\hat{I}_{L1\sim} \approx 0,2 \text{ A}$ und einer Frequenz von 2 Hz. Der Mittelwert beträgt $I_{L1} \approx 10 \text{ A}$. Der resultierende Wechselanteil der Spannung beträgt $\hat{U}_{1\sim} \approx 14 \text{ mV}$. Daraus ergibt sich ein Impedanzwert von $Z \approx 70 \text{ m}\Omega$, wobei nach Bild 5.3 aufgrund der kleinen Frequenz $Z = R_{Mem} + R_{Akt}$ gilt.

Bei der Auswahl der Amplitude des Wechselanteils des Stroms ist zu berücksichtigen, dass zu große Amplituden keinen stationären Zustand ermitteln lassen und zu kleine Amplituden zu Messunsicherheiten führen [5].

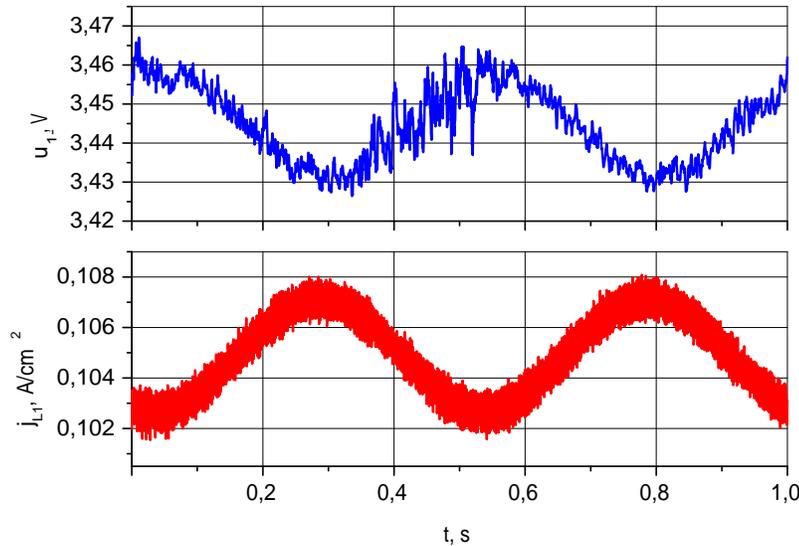


Bild 5.7: Gemessene Stromdichte mit aufmoduliertem Wechselanteil und Klemmenspannung des Brennstoffzellenstapels, $R_{Mem} + R_{Akt} = 70 \text{ m}\Omega$

Das in Bild 5.2 bereits präsentierte Ersatzschaltbild einer Brennstoffzelle, wird anschließend gemeinsam mit dem Hochsetzsteller simuliert. Ein eingepprägter sinusförmiger Strom mit geringer Frequenz lässt die Summe der Widerstände $R_{Mem} + R_{Akt}$ ermitteln, siehe Bild 5.8.

5.2.3. Auswertung aufmodulierter Sprungfunktionen

Um das vereinfachte Ersatzschaltbild zu parametrieren, kann eine relativ einfache Methode gewählt werden. Dabei werden die benötigten Parameter aus der Sprungantwort beim Stromsprung ermittelt. Die Stromänderung sollte in diesem Fall groß genug sein, um eine signifikante Klemmenspannungsänderung hervorzurufen [5].

Die hier betrachtete Methode wird auch Current-Interrupt-Methode genannt und liefert teilweise die gleiche Information wie die elektrochemische Impedanzspektroskopie (EIS). Die Current-Interrupt-Methode weist einige Vorteile auf [66]:

- der Stromsprung ist extrem schnell
- geringer Aufwand an Messtechnik
- die Methode kann an den Hochleistungsbrennstoffzellen verwendet werden (Anwendung der EIS ist problematisch)
- die Messung kann parallel mit der Aufnahme der U-I-Kennlinie stattfinden

Eine ausreichende Dynamik des Hochsetzstellers und eine hinreichend kleine Induktivität bilden die Voraussetzungen für die Realisierung des Stromsprungs mittels eines leistungselek-

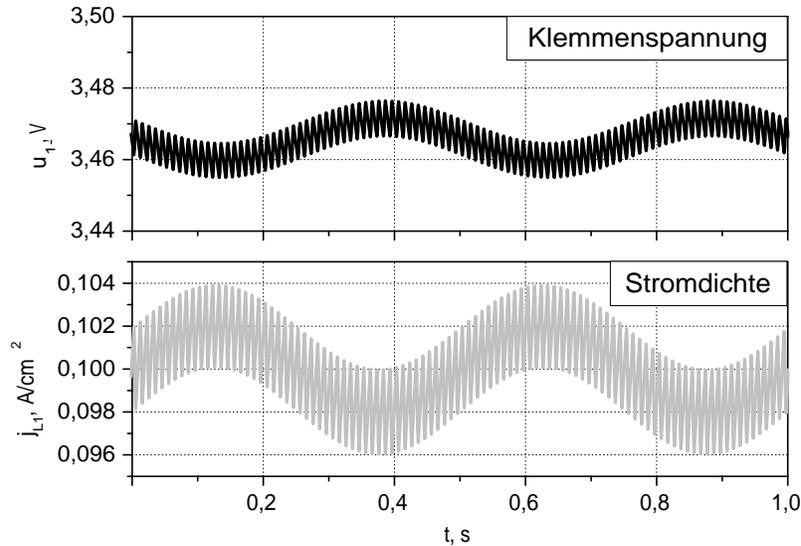


Bild 5.8: Simulierte Stromdichte mit aufmoduliertem Wechselanteil und Klemmenspannung des Brennstoffzellenstapels

tronischen Stellgliedes. Dabei werden die Stromsprünge mit positiven und negativen Flanken aufgezeichnet. Bei der Messung in [10] konnten keine qualitativen Unterschiede beim Spannungsverlauf festgestellt werden. Allerdings sind die Parameter des Ersatzschaltbildes vom Arbeitspunkt und Ausgangszustand abhängig. Diese Tatsache zeigt sich im in [5] vorgeschlagenen Verfahren zur Auswertung von Messintervallen mit kurzzeitig abgesenktem Strom.

Ein solcher Sprung von 16 A auf 5 A ist im Bild 5.9 dargestellt. Zum Zeitpunkt des Sprungs weist die Klemmenspannung einen steilen linearen Anstieg auf, der durch den Membranwiderstand bestimmt wird. Anschließend folgt ein exponentieller Verlauf, der dem Verhalten des RC-Gliedes $R_{Akt} - C_{DK}$ entspricht. Laut dem in [10] erwähnten Ansatz können die Parameter des Ersatzschaltbildes folgendermaßen bestimmt werden:

$$\begin{aligned}
 R_{Mem} &= \frac{U_{Mem}}{I} = \frac{3,57 \text{ V} - 3,30 \text{ V}}{11 \text{ A}} = \frac{0,27 \text{ V}}{11 \text{ A}} = 25 \text{ m}\Omega \\
 R_{Akt} &= \frac{U_{RC}}{I} = \frac{3,93 \text{ V} - 3,57 \text{ V}}{11 \text{ A}} = \frac{0,36 \text{ V}}{11 \text{ A}} = 33 \text{ m}\Omega \\
 C_{DK} &= \frac{\tau}{R_{Akt}} = \frac{0,02 \text{ s}}{0,033 \Omega} = 0,61 \text{ F}
 \end{aligned} \tag{5.3}$$

Dieses Ergebnis, das im Nyquist-Diagramm im Bild 5.3 auch zu sehen ist, liegt in der gleichen Größenordnung, wie die nach Abschnitt 5.2.2 ermittelte Summe $R_{Mem} + R_{Akt}$. Dies ist auch für die weiteren ermittelten Parameter zu entnehmen, entsprechend der unterschiedlichen Sprungantworten der Tabelle 5.2.

Die Simulation des im Bild 5.2 erwähnten Ersatzschaltbildes wurde aufgrund des in [10] prä-

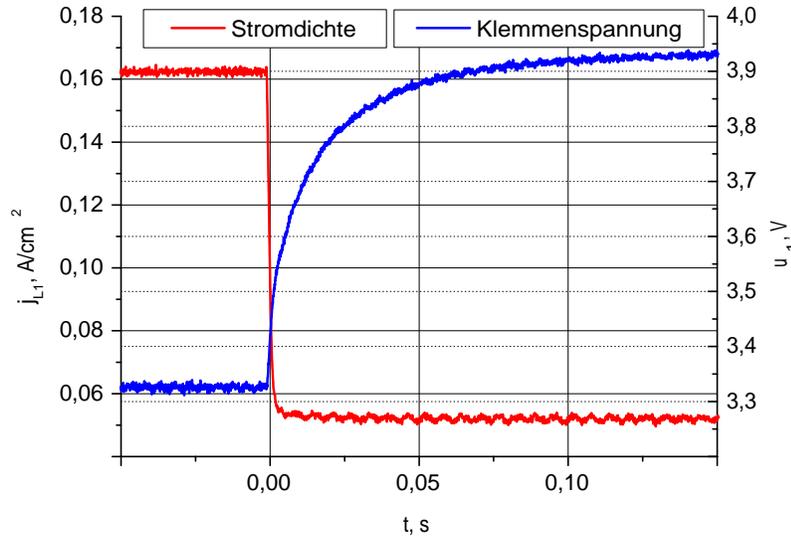


Bild 5.9: Gemessene Stromdichte mit aufmoduliertem Stromsprung und Klemmenspannung des Brennstoffzellenstapels, $R_{Mem} = 0,025 \Omega$, $R_{Akt} = 0,033 \Omega$, $C_{DK} = 0,61 \text{ F}$

Tabelle 5.2.: Aufgrund des Stromsprunges berechnete Parameter des Äquivalentmodells

	$R_{Mem}, \text{ m}\Omega$	$R_{Akt}, \text{ m}\Omega$	$C, \text{ F}$
16-5 A	25	33	0,61
10-5 A	24	42	0,48
5-16 A	25	29	0,69

sentierten Modells durchgeführt. Dabei ist es möglich, nichtlineares Verhalten des Aktivierungswiderstandes entweder durch die e -Funktion oder durch die $arsinh$ -Funktion zu simulieren. Wie es in der Dissertation von J. Haubrock beschrieben wird, liefert die Variante mit der $arsinh$ -Funktion die genaueren Ergebnisse. Diese Variante wurde in der nachfolgenden Simulation benutzt, siehe Bild 5.10. Die Simulation wurde für folgende Parameter des äquivalenten Ersatzschaltbildes der Brennstoffzelle durchgeführt: $R_{Mem} = 0,025 \Omega$, $R_{Akt} = 0,033 \Omega$ und $C_{DK} = 0,61 \text{ F}$.

5.3. Folgerungen für die Betriebsführung der Brennstoffzelle

Reversible und irreversible Degradationsmechanismen, die eine Vergrößerung des Innenwiderstandes verursachen, spielen eine wichtige Rolle für die Lebensdauer einer Brennstoffzelle oder eines Brennstoffzellenstapels. Zur reversiblen Degradation gehört beispielsweise eine

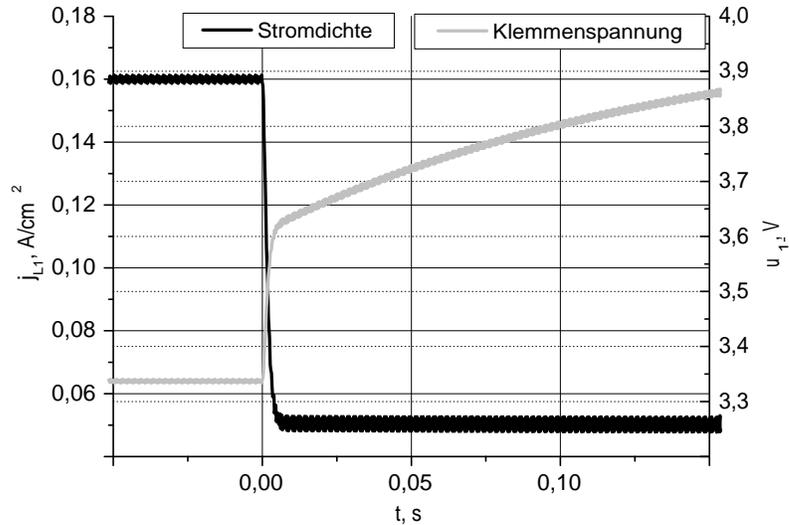


Bild 5.10: Simulierte Stromdichte mit aufmoduliertem Stromsprung und Klemmenspannung des Brennstoffzellenstapels, $R_{Mem} = 0,025 \Omega$, $R_{Akt} = 0,033 \Omega$, $C_{DK} = 0,61 F$

nicht ausreichend befeuchtete Membran, die einen höheren Widerstand aufweist. Als Beispiel einer irreversiblen Degradation können folgende Ursachen genannt werden: Agglomeration von Platinpartikeln, welche als Katalysator in PEM-Brennstoffzellen verwendet werden, oder eine „Platinkorrosion“ bzw. Auflösung des Platins an der Drei-Phasen-Grenze – dem Reaktionsraum zwischen Elektrolyt, Medium und Katalysator – was zu einer Verringerung der aktiven Zellenfläche führt [67]. Dabei sinkt die Leistungsfähigkeit der Zelle, dies ist mit der Steigung des Innenwiderstandes verbunden. Dies beeinflusst nun die Komponenten des elektrischen Ersatzschaltbildes, weil sich andere Parameter für die Widerstände einstellen. Somit können die in Abschnitt 5.2 identifizierten Parameter zur Detektion des Betriebszustandes und darauf aufbauend zur Betriebsführung genutzt werden.

Im Bild 5.11 ist das für den zuvor untersuchten Brennstoffzellenstapel illustriert, der hier mit zu geringer Befeuchtung betrieben wurde. Wie in Abschnitt 5.2.2 beschrieben, ist ein sinusförmiger Wechselstrom aufmoduliert ($\hat{I}_{L1\sim} \approx 0,2 A$), wobei die Einstellung des mittleren Stroms ($I \approx 1,5 A$) dem zu trockenen Stapel entspricht. Der Kurzschlussstrom ist dabei deutlich geringer als bei der normal befeuchteten Membran. Die Frequenz des aufmodulierten Signals beträgt 1 Hz. Es ist erkennbar, dass der Arbeitspunkt bei $U_{L1-} = 3,35 V$ deutlich unterhalb der stationären Kennlinie nach Bild 5.1 liegt. Die Spannungen der einzelnen Zellen im Bild 5.11 machen deutlich, dass dies durch gestaffelt unsymmetrische Spannungsverteilung innerhalb des Stapels verursacht wird. Die unterschiedlichen Impedanzen der Einzelzellen lassen sich auch im Wechselanteil der Zellenspannungen abbilden. Mit dem Wechselanteil der Klemmenspannung über alle Zellen von $\hat{U}_{1-\sim} = 3,35 V$ ergibt sich für die Impedanz der Wert

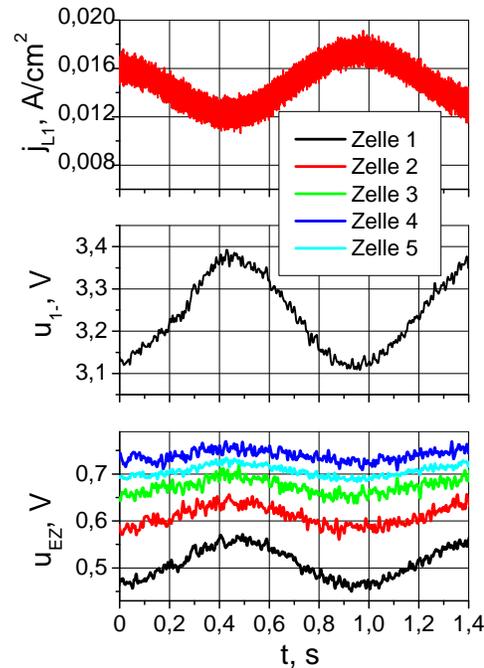


Bild 5.11: Verhalten eines mangelhaft befeuchteten Brennstoffzellenstapels: Stromdichte mit aufmoduliertem Wechselanteil, Klemmenspannung des gesamten Stapels und einzelne Zellenspannungen

von $Z \approx 700 \text{ m}\Omega$ – etwa das Zehnfache des zuvor für die ordnungsgemäß betriebene Zelle gemessenen Wertes. Bei zu geringer Befeuchtung ist das Messergebnis durch die zur Anodenseite des Stapels ansteigenden Membranwiderstände charakterisiert. Das an der Kathodenseite der Zellen entstehende Wasser kompensiert teilweise die mangelhafte Befeuchtung, vgl. Abschnitt 5.1.1. Da es sich um einen reversiblen Zustand handelt, kann diesem durch Herstellen der notwendigen Befeuchtung abgeholfen werden.

In [66] wird beschrieben, dass die Membranleitfähigkeit von der Befeuchtung linear abhängig ist. Der Membranwiderstand steigt mit der sinkenden Membranbefeuchtung somit linear. Die Aktivierungsverluste, die in der Impedanz mitberücksichtigt werden, sind von der Membranbefeuchtung unabhängig. Demnach ist die Impedanz Z der Brennstoffzelle von der Membranbefeuchtung linear abhängig.

5.4. Zusammenfassung von Kapitel 5

Durch Einprägung der Testsignale konnten Parameter des äquivalenten Ersatzschaltbildes des Brennstoffzellenstapels ermittelt werden. Aufgrund dieser Parameter ließen sich die Aussagen über den Betriebszustand der Brennstoffzelle treffen. Anschließend wurden die Methoden der Parameteridentifikation des äquivalenten Ersatzschaltbildes eines Brennstoffzellenstapels

präsentiert. Es wurde erläutert, dass es möglich sei, leistungselektronische Stellglieder für Diagnose des Betriebszustandes einer Brennstoffzelle anzuwenden. Eine hochfrequente Welligkeit, die durch jedes getaktete leistungselektronische Stellglied verursacht wird, kann der Ermittlung des Membranwiderstandes R_{Mem} dienen. Die Einprägung einer periodischen Schwingung mit geringer Frequenz ermöglicht die Bestimmung einer Impedanz des Brennstoffzellenstapels $Z = R_{Mem} + R_{Akt}$. Mit Hilfe eines sprungförmigen Testsignals können alle Parameter des Ersatzschaltbildes R_{Mem} , R_{Akt} , C_{DK} ermittelt werden. Die aus der Messung ermittelten Parameter des äquivalenten Ersatzschaltbildes wurden durch Simulation verifiziert. Das aufgrund der Messung parametrisierte Ersatzschaltbild ermöglicht eine simulative Nachbildung des Brennstoffzellenstapels. Anwendbarkeit des Diagnoseverfahrens bestätigt die Messung an einem mangelhaft befeuchteten Brennstoffzellenstapel, dessen Impedanz etwa das Zehnfache des zuvor für die ordnungsgemäß betriebene Zelle gemessenen Wertes beträgt.

6. Systemaspekte dezentraler Energieversorgungssysteme mit Brennstoffzellen

Dieses Kapitel zeigt mögliche Konzepte dezentraler Energieversorgungssysteme mit Brennstoffzellen auf. Dabei werden früher einzeln betrachtete Komponenten, wie z. B. der DC/DC-Wandler, so wie Funktionen, wie z. B. die Diagnose von Brennstoffzellen, im Rahmen eines gesamten Systems betrachtet. Die Energieflüsse in den diskutierten Energieversorgungssystemen können mit Hilfe der in Kapitel 4 betrachteten Regelverfahren von DC/DC-Wandlern gesteuert werden. Mögliche Strukturen netzgekoppelter Energieversorgungssysteme mit Brennstoffzellen und Batteriespeicher werden zuerst erläutert. Es werden zwei Energieversorgungskonzepte dargestellt mit einem gemeinsamen und mit zwei getrennten Zwischenkreisen. Die Wirkungsgrade leistungselektronischer Komponenten werden dabei berücksichtigt. Im netzgekoppelten Betrieb wird die Blindleistungskompensation als eine Systemdienstleistung des Wechselrichters angesehen. Anschließend werden die vorgestellten Energieversorgungskonzepte auch im Inselbetrieb betrachtet, wobei der Wechselrichter auch Blindleistung bereitstellen muss. Die Systemwirkungsgrade der Konzepte werden unter Berücksichtigung der Halbleiterverluste bei einem bekannten wöchentlichen Lastprofil miteinander verglichen. Eine Berechnung der Speicherkapazität schließt das Kapitel 6.

6.1. Mögliche Varianten der Integration von Brennstoffzellen in ein dezentrales Energieversorgungssystem

Die Energieflussrichtungen sind von der Betriebsweise eines dezentralen Energieversorgungssystems abhängig. Eine Übersicht möglicher Varianten der Auslegung von Brennstoffzellen ist näher im Kapitel 2.7 ausgeführt. Die Auslegung des herkömmlichen elektrischen Netzes sieht vor, dass der Energiefluss vertikal erfolgt, also von der höchsten zur niedrigsten Spannungsebene.

Dezentrale Energieerzeugungsanlagen können zu einem virtuellen Kraftwerk zusammengeschaltet werden, wobei diese miteinander verbunden sind und die zentrale Kraftwerksleistung ersetzen könnten. Im Gegensatz zu fluktuierenden Energiequellen, wie Windkraft- und Photovoltaikanlagen, sind KWK-Anlagen mit Brennstoffzellen unabhängig steuerbar und können zu jeder Zeit Strom erzeugen [68, 69]. Flexible Energiemanagement-Strategien gehören zu den Vorteilen dezentraler Energieerzeugung.

Wird ein dezentrales Energieerzeugungssystem als Inselnetz betrieben, ist ein zusätzlicher Energiespeicher erforderlich, der als Puffer bei Laständerungen eingesetzt werden kann.

Es wird angenommen, dass an einem Energieversorgungssystem, Bild 6.1 und 6.2, sowohl Netzanschluss als auch Energiespeicher vorhanden seien. Dieser kann bei Energiepreisschwankungen oder bei erhöhtem Energiebedarf zur Entlastung des Netzes eingesetzt werden. KWK-Anlagen mit einer Scheinleistung von mehr als 4,6 kVA sollen laut der Norm [85] dreiphasig angeschlossen werden, Anlagen geringerer Leistung dahingegen einphasig. Dabei ist keine Blindleistungskompensation notwendig. Ein dreiphasiger Wechselrichter kann für größere Leistungen dimensioniert werden, damit er nicht nur für die Stromeinspeisung, sondern auch für die Blindleistungskompensation benutzt werden kann. Die durch KWK-Anlagen erzeugte Energie wird in Deutschland laut des Kraft-Wärme-Kopplungsgesetzes zusätzlich subventioniert [86]. Dabei verringert der lokale Konsum der erzeugten Energie die Rückwirkung der dezentralen Energieerzeugungsanlagen auf das öffentliche Netz.

6.2. Mögliche Strukturen dezentraler Energieversorgungssysteme mit Brennstoffzellen

6.2.1. Konzept mit gemeinsamem Zwischenkreis

Im Folgenden wird eine beispielhafte Konfiguration eines dezentralen Energieversorgungssystems erläutert, Bild 6.1. Die Topologie ist bereits in der Photovoltaik bekannt [70, 71]. Ein ähnliches Konzept wird auch in [23] erwähnt. Die Brennstoffzelle und die Batterie sind durch die DC/DC-Wandler mit einem gemeinsamen Zwischenkreis verbunden. Im DC/DC-Wandler der Brennstoffzelle wird der Eingangsstrom und damit die Ausgangsleistung der Brennstoffzelle geregelt. Die Ausgangsleistung der Batterie wird durch die Regelung des Eingangsstroms ihres DC/DC-Wandlers bestimmt. Die Gesamtleistung, die in den Zwischenkreis hineinfließt, kann somit gesteuert werden.

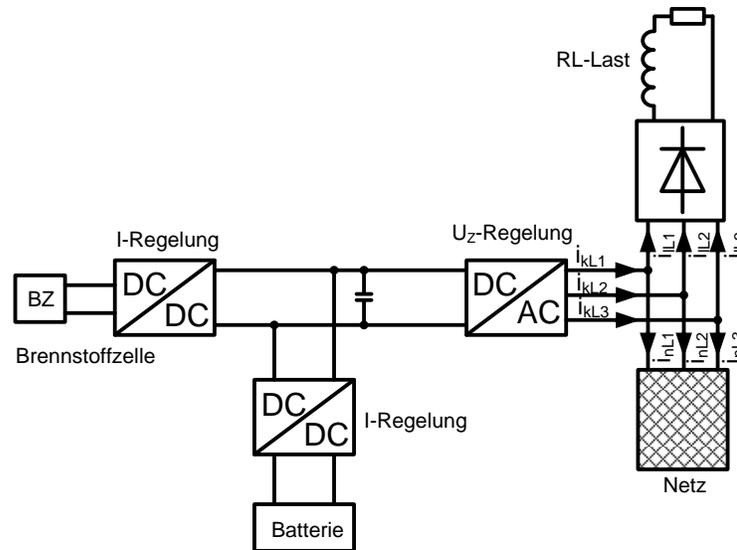


Bild 6.1: Beispielhafte Konfiguration eines netzgekoppelten Energieversorgungssystems mit einer Brennstoffzelle mit einem gemeinsamen Zwischenkreis

6.2.2. Konzept mit zwei getrennten Zwischenkreisen

Das zweite Energieversorgungskonzept beinhaltet zwei einzelne Zwischenkreise für die Brennstoffzelle und die Batterie. In den beiden DC/DC-Wandlern wird der Eingangsstrom geregelt. Der Wechselrichter, der die Batterie mit dem Netz verbindet, dient dem Austausch der Energie und regelt die Zwischenkreisspannung. Des Weiteren ist der Batterie-Wechselrichter kleiner dimensioniert, da die Batterie nur unterstützt. Beim Laden funktioniert der kleinere Batterie-Wechselrichter als Gleichrichter. Im netzparallelen Betrieb kann auf den Batteriespeicher verzichtet werden, dabei entfallen der DC/DC-Wandler und der Wechselrichter der Batterie.

Die Verringerung der Ausgangsleistung der Brennstoffzelle verursacht im ersten Konzept keine Verringerung des Wechselrichterstroms. Im Gegensatz dazu ändert im zweiten Konzept die gleiche Prozedur die Leistungsbilanz zwischen zwei Wechselrichtern [72–76]. Die Summe beider Ströme, wie es aus dem kompensierten Netzstrom ersichtlich ist, bleibt unverändert, Bild 6.5.

