

Der Z-Umrichter in Systemen der regenerativen Energieerzeugung

Von der Naturwissenschaftlich-Technischen Fakultät
der Universität Siegen

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften
(Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Manuel Steinbring,
geboren in Ukarumpa in Papua-Neuguinea

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Mario Pacas
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Detlev Hackstein

Tag der Mündlichen Prüfung: 20.03.2017

Der Z-Umrichter in Systemen der regenerativen Energieerzeugung

Von der Naturwissenschaftlich-Technischen Fakultät
der Universität Siegen

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften
(Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Manuel Steinbring,
geboren in Ukarumpa in Papua-Neuguinea

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Mario Pacas
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Detlev Hackstein

Tag der Mündlichen Prüfung: 20.03.2017

Vorwort

Zum Gelingen dieser Arbeit haben viele Leute beigetragen und ich möchte die Gelegenheit nutzen, ihnen auf diesem Weg von Herzen zu Danken.

Ich bedanke mich bei Prof. Pacas, dass er mir damals die Stelle als wissenschaftlicher Mitarbeiter angeboten hat. Ich danke ihm für ein stets offenes Ohr, für die Unterstützung während meiner Zeit an der Universität Siegen und für das Privileg, promoviert haben zu dürfen. Ich habe Vieles gelernt und es wurden bei mir wichtige, fachliche Grundsteine gesetzt.

Ich bedanke mich auch bei Prof. Dr.-Ing. Detlev Hackstein, Prof. Dr.-Ing. Mustafa Kizilcay und Prof. Dr.-Ing. Jürgen Jensen für die Mitgliedschaft bei der Prüfungskommission und das dadurch entgegengebrachte Interesse an meiner Arbeit.

Ich bedanke mich bei meinen Kollegen Simon Feuersänger und Henning Zoubek für das gute Miteinander, die Hilfsbereitschaft und die fachlichen Anregungen und Tipps. Bei Sabine Leukel, Erhardt Oerter, Hans-Walter Bruch und Alexander Wertebach möchte ich mich dafür bedanken, dass sie mir in vieler Hinsicht den Rücken frei gehalten haben. Ich habe mich bei euch immer gut aufgehoben gefühlt. Und dann sind da noch alle andern Kollegen, die gekommen und gegangen sind und das Leben an der Uni bereichert haben: Phung Van Trang, Phan The Minh, Harith Al-Badrani, Othman Taha, Fernando Ramírez, Saúl Dufoo und Maria Perdomo.

Nicht zuletzt bedanke ich mich bei meiner Frau Kathrin. Sie hat mir den Rücken frei gehalten und sich Zuhause um alles gekümmert. Ich möchte die Gelegenheit nutzen ihr zu sagen, dass sie eine tolle Frau und eine liebevolle Mutter ist. Ich bedanke mich auch bei meiner Tochter Lea. Obwohl es ihr nicht bewusst ist, hat sie immer wieder dafür gesorgt, dass ich zuhause auf andere Gedanken gekommen bin und abschalten konnte.

Ich bedanke mich bei meinen Eltern und meiner Familie, die mich während der Zeit immer wieder mit Rat und Tat und Mut machen den Worten unterstützt haben.