6.2.3. Wirkungsgrade der Komponenten eines dezentralen Energieversorgungssystems

Um die beiden Energieversorgungskonzepte direkt miteinander vergleichen zu können und um deren Wirkungsgrade zu bestimmen, wurden alle leistungselektronischen Stellglieder simuliert. Die Wirkungsgrade einzelner Komponenten bestimmen den Gesamtwirkungsgrad

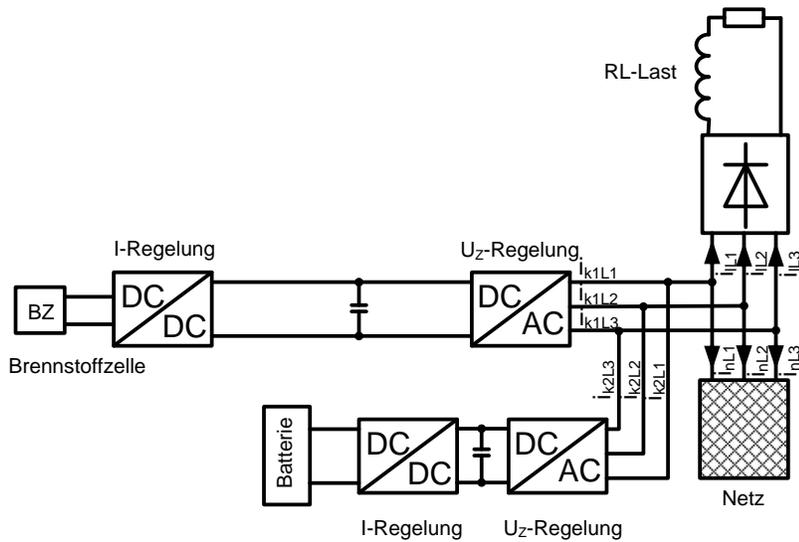


Bild 6.2: Beispielhafte Konfiguration eines netzgekoppelten Energieversorgungssystems mit einer Brennstoffzelle und zwei getrennten Zwischenkreisen

des Energieversorgungssystems abhängig von der Last. Für die betrachteten Stellglieder beruhen die Wirkungsgrade auf den Halbleiterverlusten, die in Durchlass- und Schaltverluste unterteilt werden. Zusätzlich werden im Hochsetzstellerbetrieb des DC/DC-Wandlers die Clamping-Verluste simulativ berücksichtigt. Die weiteren Verluste, wie z. B. Verluste in Drosseln, Kondensatoren, Filtern, Ansteuerung werden dabei nicht berücksichtigt. Die Schaltungstopologie des Wechselrichters entspricht dem Bild 3.10; die des DC/DC-Wandlers entspricht dem Bild 3.7 mit IGBTs und mit Freilaufdioden statt Dioden auf der Hochspannungsseite. Die im Wechselrichter verwendeten Halbleiterbauelemente sind IGBT IXEH 25N120D1 mit $V_{CES} = 1200 \text{ V}$, $I_{C25} = 36 \text{ A}$, $V_{CEsat} \leq 2,6 \text{ V}$ bei $I_C = 25 \text{ A}$, $T_J = 125^\circ \text{ C}$ mit internen Dioden. Die in den DC/DC-Wandlern verwendeten Halbleiter sind MOSFET IXYS IXFN 140N20P mit $V_{DSS} = 200 \text{ V}$, $R_{DSon} \leq 18 \text{ m}\Omega$, $I_{D25} = 115 \text{ A}$ und IGBT IHW20N120R3 mit $V_{CE} = 1200 \text{ V}$, $I_{C100} = 20 \text{ A}$, $V_{CEsat} \leq 1,48 \text{ V}$ $T_J = 175^\circ \text{ C}$ mit internen Dioden. Der Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler ist von den Halbleiterverlusten und den Clampingverlusten abhängig, Bild 6.3. Die Halbleiterverluste werden im Anhang C ermittelt. Die Clampingverluste treten nur im Hochsetzstellerbetrieb auf und haben einen wesentlichen Einfluss auf den Gesamtwirkungsgrad. Diese Verluste werden durch unterschiedliche Ströme in der Drossel L_1 und im Transformator verursacht, sobald nach der Kurzschlussphase eine Transistordiagonale mit allen vier Transistoren eingeschaltet wird, Bild 3.7. Die hier ermittelten Wirkungsgrade in Bild 6.3 sind wegen der erwähnten Annahmen höher als gewöhnlich ermittelte Wirkungsgrade, weil nur Halbleiterverluste berücksichtigt werden. Diese sollen allerdings nur dem Vergleich dienen.

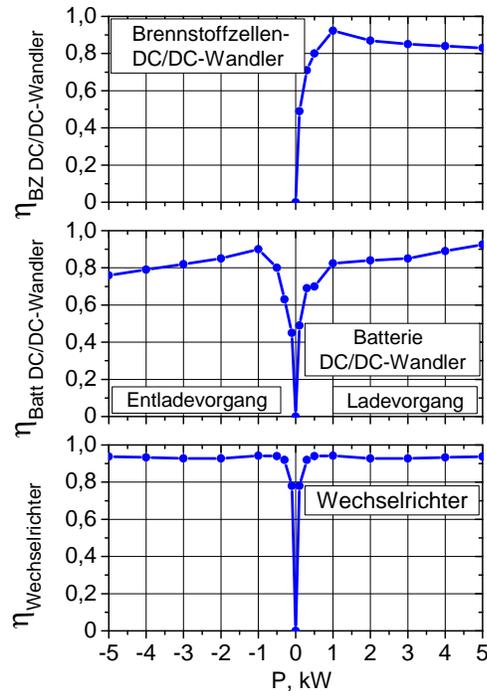


Bild 6.3: Simulierte Wirkungsgrade des Brennstoffzellen-DC/DC-Wandlers, des Batterie-DC/DC-Wandlers und des Wechselrichters

6.3. Systemdienstleistung am Netz

Die beiden betrachteten Energieversorgungskonzepte ermöglichen eine gleichzeitige Einspeisung von Wirkleistung ins Netz sowie die Blindleistungskompensation [77–81]. Dabei werden im betrachteten Beispiel die Harmonischen, die durch den dreiphasigen B6-Gleichrichter mit ohmsch-induktiver Last von 2,5 kW verursacht werden, eliminiert, Bild 6.1 und 6.2.

In dem hier dargestellten Beispiel beträgt die von der Brennstoffzelle abgegebene Leistung $P_{BZ} = 4,8 \text{ kW}$ bei einer Ausgangsspannung von 60 V. Die Zwischenkreisspannung wird vom Wechselrichter geregelt. Im betrachteten Arbeitspunkt beträgt die Batterieleistung 1,92 kW. Bei 0,05 Sek. wird die Brennstoffzellenleistung bis auf 3 kW verringert, Bild 6.4. Um die Gesamtleistung des Energieversorgungssystems auf der gleichen Ebene zu halten, wird die Batterieleistung auf 3,72 kW erhöht. Bei 0,08 Sek. kehrt die Brennstoffzellenleistung wieder zurück auf 4,8 kW. Wie aus Bild 6.4 ersichtlich ist, finden diese Leistungssprünge im ersten Konzept vor dem Zwischenkreis statt, und die Ausgangsleistung des Wechselrichters bleibt unverändert, da keine Änderungen am Netzstrom erkennbar sind. Im zweiten Konzept sind die Leistungssprünge auch in den Wechselrichterströmen bemerkbar, Bild 6.5.

Im ersten Energieversorgungssystem wird die Blindleistungskompensation als eine zusätzliche Systemdienstleistung des Wechselrichters betrachtet. Damit im zweiten Energieversorgungssystem bei der ohmsch-induktiven Last die Blindleistung unabhängig vom Batteriespeicher

kompensiert werden kann, übernimmt der Wechselrichter der Brennstoffzelle diese Funktion. Die durch Blindleistungskompensation erhöhten Wechselrichterströme verursachen zusätzliche Verluste im Wechselrichter. Der Wechselrichter wird für eine Eingangsleistung von 6,72 kW simuliert und seine Halbleiterverluste ermittelt, dabei wird durch die Harmonischen verursachte Verzerrungsblindleistung vollkommen kompensiert. Bei der Simulation wird durch die 5. und 7. Harmonische entstehende Verzerrungsblindleistung einzeln betrachtet. Die Blindleistung variiert im Bereich von 1 bis 5 kVar. Die Verlustleistung in den Halbleitern bei der Kompensation der 5. und 7. Harmonischen ist nicht linear von der steigenden Blindleistung abhängig. Die Ergebnisse werden in den Bildern 6.6 und 6.7 dargestellt. Hauptsächlich werden die Halbleiterverluste durch die Schaltverluste von IGBTs bestimmt, wie es die Einschaltverluste bestätigen, Bild 6.7. Bei der Kompensation verschiedener Harmonischer finden manche Schaltvorgänge bei dem minimalen Strom statt, was zu geringeren Verlusten führt. Somit lässt sich erklären, dass die Einschaltverluste für die 5. Harmonische bei 4 kVar geringer ausfallen als bei 3 kVar.

6.4. Dimensionierung des Energiespeichers für dezentrale Energieversorgungssysteme

Ein Energiespeicher wird benötigt, um die Lastschwankungen vor allem im Inselbetrieb ausgleichen zu können. Der Energiespeicher wird unter Berücksichtigung des Lastprofils dimensioniert. Das Ergebnis ist auch für netzgekoppelte Energieversorgungssysteme verwendbar. Damit wird erreicht, dass das Netz weniger belastet wird.

Ein Lastszenario, das in den hier betrachteten Systemen eingesetzt wurde, beruht auf den standardisierten Lastprofilen, welche die Viertelstundenleistungswerte beinhalten [87]. Das ausgewählte Szenario ist eine Woche im Sommer mit 29 Haushalten. Die Profilleistung wurde durch Skalierung des Leistungsbedarfs eines Haushalts mit einem Jahresverbrauch von 1000 kWh/a ermittelt. Die Ausgangsleistung der Brennstoffzelle ist konstant und beträgt im ausgewählten Arbeitspunkt 4,8 kW. Die Differenz zwischen der von der Brennstoffzelle erzeugten und der von der Last verbrauchten Energie wird in der Batterie gespeichert. Dabei soll der Wirkungsgrad des DC/DC-Wandlers der Brennstoffzelle berücksichtigt werden, um die in den Zwischenkreis fließende Energie ermitteln zu können. Der Wirkungsgrad des Wechselrichters ist bei einer Anbindung mit dem wöchentlichen Lastprofil berücksichtigt. Der Wirkungsgrad des DC/DC-Wandlers der Batterie beeinflusst zudem auch den jeweiligen Energietransfer. Die in Bild 6.3 ermittelten Wirkungsgrade werden für die Simulation der Leistungsflüsse mit einem wöchentlichen Lastprofil verwendet.

Die Energieflüsse in der Batterie werden durch die Integration der Batterieleistung ermittelt.

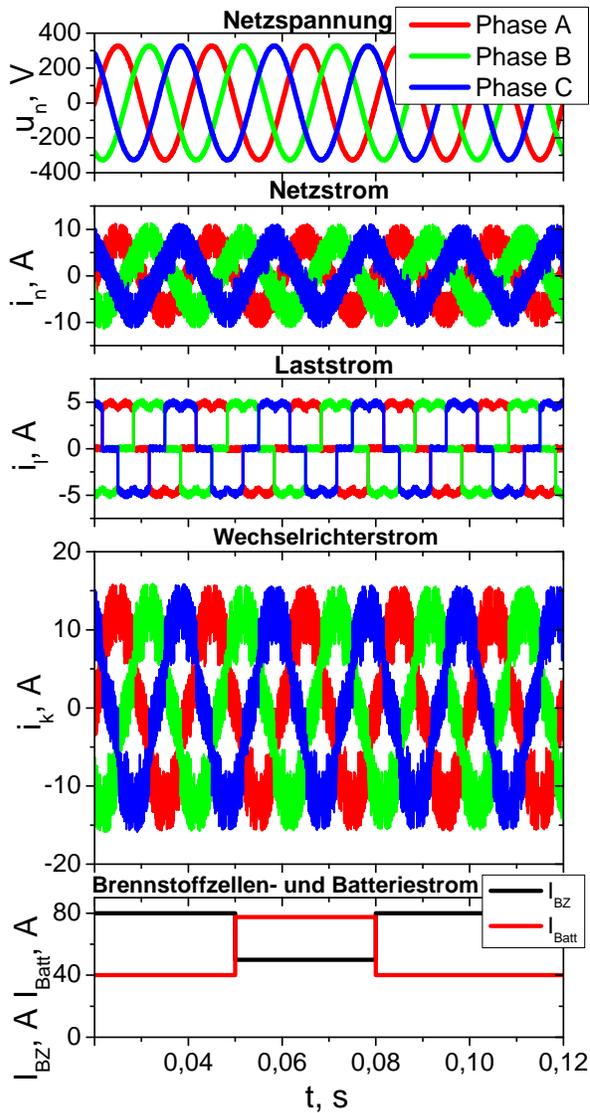


Bild 6.4: Simulation des Energieversorgungssystems mit gemeinsamem Zwischenkreis

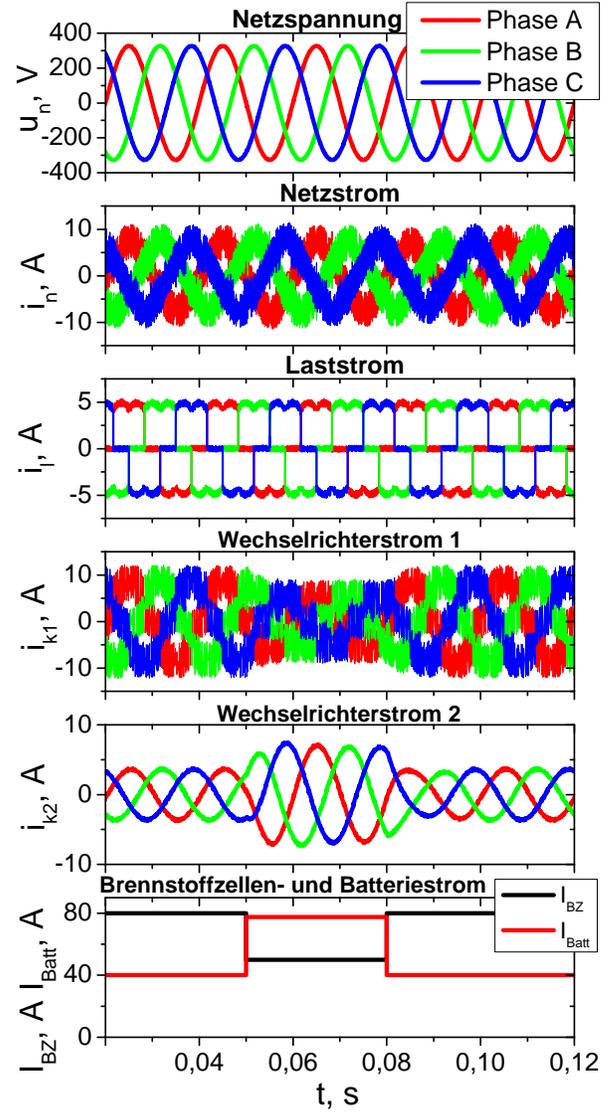


Bild 6.5: Simulation des Energieversorgungssystems mit zwei getrennten Zwischenkreisen

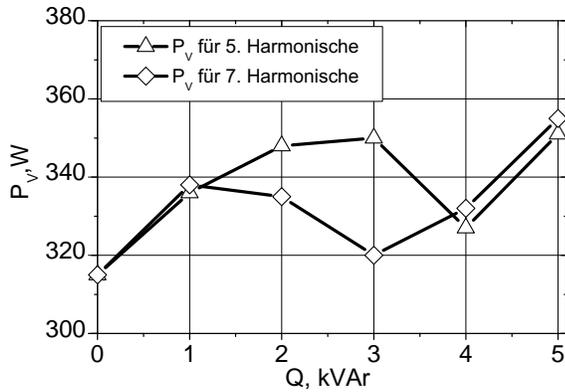


Bild 6.6: Gesamtenergieverluste des Wechselrichters, abhängig von der zu kompensierenden Blindleistung

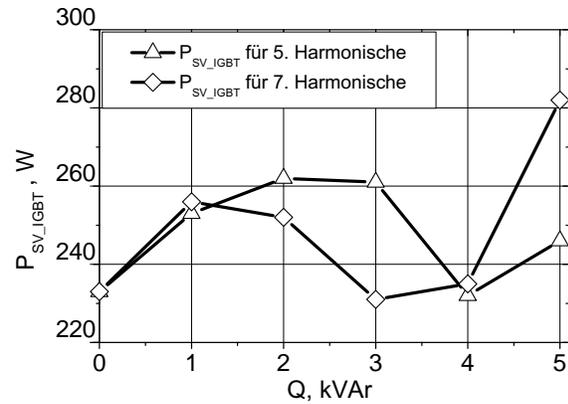


Bild 6.7: Einschaltverluste der IGBT, abhängig von der zu kompensierenden Blindleistung

In beiden Konzepten wird ein idealer Integrator mit einem Anfangswert 0 als Energiespeicherelement verwendet, Bild 6.8 und 6.9. Nach einer Woche im Betrieb rechnet das erste Konzept mit einer positiven Energiebilanz und das zweite Konzept fast mit der Rückkehr zum Ausgangszustand. Die Energiedifferenz zwischen beiden Konzepten entspricht dem Systemwirkungsgrad:

$$\eta_{sys} = \frac{\int p_{prof} dt + \int p_{batt} dt}{\int p_{FC} dt} \quad (6.1)$$

wobei die Leistung p_{prof} der vom Lastprofil verbrauchten Leistung entspricht, p_{batt} ist die Batterieleistung und p_{FC} ist die Brennstoffzellenleistung. Für das erste Konzept wurde der Systemwirkungsgrad $\eta_{sys1} = 73,8\%$ ermittelt, für das zweite $\eta_{sys2} = 72,1\%$. Somit ermöglicht das erste Konzept mit geringerer Anzahl der Energiewandler geringere Verluste als das zweite. Bei der Energieübertragung von der Gleich- in die Wechselspannungsseite wird der Gesamtwirkungsgrad als Produkt der Wirkungsgrade einzelner Wandler definiert, siehe Abschnitt 6.2.3.

In den betrachteten Energieversorgungssystemen bleibt die von der Brennstoffzelle abgegebene Leistung im Gegensatz zur Photovoltaik konstant. Ähnlich wie bei den Solargeneratoren, wird die Peak-Leistung mit einem Energiespeicher gedeckt und Energieüberschuss wird in der Puffer-Batterie gespeichert. Allgemein ist es vorteilhaft, wenn die Energieerzeugung im Einklang mit dem Lastprofil ist, so dass der Energiespeicher geringer dimensioniert werden kann.

Da die Brennstoffzelle im dezentralen Energieversorgungssystem in einem Arbeitspunkt mit konstanter Leistung betrieben wird, ist ein Energiespeicher mit ausreichender Kapazität erforderlich. Dieser Energiespeicher dient der Deckung der Lastspitzen und speichert die Energie bei geringeren Lasten. Die Dimensionierung erfolgt für einen Inselbetrieb. Die ermittelte

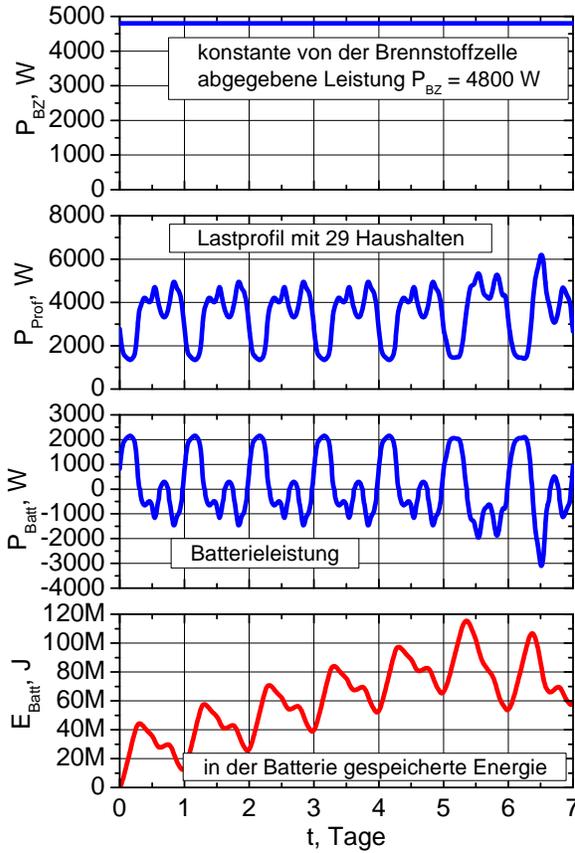


Bild 6.8: Leistungs- und Energiekennlinien für das erste Konzept

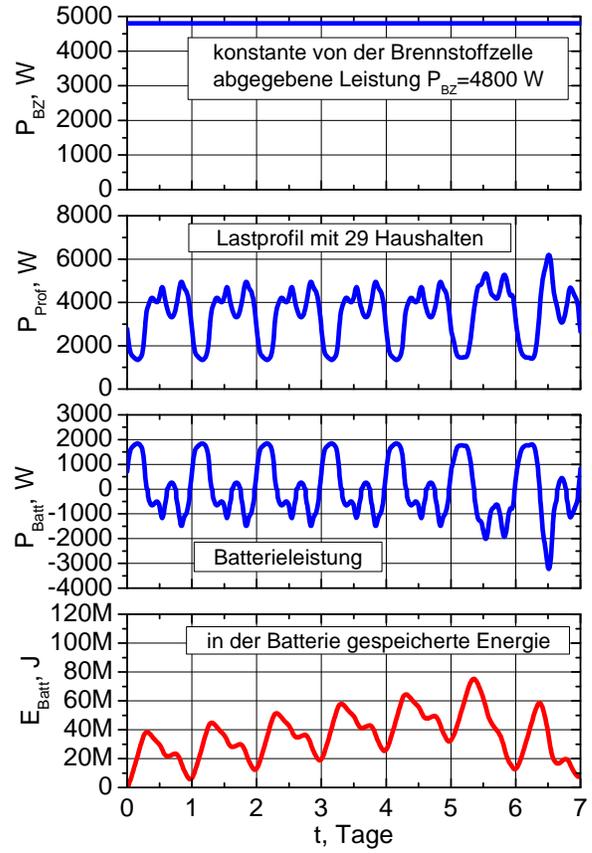


Bild 6.9: Leistungs- und Energiekennlinien für das zweite Konzept

Speicherkapazität ermöglicht auch im netzgekoppelten Betrieb eine geringere Netzbelastung.

Die Energiebilanz der Batterie in beiden Konzepten innerhalb einer Woche ist von der Topologie abhängig, was auch aus den Bildern 6.8 und 6.9 ersichtlich ist. Die folgenden Berechnungen zeigen, wie die Ladungskapazität für die Puffer-Batterie ermittelt werden kann. Es wird angenommen, dass die Klemmenspannung der Batterie konstant sei und 48 V betrage. Der Ladezustand (engl. SOC – State of Charge) der Batterie ändert sich abhängig je nach Tageszeit. Die maximale Entladetiefe (engl. DOD – depth of discharge) ist vom Batterietyp abhängig und soll beispielsweise in der Photovoltaik im Rahmen 60-70 % gehalten werden [82]. Zusätzlich soll der Wh-Wirkungsgrad beim Laden der Batterie berücksichtigt werden, der theoretisch bei 85 % liegen könnte.

Die Batterie soll der Speicherung der Energievariation im Laufe eines Tages dienen. Ihr vermuteter Anfangsladezustand betrug ca. 50 % und variiert täglich zwischen 50-100 %. Dabei ergeben sich nötige Reserven unter Berücksichtigung des Wirkungsgrades. Nach einer Woche in Betrieb ist der Ladezustand der Batterie in verschiedenen Konzepten unterschiedlich. Idealerweise bleibt er wie im zweiten Konzept fast unverändert. Tritt der Fall ein, dass die Batterie vollkommen aufgeladen ist und die von der Brennstoffzelle erzeugte Leistung nicht vollkommen verbraucht wird, soll die Brennstoffzelle herunter geregelt werden.

Die Energievariation im Laufe des Tages beträgt maximal ca. 60 MJ für das erste und zweite Energieversorgungskonzept, Bild 6.8 und 6.9. Bei 48 V Klemmenspannung entspricht diese Energie einer Ladekapazität in $1,25 \text{ MA} \cdot \text{s}$.

$$C_{SP} = 60 \text{ MJ} / 48 \text{ V} = 1,25 \text{ MAs} \cdot 1 \text{ h} / 3600 \text{ s} = 347 \text{ Ah} \quad (6.2)$$

Unter Berücksichtigung der Variation des Ladezustandes der Batterie sollte die Batteriekapazität doppelt so groß ausgewählt werden, also mit ca. 700 Ah. Unter Berücksichtigung der Klemmenspannung von 48 V entspricht dies einem Energiegehalt von 33,6 kWh.

Der ermittelte Wert liegt in der gleichen Größenordnung, wie z. B. für das in [82] beschriebene Energieversorgungssystem mit einem täglichen Energieertrag von 10 kWh, mit einer 4,5-kW_p PV-Anlage und einem Diesel-Generator.

6.5. Zusammenfassung von Kapitel 6

In diesem Kapitel wurden zwei Energieversorgungskonzepte mit Brennstoffzellen miteinander verglichen, wobei im ersten Konzept ein gemeinsamer Zwischenkreis und ein Wechselrichter eingesetzt wurde und im zweiten Konzept zwei Zwischenkreise und jeweils zwei Wechselrichter. Die Wirkungsgrade der DC/DC-Wandler und des Wechselrichters wurden aufgrund der

Datenblätter der jeweiligen Bauelemente simulativ ermittelt, um einen Vergleich der Wirkungsgrade des Gesamtsystems zu ermöglichen.