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	1
Inhaltsverzeichnis	3
Formelzeichen, Abkürzungen und Nomenklatur	7
1 Einleitung und Motivation	13
1.1 Motivation	14
1.2 Aufgabenstellung.....	15
2 Stand der Technik	17
2.1 Primärenergieträger	17
2.1.1 Wasserkraft.....	17
2.1.2 Windenergie	21
2.1.3 Solarenergie.....	24
2.2 Topologien zur Lösung der Aufgabe.....	29
2.2.1 Wechselrichter ohne Hochsetzsteller	29
2.2.2 Wechselrichter mit Hochsetzsteller.....	30
2.2.3 Z-Umrichter.....	31
2.3 Zusammenfassung von Kapitel 2	31
3 Grundlagen	33
3.1 Der Spannungszwischenkreiswechselrichter.....	33
3.1.1 Der VSI mit einphasigem Ausgang.....	33
3.1.2 Raumzeiger.....	38
3.1.3 Der VSI mit dreiphasigem Ausgang	39
3.1.4 Netzintegration über einen Wechselrichter ohne Hochsetzsteller	42
3.1.5 Netzintegration über einen Wechselrichter mit vorgeschaltetem Hochsetzsteller	44
3.2 Der Z-Umrichter	46
3.2.1 Aufbau des Z-Umrichters.....	48
3.2.2 Wirkung der Schaltzustände.....	49
3.2.3 Schaltungsanalyse	51
3.2.4 Unsymmetrischer ZSI	57
3.2.5 Lückbetrieb.....	59
3.2.6 Variationen des ZSI.....	60
3.2.7 Netzintegration über einen ZSI	62
3.3 Einphasiger ZSI	65
3.3.1 Aufbau.....	65
3.3.2 Mögliche Schaltzustände.....	66
3.4 Der dreiphasige ZSI.....	66

3.4.1	Aufbau	66
3.4.2	Mögliche Schaltzustände.....	67
3.4.3	PWM basierte Modulationsverfahren	68
3.4.4	Einfügung des shoot through in die Pulsmuster.....	72
3.4.5	Anforderungen am den PWM Modulator	73
3.4.6	Regelung eines mit PWM ausgestatteten, dreiphasigen ZSI im Inselbetrieb	73
3.5	Sternpunktbildner zum Betrieb unsymmetrischer Last	75
3.6	Direkte Leistungsregelung (DPC) für einen dreiphasigen Wechselrichter	76
3.7	Silizium Carbid als Material für Leitungshalbleiter.....	82
3.7.1	Die Eigenschaften von SiC	82
3.7.2	Leitungshalbleiter auf Basis von SiC	84
3.8	Zusammenfassung von Kapitel 3	85
4	Vorgeschlagene Regelkonzepte	87
4.1	Regelung des einphasigen ZSI	87
4.1.1	Regelung der Ausgangsspannung beim einphasigen Z- Umrichter.....	87
4.1.2	Modulationsverfahren	90
4.2	Direct Power Control als PWM freies Regelungsverfahren für den dreiphasigen ZSI	94
4.2.1	Theorie der ZSI - DPC	94
4.2.2	Wirkung der natürlichen Spannungsraumzeiger	97
4.2.3	Wahl des Reglers und Schalttabelle	99
4.2.4	Zusätzlicher Boost-Regler.....	101
4.2.5	MPPT zur optimalen Ausnutzung des Primärenergieträgers	103
4.3	Zusammenfassung von Kapitel 4	105
5	Realisierung des Laboraufbaus	107
5.1	Dimensionierung der Komponenten.....	107
5.1.1	Leistungshalbleiter des Ausgangswechselrichters	107
5.1.2	Eingangsdiode	112
5.1.3	Z-Drossel	114
5.1.4	Dimensionierung der Z-Drossel bei DPC	117
5.1.5	Der Z-Kondensator.....	117
5.1.6	Ausgangsfiler	119
5.2	Gatetreiber	119
5.3	Schutzkonzepte.....	121
5.4	Emulation des Verhaltens einer Wasserturbine.....	122