Im netzparallelen Betrieb mit nichtlinearer Last wurde die Blindleistungskompensation als zusätzliche Systemdienstleistung des Wechselrichters betrachtet. Die durch höhere Ströme verursachten Halbleiterverluste im Wechselrichter sind nicht linear von der zu kompensierenden Blindleistung abhängig. Im Inselbetrieb wurden die Gesamtwirkungsgrade für beide Konzepte bei einem Betrieb mit einem wöchentlichen Lastprofil ermittelt. Die Ergebnisse haben gezeigt, dass der Gesamtwirkungsgrad beider Konzepte unterschiedlich ist. Das erste Konzept mit einem gemeinsamen Zwischenkreis und einem Wechselrichter wies einen besseren Wirkungsgrad auf. Des Weiteren wurde eine optimale Batteriekapazität von 33,6 kWh für die betrachteten Energieversorgungssysteme abgeschätzt.

7. Laborprototyp und Messergebnisse

In diesem Kapitel wird der Aufbau und die Regelung eines DC/DC-Wandlers erläutert. Ein Laborprototyp des im Kapitel 3 dargestellten Gegentakt-Durchflusswandlers mit Stromeingang und Spannungsausgang wird praktisch realisiert. Die im Kapitel 4 beschriebenen Regelungsmethoden werden für die ausgewählte Wandlertopologie umgesetzt. Anschließend werden verschiedene Regelungsstrukturen für die Strom- und Spannungsregelung erprobt. Die PI-Regelung des Drosselstroms ermöglicht eine Einprägung verschiedener Testsignale. Eine kaskadierte Regelung und eine Zustandsregelung der Zwischenkreisspannung werden miteinander verglichen. Die kaskadierte Regelung enthält dabei zwei Varianten – entweder mit einem PI- oder einem P- inneren Stromregelkreis. Die Sicherheitsfunktionen zum Schutz vor unzulässigem Betrieb werden softwaretechnisch implementiert und getestet. Zusätzlich werden die Halbleiterverluste für den Nennarbeitspunkt von 2,5 kW ermittelt. Der Wirkungsgrad des aufgebauten DC/DC-Wandlers wird anschließend bei unterschiedlichen Lasten und unterschiedlichen Ausgangsspannungen gemessen.

7.1. Übersicht

Es wurde ein Laborprototyp des bidirektionalen DC/DC-Wandlers mit galvanischer Trennung aufgebaut. Die Wandlertopologie entspricht dem in Bild 3.7 dargestellten Gegentakt-Durchflusswandler mit Stromeingang und Spannungsausgang. Der aufgebaute DC/DC-Wandler besteht aus zwei Transistorvollbrücken, die miteinander durch einen HF-Trafo verbunden sind. Der HF-Trafo mit einem Übersetzungsverhältnis von 1:11 verbindet die Hochstrom- und die Hochspannungsseite. Die auf der Hochstromseite eingesetzten MOSFETs sind vom Typ IXFN 140N20P ($I_{D25} = 115 \text{ A}$, $U_{DSS} = 200 \text{ V}$, $R_{DS(on)} \leq 18 \text{ m}\Omega$) in einem SOT-227B Gehäuse. Es kamen IGBTs vom Typ IHW 20N120R3 ($I_C = 20 \text{ A}$, $U_{CES} = 1200 \text{ V}$) zum Einsatz. Die Besonderheit des verwendeten Typs ist die Rückwärtsleitfähigkeit des Transistors. Der Aufbau des Versuchsstandes ist im Bild 7.1 dargestellt. Die Schaltung des Versuchsaufbaus ist im Bild 7.2 dargestellt.

Die für die Regelung benötigten Ströme und Spannungen werden mit Hilfe von LEM-Messwandlern erfasst. Als Strommesswandler wurde durchwegs der Typ LEM-LA55-P eingesetzt.

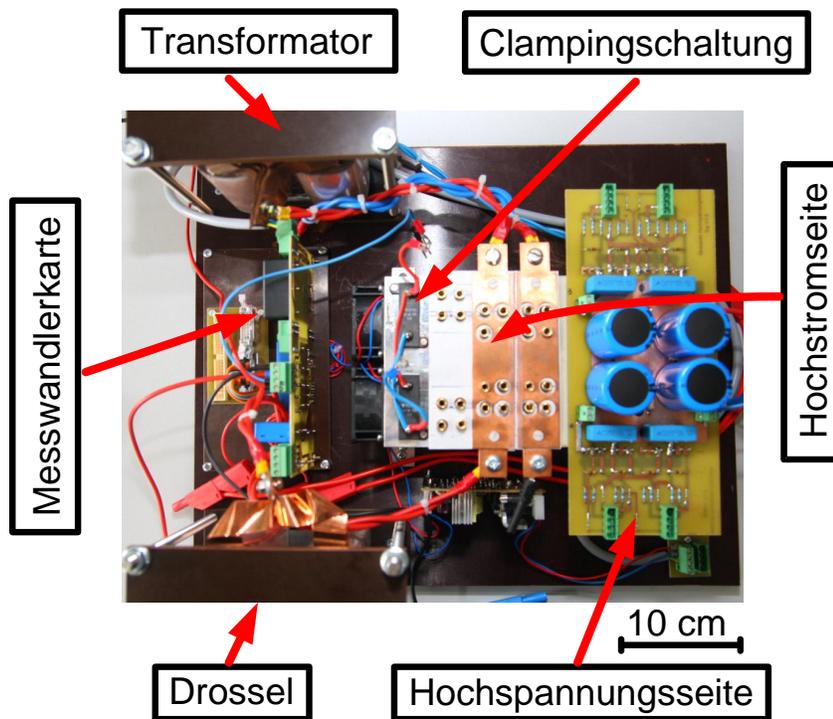


Bild 7.1: Bidirektionaler DC/DC-Wandler

Als Spannungsmesswandler dient der Typ LEM-LV25-P. Alle Messwandler wurden auf einer einzelnen Platine mit Verbindungsstecker aufgebaut, die ein Interface zwischen den Messsignalen und den analogen Eingängen des DSP-Systems bildet.

Als Regelungssystem wurde das XCS 2000-System des Herstellers AixControl eingesetzt. Dieses beinhaltet eine Steuerplattform mit zwei Gleitkomma-Prozessoren von Analog Devices (SHARC ADSP-21161N). Die Prozessoren sind in C++ programmierbar und besitzen eine sehr gute Rechenleistung. Die zusätzlichen FPGAs, die zum System gehören, erfüllen die Aufgaben der Adressierung der Ein- und Ausgänge, der Abtastung der A/D-Wandler und gewährleisten die globale Synchronisation zwischen DSPs und FPGA. Von Vorteil bei einem DSP-System im Vergleich zum Mikrocontroller ist die verwendete Floating-Point-Arithmetik, die keine Begrenzungen für den Wertebereich, wie z.B. Integer, fordert. Der entscheidende Vorteil des DSP-Systems liegt – neben der einfacheren Programmierung der Reglerstruktur – in seiner Echtzeitfähigkeit.

7.2. Ermittlung der Verlustleistung in Halbleitern

Es wurden Berechnungen der Durchlass- und der Schaltverluste für die ausgewählten Halbleiter durchgeführt. Nachfolgend wird eine Erhöhung der Chiptemperatur $T_J - T_S$ für MOSFETs und IGBTs aufgrund ihrer Verluste ermittelt.

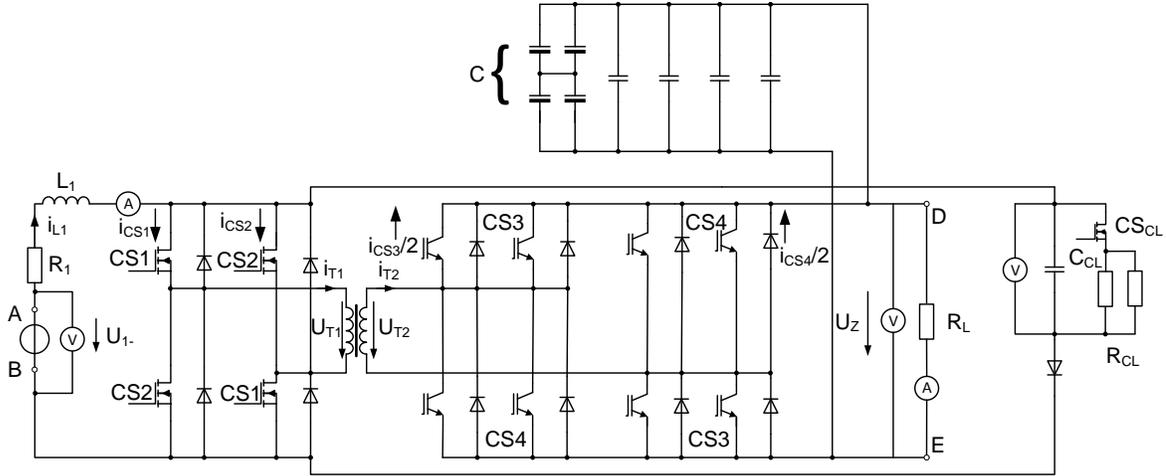


Bild 7.2: Schematische Darstellung des Laboraufbaus

Die primärseitige Brücke besteht aus 4 MOSFETs. Es wird angenommen, dass die Halbleiterstromverläufe rechteckförmig sind und ihren Wert im Laufe einer gewissen Phase der Taktperiode nicht ändern. Es wurde eine idealisierte Schaltung simuliert, wobei die Ströme der Nennleistung entsprechen.

Aus der Simulation in Bild 7.3 ist ersichtlich, dass der Amplitudenwert des Stroms, bei dem die MOSFETs ein- und abgeschaltet werden, $I_{CS1,2_ampl} = 26 \text{ A}$ beträgt, also halb so viel wie der Drosselstrom. Dies entspricht bei einer Eingangsspannung von 48 V, einer Ausgangsspannung von 750 V bei 2,5 kW. Das Verhältnis zwischen der primär- und der sekundärseitigen Spannung wird durch folgende Steuerfunktion bestimmt:

$$U_Z = \frac{n \cdot U_{1-}}{2 \cdot (1 - a)} \quad (7.1)$$

Ein typischer Wert des Aussteuergrades bei einem Übersetzungsverhältnis des Transformators $n = 11$ für den betrachteten Arbeitspunkt ist daher: $a = 0,65$. Im Laufe einer Schaltperiode wird zwischen der Leitphase, wenn eine Transistor-Diagonale leitend ist, und der Überlappungsphase, wenn beide Diagonalen leitend sind, unterschieden. Die Leitphase $1-a$ und die Überlappungsphase $\frac{2 \cdot a - 1}{2}$ ergeben sich in Übereinstimmung mit (4.57) und (4.58). Jede Phase tritt im Laufe einer Taktperiode zweimal auf. Die Gesamtperiode sollte gleich 1 sein: $1 - a + \frac{2 \cdot a - 1}{2} \cdot 2 + 1 - a = 1$.

Die für die weitere Ermittlung der Verluste benötigten Effektiv- und Mittelwerte des ein- und abzuschaltenden Stroms lässt sich wie folgt berechnen:

$$I_{CS1,2_RMS} = \sqrt{(2 \cdot I_{CS1,2_ampl})^2 (1 - a) + 2 \cdot I_{CS1,2_ampl}^2 \cdot \frac{2 \cdot a - 1}{2} + 0 \cdot (1 - a)} = 33,89 \text{ A} \quad (7.2)$$

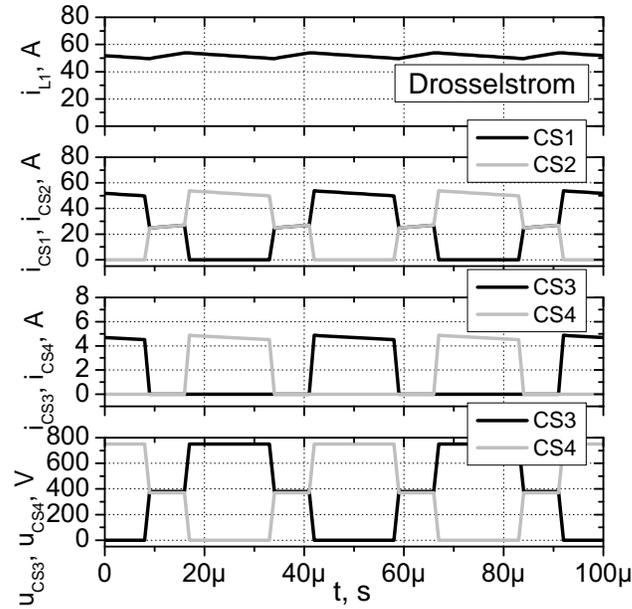


Bild 7.3: Stromverläufe in der Drossel, MOSFETs und Dioden im Hochsetzstellerbetrieb bei 2,5 kW

$$I_{CS1,2_av} = 2 \cdot I_{CS1,2_ampl} (1 - a) + I_{CS1,2_ampl} \cdot \frac{2 \cdot a - 1}{2} + 0 \cdot (1 - a) + I_{CS1,2_ampl} \cdot \frac{2 \cdot a - 1}{2} = 26 \text{ A} \quad (7.3)$$

Die Fähigkeit des Transistors den Strom bidirektional zu leiten zeichnet die IGBTs auf der Hochspannungsseite aus. Wird auf die Ansteuerung verzichtet, können auch Freilaufdioden benutzt werden. Die Verluste des Transistors und der Diode werden separat berechnet. Dabei werden die Einschaltverluste der Diode vernachlässigt und es werden nur die Ausschalt- und die Durchlassverluste der Freilaufdiode berücksichtigt. Zur Verringerung der Strombelastung wurden jeweils zwei IGBTs parallelgeschaltet, die sekundärseitige Brücke besteht dann aus 8 IGBTs. Die Verluste sind davon abhängig, ob die IGBTs angesteuert sind oder nur die Dioden leitend sind.

Der Amplitudenwert des zu schaltenden Stroms beträgt laut der Simulation $I_{CS3,4_ampl} = 4,7 \text{ A}$, siehe Bild 7.3. Der Amplitudenwert des sekundärseitigen Stroms wird mit Hilfe einer Simulation ermittelt, dabei wird die Anzahl von zwei parallelgeschalteten Bauelementen berücksichtigt.

$$I_{CS3,4_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot (I_{CS3,4_ampl}/2)^2 \cdot (1 - a) \cdot T} = \sqrt{(4,7/2)^2 \cdot 0,35} = 1,39 \text{ A} \quad (7.4)$$

Ein Mittelwert des Stroms auf der Sekundärseite lässt sich wie folgt bestimmen:

$$I_{CS3,4_av} = \frac{1}{T} \cdot I_{CS3,4_ampl}/2 \cdot (1 - a) \cdot T = 4,7/2 \cdot 0,35 = 0,82 \text{ A} \quad (7.5)$$

Tabelle 7.1.: Berechnete Verlustleistung des DC/DC-Wandlers bei 2,5 kW, $U_{1-} = 48\text{ V}$, $U_Z = 750\text{ V}$

Betriebsart	HSS-Betrieb		TSS-Betrieb	
Leitende Bauelemente	Hochstromseite Transistoren	Hochspannungsseite Dioden	Hochstromseite Dioden	Hochspannungsseite Transistoren
Durchlassverluste, W	51,68	0,67	73,46	0,47
Schaltverluste, W	6,4	21,0	21,0	6,2
Gesamtverluste unter Berücksichtigung der Anzahl der Bauelemente, W	232,32	178,88	377,84	53,36
Temperaturerhöhung $T_J - T_S$, °C	16	47	26	10

Die ausführliche Berechnung der Verlustleistung und der Temperatur erfolgt laut des Anhanges C. Die Anzahl der Bauelemente auf der Primär- und Sekundärseite wird in der Art festgelegt, dass die beiden Seiten möglichst gleichmäßig thermisch belastet sind. Die optimale Anzahl der MOSFET auf der Hochstromseite beträgt 4 IGBTs und auf der Hochspannungsseite 8 IGBTs, also jeweils zwei parallel zur Verringerung der Strombelastung. Als Taktfrequenz wurde $f_S = 20\text{ kHz}$ festgelegt.

Anschließend werden mögliche Betriebsarten des DC/DC-Wandlers aufgezeigt, die jeweils entstehenden Verluste berechnet und in der Tabelle 7.1 zusammengefasst. Unter Berücksichtigung des thermischen Widerstandes des Kühlkörpers $R_{th} = 0,1\text{ K/W}$ und der Umgebungstemperatur von 25 °C , kann die Kühlkörpertemperatur ermittelt werden: im Hochsetzstellerbetrieb beträgt die Kühlkörpertemperatur $T_S = 41\text{ °C} + 25\text{ °C} = 66\text{ °C}$ und im Tiefsetzstellerbetrieb $T_S = 43\text{ °C} + 25\text{ °C} = 68\text{ °C}$. Der Höchstwert der Chiptemperatur beträgt $T_J = 113\text{ °C}$ für die Freilaufdiode eines IGBT. Der geringste Wert der Chiptemperatur ist $T_J = 78\text{ °C}$ für den IGBT. Das thermische Verhalten des DC/DC-Wandlers könnte verbessert werden, indem ebenfalls im Hochsetzstellerbetrieb die IGBTs angesteuert werden, wobei dies nur für den rückwärtsleitfähigen Typ relevant ist.

7.3. Dimensionierung der Drossel

Das Ziel ist es, eine Drossel mit einer Induktivität von $80\text{ }\mu\text{H}$ aufzubauen. Die Drossel wurde mit einem Luftspalt versehen, um die Speicherfähigkeit zu verbessern. Dabei wird die verfrühte Sättigung des Kerns vermieden. In Drosseln, die einen Luftspalt enthalten, kann der

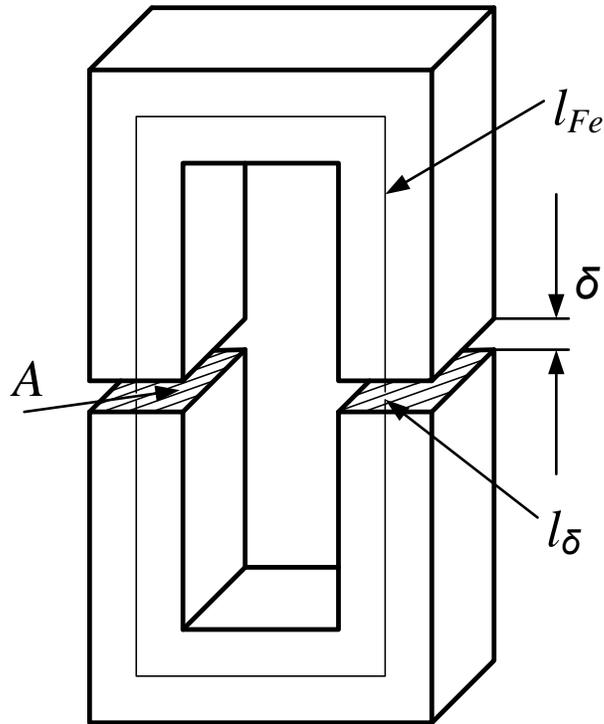


Bild 7.4: Schematische Darstellung des Drosselkerns

magnetische Leitwert aus dem Datenblatt nicht verwendet werden. Er muss demnach berechnet werden, da sich der magnetische Gesamtwiderstand über die magnetische Gesamtstrecke hinweg verändert. Die schematische Darstellung des Drosselkerns zeigt Bild 7.4.

$$R_m = R_{m_{Fe}} + R_{m_{\delta}} \quad (7.6)$$

$$R_m = \frac{l_{Fe}}{A_{Fe} \cdot \mu_0 \cdot \mu_{r_{Fe}}} + \frac{l_{\delta}}{A_{\delta} \cdot \mu_0 \cdot \mu_{r_{\delta}}} \quad (7.7)$$

Die Fläche des Luftspaltes entspricht dem Querschnitt des Kerns:

$$A_{\delta} = A_{Fe} = A \quad (7.8)$$

mit $\mu_{r_{\delta}} = 1$ ergibt sich:

$$R_m = \frac{l_{Fe} + 2 \cdot \delta \cdot \mu_{r_{Fe}}}{A \cdot \mu_0 \cdot \mu_{r_{Fe}}} \quad (7.9)$$

Die magnetische Feldkonstante und die relative Permeabilitätszahl für Ferrit N27 sind jeweils:

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{V} \cdot \text{s}}{\text{A} \cdot \text{m}} \quad (7.10)$$

$$\mu_{r_{Fe}} = 1800 \quad (7.11)$$

Der magnetische Widerstand lässt sich dann wie folgt errechnen:

$$R_m = \frac{0,354 \text{ m} + 2 \cdot 0,001 \text{ m} \cdot 1800}{0,00084 \text{ m}^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{V} \cdot \text{s}}{\text{A} \cdot \text{m}} \cdot 1800} = 2,08 \cdot 10^6 \frac{\text{A}}{\text{V} \cdot \text{s}} \quad (7.12)$$

Mit dem berechneten A_L - Wert $A_L = \frac{1}{R_m} = 480,29 \text{ nH}$ kann die benötigte Windungszahl ermittelt werden [27]:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{80 \mu\text{H}}{480,29 \text{ nH}}} = 12,9 \quad (7.13)$$

Die Drossel sollte mit 13 Windungen gewickelt werden. Anschließend wird der maximale Sättigungsstrom I_{sat} unter Berücksichtigung der Sättigungsflussdichte von ca. 450 mT berechnet [38].

$$N \cdot I_{sat} = \Phi_{sat} \cdot R_m \quad (7.14)$$

$$\Phi_{sat} = B_{sat} \cdot A \quad (7.15)$$

$$I_{sat} = \frac{B_{sat} \cdot A}{N} \cdot R_m = \frac{0,45 \text{ T} \cdot 0,00084 \text{ m}^2}{13} \cdot 2,08 \cdot 10^6 \frac{\text{A}}{\text{V} \cdot \text{s}} = 60,5 \text{ A} \quad (7.16)$$

Der maximale Sättigungsstrom der Drossel $I_{L1} = 60,5 \text{ A}$ ist größer als der Drosselstrom im Nennarbeitspunkt, siehe Bild 7.3.

Als Kupfermaterial wird eine Kupferfolie von 84 mm Breite und 0,12 mm Dicke verwendet. Der Querschnitt beträgt demnach 10,08 mm². Um die Strombelastung zu verringern, wird die Wicklung der Drossel verteilt. Diese besteht aus zwei parallelen Wicklungen mit identischer Windungszahl. Der Gesamtquerschnitt der Kupferwicklung beträgt dann 20,16 mm². Die bei verschiedenen Frequenzen gemessenen Parameter der parallelgeschalteten Wicklungen werden im Bild 7.5 aufgeführt.

7.4. Implementierte Sicherheitsfunktionen

Um die Bauelemente vor unzulässigen Zuständen zu schützen, wurden drei Sicherheitsfunktionen in die Programm-Routine implementiert. Dabei wurden folgende Größen beobachtet:

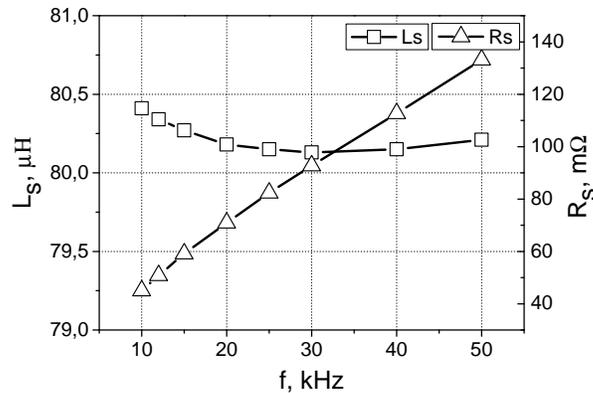


Bild 7.5: Gemessene Abhängigkeit der Induktivität und des ohmschen Widerstandes der beiden Wicklungen bei einer Frequenz von 10 bis 50 kHz

- Clampingspannung
- Eingangsstrom
- Ausgangsspannung

7.4.1. Schutzflag für die Clampingspannung

Die Clampingschaltung dient dem Zweck, die Halbleiter auf der Hochstromseite vor Überspannung zu schützen. Eine Überspannung wird durch eine Differenz zwischen dem Drosselstrom und dem Trafostrom beim Takten der primärseitigen Brücke verursacht. Die Clampingspannung ist von der Streuinduktivität des Trafos abhängig. Damit die Clampingspannung nicht zu hohe Werte annimmt, wird eine Spannungsschwelle eingestellt, bei der der Clampingtransistor CS_{CL} eingeschaltet wird und der Clampingkondensator C_{CL} durch den Clampingwiderstand R_{CL} entladen wird. Erreicht die Clampingspannung trotzdem höhere Werte als es die Sicherheitsschwelle vorsieht, bedeutet dies, dass mehr Energie in die Clampingschaltung hineinfließt, als der Clampingwiderstand in Wärme umsetzen kann. In diesem Fall wird ein Sicherheitsflag eingeschaltet, der die Ansteuerung der primärseitigen Transistoren komplett abstellt. Die Clampingspannung sinkt daraufhin auf den Wert der Eingangsspannung. Das im Bild 7.6 gezeigte Beispiel illustriert die Funktion der Clampingschaltung, wobei die Einschaltsschwelle des Clampingtransistors auf 70 V festgelegt wurde. Beim Erreichen einer Sicherheitsschwelle von 90 V wird die Ansteuerung der primärseitigen Transistoren abgeschaltet, wie am Verhalten des Eingangsstroms und Tastverhältnisses ersichtlich ist. Diese Messung wurde für nicht kritische Werte durchgeführt, um sicherzustellen, dass im kritischen Fall das Schutzflag funktioniert. Nach Auslösen des Sicherheitsflags sinkt die Clampingspannung auf den Wert der Eingangsspannung.