5.5	Hardware zur Steuerung und Regelung des einphasigen Z-Umrichters	124
5.5.1	Leistungsteil	125
5.5.2	Steuerungsbaugruppe mit dem Mikrocontroller	127
5.6	Hardware zur Steuerung und Regelung des dreiphasigen Z-Umrichters	128
5.6.1	Hauptplatine	129
5.6.2	Steuerungsbaugruppe mit Mikrocontroller	131
5.7	Zusammenfassung von Kapitel 5	132
6	Messungen und Ergebnisse	133
6.1	Messergebnisse einphasiger ZSI	133
6.1.1	Detailliertes Verhalten des Z-Umrichters	134
6.1.2	Ein- und Ausgangsverhalten des Z-Umrichters	136
6.1.3	Verhalten an einer Wasserturbine als Primärenergieträger ..	137
6.1.4	Wirkungsgrad	141
6.2	Verbesserung des Betriebsverhaltens des ZSI	143
6.2.1	Bestimmung der Verlustaufteilung des einphasigen ZSI	143
6.3	Verbesserung des Wirkungsgrades des einphasigen ZSI	145
6.3.1	Verwendung von SiC Halbleitern	145
6.3.2	Verbesserung der passiven Elemente	148
6.4	Messergebnisse des dreiphasigen ZSI beim Betrieb mit PWM	150
6.4.1	Ein- und Ausgangsverhalten des dreiphasigen Z-Umrichters bei Steuerung mit Maximum Boost Verfahren ..	152
6.4.2	Speisung einphasiger Lasten unter Verwendung eines Sternpunktbildners	154
6.5	Messergebnisse des dreiphasigen ZSI unter Einsatz von DPC	157
6.5.1	Stationäres Verhalten beim Einsatz von DPC	159
6.5.2	Dynamisches Verhalten beim Einsatz von DPC	161
6.5.3	Wirkungsgrad	162
6.5.4	Verzerrung des Ausgangsstromes	164
6.6	Zusammenfassung von Kapitel 6	165
7	Zusammenfassung	167
8	Abstract	171
9	Abbildungsverzeichnis	173
10	Tabellenverzeichnis	179
11	Literaturverzeichnis	181
12	Anhang	189
12.1	Kenndaten der verwendeten Leistungsmesser	189
12.2	Datenblätter der verwendeten Hardwarekomponenten	193

Formelzeichen, Abkürzungen und Nomenklatur

Formelzeichen:

ρ_W	Dichte des Wassers
ρ_L	Dichte der Luft
$\underline{u}_1 - \underline{u}_9$	Natürliche Raumzeiger des VSI
$\underline{u}'_1 - \underline{u}'_6$	Natürliche, verlängerte Raumzeiger des ZSI
A	Durchströmte Fläche
B	„Boost“, also Verstärkung des ZSI
C	Kapazität
C_{EIN}	Eingangskondensator
c_p	Leistungsbeiwert der Windturbine
C_Z	Z-Kondensator
D	Relative Einschaltdauer
D_A	Relative Einschaltdauer eines aktiven Zustands oder Raumzeiger
D_i	Relative Einschaltdauer der Spannungsraumzeiger in der Raumzeigermodulation
D_S	Relative Einschaltdauer des Kurzschusses oder Raumzeiger
E	Bestrahlungsstärke der Sonne
E_0	Mittlere Bestrahlungsstärke der Sonne
f_{PWM}	PWM-Frequenz
f_S	Schaltfrequenz
g	Erdbeschleunigung
h_F	Fallhöhe
h_{IX}	Toleranzband für die Stromregelung
H_P	Ausgang des Hysteresereglers für die Wirkleistung
h_P	Toleranzband für die Wirkleistung
H_Q	Ausgang des Hysteresereglers für die Blindleistung
h_{QX}	Toleranzband für die Blindleistung
i / I	Strom (Augenblickswert / Mittelwert oder Effektivwert der Größe)
i_{AUS}	Ausgangsstrom des ZSI
i_{LZ}	Strom durch eine Z-Drossel

i_N	Strom im Neutralleiter
i_{Netz}	Netzstrom
i_{PMSM}	Außenleiterstrom der Maschine
i_U, i_V, i_W	Ströme in den Außenleitern
j	Imaginäre Einheit
L	Induktivität
L_{Netz}	Netzinduktivität
L_Z	Z-Induktivität
M	Drehmoment
m_L	Masse der Luft
m_{MAX}	Maximal zulässiger Modulationsgrad
n	Drehgeschwindigkeit
P	Wirkleistung
p	Regelgröße für die Wirkleistung bei DPC
P_0	Im Wind enthaltene Leistung
P_{AUS}	Ausgangsleistung des Umrichters
P_{EIN}	Eingangsleistung des Umrichters
P_H	Verlustleistung eines Halbleiters
P_L	Leistung des Windes
P_{Last}	Ausgangsleistung des ZSI oder VSI
P_T	Leistung der Turbine
P_U	Verlustleistung, die an die Umgebung abgegeben wird
P_W	Leistung des Wassers
Q	Blindleistung
q	Regelgröße für die Blindleistung bei DPC
Q_W	Volumenstrom des Wassers
R	Widerstand
R_{Netz}	Netzwideerstand
$R_{\text{th_GK}}$	thermischer Widerstand zwischen Gehäuse und Kühlkörper
$R_{\text{th_JG}}$	thermischer Widerstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse
$R_{\text{th_KU}}$	thermischer Widerstand zwischen Kühlkörper und Umgebung
S	Scheinleistung
t	Zeit
$T_1 - T_6$	Transistoren 1 - 6, entweder IGBTs oder MOSFETs