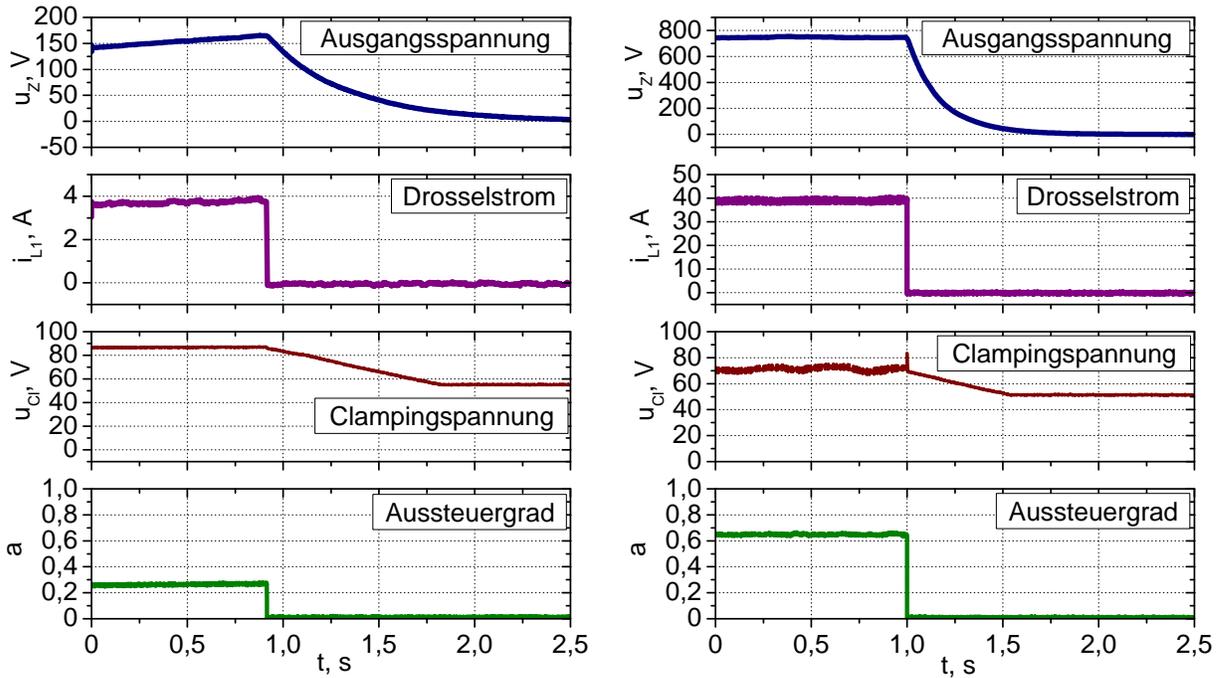


Bild 7.6: Funktion des Sicherheitsflags für die Clampingspannung

Bild 7.7: Funktion des Sicherheitsflags für den Eingangsstrom

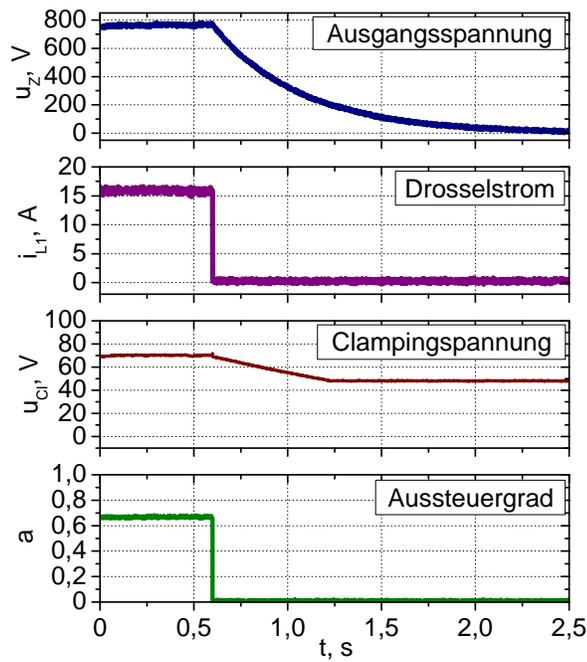


Bild 7.8: Funktion des Sicherheitsflags für die Ausgangsspannung

7.4.2. Schutzflag für den Eingangsstrom

Der Maximalwert des Eingangsstroms soll softwaretechnisch begrenzt werden, um eine Zerstörung der Halbleiter zu verhindern. Bei der Anwendung des DC/DC-Wandlers mit Brennstoffzellen lassen sich durch eine Strombegrenzung außerdem kritische Zustände vermeiden, so dass keine irreversiblen Effekte in der Membran auftreten. Im Bild 7.7 ist ein Beispiel dargestellt, in welchem der Strom auf den Wert von 40 A begrenzt wird. Erreicht der Stromwert den im Beispiel eingesetzten Grenzwert des Eingangsstroms, schaltet sich die Ansteuerung der Halbleiter auf der Hochstromseite ab und der Eingangsstrom sinkt auf Null. Die Clampingsspannung sinkt auf den Wert der Eingangsspannung.

7.4.3. Schutzflag für die Ausgangsspannung

Damit die Ausgangsspannung des DC/DC-Wandlers im vorgesehenen Bereich liegt, sollte eine Notausschaltfunktion beim Erreichen eines kritischen Wertes der Ausgangsspannung einprogrammiert werden. Die Funktion der Abschaltung wird bei den Nennwerten der Ausgangsspannung geprüft. Die Abschaltschwelle für die Ausgangsspannung liegt bei 770 V. Wie im Bild 7.8 ersichtlich, schaltet sich die Ansteuerung der Transistoren auf der Primärseite beim Erreichen dieses Wertes ab und die Ausgangsspannung sinkt auf Null. Dabei werden die Zwischenkreiskondensatoren über den Lastwiderstand entladen. Die Zeitkonstante des Entladevorgangs ist somit vom Lastwiderstand abhängig.

7.5. Regelung des Eingangsstroms

Im Bild 7.9 ist das Verhalten des Eingangsstroms mit einem konstanten Sollwert dargestellt. Dabei kann der Einfluss der taktfrequenten Welligkeit des Eingangsstroms des DC/DC-Wandlers auf die Klemmenspannung der Brennstoffzelle untersucht werden. Im Bild 7.10 wird die Regelung des Eingangsstroms mit dem periodischen Sollwert aufgeführt, wobei der Sollwert eine Sinusfunktion geringerer Frequenz darstellt und zum Test des Brennstoffzellenstapels verwendet werden kann. Die sprungförmige Änderung des Stroms im Brennstoffzellenstapel kann beispielsweise mittels einer Current-Interrupt-Methode getestet werden, wie im Bild 7.11 dargestellt. Die Regelung des Eingangsstroms erfolgt mittels eines PI-Reglers mit den Reglerkoeffizienten $K_p = 0,01$ und $K_i = 5$.

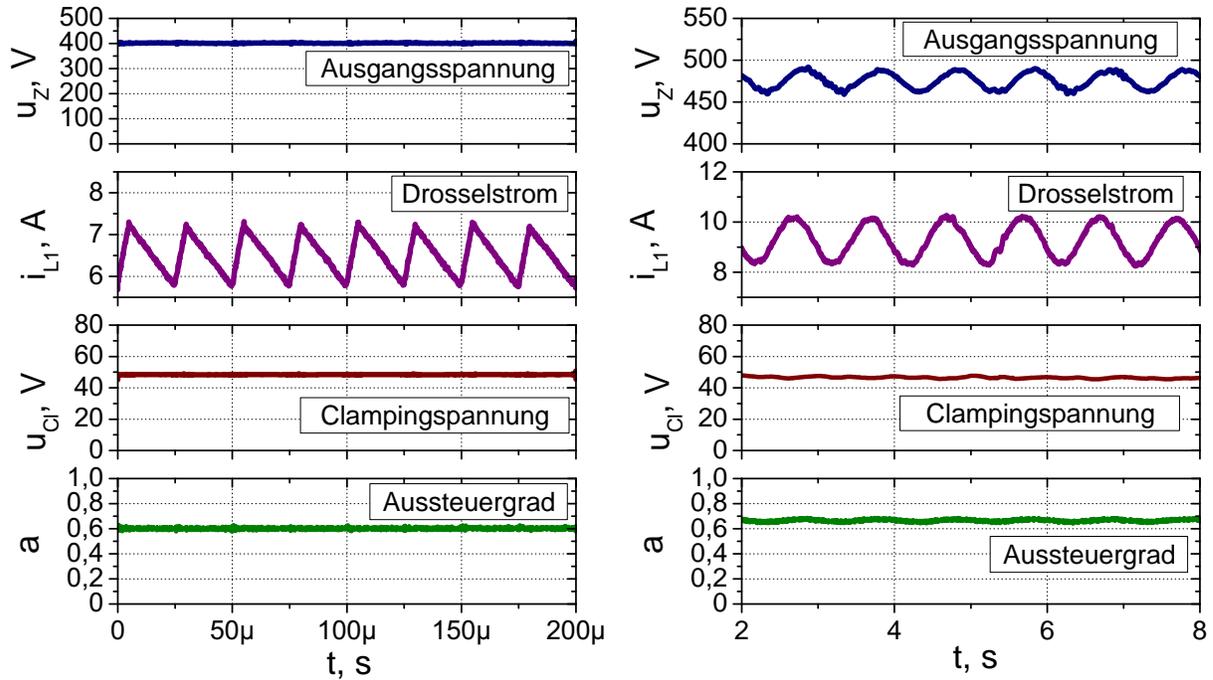


Bild 7.9: Regelung des Eingangsstroms bei konstantem Sollwert 6,5 A

Bild 7.10: Regelung des Eingangsstroms bei periodischem Sollwert 9 A Gleichanteil + 1 A Wechselanteil mit der Frequenz 1 Hz

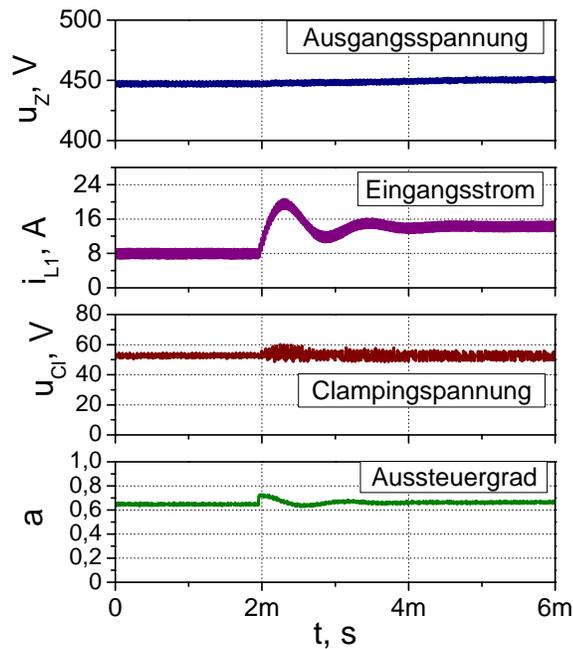


Bild 7.11: Regelung des Eingangsstroms mit der sprungförmigen Sollwertänderung von 8 A auf 15 A

7.6. Regelung der Ausgangsspannung

Die Ausgangsspannung des DC/DC-Wandlers wird mit zwei verschiedenen Methoden geregelt. Die erste Methode ist eine kaskadierte Regelung mit zwei Regelkreisen – Eingangsstrom- und Ausgangsspannungsregelkreis. Die Reglerkoeffizienten für die kaskadierte Regelung, Bild 4.25, sind $K_{pU} = 0,1$; $K_{iU} = 2$; $K_{pI} = 0,005$; $K_{iI} = 0,001$. Dabei werden zwei Varianten der kaskadierten Regelung – mit innerem PI- oder P-Regelkreis – betrachtet. Die andere Methode ist die Zustandsregelung, siehe Bild 4.27, wobei das linearisierte Modell des Wandlers um einen stationären Arbeitspunkt geregelt wird. Die Reglerkoeffizienten für die Zustandsregelung sind $K_1 = 0,0005$; $K_2 = 0,001442$; $K_3 = -0,234771$.

7.6.1. Führungsverhalten

Zunächst wird das Führungsverhalten des DC/DC-Wandlers untersucht, dabei ändert sich der Sollwert für die Ausgangsspannung taktweise alle 200 ms. Die Funktion der Regelung wird bei einer vollen Spannung von 750 V geprüft. Die Eingangsspannung beträgt 48 V. Der Sollwert für die Ausgangsspannung ändert sich sprunghaft zwischen 750 V bis 770 V, Bild 7.12 und 7.13. Zum Vergleich wird auch die Regelung bei geringerer Ausgangsspannung von 200 V bis 220 V geprüft und die Ergebnisse im Anhang D dargestellt. Die Messergebnisse zeigen, dass die Reglerstrukturen in einem weiten Spannungsbereich sicher funktionieren und ein ähnliches Verhalten aufweisen. Die Last ist konstant und beträgt in beiden Fällen 1 k Ω . Die Ausgangsspannung von 200 V entspricht der Leistung von 40 W. Bei 750 V Ausgangsspannung ergibt sich eine Leistung von ca. 562 W.

Beim Sprung des Sollwertes vom höheren zum niedrigeren Wert der Ausgangsspannung soll die überschüssige Energie abgebaut werden, dies erfolgt über den Lastwiderstand im unidirektionalen Betrieb. Im bidirektionalen Betrieb kann die Energie teilweise zurück fließen, was an den negativen Stromspitzen, Bild 7.13 zu erkennen ist. Der negative Strom fließt in einen Kondensator, der parallel an die Spannungsquelle angeschlossen ist. Da die überschüssige Energie in diesem Fall in zwei Richtungen fließen kann, wird sie schneller abgebaut und die Ausgangsspannung kann schneller ausgeregelt werden.

Die Messergebnisse zeigen, dass die Zustandsregelung bei der Sollwertänderung geringere Stromspitzen verursacht.

7.6.2. Störverhalten

Anschließend wird das Störverhalten des DC/DC-Wandlers untersucht. Die Regelung der Ausgangsspannung erfolgt mit Hilfe der kaskadierten Regler und des Zustandsreglers. Ein

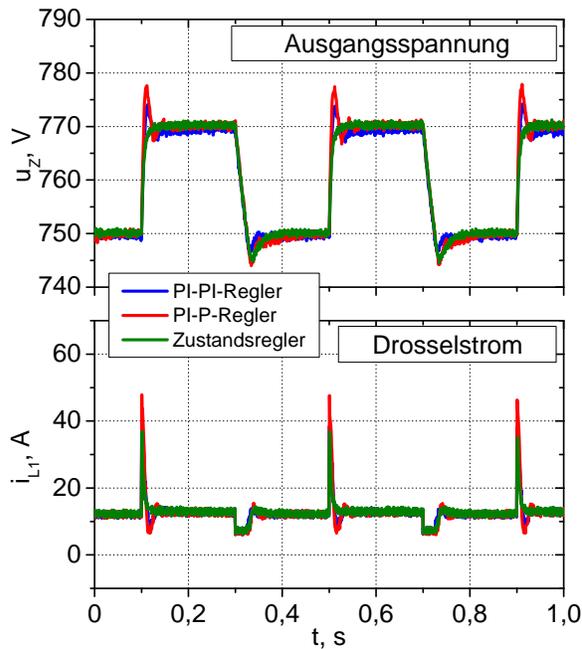


Bild 7.12: Gemessene Zeitverläufe bei der Änderung des Sollwertes der Ausgangsspannung u_Z von 750 V auf 770 V im unidirektionalen Betrieb

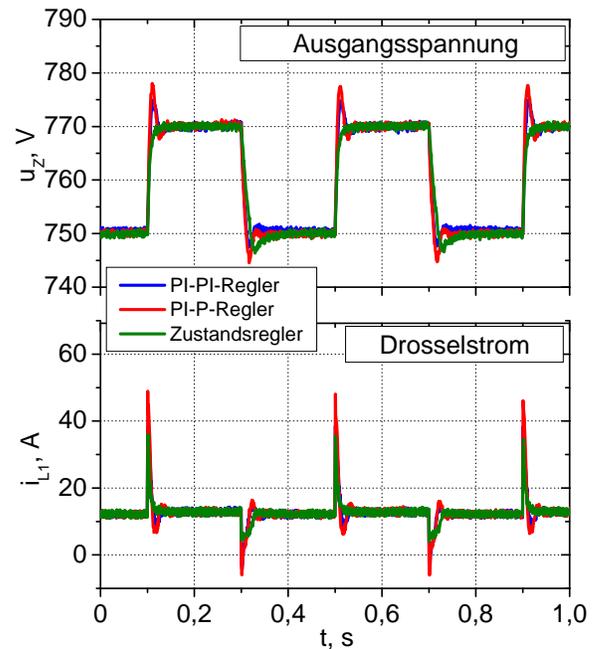


Bild 7.13: Gemessene Zeitverläufe bei der Änderung des Sollwertes der Ausgangsspannung u_Z von 750 V auf 770 V im bidirektionalen Betrieb

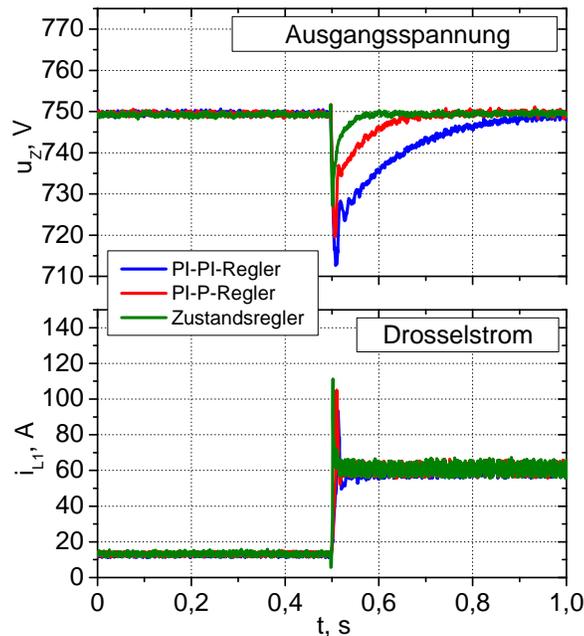


Bild 7.14: Gemessene Zeitverläufe der Ausgangsspannung bei einem Lastsprung, dabei ändert sich die Ausgangsleistung von 560 W auf 2,5 kW

konstanter Widerstand von $1\text{ k}\Omega$ wird als Last gewählt. Die Laständerung erfolgt durch das Zuschalten des parallelen Widerstandes von $290\ \Omega$, der Gesamtwiderstand beträgt dabei $225\ \Omega$. Bei einer Ausgangsspannung von 750 V entspricht das einem Leistungssprung von 562 W auf $2,5\text{ kW}$. Die Messergebnisse werden im Bild 7.14 veranschaulicht. Dabei ist zu sehen, dass der kaskadierte Spannungsregler mit beiden PI-Regelkreisen den Fehler langsamer ausregelt als mit P-Stromregelkreis und PI-Spannungsregelkreis und als der Zustandsregler. In Übereinstimmung mit [42] ist der innere Stromregelkreis ohne Integralanteil im Regler schneller als der PI-Stromregelkreis, was sich positiv auf die Regelungsdynamik auswirkt. Beim Zustandsregler ist zu beachten, dass die Reglerkoeffizienten bei der Verstellung des Arbeitspunktes jeweils neu berechnet werden müssen. Der Zustandsregler regelt im gewählten Arbeitspunkt die Spannung dynamischer als die beiden kaskadierten Regler. Die dargestellten Messergebnisse bei der Laständerung stimmen mit den Simulationsergebnissen im Bild 4.30 überein.

Anschließend wird die Funktion der Regelung in einem anderen Arbeitspunkt bei geringerer Ausgangsspannung und Leistung überprüft. Die Eingangsspannung wird, wie bei der Untersuchung des Führungsverhaltens, auf 15 V eingestellt, um die Ausgangsspannung von 200 V zu erreichen. Die Last wird mit Hilfe der gleichen Widerstände eingestellt. Die Regelung bei geringerer Last weist ein ähnliches Verhalten auf. Die Ergebnisse werden im Anhang D dargestellt.

7.7. Wirkungsgradermittlung bei verschiedener Ausgangsspannung und Ausgangsleistung

Das Ziel der nächsten Untersuchungen ist es, festzustellen, wie sich der Wirkungsgrad des aufgebauten DC/DC-Wandlers bei verschiedenen Ausgangsspannungen und Leistungen verändert. Die Messungen der Ein- und Ausgangsleistung wurden bei einem konstanten Verhältnis zwischen der Ein- und Ausgangsspannung durchgeführt, welches $\frac{U_Z}{U_{BZ}} \approx 13,3$ betrug. Dabei wurde die Ausgangsspannung geregelt und die Eingangsspannung entsprechend dem Spannungsübersetzungsverhältnis angepasst. Der Wirkungsgrad wurde mit Hilfe des Messgerätes Yokogawa WT3000 gemessen. Der maximale Wirkungsgrad von ca. 82% wird bei der Ausgangsspannung von 500 bis 750 V und der Ausgangsleistung von $1,5$ bis 2 kW erreicht, Bild 7.15. Im Bereich der kleineren Ausgangsspannung und der kleineren Leistung sind die Verluste in den Bauelementen maßgeblich. Im Nennarbeitsbereich des DC/DC-Wandlers bei 750 V und $2,5\text{ kW}$ liegt der Wirkungsgrad bei ca. 80% . Das Ergebnis befindet sich in Übereinstimmung mit den im Anhang C berechneten Halbleiterverlusten im Nennarbeitspunkt. Bei einer Ausgangsspannung von 750 V ist der Wirkungsgrad abhängig von der Leistung,

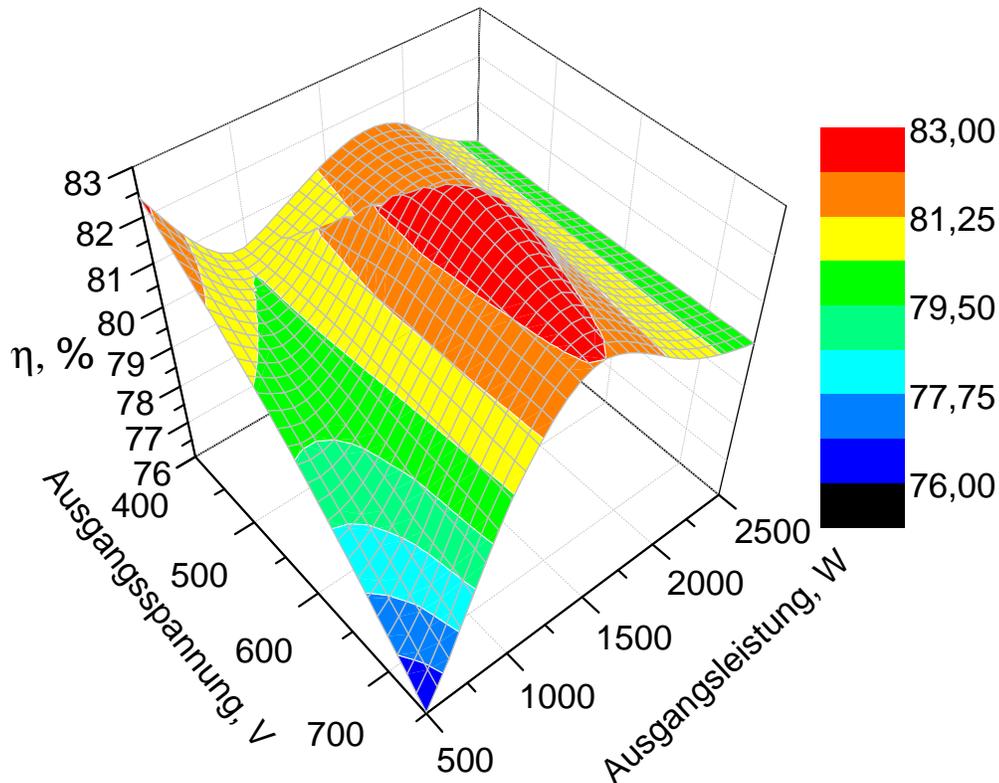


Bild 7.15: Gemessene Abhängigkeit des Wirkungsgrades des DC/DC-Wandlers von der Ausgangsspannung und der Ausgangsleistung

wie im Bild 7.16 dargestellt. Der Verlauf entspricht hierbei der Darstellung als Oberfläche. Nach heutigem Stand der Technik sind die Wirkungsgrade von mehr als 95% erreichbar. Durch Verringerung der Streuinduktivität des HF-Transformators und durch eine optimierte Auswahl der Halbleiter ist die Verbesserung des Wirkungsgrades möglich.

7.8. Zusammenfassung von Kapitel 7

Ein DC/DC-Wandler mit galvanischer Trennung wurde für den Einsatz in dezentralen Energieversorgungssystemen aufgebaut. Sowohl der uni- und bidirektionale Betrieb als auch der Einsatz mit Brennstoffzellen und Batterien ist möglich. Die Anzahl der Halbleiter in den Transistorbrücken auf der Hochstrom- und auf der Hochspannungsseite wurde mit jeweils 4 und 8 festgelegt. Die anschließende Berechnung der Chiptemperatur für den Nennarbeitspunkt hat gezeigt, dass sich die Halbleiter in einem zulässigen Temperaturbereich befinden. Des Weiteren konnten Halbleiterverluste minimiert werden, wenn der Strompfad durch die Transistoren und nicht durch die Dioden der Vollbrücke gerichtet wurde.

Die betrachteten Regelalgorithmen und relevante Sicherheitsfunktionen wurden in einem DSP-System implementiert. Ein Vergleich zwischen der kaskadierten und der Zustandsre-

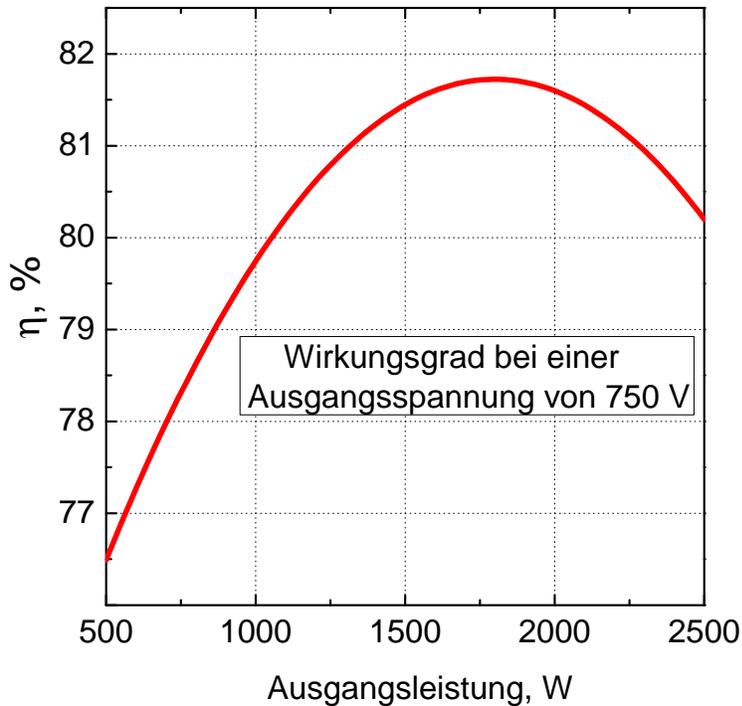


Bild 7.16: Wirkungsgrad des DC/DC-Wandlers bei der Ausgangsspannung von 750 V

gelung hat ergeben, dass die Zustandsregelung bessere dynamische Eigenschaften aufweist. Dies wurde bei einer Nennspannung von 750 V und bei einer geringeren Spannung von 200 V dargestellt. Des Weiteren ist eine kaskadierte Regelung mit einem inneren P-Stromregelkreis schneller als die mit einem inneren PI-Stromregelkreis. Eine Wirkungsgradermittlung des DC/DC-Wandlers bei einer Ausgangsspannung von 400 V bis 750 V und einer Ausgangsleistung von 500 W bis 2,5 kW hat ergeben, dass der höchste Wirkungsgrad bei ca. 82% liegt. Die Ausgangsspannung liegt dabei in einem Wertebereich von 500 V bis 750 V und die Ausgangsleistung im Bereich von 1,5 kW bis 2 kW.

8. Zusammenfassung

In Energieversorgungssystemen mit Brennstoffzellen werden leistungselektronische Stellglieder angewendet. Im Rahmen der Arbeit sind DC/DC-Wandler und Wechselrichter betrachtet worden. Der Anwendungsbereich der DC/DC-Wandler begrenzt die Topologieauswahl auf Schaltungen mit kontinuierlichem Eingangsstrom. Es werden zwei Schaltungen untersucht – ein Brückenweig und ein Gegentakt-Durchflusswandler mit Stromeingang und Spannungsausgang. Im letzten Fall ist die galvanische Trennung mittels eines Transformators vorteilhaft, weil dabei eine Netz-Potentialtrennung und ein höheres Übersetzungsverhältnis ermöglicht wird. Werden die erwähnten DC/DC-Wandler direkt an die Brennstoffzelle angeschlossen, werden sie im Hochsetzstellerbetrieb angesteuert. Die beiden Hochsetz- und Tiefsetzsteller Betriebsarten werden dann benötigt, wenn der DC/DC Wandler an den Batteriespeicher angeschlossen wird.

Generell werden DC/DC-Wandler benötigt, um die Ausgangsspannung der Brennstoffzelle auf einen höheren Pegel zu setzen. Mit deren Hilfe kann die Brennstoffzelle ebenfalls diagnostiziert werden. Durch eine Reaktion auf die Einprägung von Testsignalen können Aussagen über den Betriebszustand der Brennstoffzelle getroffen werden. Im Rahmen der Arbeit wird der geregelte Brückenweig zur Diagnose des realen Brennstoffzellenstapels verwendet. Dabei werden, durch die Einprägung der Testsignale, aufgrund des gemessenen Klemmenstroms und der Klemmenspannung, die Parameter des Ersatzschaltbildes des Brennstoffzellenstapels ermittelt und Aussagen über dessen Betriebszustand getroffen. Eine Voraussetzung für die Einprägung der Testsignale und schließlich die Diagnose des Brennstoffzellenstapels ist das oben diskutierte leistungselektronische Stellglied. Die Messergebnisse zeigen, dass die ohnehin vorhandene Welligkeit des Stroms, die durch das Takten der Halbleiter im DC/DC-Wandler verursacht wird, gemeinsam mit der Klemmenspannung des Brennstoffzellenstapels für die Aussagen über den Membranwiderstand brauchbar ist. An Beispielen wird anschließend gezeigt, dass auch die Einprägung einer periodischen Schwingung oder eines Sprunges des Testsignals zur Diagnose des Betriebszustandes des Brennstoffzellenstapels verwendbar ist. Es wird aufgeführt, dass bei mangelhafter Befeuchtung des Brennstoffzellenstapels die Einprägung einer periodischen Schwingung geeignet ist, diese nicht zulässige Betriebsart zu erkennen.

Für die Einprägung der Testsignale ist ein geregeltes leistungselektronisches Stellglied eine

Voraussetzung. Aus diesem Grund ist die Entwicklung der Regelung der DC/DC-Wandler für den Einsatz in Energieversorgungssystemen mit Brennstoffzellen ein Schwerpunkt dieser Arbeit. Dafür werden verschiedene Methoden der Eingangsstrom- und Ausgangsspannungsregelung gezeigt und miteinander verglichen. Als erstes wird eine Regelung des Eingangsstroms realisiert. Dies ermöglicht die Einprägung der Testsignale an die Brennstoffzelle. Anschließend wurde die Regelung der Ausgangsspannung entworfen. Dabei werden zwei Typen der kaskadierten Regelung zum Vergleich herangezogen. Im ersten Fall werden zwei unterlagerte Regelkreise mittels zweier PI-Regler geregelt – der innere Eingangsstrom- und der äußere Ausgangsspannungsregelkreis. Im zweiten Fall wird im inneren Stromregelkreis ein P-Regler eingesetzt, der eine bessere Dynamik ermöglicht. Die Zustandsregelung der Ausgangsspannung ist mit der kaskadierten PI-P-Regelung vergleichbar und hat zudem gute dynamische Eigenschaften. Die Besonderheit der Zustandsregelung liegt darin, dass sie nur für einen stationären Arbeitspunkt gültig ist und für andere neu berechnet werden muss.

Zwei Energieversorgungskonzepte mit einer Brennstoffzelle als Energiequelle und mit der Puffer-Batterie als Speicher werden anschließend betrachtet und miteinander verglichen. Die vorgestellten Konzepte ermöglichen eine Energieeinspeisung ins Netz und gleichzeitig eine Kompensation der Blindleistung. Für beide Konzepte wird ein Last-Wochenzyklus simuliert und der Wirkungsgrad ermittelt. Es wird ebenfalls untersucht, inwieweit die Blindleistungskompensation zusätzliche Verluste in den Halbleitern verursacht und den Wirkungsgrad beeinflusst.

Zur Bestätigung der simulativen Untersuchungen wird ein DC/DC-Wandler aufgebaut, der in Energieversorgungssystemen mit Brennstoffzellen verwendet werden kann. Mit diesem wird die geplante Ausgangsleistung von 2,5 kW erreicht. Zudem werden Führungs- und Störverhalten mit verschiedenen Ausgangsspannungsreglern untersucht. Es wird auch die Regelung des Eingangsstroms realisiert. Die Regelung erfolgt über ein DSP-System. Verschiedene Sicherheitsfunktionen, die den DC/DC-Wandler und seine Peripherie vor Überstrom und Überspannung schützen sollen, werden softwaretechnisch in die Programm-Routine eingebaut.

Es wird gezeigt, dass der aufgebaute DC/DC-Wandler die gestellten Regelaufgaben erfüllt und in Energieversorgungssystemen mit Brennstoffzellen verwendet werden kann.

A. Stationäre Werte und Reglerkoeffizienten für den Brückenweig

A.1. Berechnung und Überprüfung der stationären Werte des Eingangsstroms und der Ausgangsspannung im Brückenweig

Aufgrund der Gleichung (4.46) lässt sich die stationäre Lösung für den Eingangsstrom und die Ausgangsspannung in Übereinstimmung mit der Gleichung (4.48) wie folgt ermitteln:

$$\vec{\mathbf{X}} = -\mathbf{A}_{\mathbf{G}}^{-1} \cdot (\mathbf{B}_{\mathbf{G}} \cdot U_{1-} + \mathbf{E}_{\mathbf{G}} \cdot I_0) \quad (\text{A.1})$$

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{\mathbf{G}} &= \mathbf{A}_1 \cdot A + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - A) \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{A \cdot r_{L1}}{L_{L1}} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & \frac{1}{L_{L1}} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{A \cdot r_{L1}}{L_{L1}} & \frac{A}{L_{L1}} \\ -\frac{A}{C} & 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & \frac{1-A}{L_{L1}} \\ -\frac{1-A}{C} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & \frac{A^*}{L_{L1}} \\ -\frac{A^*}{C} & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

die inverse Matrix von $\mathbf{A}_{\mathbf{G}}$:

$$\mathbf{A}_{\mathbf{G}}^{-1} = \frac{L_{L1} \cdot C}{A^{*2}} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -\frac{A^*}{L_{L1}} \\ \frac{A^*}{C} & -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{C}{A^*} \\ \frac{L_{L1}}{A^*} & -\frac{C \cdot r_{L1}}{A^{*2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Das Produkt der Matrix $\mathbf{A}_{\mathbf{G}}$ und seiner Inversen $\mathbf{A}_{\mathbf{G}}^{-1}$ liefert die Einheitsmatrix \mathbf{E} .

Probe:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{A}_G \cdot \mathbf{A}_G^{-1} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & \frac{A^*}{L_{L1}} \\ -\frac{A^*}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -\frac{C}{A^*} \\ \frac{L_{L1}}{A^*} & -\frac{C \cdot r_{L1}}{A^{*2}} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} \cdot 0 + \frac{A^*}{L_{L1}} \cdot \frac{L_{L1}}{A^*} & -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} \cdot \left(-\frac{C}{A^*}\right) + \frac{A^*}{L_{L1}} \cdot \left(-\frac{C \cdot r_{L1}}{A^{*2}}\right) \\ -\frac{A^*}{C} \cdot 0 + 0 \cdot \frac{L_{L1}}{A^*} & -\frac{A^*}{C} \cdot \frac{C}{A^*} + 0 \cdot \left(-\frac{C \cdot r_{L1}}{A^{*2}}\right) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{A.4}
 \end{aligned}$$

Damit lässt sich beweisen, dass Matrix \mathbf{A}_G^{-1} tatsächlich die inverse Matrix von \mathbf{A}_G ist. Anschließend wird die Summe $\mathbf{B}_G \cdot U_{1-} + \mathbf{E}_G \cdot I_0$ berechnet.

$$\mathbf{B}_G \cdot U_{1-} + \mathbf{E}_G \cdot I_0 = \begin{bmatrix} -\frac{U_{1-}}{L_{L1}} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{I_0}{C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{U_{1-}}{L_{L1}} \\ -\frac{I_0}{C} \end{bmatrix} \tag{A.5}$$

Die Stationäre Lösung des Zustandsvektors lässt sich demnach wie folgt ermitteln:

$$\begin{bmatrix} I_{L1} \\ U_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{C}{A^*} \\ -\frac{L_{L1}}{A^*} & \frac{C \cdot r_{L1}}{A^{*2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\frac{U_{1-}}{L_{L1}} \\ -\frac{I_0}{C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{I_0}{A^*} \\ \frac{U_{1-}}{A^*} - \frac{r_{L1} \cdot I_0}{A^{*2}} \end{bmatrix} \tag{A.6}$$

Die Verifikation der gefundenen stationären Lösung erfolgt durch die Berechnung der Energiebilanz am Eingang und Ausgang der Schaltung:

$$\begin{aligned}
 U_{1-} \cdot (-i_{L1}) - (-i_{L1})^2 \cdot r_{L1} &= U_Z \cdot I_0 \\
 U_{1-} \cdot \frac{I_0}{A^*} - \left(-\frac{I_0}{A^*}\right)^2 \cdot r_{L1} &= \left(\frac{U_{1-}}{A^*} - \frac{r_{L1} \cdot I_0}{A^{*2}}\right) \cdot I_0 \\
 \frac{U_{1-} \cdot I_0 \cdot A^* - I_0^2 \cdot r_{L1}}{A^{*2}} &\equiv \frac{U_{1-} \cdot I_0 \cdot A^* - I_0^2 \cdot r_{L1}}{A^{*2}} \tag{A.7}
 \end{aligned}$$

Damit lässt sich beweisen, dass die Energiebilanz am Ein- und Ausgang der Schaltung unter der angegebenen stationären Lösung des Zustandsvektors erfüllt wird.

A.2. Herleitung des linearisierten Modells des Brückenzeiges im Zustandsraum

Ziel ist es, das um einen stationären Arbeitspunkt linearisierte Modell des Brückenzeiges zu erstellen.

$$\begin{aligned}
\Delta \dot{\vec{x}} &= \underbrace{\mathbf{A}_G}_{\mathbf{A}_k} \cdot \underbrace{\Delta \vec{x}}_{\mathbf{x}_k} \\
&+ \underbrace{\left[(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \vec{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot U_{1-} + \overbrace{(\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)}^{=0} \cdot I_0 \right]}_{\mathbf{B}_k} \cdot \underbrace{\Delta a}_{\mathbf{u}_k} \\
&+ \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{B}_G & \mathbf{E}_G \end{bmatrix}}_{\mathbf{E}_k} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_{1-} \\ \Delta i_0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{z}_k}
\end{aligned} \tag{A.8}$$

Laut der Gleichung A.2 lässt sich \mathbf{A}_k wie folgt definieren:

$$\mathbf{A}_k = \mathbf{A}_G = \mathbf{A}_1 \cdot A + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - A) = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & \frac{A^*}{L_{L1}} \\ \frac{A^*}{C} & 0 \end{bmatrix} \tag{A.9}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{B}_k &= \left[(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \vec{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot U_{1-} \right] \\
&= \left(\left[\begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} - \left[\begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & \frac{1}{L_{L1}} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \right] \right) \cdot \left[\begin{bmatrix} -\frac{U_{1-}}{L_{L1}} \\ 0 \end{bmatrix} \right. \\
&+ \left. \left(\left[\begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{L1}} \\ 0 \end{bmatrix} - \left[\begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{L1}} \\ 0 \end{bmatrix} \right] \right) \cdot [U_{1-}] \right. \\
&= \left[\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{L1}} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \right] \cdot \left[\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{U_{1-}}{A^*} \end{bmatrix} \right] + \left[\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \right] \cdot [U_{1-}] \\
&= \left[\begin{bmatrix} -\frac{U_{1-}}{A^* \cdot L_{L1}} \\ 0 \end{bmatrix} \right]
\end{aligned} \tag{A.10}$$

$$\mathbf{E}_k = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{L1}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \tag{A.11}$$

Das gesuchte linearisierte Modell des Brückenweiges lässt sich daraufhin wie folgt ermitteln:

$$\Delta \dot{\vec{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & \frac{A^*}{L_{L1}} \\ -\frac{A^*}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \Delta \vec{x} + \begin{bmatrix} \frac{-U_{1-}}{A^* \cdot L_{L1}} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \Delta a + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{L1}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta u_{1-} \\ \Delta i_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

A.3. Reglerkoeffizienten für die Zustandsregelung der Ausgangsspannung des Brückenweiges

A.3.1. Ansatz mit zwei Zustandsvariablen

Die Reglerkoeffizienten des Zustandsreglers werden nach der Methode der Polvorgabe berechnet. Die Voraussetzung dafür ist die Steuerbarkeit des Systems. Dies wurde mittels des Kalman-Kriteriums bereits im Kapitel 4.2.3.2 verifiziert.

Die Reglerkoeffizienten des Zustandsreglers werden nach Gleichung (A.13) bestimmt. Der gleiche Ansatz gilt sowohl für zwei als auch für drei Zustandsvariablen.

$$\det(s \cdot \mathbf{I} - (\mathbf{A}_k - \mathbf{B}_k \cdot \mathbf{K}^T)) = \prod_{i=1}^2 (s - \lambda_{ei}) \quad (\text{A.13})$$

mit $\mathbf{K} = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix}$ und $\lambda_{ei} = -\psi\omega_0 \pm \sqrt{1 - \psi^2} \cdot j\omega_0$. Die Berechnung der Reglerkoeffizienten erfolgt in den nachfolgenden Schritten:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_k - \mathbf{B}_k \cdot \mathbf{K}^T &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & \frac{A^*}{L_{L1}} \\ -\frac{A^*}{C} & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{-U_{1-}}{A^* \cdot L_{L1}} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} K_1 & K_2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & \frac{A^*}{L_{L1}} \\ -\frac{A^*}{C} & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{-U_{1-}}{A^* \cdot L_{L1}} \cdot K_1 & \frac{-U_{1-}}{A^* \cdot L_{L1}} \cdot K_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} + \frac{U_{1-} \cdot K_1}{A^* \cdot L_{L1}} & \frac{A^*}{L_{L1}} + \frac{U_{1-} \cdot K_2}{A^* \cdot L_{L1}} \\ -\frac{A^*}{C} & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

$$s \cdot \mathbf{I} - (\mathbf{A}_k - \mathbf{B}_k \cdot \mathbf{K}^T) = \begin{bmatrix} s + \frac{r_{L1}}{L_{L1}} - \frac{U_{1-} \cdot K_1}{A^* \cdot L_{L1}} & -\frac{A^*}{L_{L1}} - \frac{U_{1-} \cdot K_2}{A^* \cdot L_{L1}} \\ -\frac{A^*}{C} & s \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

$$\det(s \cdot \mathbf{I} - (\mathbf{A}_k - \mathbf{B}_k \cdot \mathbf{K}^T)) = s^2 + s \cdot \left(\frac{r_{L1}}{L_{L1}} - \frac{U_{1-} \cdot K_1}{A^* \cdot L_{L1}} \right) + \frac{A^*}{C} \cdot \left(\frac{A^*}{L_{L1}} + \frac{U_{1-} \cdot K_2}{A^* \cdot L_{L1}} \right) \quad (\text{A.16})$$

Aus $\prod_{i=1}^2 (s - \lambda_{ei})$ folgt:

$$\begin{aligned} & \left(s + \psi \omega_0 - j \omega_0 \cdot \sqrt{1 - \psi^2} \right) \cdot \left(s + \psi \omega_0 + j \omega_0 \cdot \sqrt{1 - \psi^2} \right) = \\ & (s + \psi \omega_0)^2 + \omega_0^2 \cdot (1 - \psi^2) = s^2 + 2 \cdot s \cdot \psi \cdot \omega_0 + \psi^2 \cdot \omega_0^2 + \omega_0^2 \cdot (1 - \psi^2) = \\ & s^2 + 2 \cdot s \cdot \psi \cdot \omega_0 + \omega_0^2 \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

Werden die Koeffizienten bei s miteinander verglichen, ergeben sich die Gleichungen (A.18) und (A.19).

$$\begin{aligned} \frac{r_{L1}}{L_{L1}} - \frac{U_{1-} \cdot K_1}{A^* \cdot L_{L1}} = 2 \cdot \psi \cdot \omega_0 & \Rightarrow \frac{r_{L1}}{L_{L1}} - 2 \cdot \psi \cdot \omega_0 = \frac{U_{1-} \cdot K_1}{A^* \cdot L_{L1}} \\ \frac{r_{L1} \cdot A^* \cdot L_{L1}}{L_{L1}} - 2 \cdot \psi \cdot \omega_0 \cdot A^* \cdot L_{L1} = U_{1-} \cdot K_1 & \\ \frac{r_{L1} \cdot A^*}{U_{1-}} - \frac{2 \cdot \psi \cdot \omega_0 \cdot A^* \cdot L_{L1}}{U_{1-}} = K_1 & \end{aligned} \quad (\text{A.18})$$

$$\begin{aligned} \frac{A^*}{C} \cdot \left(\frac{A^*}{L_{L1}} + \frac{U_{1-} \cdot K_2}{A^* \cdot L_{L1}} \right) = \omega_0^2 & \Rightarrow \frac{A^{*2}}{L_{L1} \cdot C} + \frac{U_{1-} \cdot K_2 \cdot A^*}{A^* \cdot L_{L1} \cdot C} = \omega_0^2 \\ \frac{\omega_0^2 \cdot L_{L1} \cdot C}{U_{1-}} - \frac{A^{*2}}{U_{1-}} = \frac{\omega_0^2 \cdot L_{L1} \cdot C - A^{*2}}{U_{1-}} = K_2 & \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_1 = -\frac{r_{L1} \cdot A^*}{U_{1-}} + \frac{2 \cdot \psi \cdot \omega_0 \cdot A^* \cdot L_{L1}}{U_{1-}} \\ K_2 = \frac{\omega_0^2 \cdot L_{L1} \cdot C}{U_{1-}} - \frac{A^{*2}}{U_{1-}} = \frac{\omega_0^2 \cdot L_{L1} \cdot C - A^{*2}}{U_{1-}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.20})$$

A.3.2. Ansatz mit drei Zustandsvariablen

Die Berechnung der Reglerkoeffizienten erfolgt demnach in den nächsten vier Schritten:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_k - \mathbf{B}_k \cdot \mathbf{K}^T &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & \frac{A^*}{L_{L1}} & 0 \\ -\frac{A^*}{C} & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{-U_{1-}}{A^* \cdot L_{L1}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} K_1 & K_2 & K_3 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} + \frac{U_{1-} \cdot K_1}{A^* \cdot L_{L1}} & \frac{A^*}{L_{L1}} + \frac{U_{1-} \cdot K_2}{A^* \cdot L_{L1}} & \frac{U_{1-} \cdot K_3}{A^* \cdot L_{L1}} \\ -\frac{A^*}{C} & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.21})$$

$$s \cdot \mathbf{I} - (\mathbf{A}_k - \mathbf{B}_k \cdot \mathbf{K}^T) = \begin{bmatrix} s + \frac{r_{L1}}{L_{L1}} \frac{U_{1-} \cdot K_1}{A^* \cdot L_{L1}} & -\frac{A^*}{L_{L1}} \frac{U_{1-} \cdot K_2}{A^* \cdot L_{L1}} & -\frac{U_{1-} \cdot K_3}{A^* \cdot L_{L1}} \\ \frac{A^*}{C} & s & 0 \\ 0 & 1 & s \end{bmatrix} \quad (\text{A.22})$$

$$\det(s \cdot \mathbf{I} - (\mathbf{A}_k - \mathbf{B}_k \cdot \mathbf{K}^T)) = s^3 + s^2 \cdot \left(\frac{r_{L1}}{L_{L1}} - \frac{U_{1-} \cdot K_1}{A^* \cdot L_{L1}} \right) + s \cdot \frac{A^*}{C} \cdot \left(\frac{A^*}{L_{L1}} + \frac{U_{1-} \cdot K_2}{A^* \cdot L_{L1}} \right) - \frac{A^*}{C} \cdot \frac{U_{1-} \cdot K_3}{A^* \cdot L_{L1}} \quad (\text{A.23})$$

$$\begin{aligned} \prod_{i=1}^3 (s - \lambda_{ei}) &= \left(s + \psi \omega_0 - j \omega_0 \cdot \sqrt{1 - \psi^2} \right) \cdot \left(s + \psi \omega_0 + j \omega_0 \cdot \sqrt{1 - \psi^2} \right) \cdot (s + 5 \cdot \psi \cdot \omega_0) \\ &= s^3 + 7 \cdot \psi \cdot \omega_0 \cdot s^2 + (\omega_0^2 + 10 \cdot \psi^2 \cdot \omega_0^2) \cdot s + 5 \cdot \omega_0^3 \cdot \psi \end{aligned} \quad (\text{A.24})$$

Werden die Koeffizienten bei s miteinander verglichen, kann die Reglermatrix \mathbf{K} wie folgt ermittelt werden:

$$\begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_{L1} \cdot A^* - 7 \cdot \psi \cdot \omega_0 \cdot A^* \cdot L_{L1}}{(\omega_0^2 + 10 \cdot \psi^2 \cdot \omega_0^2) \cdot L_{L1} \cdot C - A^{*2}} \\ \frac{U_{1-}}{5 \cdot \omega_0^3 \cdot \psi \cdot L_{L1} \cdot C} \\ -\frac{U_{1-}}{U_{1-}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.25})$$

A.4. Simulations- und Messergebnisse mit verschiedener Anzahl der Zustandsvariablen

Die nachfolgenden Bilder illustrieren die Regelung der Ausgangsspannung u_z im Brückenweig. Die Ergebnisse werden für die Regelung mit zwei und mit drei Zustandsvariablen betrachtet. Nur die Regelung mit drei Zustandsvariablen weist eine stationäre Genauigkeit auf und kann erfolgreich benutzt werden. Die Zustandsregelung mit zwei Zustandsvariablen weist einen stationären Regelungsfehler auf und ist somit keine optimale Variante. Die Messergebnisse bei der Spannungsregelung verifizieren die Simulation. Bei der Simulation erfolgt ein Vergleich zwischen einem gemittelten und einem getakteten Modell.

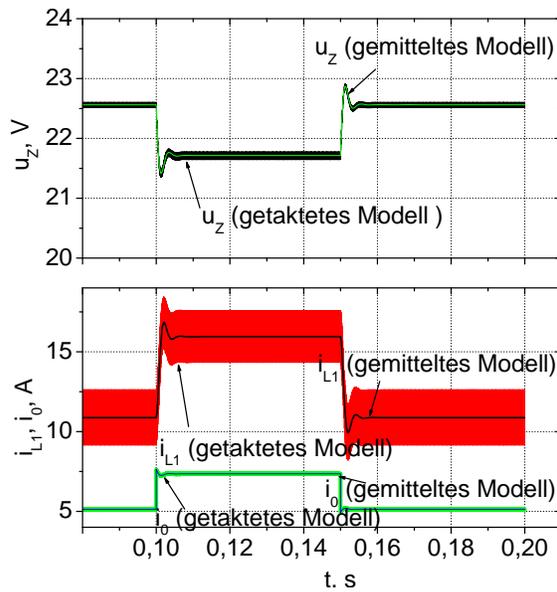


Bild A.1: Regelung der Ausgangsspannung mit zwei Zustandsvariablen, Vergleich zwischen getaktetem und gemitteltem Modell, Simulation

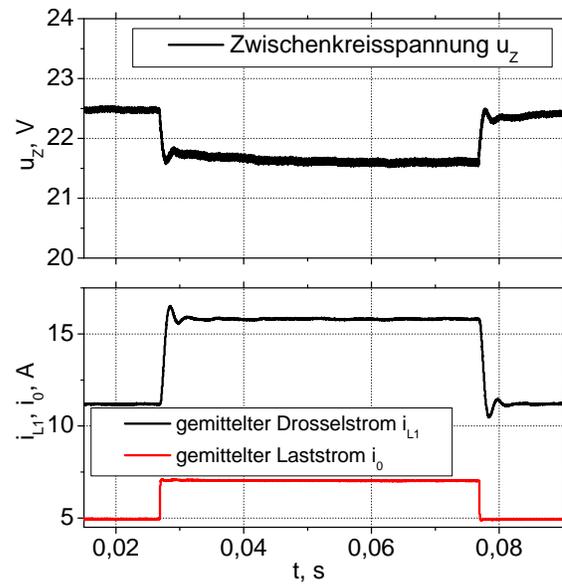


Bild A.2: Regelung der Ausgangsspannung mit zwei Zustandsvariablen, Messung

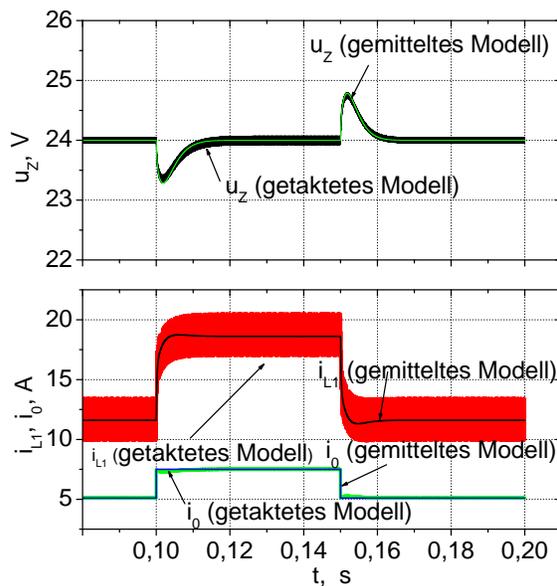


Bild A.3: Regelung der Ausgangsspannung mit drei Zustandsvariablen, Vergleich zwischen getaktetem und gemitteltem Modell, Simulation

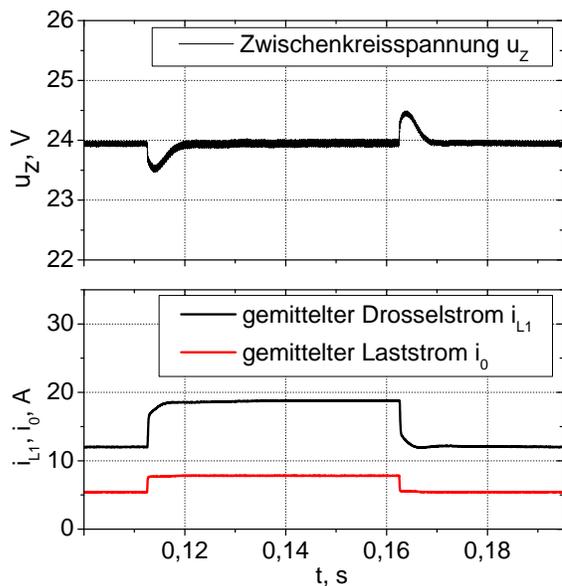


Bild A.4: Regelung der Ausgangsspannung mit drei Zustandsvariablen, Messung

B. Stationäre Werte und Reglerkoeffizienten für die Vollbrückenschaltung

B.1. Berechnung und Überprüfung der stationären Werte des Eingangsstroms und der Ausgangsspannung in der Vollbrückenschaltung

Die stationäre Lösung für den Eingangsstrom und die Ausgangsspannung in Übereinstimmung mit der Gleichung (4.48) lässt sich wie folgt ermitteln:

$$\vec{\mathbf{X}} = -\mathbf{A}_{\mathbf{G}}^{-1} \cdot (\mathbf{B}_{\mathbf{G}} \cdot U_{1-} + \mathbf{E}_{\mathbf{G}} \cdot I_0) \quad (\text{B.1})$$

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{\mathbf{G}} &= \mathbf{A}_1 \cdot D + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - D) \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{D \cdot r_{L1}}{L_{L1}} & -\frac{D}{L_{L1} \cdot n} \\ \frac{C \cdot n}{r_{L1}} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{D \cdot r_{L1}}{L_{L1}} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{L_{L1}}{D} & -\frac{D}{L_{L1} \cdot n} \\ \frac{C \cdot n}{D} & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

die inverse Matrix von $\mathbf{A}_{\mathbf{G}}$:

$$\mathbf{A}_{\mathbf{G}}^{-1} = \frac{L_{L1} \cdot C \cdot n^2}{D^2} \cdot \begin{bmatrix} 0 & \frac{D}{L_{L1} \cdot n} \\ -\frac{D}{C \cdot n} & -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{C \cdot n}{D} \\ -\frac{L_{L1} \cdot n}{D} & -\frac{C \cdot r_{L1}}{D^2} \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

Das Produkt der Matrix $\mathbf{A}_{\mathbf{G}}$ und ihrer Inversen $\mathbf{A}_{\mathbf{G}}^{-1}$ liefert die Einheitsmatrix.

Probe:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{A}_G \cdot \mathbf{A}_G^{-1} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{D} & -\frac{D}{L_{L1} \cdot n} \\ \frac{L_{L1}}{C \cdot n} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & \frac{C \cdot n}{D} \\ -\frac{L_{L1} \cdot n}{D} & -\frac{C \cdot r_{L1} \cdot n^2}{D^2} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} \cdot 0 + \left(\frac{-D}{L_{L1} \cdot n}\right) \cdot \left(-\frac{L_{L1} \cdot n}{D}\right) & -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} \cdot \frac{C \cdot n}{D} + \left(\frac{-D}{L_{L1} \cdot n}\right) \cdot \left(-\frac{C \cdot r_{L1} \cdot n^2}{D^2}\right) \\ \frac{D}{C \cdot n} \cdot 0 + 0 \cdot \left(-\frac{L_{L1} \cdot n}{D}\right) & \frac{D}{C \cdot n} \cdot \frac{C \cdot n}{D} + 0 \cdot \left(-\frac{C \cdot r_{L1}}{D^2}\right) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{B.4}
 \end{aligned}$$

Damit lässt sich beweisen, dass Matrix \mathbf{A}_G^{-1} tatsächlich die inverse Matrix von \mathbf{A}_G ist.

Anschließend wird die Summe $\mathbf{B}_G \cdot U_{1-} + \mathbf{E}_G \cdot I_0$ berechnet:

$$\mathbf{B}_G \cdot U_{1-} + \mathbf{E}_G \cdot I_0 = \begin{bmatrix} \frac{U_{1-}}{L_{L1}} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{I_0}{C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{U_{1-}}{L_{L1}} \\ \frac{I_0}{-C} \end{bmatrix} \tag{B.5}$$

Die stationäre Lösung des Zustandsvektors lässt sich demnach wie folgt ermitteln:

$$\begin{bmatrix} I_{L1} \\ U_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{C \cdot n}{D} \\ \frac{L_{L1} \cdot n}{D} & \frac{C \cdot r_{L1} \cdot n^2}{D^2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{U_{1-}}{L_{L1}} \\ \frac{I_0}{-C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{I_0 \cdot n}{D} \\ \frac{n \cdot U_{1-}}{D} - \frac{r_{L1} \cdot n^2 \cdot I_0}{D^2} \end{bmatrix} \tag{B.6}$$

Die Verifikation der gefundenen stationären Lösung erfolgt durch Berechnung der Energiebilanz am Eingang und Ausgang der Schaltung:

$$\begin{aligned}
 U_{1-} \cdot i_{L1} - i_{L1}^2 \cdot r_{L1} &= U_Z \cdot I_0 \\
 U_{1-} \cdot \frac{I_0 \cdot n}{D} - \left(\frac{I_0 \cdot n}{D}\right)^2 \cdot r_{L1} &= \left(\frac{n \cdot U_{1-}}{D} - \frac{r_{L1} \cdot n^2 \cdot I_0}{D^2}\right) \cdot I_0 \\
 \frac{U_{1-} \cdot I_0 \cdot n \cdot D - I_0^2 \cdot n^2 \cdot r_{L1}}{D^2} &\equiv \frac{n \cdot U_{1-} \cdot I_0 \cdot D - I_0^2 \cdot n^2 \cdot r_{L1}}{D^2} \tag{B.7}
 \end{aligned}$$

Damit lässt sich beweisen, dass die Energiebilanz am Ein- und Ausgang der Schaltung, unter angegebener stationärer Lösung des Zustandsvektors, erfüllt wird. Mit (B.6) wird die Steuerfunktion des 4-Quadrantenstellers bestimmt. Somit wird der Zusammenhang zwischen dem Drosselstrom, der Ausgangsspannung und dem eingeführten fiktiven Aussteuergrad D angegeben.

B.2. Herleitung des linearisierten Modells der Vollbrückenschaltung im Zustandsraum

Das Ziel ist es, das um einen stationären Arbeitspunkt linearisierte Modell der Vollbrückenschaltung zu erstellen.

$$\begin{aligned}
 \Delta \dot{\vec{x}} &= \underbrace{\mathbf{A}_G}_{\mathbf{A}_k} \cdot \underbrace{\Delta \vec{x}}_{x_k} \\
 &+ \underbrace{\left[(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \vec{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot U_{1-} + \overbrace{(\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)}^{=0} \cdot I_0 \right]}_{\mathbf{B}_k} \cdot \underbrace{\Delta d}_{u_k} \\
 &+ \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{B}_G & \mathbf{E}_G \end{bmatrix}}_{\mathbf{E}_k} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_{1-} \\ \Delta i_0 \end{bmatrix}}_{z_k}
 \end{aligned} \tag{B.8}$$

Laut der Gleichung A.2 lässt sich \mathbf{A}_k wie folgt definieren:

$$\mathbf{A}_k = \mathbf{A}_G = \mathbf{A}_1 \cdot D + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - D) = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & -\frac{D}{L_{L1} \cdot n} \\ \frac{D}{C \cdot n} & 0 \end{bmatrix} \tag{B.9}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{B}_k &= \left[(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \vec{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot U_{1-} \right] \\
 &= \left(\left(\begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & -\frac{1}{L_{L1} \cdot n} \\ \frac{1}{C \cdot n} & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{U_{1-} \cdot n}{D} \end{bmatrix} + \left(\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{L1}} \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{L1}} \\ 0 \end{bmatrix} \right) \cdot [U_{1-}] \right) \\
 &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{L1} \cdot n} \\ \frac{1}{C \cdot n} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{U_{1-} \cdot n}{D} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [U_{1-}] \\
 &= \begin{bmatrix} -\frac{U_{1-}}{L_{L1} \cdot D} \\ 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{B.10}$$

$$\mathbf{E}_k = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{L1}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad (\text{B.11})$$

Das gesuchte linearisierte Modell des Brückenzeiges kann daraufhin folgendermaßen ermittelt werden:

$$\Delta \dot{\vec{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & -\frac{D}{L_{L1} \cdot n} \\ \frac{L_{L1}}{D} & 0 \\ \frac{C \cdot n}{C \cdot n} & 0 \end{bmatrix} \cdot \Delta \vec{x} + \begin{bmatrix} -\frac{U_{1-}}{L_{L1} \cdot D} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \Delta d + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{L1}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta u_{1-} \\ \Delta i_0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.12})$$

B.3. Reglerkoeffizienten für die Regelung der Ausgangsspannung der Vollbrückenschaltung

B.3.1. Ansatz mit zwei Zustandsvariablen

Die Reglerkoeffizienten des Zustandsreglers werden in Gleichung (B.13) bestimmt.

$$\det(s \cdot \mathbf{I} - (\mathbf{A}_k - \mathbf{B}_k \cdot \mathbf{K}^T)) = \prod_{i=1}^2 (s - \lambda_{ei}) \quad (\text{B.13})$$

mit $\mathbf{K} = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix}$ und $\lambda_{ei} = -\psi\omega_0 \pm \sqrt{1 - \psi^2} \cdot j\omega_0$. Die Berechnung der Reglerkoeffizienten erfolgt in den nächsten vier Schritten:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_k - \mathbf{B}_k \cdot \mathbf{K}^T &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & -\frac{D}{L_{L1} \cdot n} \\ \frac{L_{L1}}{D} & 0 \\ \frac{C \cdot n}{C \cdot n} & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{U_{1-}}{L_{L1} \cdot D} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} K_1 & K_2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & -\frac{D}{L_{L1} \cdot n} \\ \frac{L_{L1}}{D} & 0 \\ \frac{C \cdot n}{C \cdot n} & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{U_{1-}}{L_{L1} \cdot D} \cdot K_1 & -\frac{U_{1-}}{L_{L1} \cdot D} \cdot K_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} + \frac{U_{1-} \cdot K_1}{L_{L1} \cdot D} & -\frac{D}{L_{L1} \cdot n} + \frac{U_{1-} \cdot K_2}{L_{L1} \cdot D} \\ \frac{L_{L1}}{D} & 0 \\ \frac{C \cdot n}{C \cdot n} & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{B.14})$$

$$s \cdot \mathbf{I} - (\mathbf{A}_k - \mathbf{B}_k \cdot \mathbf{K}^T) = \begin{bmatrix} s + \frac{r_{L1}}{L_{L1}} - \frac{U_{1-} \cdot K_1}{L_{L1} \cdot D} & \frac{D}{L_{L1} \cdot n} - \frac{U_{1-} \cdot K_2}{L_{L1} \cdot D} \\ -\frac{D}{C \cdot n} & s \end{bmatrix} \quad (\text{B.15})$$

$$\det(s \cdot \mathbf{I} - (\mathbf{A}_k - \mathbf{B}_k \cdot \mathbf{K}^T)) = s^2 + s \cdot \left(\frac{r_{L1}}{L_{L1}} - \frac{U_{1-} \cdot K_1}{L_{L1} \cdot D} \right) + \frac{D}{C \cdot n} \cdot \left(\frac{D}{L_{L1} \cdot n} - \frac{U_{1-} \cdot K_2}{L_{L1} \cdot D} \right) \quad (\text{B.16})$$

Aus $\prod_{i=1}^2 (s - \lambda_{ei})$ folgt:

$$\begin{aligned} & \left(s + \psi \omega_0 - j \omega_0 \cdot \sqrt{1 - \psi^2} \right) \cdot \left(s + \psi \omega_0 + j \omega_0 \cdot \sqrt{1 - \psi^2} \right) = \\ & (s + \psi \omega_0)^2 + \omega_0^2 \cdot (1 - \psi^2) = s^2 + 2 \cdot s \cdot \psi \cdot \omega_0 + \psi^2 \cdot \omega_0^2 + \omega_0^2 \cdot (1 - \psi^2) = \\ & s^2 + 2 \cdot s \cdot \psi \cdot \omega_0 + \omega_0^2 \end{aligned} \quad (\text{B.17})$$

Werden die Koeffizienten bei s miteinander verglichen, ergeben sich die Gleichungen (B.18) und (B.19).

$$\begin{aligned} \frac{r_{L1}}{L_{L1}} - \frac{U_{1-} \cdot K_1}{L_{L1} \cdot D} = 2 \cdot \psi \cdot \omega_0 & \Rightarrow \frac{r_{L1}}{L_{L1}} - 2 \cdot \psi \cdot \omega_0 = \frac{U_{1-} \cdot K_1}{L_{L1} \cdot D} \\ \frac{r_{L1} \cdot L_{L1} \cdot D}{L_{L1}} - 2 \cdot \psi \cdot \omega_0 \cdot L_{L1} \cdot D = U_{1-} \cdot K_1 & \\ \frac{r_{L1} \cdot D}{U_{1-}} - \frac{2 \cdot \psi \cdot \omega_0 \cdot L_{L1} \cdot D}{U_{1-}} = K_1 & \end{aligned} \quad (\text{B.18})$$

$$\begin{aligned} \frac{D^*}{C \cdot n} \cdot \left(\frac{D}{L_{L1} \cdot n} + -\frac{U_{1-} \cdot K_2}{L_{L1} \cdot D} \right) = \omega_0^2 & \Rightarrow \frac{D^2}{L_{L1} \cdot C \cdot n^2} - \frac{U_{1-} \cdot K_2}{L_{L1} \cdot C \cdot n} = \omega_0^2 \\ \frac{D^2 - \omega_0^2 \cdot L_{L1} \cdot C \cdot n^2}{U_{1-} \cdot n} = K_2 & \end{aligned} \quad (\text{B.19})$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_{L1} \cdot D - 2 \cdot \psi \cdot \omega_0 \cdot L_{L1} \cdot D}{U_{1-}} \\ \frac{D^2 - \omega_0^2 \cdot L_{L1} \cdot C \cdot n^2}{U_{1-} \cdot n} \end{bmatrix} \quad (\text{B.20})$$

B.3.2. Ansatz mit drei Zustandsvariablen

Die Berechnung der Reglerkoeffizienten erfolgt in folgenden acht Schritten:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_k - \mathbf{B}_k \cdot \mathbf{K}^T &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} & -\frac{D}{L_{L1} \cdot n} & 0 \\ \frac{D}{C \cdot n} & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{-U_{1-}}{L_{L1} \cdot D} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} K_1 & K_2 & K_3 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_{L1}} + \frac{U_{1-} \cdot K_1}{L_{L1} \cdot D} & -\frac{D}{L_{L1} \cdot n} + \frac{U_{1-} \cdot K_2}{L_{L1} \cdot D} & \frac{U_{1-} \cdot K_3}{L_{L1} \cdot D} \\ \frac{D}{C \cdot n} & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{B.21})$$

$$s \cdot \mathbf{I} - (\mathbf{A}_k - \mathbf{B}_k \cdot \mathbf{K}^T) = \begin{bmatrix} s + \frac{r_{L1}}{L_{L1}} - \frac{U_{1-} \cdot K_1}{L_{L1} \cdot D} & \frac{D}{L_{L1} \cdot n} - \frac{U_{1-} \cdot K_2}{L_{L1} \cdot D} & -\frac{U_{1-} \cdot K_3}{L_{L1} \cdot D} \\ -\frac{D}{C \cdot n} & s & 0 \\ 0 & 1 & s \end{bmatrix} \quad (\text{B.22})$$

$$\begin{aligned} \det(s \cdot \mathbf{I} - (\mathbf{A}_k - \mathbf{B}_k \cdot \mathbf{K}^T)) &= s^3 + s^2 \cdot \left(\frac{r_{L1}}{L_{L1}} - \frac{U_{1-} \cdot K_1}{L_{L1} \cdot D} \right) + s \cdot \frac{D}{C \cdot n} \cdot \left(\frac{D}{L_{L1} \cdot n} - \frac{U_{1-} \cdot K_2}{L_{L1} \cdot D} \right) \\ &\quad + \frac{D}{C \cdot n} \cdot \frac{U_{1-} \cdot K_3}{L_{L1} \cdot D} \end{aligned} \quad (\text{B.23})$$

$$\begin{aligned} \prod_{i=1}^3 (s - \lambda_{ei}) &= \left(s + \psi \omega_0 - j \omega_0 \cdot \sqrt{1 - \psi^2} \right) \cdot \left(s + \psi \omega_0 + j \omega_0 \cdot \sqrt{1 - \psi^2} \right) \cdot (s + 5 \cdot \psi \cdot \omega_0) \\ &= s^3 + 7 \cdot \psi \cdot \omega_0 \cdot s^2 + (\omega_0^2 + 10 \cdot \psi^2 \cdot \omega_0^2) \cdot s + 5 \cdot \omega_0^3 \cdot \psi \end{aligned} \quad (\text{B.24})$$

$$\begin{aligned}
 \frac{r_{L1}}{L_{L1}} - \frac{U_{1-} \cdot K_1}{L_{L1} \cdot D} &= 7 \cdot \psi \cdot \omega_0 \\
 \frac{r_{L1}}{L_{L1}} - 7 \cdot \psi \cdot \omega_0 &= \frac{U_{1-} \cdot K_1}{L_{L1} \cdot D} \\
 \frac{r_{L1} \cdot L_{L1} \cdot D}{L_{L1} \cdot U_{1-}} - \frac{7 \cdot \psi \cdot \omega_0 \cdot L_{L1} \cdot D}{U_{1-}} &= K_1 \\
 \frac{r_{L1} \cdot D}{U_{1-}} - \frac{7 \cdot \psi \cdot \omega_0 \cdot L_{L1} \cdot D}{U_{1-}} &= K_1
 \end{aligned} \tag{B.25}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{D}{C \cdot n} \cdot \left(\frac{D}{L_{L1} \cdot n} - \frac{U_{1-} \cdot K_2}{L_{L1} \cdot D} \right) &= \omega_0^2 + 10 \cdot \psi^2 \cdot \omega_0^2 \\
 \frac{D^2}{C \cdot L_{L1} \cdot n^2} - \frac{D \cdot U_{1-} \cdot K_2}{C \cdot L_{L1} \cdot n \cdot D} &= \omega_0^2 + 10 \cdot \psi^2 \cdot \omega_0^2 \\
 \frac{D^2}{C \cdot L_{L1} \cdot n^2} - \omega_0^2 - 10 \cdot \psi^2 \cdot \omega_0^2 &= \frac{U \cdot K_2}{C \cdot L_{L1} \cdot n} \\
 \frac{D^2}{n \cdot U_{1-}} - \frac{(\omega_0^2 + 10 \cdot \psi^2 \cdot \omega_0^2) \cdot C \cdot L_{L1} \cdot n^2}{n \cdot U_{1-}} &= K_2 \\
 \frac{-10 \cdot \psi^2 \cdot \omega_0^2 \cdot C \cdot L_{L1} \cdot n^2 - \omega_0^2 \cdot C \cdot L_{L1} \cdot n^2 + D^2}{n \cdot U_{1-}} &= K_2 \\
 \frac{-(\omega_0^2 + 10 \cdot \psi^2 \cdot \omega_0^2) \cdot L_{L1} \cdot C \cdot n^2 + D^2}{n \cdot U_{1-}} &= K_2
 \end{aligned} \tag{B.26}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{U_{1-} \cdot K_3}{C \cdot L_{L1} \cdot n} &= 5 \cdot \omega_0^3 \cdot \psi \\
 \frac{5 \cdot \omega_0^3 \cdot \psi \cdot L_{L1} \cdot C \cdot n}{U_{1-}} &= K_3
 \end{aligned} \tag{B.27}$$

$$\begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_{L1} \cdot D - 7 \cdot \psi \cdot \omega_0 \cdot D \cdot L_{L1}}{U_{1-}} \\ -\frac{(\omega_0^2 + 10 \cdot \psi^2 \cdot \omega_0^2) \cdot L_{L1} \cdot C \cdot n^2 + D^2}{n \cdot U_{1-}} \\ \frac{5 \cdot \omega_0^3 \cdot \psi \cdot L_{L1} \cdot C \cdot n}{U_{1-}} \end{bmatrix} \tag{B.28}$$

C. Verluste in den MOSFETs und in den IGBTs

Um die Halbleiterverluste im DC/DC-Wandler bei einer Nennlast von 2,5 kW ermitteln zu können, wurden die Schaltverluste jeweiliger MOSFETs und IGBTs einzeln gemessen. Die Messungen werden bei einer Chiptemperatur von 25 °C und 90 °C durchgeführt, anschließend werden die Ergebnisse miteinander verglichen. Die Temperatur von 90 °C wurde aus dem Grund ausgewählt, da der Kühlkörper sich beispielsweise bei einer Umgebungstemperatur von 25 °C auf ca. 60 bis 70 °C erhitzen kann. Unter Berücksichtigung des thermischen Widerstandes des Kühlkörpers von 0,1 K/W entspricht dies einer Wärmeverlustleistung von ca. 350 bis 450 W. Da bei realen Betriebsbedingungen die Kühlkörpertemperatur wesentlich höher sein kann als die Raumtemperatur, werden bei der Berechnung der Gesamtverluste die bei 90 °C gemessenen Schaltverluste berücksichtigt. Die bei Nennlast zu erwartende Chipüber-temperatur der Halbleiter in Bezug auf die Kühlkörpertemperatur liegt bei ca. 30-40 °C.

C.1. Berechnung der Verluste in den MOSFETs

Die wichtigsten für die Berechnung der Verluste benötigten gemessenen Parameter werden in Tabelle C.1 zusammengefasst.

Die Durchlassverluste werden unter Berücksichtigung des Effektivwertes $I_{CS1,2_RMS}$ – laut der Gleichung (7.2) und R_{DSon} , entsprechend des Datenblattes bei einer Temperatur von 125 °C, wie folgt ermittelt:

$$P_{V_Durchlassverluste_MOSFET} = I_{CS1,2_RMS}^2 \cdot R_{DSon} = 33,89^2 \text{ A}^2 \cdot 0,045 \text{ } \Omega = 51,68 \text{ W} \quad (\text{C.1})$$

Die Schaltverluste werden aufgrund des Ein- und Ausschaltverhaltens des MOSFET IXFN 140N20P berechnet. Die nachfolgenden Messergebnisse in den Bildern C.1 bis C.4 illustrieren die Energieverluste, die in der Schaltung bei der Nennlast auftreten.

Dabei ist zu beachten, dass der Schaltvorgang in MOSFET bis zu einem halben Amplitudenstrom stattfindet, weil die Transistordiagonale mit der Überlappung angesteuert wird.

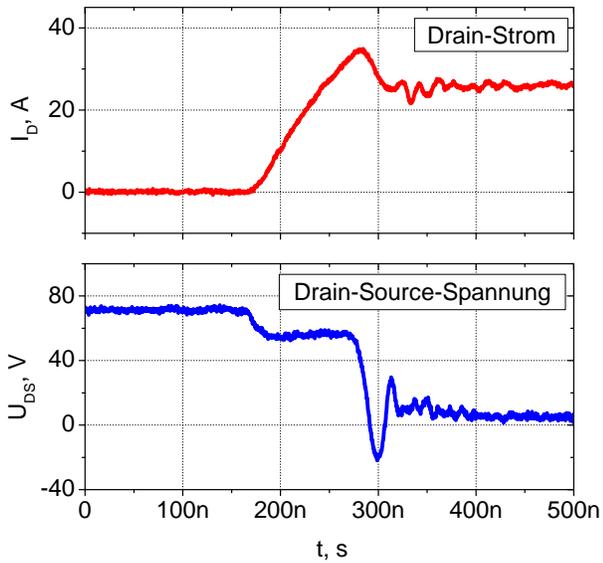


Bild C.1: Einschaltverhalten des MOSFET IXFN 140N20P bei induktiver Last und einer Temperatur von 25°C , $I_D = 26\text{ A}$, $U_{DS} = 70\text{ V}$, $E_{on25} = 120\ \mu\text{J}$

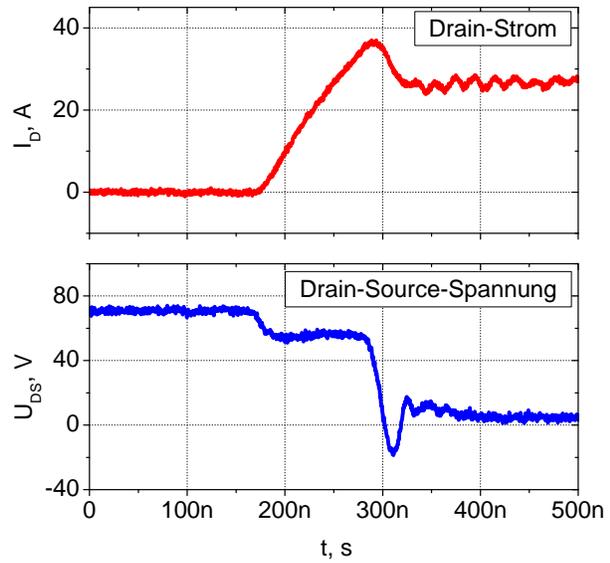


Bild C.2: Einschaltverhalten des MOSFET IXFN 140N20P bei induktiver Last und einer Temperatur von 90°C , $I_D = 26\text{ A}$, $U_{DS} = 70\text{ V}$, $E_{on90} = 150\ \mu\text{J}$

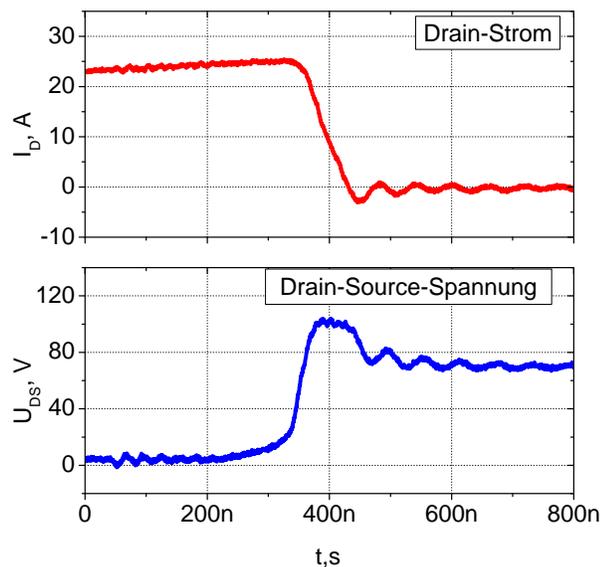


Bild C.3: Ausschaltverhalten des MOSFET IXFN 140N20P bei induktiver Last und einer Temperatur von 25°C , $I_D = 26\text{ A}$, $U_{DS} = 70\text{ V}$, $E_{off25} = 120\ \mu\text{J}$

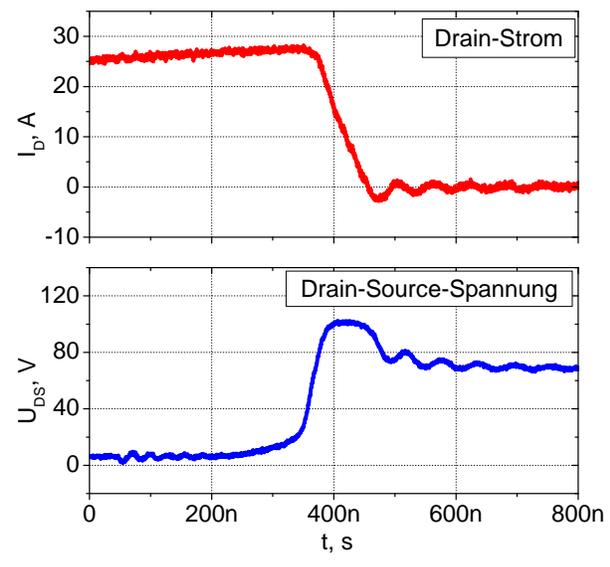


Bild C.4: Ausschaltverhalten des MOSFET IXFN 140N20P bei induktiver Last und einer Temperatur von 90°C , $I_D = 26\text{ A}$, $U_{DS} = 70\text{ V}$, $E_{off90} = 170\ \mu\text{J}$

Tabelle C.1.: Typische Werte für die Berechnung der Chipübertemperatur im MOSFET

Drain-Source Spannung	U_0	70 V
Drainstrom	I_0	26 A
On-Widerstand des MOSFETs bei $T_J = 125\text{ °C}$	R_{DSon}	0,045 Ω
Effektivwert des Transistorstroms	$I_{CS1,2_RMS}$	33,89 A
Mittelwert des Transistorstroms	$I_{CS1,2_av}$	26 A
thermischer Widerstand Chip zum Gehäuse	R_{thJC}	0,22 K/W
thermischer Widerstand Gehäuse zum Kühlkörper	R_{thCS}	0,05 K/W
Einschaltverluste bei 90 °C	E_{on90}	150 μJ
Aus Schaltverluste bei 90 °C	E_{off90}	170 μJ

Die Spannung an jedem Transistor ist höher als die Eingangsspannung und sie ist durch die Clampingschaltung auf 70 V begrenzt. Die Schaltverlustleistung wird unter Berücksichtigung der Werte in der Tabelle C.1 bei der Schaltfrequenz $f_S = 20\text{ kHz}$ folgendermaßen ermittelt:

$$P_{V_Schaltverluste_MOSFET} = f_S \cdot (E_{on90} + E_{off90}) = 20000\text{ Hz} \cdot (150\ \mu\text{J} + 170\ \mu\text{J}) = 6,4\text{ W} \quad (\text{C.2})$$

Die Gesamtverluste lassen sich wie die Summe der Leit- und Schaltverluste berechnen:

$$\begin{aligned} P_{V_Gesamtverluste_MOSFET} &= P_{V_Durchlassverluste_MOSFET} + P_{V_Schaltverluste_MOSFET} \\ &= 51,68\text{ W} + 6,4\text{ W} = 58,08\text{ W} \end{aligned} \quad (\text{C.3})$$

Der thermische Widerstand R_{thJC} Chip - Gehäuse und R_{thCS} Gehäuse - Kühlkörper werden aus dem Datenblatt des ausgewählten MOSFET entnommen.

Die Verlustleistung verursacht eine Erhöhung der Chiptemperatur, welche von den thermischen Widerständen R_{thJC} und R_{thCS} abhängig ist:

$$\begin{aligned} T_J - T_S &= P_{V_Gesamtverluste_MOSFET} \cdot (R_{thJC} + R_{thCS}) \\ &= 58,08\text{ W} \cdot (0,22\text{ K/W} + 0,05\text{ K/W}) = 15,68\text{ °C} \end{aligned} \quad (\text{C.4})$$

Da die primärseitige Transistorbrücke vier MOSFETs enthält, werden die Verluste des einzelnen Transistors vervierfacht:

$$P_{V_Hochstromseite} = P_{V_Gesamtverluste_MOSFET} \cdot 4 = 58,08\text{ W} \cdot 4 = 232,32\text{ W} \quad (\text{C.5})$$

Die Gesamtverluste werden hauptsächlich durch den Widerstand R_{DSon} im eingeschalteten Zustand bestimmt und sind von den Schaltverlusten nahezu unabhängig.

Tabelle C.2.: Typische Werte für die Berechnung der Verluste in den Freilaufdioden der MOSFET

Vorwärtsspannung	V_0	1,5 V
differentieller Widerstand	R_d	0,03 Ω
Effektivwert des Diodenstroms	$I_{CS1,2_RMS}$	33,89 A
Mittelwert des Diodenstroms	$I_{CS1,2_av}$	26 A
thermischer Widerstand Chip - Gehäuse	R_{thJC}	0,22 K/W
thermischer Widerstand Gehäuse - Kühlkörper	R_{thCS}	0,05 K/W
Ausschaltverluste bei 90 °C	E_{off90}	1050 μ J

C.2. Berechnung der Verluste in den Freilauf-Dioden der MOSFET

Wird der DC/DC-Wandler in Tiefsetzstellerrichtung betrieben und werden die MOSFETs auf der Hochstromseite nicht angesteuert, fließen die Ströme durch die Freilauf-Dioden der Transistoren und verursachen dadurch Verluste. Dabei wird, wie bei den MOSFETs, zwischen den Durchlass- und den Schaltverlusten unterschieden. Die Einschaltverluste der Diode werden vernachlässigt und es werden nur die Ausschaltverluste berücksichtigt.

Die Durchlassverluste werden mit Hilfe der Parameter aus dem Datenblatt berechnet. Die Schaltverluste lassen sich aufgrund der Annahme ermitteln, dass die Energieverluste in den Freilauf-Dioden der MOSFETs den Energieverlusten in Freilauf-Dioden der IGBTs entsprechen – wie es in den Bildern C.9 und C.10 zu sehen ist. Die wichtigsten Parameter für die Berechnung der Diodenverluste werden in der Tabelle C.2 aufgezeigt.

Der Effektiv- und der Mittelwert des Drosselstroms wurden nach den Gleichungen (7.2) und (7.3) berechnet. Die Durchlassverluste werden folgendermaßen ermittelt:

$$\begin{aligned}
 P_{V_Durchlassverluste_MOSFET_Diode} &= I_{CS1,2_av} \cdot V_0 + I_{CS1,2_RMS}^2 \cdot R_d \\
 &= 26 \text{ A} \cdot 1,5 \text{ V} + 33,89^2 \text{ A}^2 \cdot 0,03 \text{ } \Omega = 73,46 \text{ W}
 \end{aligned} \tag{C.6}$$

Die Schaltverluste werden – unter Berücksichtigung der Taktfrequenz f_S – wie folgt ermittelt:

$$P_{V_Schaltverluste_MOSFET_Diode} = E_{off_MOSFET_Diode} \cdot f_S = 1050 \text{ } \mu\text{J} \cdot 20000 \text{ Hz} = 21 \text{ W} \tag{C.7}$$

Die Gesamtverluste ergeben sich aus der Summe der Durchlass- und der Schaltverluste:

$$\begin{aligned}
 P_{V_Gesamtverluste_MOSFET_Diode} &= P_{V_Durchlassverluste_MOSFET_Diode} + P_{V_Schaltverluste_MOSFET_Diode} \\
 &= 73,46 \text{ W} + 21 \text{ W} = 94,46 \text{ W}
 \end{aligned} \tag{C.8}$$

Die Temperaturerhöhung des Chips wird anschließend unter Berücksichtigung der thermischen Widerstände berechnet:

$$\begin{aligned} T_J - T_S &= P_{V_Gesamtverluste_MOSFET_Diode} \cdot (R_{thJC} + R_{thCS}) \\ &= 94,46 \text{ W} \cdot (0,22 \text{ K/W} + 0,05 \text{ K/W}) = 25,5 \text{ }^\circ\text{C} \end{aligned} \quad (\text{C.9})$$

Die Gesamtenergieverluste auf der Primärseite des DC/DC-Wandlers im Tiefsetzstellerbetrieb sind von der Anzahl der MOSFETs abhängig:

$$P_{V_Hochstromseite} = 4 \cdot P_{V_Gesamtverluste_MOSFET_Diode} = 4 \cdot 94,46 \text{ W} = 377,84 \text{ W} \quad (\text{C.10})$$

C.3. Berechnung der Verluste in den IGBTs

Das Ziel der nachfolgenden Ermittlung der Verlustleistung ist es, die Verluste in den IGBTs bei der Nennleistung zu bestimmen. Um einen Kurzschluss im Spannungszwischenkreis zu vermeiden, werden die Transistoren an der Hochspannungsseite mit einem Aussteuergrad von $< 0,5$ angesteuert. Deswegen liegt während der Phasen, wenn alle vier Transistoren gesperrt sind, an jedem Transistor, laut der Simulation im Bild 7.3, jeweils die Hälfte der Zwischenkreisspannung $U_Z/2 = 375 \text{ V}$ an. Da in der Transistorbrücke auf der Hochspannungsseite jeder Schalter jeweils aus zwei parallel geschalteten IGBTs besteht, werden die Schaltverluste für die zweimal kleineren Amplitudenströme umgerechnet.

Der differentielle ohmsche Widerstand im eingeschalteten Zustand R_{CEon} und die Schleusenspannung V_{0IGBT} , laut des Datenblattes für die Temperatur von $125 \text{ }^\circ\text{C}$, werden in Tabelle C.3 wiedergegeben.

Die Durchlassverluste für den IGBT-Transistor werden wie folgt ermittelt:

$$\begin{aligned} P_{V_Durchlassverluste_IGBT} &= I_{CS3,4_RMS}^2 \cdot R_{CEon} + I_{CS3,4_av} \cdot V_{0IGBT} \\ &= 1,39^2 \text{ A}^2 \cdot 0,035 \text{ } \Omega + 0,82 \text{ A} \cdot 0,5 \text{ V} = 0,47 \text{ W} \end{aligned} \quad (\text{C.11})$$

Die weiteren Parameter des ausgewählten IGBT-Typs werden in der Tabelle C.3 aufgeführt:

Der thermische Widerstand R_{thJC} Chip - Gehäuse und R_{thCS} Gehäuse - Kühlkörper entsprechen dem Datenblatt des ausgewählten IGBT. Der thermische Widerstand der Wärmeleitfolie wird mit $R_{thFolie} = 1 \text{ K/W}$ festgelegt, siehe Tabelle C.3. Die Energieverluste beim Einschalten werden unter Berücksichtigung der gemessenen Werte, siehe Tabelle C.3 umgerechnet:

$$E_{on} = E_{on90} \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(1 + \frac{I_{CS3,4_ampl/2}}{I_C} \right) = 320 \text{ } \mu\text{J} \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(1 + \frac{4,7 \text{ A}/2}{4,7 \text{ A}} \right) = 240 \text{ } \mu\text{J} \quad (\text{C.12})$$

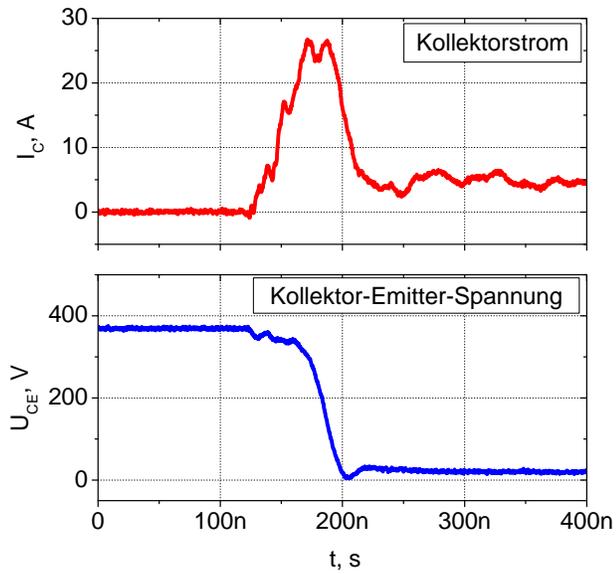


Bild C.5: Einschaltverhalten des IGBT IHW20N120R3 bei induktiver Last und einer Temperatur von 25 °C, $I_C = 5 \text{ A}$, $U_{CE} = 375 \text{ V}$, $E_{on25} = 300 \mu\text{J}$

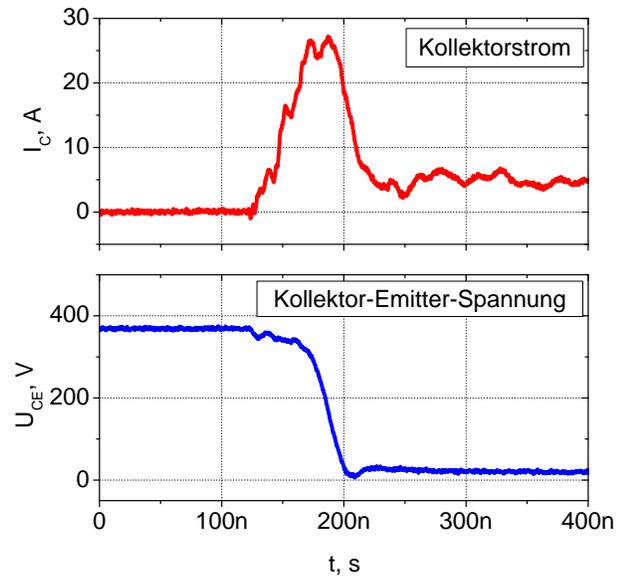


Bild C.6: Einschaltverhalten des IGBT IHW20N120R3 bei induktiver Last und einer Temperatur von 90 °C, $I_C = 5 \text{ A}$, $U_{CE} = 375 \text{ V}$, $E_{on90} = 320 \mu\text{J}$

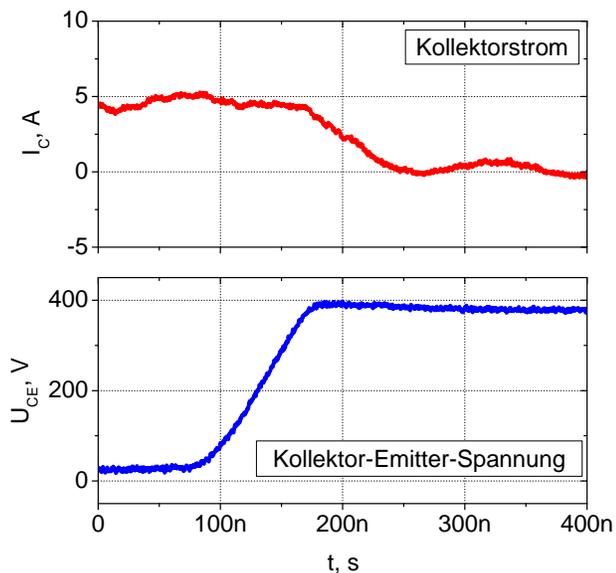


Bild C.7: Ausschaltverhalten des IGBT IHW20N120R3 bei induktiver Last und einer Temperatur von 25 °C, $I_C = 5 \text{ A}$, $U_{CE} = 375 \text{ V}$, $E_{off25} = 100 \mu\text{J}$

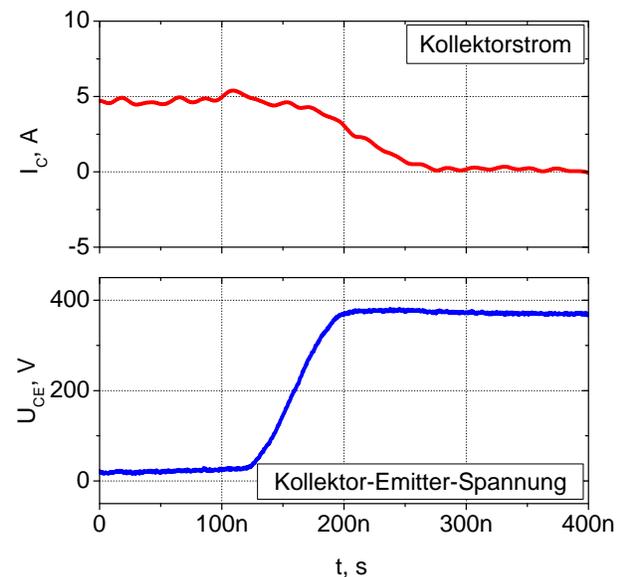


Bild C.8: Ausschaltverhalten des IGBT IHW20N120R3 bei induktiver Last und einer Temperatur von 90 °C, $I_C = 5 \text{ A}$, $U_{CE} = 375 \text{ V}$, $E_{off90} = 120 \mu\text{J}$

Tabelle C.3.: Typische Werte für die Berechnung der IGBT-Verluste

Kollektor-Emitter Spannung	U_{CE}	375 V
Kollektorstrom	I_C	4,7 A
differentieller Widerstand des leitenden Transistors	R_{CEon}	0,035 Ω
Schleusenspannung bei 125 °C	V_{0IGBT}	0,5 V
Effektivwert des Transistorstroms	I_{Sek_eff}	1,39 A
thermischer Widerstand Chip - Gehäuse	R_{thJC}	0,33 K/W
thermischer Widerstand Gehäuse - Kühlkörper	R_{thCS}	0,21 K/W
thermischer Widerstand der Wärmeleitfolie	$R_{thFolie}$	1 K/W
Einschaltverluste	E_{on90}	320 μ J
Ausschaltverluste	E_{off90}	120 μ J

Die Ausschaltverluste werden auf ähnliche Weise durch ein Proportionalverhältnis ermittelt:

$$E_{off} = E_{off90} \cdot \frac{I_{CS3,4_ampl}/2}{I_C} = 120 \mu\text{J} \cdot \frac{4,7 \text{ A}/2}{4,7 \text{ A}} = 60 \mu\text{J} \quad (\text{C.13})$$

Unter Berücksichtigung der Schaltfrequenz $f_S = 20$ kHz, lassen sich die Schaltverluste berechnen:

$$P_{V_Schaltverluste_IGBT} = f_S \cdot (E_{on} + E_{off}) = 20000 \text{ Hz} \cdot (240 \mu\text{J} + 60 \mu\text{J}) = 6,2 \text{ W} \quad (\text{C.14})$$

Die Gesamtverluste ergeben sich, wie die Summe der Durchlass- und der Schaltverluste, folgendermaßen:

$$\begin{aligned} P_{V_Gesamtverluste_IGBT} &= P_{V_Durchlassverluste_IGBT} + P_{V_Schaltverluste_IGBT} \\ &= 0,47 \text{ W} + 6,2 \text{ W} = 6,67 \text{ W} \end{aligned} \quad (\text{C.15})$$

Die Verlustleistung verursacht die Erhöhung der Chiptemperatur, welche von den thermischen Widerständen R_{thJC} , R_{thCS} und $R_{thFolie}$ abhängig ist:

$$\begin{aligned} T_J - T_S &= P_{V_Gesamtverluste_IGBT} \cdot (R_{thJC} + R_{thCS} + R_{thFolie}) \\ &= 6,67 \text{ W} \cdot (0,33 \text{ K/W} + 0,21 \text{ K/W} + 1 \text{ K/W}) = 10^\circ\text{C} \end{aligned} \quad (\text{C.16})$$

Da die Transistorbrücke auf der Hochspannungsseite acht IGBTs enthält, werden die Verluste des einzelnen Transistors verachtfacht:

$$P_{V_Hochspannungsseite} = P_{V_Gesamtverluste_IGBT} \cdot 8 = 6,67 \text{ W} \cdot 8 = 53,36 \text{ W} \quad (\text{C.17})$$

Die IGBT-Durchlassverluste sind wesentlich kleiner als die Schaltverluste. Die Gesamtverluste sind, aufgrund des kleinen Amplitudenwertes des Stroms, immer noch gering. Um eine

Tabelle C.4.: Typische Werte für die Berechnung der Verluste in den Freilaufdioden der IGBTs

Vorwärtsspannung	V_0	1,6 V
differentieller Widerstand	R_d	0,03 Ω
thermischer Widerstand Chip - Gehäuse	R_{thJC}	0,9 K/W
thermischer Widerstand Gehäuse - Kühlkörper	R_{thCS}	0,21 K/W
thermischer Widerstand der Wärmeleitfolie	$R_{thFolie}$	1 K/W
Ausschaltverluste	E_{off90}	1050 μ J

thermische Belastung des Transistors zu verringern, wurden zwei parallele Halbleiter in einem Schalter festgesetzt.

C.4. Berechnung der Verluste in den Freilauf-Dioden der IGBTs

Bei den Freilaufdioden der IGBT werden die Durchlassverluste und die Ausschaltverluste berücksichtigt. Unter der Vermutung, dass die Einschaltverluste vernachlässigbar klein seien, erfolgt die Berechnung für die Nennleistung. Die Ströme durch die Dioden entsprechen den im Bild 7.3 abgebildeten Strömen in den IGBTs.

Die wichtigsten Parameter aus dem Datenblatt für die Berechnungen der Diode werden in der Tabelle C.4 zusammengefasst.

Der Mittel- und der Effektivwert des sekundärseitigen Stroms entsprechen jeweils den im vorherigen Abschnitt in den Gleichungen 7.5 und 7.4 berechneten Werten.

Die Durchlassverluste werden mit Hilfe der nachfolgenden Gleichung berechnet:

$$\begin{aligned}
 P_{V_Durchlassverluste_IGBT_Diode} &= I_{CS3,4_av} \cdot V_0 + I_{CS3,4_RMS}^2 \cdot R_d \\
 &= 0,82 \text{ A} \cdot 1,6 \text{ V} + 1,39 \text{ A}^2 \cdot 0,03 \Omega = 1,36 \text{ W}
 \end{aligned}
 \tag{C.18}$$

Die Ausschaltverluste der Freilaufdiode werden aufgrund der folgenden Messung ermittelt:

$$E_{off\ Diode} = 1050 \mu\text{J} \tag{C.19}$$

Die Schaltverluste der Diode ergeben, unter Berücksichtigung der Taktfrequenz f_S , folgendes:

$$P_{V_Schaltverluste_IGBT_Diode} = E_{off_Diode} \cdot f_S = 1050 \mu\text{J} \cdot 20000 \text{ Hz} = 21 \text{ W} \tag{C.20}$$

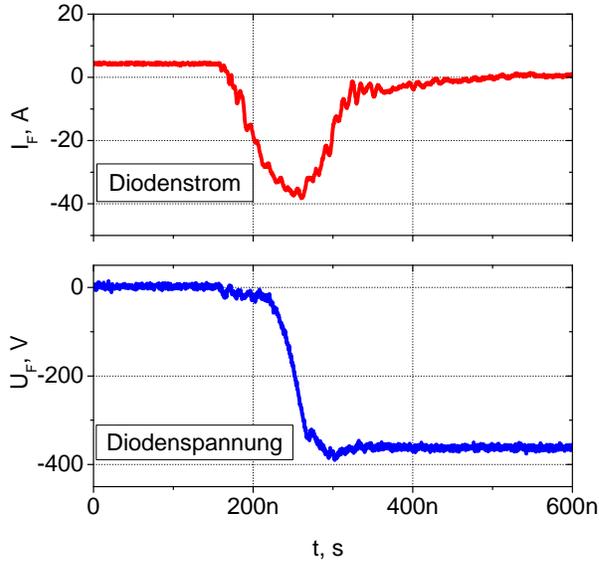


Bild C.9: Ausschaltverhalten der Diode IHW20N120R3 bei induktiver Last und einer Temperatur von $25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $I_F = 5\text{ A}$, $U_F = -375\text{ V}$, $E_{off25} = 850\text{ }\mu\text{J}$

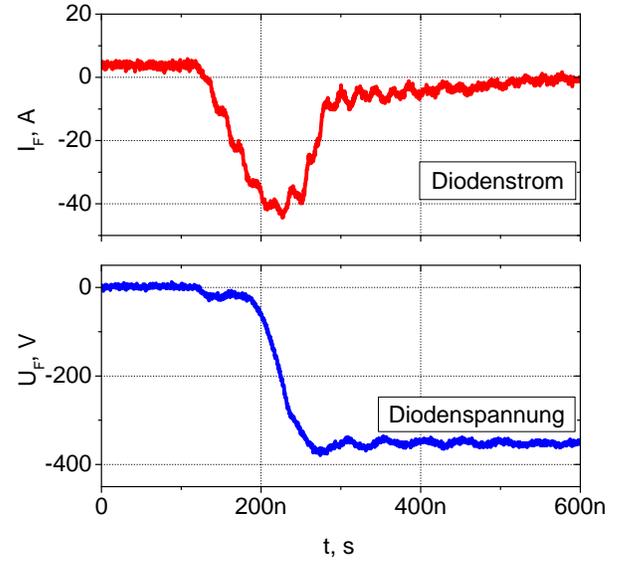


Bild C.10: Ausschaltverhalten der Diode IHW20N120R3 bei induktiver Last und einer Temperatur von $90\text{ }^{\circ}\text{C}$, $I_F = 5\text{ A}$, $U_F = -375\text{ V}$, $E_{off90} = 1050\text{ }\mu\text{J}$

Die Gesamtverluste werden als eine Summe der Durchlass- und der Schaltverluste ermittelt:

$$\begin{aligned} P_{V_Gesamtverluste_IGBT_Diode} &= P_{V_Durchlassverluste_IGBT_Diode} + P_{V_Schaltverluste_IGBT_Diode} \\ &= 1,36\text{ W} + 21\text{ W} = 22,36\text{ W} \end{aligned} \quad (\text{C.21})$$

Unter Berücksichtigung aller thermischen Widerstände, wird die Temperaturerhöhung der Diode errechnet:

$$\begin{aligned} T_J - T_S &= P_{V_Gesamtverluste_IGBT_Diode} \cdot (R_{thJC} + R_{thCS} + R_{thFolie}) \\ &= 22,36\text{ W} \cdot (0,9 + 0,21 + 1) = 47\text{ }^{\circ}\text{C} \end{aligned} \quad (\text{C.22})$$

Werden die Verluste aller Halbleiter auf der Sekundärseite betrachtet, müssen die Gesamtverluste mit der Anzahl der Bauelemente multipliziert werden:

$$\begin{aligned} P_{V_Hochspannungsseite} &= 8 \cdot P_{V_Gesamtverluste_IGBT_Diode} \\ &= 8 \cdot 22,36\text{ W} = 178,88\text{ W} \end{aligned} \quad (\text{C.23})$$

D. Führungs- und Störverhalten bei einer Ausgangsspannung von 200 V

Bei einer Inbetriebnahme des Gegentakt-Durchflusswandlers als Vollbrückenschaltung mit Stromeingang und Spannungsausgang wurde die Funktion der Regelung bei einer geringeren Leistung geprüft. Die Eingangsspannung betrug 15 V und die Ausgangsspannung wurde auf 200-220 V geregelt. Das Führungs- und das Störverhalten wurden untersucht. Die Messergebnisse stimmen mit den Ergebnissen bei voller Leistung überein. Der Zustandsregler ermöglicht die kleineren Stromspitzen bei der Änderung des Spannungssollwertes und regelt bei der Laständerung dynamischer.

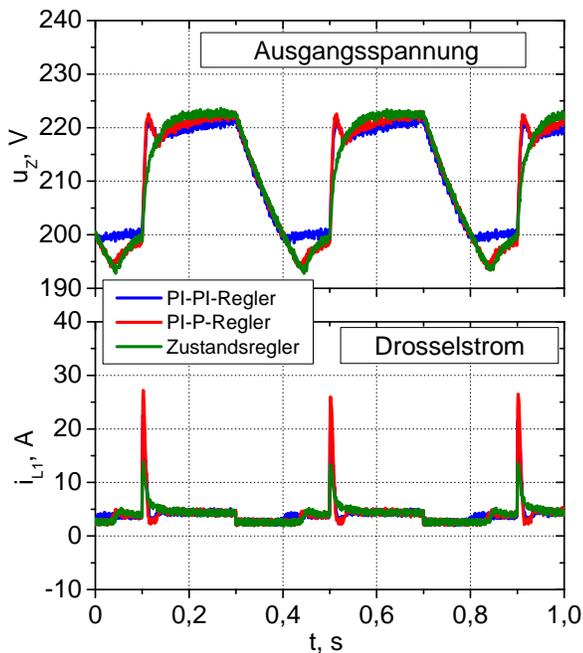


Bild D.1: Gemessene Zeitverläufe bei der Änderung des Sollwertes der Ausgangsspannung u_Z von 200 V auf 220 V im unidirektionalen Betrieb

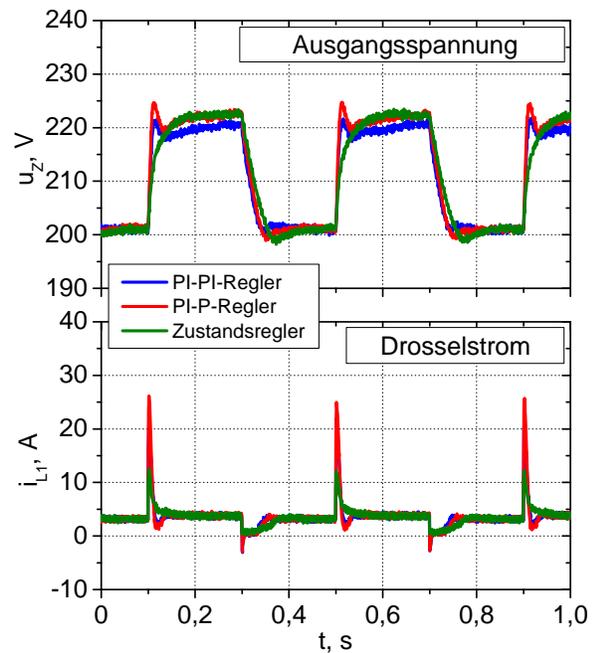


Bild D.2: Gemessene Zeitverläufe bei der Änderung des Sollwertes der Ausgangsspannung u_Z von 200 V auf 220 V im bidirektionalen Betrieb

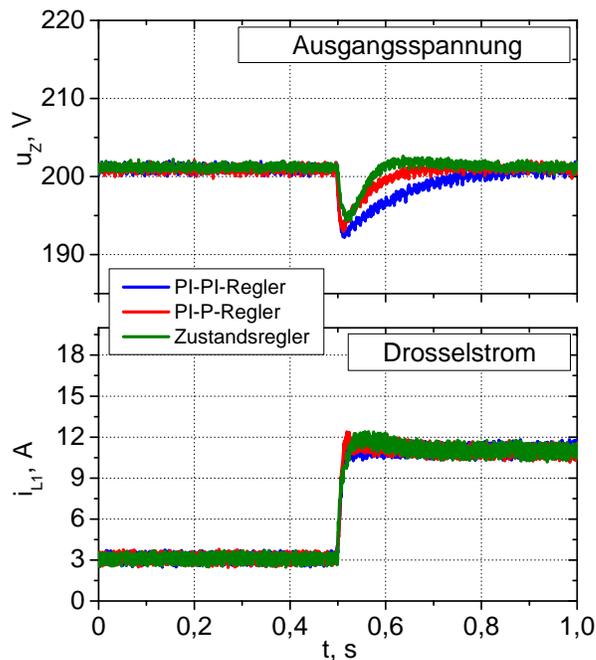


Bild D.3: Gemessene Zeitverläufe der Ausgangsspannung beim Lastsprung, dabei ändert sich die Ausgangsleistung von 40 W auf 145 W.

Literaturverzeichnis

Literaturquellen

- [1] K. LEDJEFF-HEY; F. MAHLENDORF; J. ROES. *Brennstoffzellen. Entwicklung, Technologie, Anwendung*. Müller, 2001.
- [2] J. ZHANG. *PEM Fuel Cell Electrocatalysts and Catalyst Layers Fundamentals and Applications*. Springer London, 2008.
- [3] B. H. ANDREAUS. „Charakterisierung ausgewählter Phänomene durch elektrochemische Impedanzspektroskopie“. Diss. Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, 2002.
- [4] M. PEHNT. *Energierévolution Brennstoffzelle? Perspektiven, Fakten, Anwendungen*. Wiley-VCH, 2002.
- [5] L. SCHINDELE. „Einsatz eines leistungselektronischen Stellgliedes zur Parameteridentifikation und optimalen Betriebsführung von Brennstoffzellensystemen“. Diss. Universität Karlsruhe, 2006.
- [6] J. LARMINIE; A. DICKS. *Fuel Cell Systems Explained*. John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- [7] B. DROSTE-FRANK u. a. *Brennstoffzellen und Virtuelle Kraftwerke*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009.
- [8] S. SRINIVASAN. *Fuel Cells: From Fundamentals to Applications*. Springer Science+Business Media, 2006.
- [9] S. KAKAÇ; A. PRAMUANJAROENKIJ; L. VASILIEV. *Mini-Micro Fuel Cells: Fundamentals and Applications*. Springer Science + Business Media, 2008.
- [10] J. HAUBROCK. „Parametrierung elektrischer Äquivalentschaltbilder von PEM Brennstoffzellen“. Diss. Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, 2007.
- [11] C. WANG; M. NEHRIR; S.R. SHAW. „Dynamic Models and Model Validation for PEM Fuel Cells Using Electrical Circuits“. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* Vol. 20, no. 2 (2005), S. 442 –451.
- [12] G. HEIDECK. „Ein autonomes Brennstoffzellensystem: Optimierungsansätze“. Diss. Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, 2006.

- [13] T. NGUYEN; R. WHITE. „A Water and Heat Management Model for Proton Exchange Membran Fuel Cells“. In: *Journal of the Electrochemical Society* Vol. 140, no. 8 (1993), S. 2178–2186.
- [14] M. GRÖTSCH. „Nonlinear Analysis and Control of PEM Fuel Cells“. Diss. Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, 2010.
- [15] M. MOHR; F.-W. FUCHS. „Voltage Fed and Current Fed Full Bridge Converter for the Use in Three Phase Grid Connected Fuel Cell Systems“. In: *International Power Electronics and Motion Control Conference IPEMC* (2006), S. 1–7.
- [16] W. KREWITT u. a. *Brennstoffzellen in der Kraft-Wärme-Kopplung. Ökobilanzen, Szenarien, Marktpotenziale*. Erich Schmidt Verlag, Berlin, 2004.
- [17] C. JUNGBLUTH. „Kraft-Wärme-Kopplung mit Brennstoffzellen in Wohngebäuden im zukünftigen Energiesystem“. Diss. Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 2007.
- [18] U. ARNDT u. a. *Das virtuelle Brennstoffzellen-Kraftwerk. Technische und Energiewirtschaftliche Bewertung. Perspektiven einer Wasserstoff-Energiewirtschaft*. Energie & Management, 2002.
- [19] P. SCHWAEGERL. „Energiewirtschaftliche Bewertung dezentraler KWK-Systeme für die Hausenergieversorgung“. In: *Energiewirtschaftliche Tagesfragen* Vol. 54, no. 5 (2004), S. 308–314.
- [20] D. AUDRING; G. BALZER; A. WILDENHAIN. „Netzbeeinflussung von Brennstoffzellen-Heizkraftwerken zur Energieversorgung in Wohngebäuden“. In: *ETG Fachausschuss Brennstoffzellen, VDI-Berichte 1594, Düsseldorf* (2001), S. 161–170.
- [21] R. FRIEDRICH. „Integration von Brennstoffzellen-BHKW in elektrische Verteilnetze — Auswirkungen auf das elektrische Netz und Vergleich unterschiedlicher Betreibermodelle“. Diss. Universität Saarbrücken, 2003.
- [22] J. MYRZIK. „Topologische Untersuchungen zur Anwendung von tief-/hochsetzenden Stellern für Wechselrichter“. Diss. Universität Kassel, 2000.
- [23] P. ZACHARIAS. *Use of electronic-based power conversion for distributed and renewable energy sources: 20 years of research on power conversion systems*. ISET, 2009.
- [24] K. BERGEEST. *Elektronik in der Fahrzeugtechnik*. Vieweg+Teubner | GWV Fachverlage GmbH, Wiesbaden, 2010.
- [25] K. REIF. *Automobilelektronik*. Vieweg+Teubner | GWV Fachverlage GmbH, Wiesbaden, 2009.
- [26] H. WOLF. „Regel- und Steuerverfahren für spannungsbildende Pulsstromrichter in statischen Umrichtersystemen“. Diss. TU Dresden, 2006.

- [27] U. SCHLIENZ. *Schaltnetzteile und ihre Peripherie. Dimensionierung, Einsatz, EMV*. Vieweg Praxiswissen, 2007.
- [28] J. RIATSCH. „Modulintegriertes Umrichtersystem für die Netzanbindung einer einzelnen grossflächigen Niederspannungs-Solarzelle“. Diss. ETH Zürich, 2001.
- [29] U. THIEL. *Schaltnetzteile erfolgreich planen und dimensionieren. Grundsaltungen, induktive Komponenten, Prüf- und Fertigungstechnik, EMV-Massnahmen, Schaltungsbeispiele*. Franzis-Verlag, 1995.
- [30] H. WHITTINGTON; B. FLYNN; D. MACPHERSON. *Switched Mode Power Supplies*. Research Studies Press Ltd., 1997.
- [31] T. REIMANN u. a. „A Novel Control Principle of Bi-Directional DC-DC Power Conversion“. In: *Power Electronics Specialists Conference, PESC '97* Vol. 2 (1997), S. 978–984.
- [32] V. SPRAVEDLYVYY. „Wirkungsgradoptimierung von dezentralen Energiesystemen dargestellt am Beispiel eines Solarenergiegespeisten Asynchronantriebes“. Diss. Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, 2003.
- [33] A. ENGLER; J. BARD; M. VIOTTO. „Wechselrichter für die Netzkopplung von Brennstoffzellen“. In: *VDI-Gesellschaft Energietechnik: 5. Fachtagung Brennstoffzelle* (Hamburg, 2005), S. 189–197.
- [34] W. BÖNING. *Elektrische Energietechnik*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, 1978.
- [35] H. FASSHAUER u. a. „Kostengünstige, integrierbare Netzüberwachung für Wechselrichter“. In: *Ostbayerisches Technologie-Transfer-Institut Regensburg. Symposium Photovoltaische Solarenergie* (Bad Staffelstein, 2004), S. 186–189.
- [36] A. FORSYTH; S. MOLLOV. „Modelling and Control of DC-DC Converters“. In: *Power Engineering Journal* Vol.12, no.5 (1998), S. 229–236.
- [37] H. MAO u. a. „Analysis of Inductor Current Sharing in Nonisolated and Isolated Multi-phase dc-dc Converters“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* Vol. 54, no. 6 (2007), S. 3379–3388.
- [38] R. ERICKSON; D. MAKSIMOVIĆ. *Fundamentals of Power Electronics*. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [39] M. HE; J. XU; T. ZHOU. „Digital Proportional-Feed-Forward Control of Switching DC-DC Converters“. In: *The 4th Power Conversion Conference PCC* (Nagoya, 2007).
- [40] A. AVERBERG; K.R. MEYER; A. MERTENS. „Current-fed Full Bridge Converter for Fuel Cell Systems“. In: *Power Electronics Specialists Conference PESC* (2008), S. 866–872.

- [41] P. CHRIN; C. BUNLAKSANANUSORN. „Large-Signal Average Modeling and Simulation of DC-DC Converters with SIMULINK“. In: *Power Conversion Conference PCC* (Nagoya, 2007), S. 27–32.
- [42] O. FÖLLINGER; F. DÖRRSCHEIDT; M. KLITTICH. *Regelungstechnik. Einführung in die Methoden und ihre Anwendung*. Hüthig Buch Verlag GmbH, Heidelberg, 1992.
- [43] H. LUTZ; W. WENDT. *Taschenbuch der Regelungstechnik*. Verlag Harri Deutsch, 2002.
- [44] Y. BESSARAB u. a. „Different Control Methods of Bidirectional DC-DC Converters for Fuel Cell Power Systems“. In: *Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Power Quality PCIM Europe* (Nürnberg, 2008), S. 237–241.
- [45] Y. BESSARAB; W. FISCHER; A. LINDEMANN. „Comparison of Different Control Methods of DC-DC Converters“. In: *Power Electronics and Energy Efficiency Conference CEE* (Alushta, 2008), S. 100–103.
- [46] B. LEHMANN; R. BASS. „Switching Frequency Dependent Averaged Models of PWM DC-DC Converters“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* Vol. 11, no. 1 (1996), S. 89–98.
- [47] Y. XI; P. K. JAIN. „Small Signal Model and Control of an Independently Regulated Multiple Output Forward Converter Topology“. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC* Vol. 1 (2000), S. 221–227.
- [48] J. SUN; R. M. BASS. „Modeling and Practical Design Issues for Average Current Control“. In: *Applied Power Electronics Conference APEC* Vol. 2 (1999), S. 980–986.
- [49] K. SIRI. „Study of System Instability in Current-Mode Converter Power Systems Operating in Solar Array Voltage Regulation Mode“. In: *Applied Power Electronics Conference APEC* Vol. 1 (2000), S. 228–234.
- [50] V. VLATKOVIĆ u. a. „Small-signal analysis of the phase-shifted PWM converter“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* Vol. 7, no. 1 (1992), S. 128–135.
- [51] R. COWNDEN; M. NAHON; M. ROSEN. „Modelling and Analysis of a Solid Polymer Fuel Cell System for Transportation Applications“. In: *International Journal of Hydrogen Energy* Vol. 26, no. 6 (2001), S. 615–623.
- [52] O. JUSTUS. *Berechnung linearer und nichtlinearer Netzwerke*. Fachbuchverlag Leipzig-Köln, 1994.
- [53] P. PATHAPATI; X. XUE; J. TANG. „A New Dynamic Model for Predicting Transient Phenomena in a PEM Fuel Cell System“. In: *Journal Renewable Energy* Vol. 30, no. 1 (2005), S. 1–22.

- [54] J. HAUBROCK; G. HEIDECK; Z. STYCZYNSKI. „Dynamic Investigation on Proton Exchange Membrane Fuel Cell Systems“. In: *Power Engineering Society General Meeting, IEEE* (2007), S. 1–6.
- [55] E. BARSOUKOV; J. MACDONALD. *Impedance Spectroscopy*. John Wiley & Sons, 1987.
- [56] R. HANKE-RAUSCHENBACH. „Strukturierte Modellierung und nichtlineare Analyse von PEM-Brennstoffzellen“. Diss. Max-Planck-Institut für Dynamik komplexer technischer Systeme, Magdeburg, 2007.
- [57] H. SOLMECKE. „Optimierte Stromrichter für Brennstoffzellenanlagen“. Diss. Fernuniversität Hagen, 1998.
- [58] M. STARK. „Einfluss von Stromwelligkeiten auf PEM-Brennstoffzellen“. In: *10. Dresdener Kreis Elektroenergieversorgung* (2009).
- [59] I. MERFERT; A. LINDEMANN. „Application of a Simplified Control Scheme for the Generalised Instantaneous Reactive Power Theory in Active Power Filters for Decentralised Energy Generation“. In: *International Exhibition & Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Power Quality PCIM Europe* (Nürnberg, 2007).
- [60] P. KURZWEIL. *Brennstoffzellentechnik*. Vieweg & Sohn Verlag / GWV Fachverlage GmbH, Wiesbaden, 2003.
- [61] C. HAMANN; W. VIELSTICH. *Elektrochemie. 3. vollständig überarbeitete Auflage*. Wiley/VCH Verlag, Weinheim 1998.
- [62] G. FONTES u. a. „Interactions between fuel cells and power converters influence of current harmonics on a fuel cell stack“. In: *Power Electronics Specialists Conference PESC Vol. 6* (2004), S. 4729–4735.
- [63] N. WAGNER. „Characterisation of Membrane Electrode Assemblies in Polymer Electrolyte Fuel Cells Using a.c. Impedance Spectroscopy“. In: *Journal of Applied Electrochemistry Vol. 32, no. 8* (2002), S. 859–863.
- [64] H. YU; C. ZIEGLER. „Transient behavior of a proton exchange membrane fuel cell under dry operation“. In: *Journal of The Electrochemical Society Vol. 3* (2006), S. 570–575.
- [65] E. CHIA; J. BENZIGER; I. KEVREKIDIS. „Water balance and multiplicity in a polymer electrolyte membrane fuel cell“. In: *Alche Journal Vol. 9* (2004), S. 2320–2324.
- [66] R. O’HAYRE u. a. *Fuel Cell Fundamentals*. John Wiley & Sons, 2006.
- [67] K. KINOSHITA; J. LUNDQUIST; P. STONEHART. „Potential Cycling Effects on Platinum Electrocatalyst Surfaces“. In: *Journal of Electroanalytical Chemistry and Interfacial Electrochemistry Vol. 48* (1973), S. 157–166.

- [68] E. HANDSCHIN; W. HORENKAMP; T. WIESNER. „Integrationsprobleme der Brennstoffzellen in elektrischen Netzen“. In: *ETG-Fachtage in Nürnberg* (2001).
- [69] O. FRANZ; M. WISSNER; F. BÜLLINGEN. „Potenziale der Informations- und Kommunikationstechnologien zur Optimierung der Energieversorgung und des Energieverbrauchs“. In: *FhG Verbund Energie, Studie für das Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie (BMWi), Bad Honnef* (2006).
- [70] M. BRAUN u. a. „Photovoltaic Self-Consumption in Germany Using Lithium-Ion-Storage to Increase Self-Consumed Photovoltaic Energy“. In: *24th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, Hamburg* (2009), S. 3121–3127.
- [71] A. WAGNER. *Photovoltaik Engineering. Handbuch für Planung Entwicklung und Anwendung*. 2. Auflage, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2006.
- [72] Y. BESSARAB u. a. „Ansätze zur Betriebsführung und Diagnose von über leistungselektronische Stellglieder netzgekoppelten Brennstoffzellen“. In: *VDE-Kongress - Zukunftstechnologien, ETG-Fachtagung* (München, 2008).
- [73] T. BOCKLISCH; M. PAULITSCHKE; S. BOCKLISCH. „Control-Oriented Optimizing Energy Management Concept for Fuel Cell Hybrid Systems“. In: *Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Power Quality PCIM Europe* (Nürnberg, 2009), S. 113–118.
- [74] A. SZUMANOVSKI; Y. CHANG. „Battery Management System Based on Battery Non-linear Dynamics Modeling“. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* Vol. 57, no. 3 (2008), S. 1425–1432.
- [75] R. RAO; S. VRUDHULA; D. N. RAKHMATOV. „Battery Modeling for Energy-Aware System Design“. In: *IEEE Computer* Vol. 36, no. 12 (2003), S. 77–87.
- [76] J. MEINS u. a. „Supporting the Electricity Grid with Supercapacitors and Battery Storage Systems“. In: *Internationaler ETG-Kongress - Fachtagung 1: Intelligente Netze / Fachtagung 2: Leistungselektronik in Netzen* (2009).
- [77] I. MERFERT; A. LINDEMANN. „Additional System Services with Fuel Cell Based Decentralized Energy Generators“. In: *International Exhibition & Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Power Quality PCIM Europe* (Nürnberg, 2008), S. 437–442.
- [78] H. AKAGI; A. KANAZAWA; A. NABAE. „Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* Vol. 20, no. 3 (1984), S. 625–630.

- [79] Z. PENG; G. OTT; B. BAK-JENSEN. „Harmonics and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for three phase four-wire systems“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* Vol. 13, no. 6 (1998), S. 1174–1181.
- [80] H. KIM; G. BLAABJERG; D. ADAMS. „Instantaneous power compensation in three-phase systems by using p-q-r theory“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* Vol. 17, no. 5 (2002), S. 701–710.
- [81] M. DEPENBROCK; V. STAUDT; H. WREDE. „Concerning Instantaneous Power Compensation in Three-phase Systems by Using p-q-r Theory“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* Vol. 19, no. 4 (2004), S. 1151–1152.
- [82] S. Hegedus A. LUQUE. *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*. John Wiley & Sons, Ltd, 2011.

Sonstige Quellen

- [83] S. VERPOORT. „Brennstoffzellen: Funktionsprinzip und Anwendung“. Magisterarb. Universität Duisburg, 2003.
- [84] H. SCHMIDT-WALTER. „Vorlesungsskript Schaltnetzteile, Hochschule Darmstadt, 2001“.
- [85] *Energieerzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz. Richtlinie für Anschluss und Parallelbetrieb von Energieerzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz. 4. Ausgabe 2001*. Herausgeber: VWEW Energieverlag.
- [86] *Gesetz für die Erhaltung, die Modernisierung, und den Ausbau der Kraft-Wärme-Kopplung (Kraft-Wärme-Kopplungsgesetz), KWKG 2002, Ausfertigungsdatum 19.03.2002*.
- [87] BTU COTTBUS. *Standardlastprofil - Repräsentatives Profil "Haushalt"*. Techn. Ber. Lehrstuhl Energiewirtschaft, 1999.