T_A	Einschaltdauer eines aktiven Raumzeigers
T_{DPC}	Dauer eines DPC Zyklus
T_{EIN}	Zeitdauer die ein Transistor eingeschaltet ist
T_{PWM}	Periodendauer der PWM
T_S	Einschaltdauer des Kurzschlusses
T_{SP}	Dauer einer Schaltperiode
u	Umfangsgeschwindigkeit des Windrades
u / U	Spannung (Augenblickswert / Mittelwert oder Effektivwertwert der Größe)
U, V, W	Bezeichnung der drei Phasen eines Drehstromsystems
u_{AUS}	Ausgangsspannung
U_{CE}	Kollektor Emitter Spannung des IGBTs
u_{CZ}	Spannung am Z-Kondensator
u_D	Spannung über der Z-Diode
u_{DC}	Gleichgerichtete Eingangsspannung
u_{EIN}	Eingangsspannung
u_L	Spannung über die Netzinduktivität
U_{LZ}	Spannung über der Z-Drossel
U_N	Negative Referenzlinie des Simple Boost Verfahrens und des Constant Maximum Boost Verfahrens
U_P	Positive Referenzlinie des Simple Boost Verfahrens und des Constant Maximum Boost Verfahrens
u_{PSMS}	Leiter-Leiter Spannung der Maschine
U_{PWM}	Dreieckige PWM Spannung
$U_{REF\pm}$	positives bzw. negatives Referenzsignal der PWM
$U_{T1} - U_{T4}$	Referenzlinien der einzelnen Transistoren für die PWM
u_{UN}, u_{VN}, u_{WN}	Spannungen der Außenleiter zum Sternpunkt
u_{VW}, u_{VU}, u_{UW}	Verkettete Außenleiter Spannungen
u_Z	Z-Spannung, das Äquivalent zur Zwischenkreisspannung des VSI
u_{ZW}	Zwischenkreisspannung
V	Volumen
v_L	Windgeschwindigkeit

W	Energie
W_L	Energie des Windes
W_{mag}	Gespeicherte magnetische Energie einer Drossel
Z_A	Beliebiger aktiver Schaltungszustand oder Raumzeiger
Z_{AX}	Ein bestimmter aktiver Schaltungszustand oder Raumzeiger
Z_F	Beliebiger Freilauf Schaltungszustand oder Raumzeiger
Z_{FX}	Ein bestimmter Freilauf Schaltungszustand oder Raumzeiger
Z_K	Beliebiger Kurzschluss Schaltungszustand oder Raumzeiger
Z_{KX}	Eine bestimmter Kurzschluss Schaltungszustand oder Raumzeiger
α	Bezeichnung der α -Achse der komplexen Raumzeigerebene
β	Bezeichnung der β -Achse der komplexen Raumzeigerebene
γ	Winkel
Δ	Differenz, Welligkeit
η	Wirkungsgrad
λ	Leistungsfaktor
λ_s	Schnelllaufzahl

Weitere Nomenklatur:

\hat{x}	Spitzenwert der Größe
\bar{x}	Mittelwert der Größe
\underline{x}	Raumzeiger
$ \underline{x} $	Betrag, also Länge des Raumzeigers
x^*	Sollwert einer Größe

Abkürzungen:

μC	Mikrocontroller
AC	alternating current; Wechselstrom
ADC	Analog to digital converter; Analog-digital-Wandler
ASM	Asynchronmaschine
CPLD	complex programmable logic device,
DAC	digital to analog converter; Digital-Analog-Wandler
DC	direct current; Gleichstrom

DMA	direct memory access; Direkter Speicherzugriff, Einheit des Mikrocontrollers zur effizienten Ansteuerung des Speichers durch Peripherieeinheiten
DPC	direct power control,
dsPIC	Typenbezeichnung des verwendeten Mikrocontrollers von Microchip
DTC	direct torque control
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ESR	equivalent series resistance, äquivalenter Serienwiderstand eines Kondensators
FET	field-effect transistor
FU	Frequenzumrichter
HSS	Hochsetzsteller oder auch boost-converter
IC	Integrated Circuit, eine integrierte Schaltung
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	isolated gate bipolar transistor,
ISOPLUS247	Gehäuseform für Leistungshalbleiter
I-WR	Stromzwischenkreis Wechselrichter
JFET	junction field-effect transistor
MOSFET	metal-oxide-semiconductor field-effekt transistor
MPP	maximum power point
MPPT	maximum power point tracking,
PMSM	permanent magnet synchronious machine,
PWM	Pulsweitenmodulation
RZM	Raumzeigermodulation
Si	Silizium
SiC	Silizium - Carbid
SOA	safe operating area, Sicherer Betriebsbereich
THD	total harmonic distortion

U-WR	Spannungszwischenkreiswechselrichter
VSI	voltage source inverter, Spannungszwischenkreiswechselrichter
WR	Wechselrichter
ZSI	Z-Source inverter, Z-Umrichter

1 Einleitung und Motivation

Wirft man einen Blick zurück in die Geschichte der Menschheit, ist der Bedarf an Energie so alt, wie die Menschheit selbst. So ist das Feuer ein Beispiel für eine frühe Form der Energienutzung, um die Grundbedürfnis des Menschen zu befriedigen wie z.B. Hunger oder Wärme. Selbstverständlich hat sich im Laufe der Jahrtausende der Bedarf an Energie erheblich vergrößert und die fortschreitende Technisierung hat sowohl den Bedarf vergrößert, aber auch erst die Nutzung verschiedener Energiequellen möglich gemacht. Ohne den Bergbau und der Gewinnung fossiler Energiequellen wie Kohle, wäre die Eisenverhüttung schwer möglich gewesen.

Der Mensch hat gelernt die regenerativen Energien, die von Wind, Wasser und Sonne bereitgestellt werden, auf vielfältige Weise zu nutzen [1][2]. So wurde der Wind genutzt um Schiffe zu bewegen, um Korn in Windmühlen zu mahlen oder Wasser aus der Tiefe herauf zu pumpen [17]. Schöpfräder wurden von Wasserkraft angetrieben um Felder zu bewässern [13]. Die Erfindung der Archimedischen Schraube geht zurück in das 2. Jahrhundert v. Chr. und wird heute noch verwendet. Die Sonne ist nicht zuletzt die treibende Kraft im weltweiten Klima. Durch Erwärmung wird der Luftdruck beeinflusst, es entstehen Winde und auch der Wasserkreislauf wird durch Sonnenenergie angetrieben. Sonnenenergie ist auch Schlüsselkomponente der Photosynthese, von der letztlich alle Lebewesen abhängen [20].

Mit der Elektrifizierung und der Erfindung des Transformators war es schließlich möglich, elektrische Energie über weite Strecken und mit geringen Verlusten zu verteilen. Die Energie wurde zentral von großen, effizienten Kraftwerken erzeugt und über ein großes Netz zu allen Verbrauchern transportiert. Heutzutage ist eine stabile und zuverlässige Energieversorgung ein wichtiger Wirtschaftsfaktor, zahlreiche Branchen sind von ihr abhängig. Auch im alltäglichen Leben ist die elektrische Energie nicht mehr wegzudenken. Sicherlich ist der Energiebedarf in den Ballungsgebieten am größten. Durch die Konzentration von Mensch und Industrie müssen große Energiemengen bereitgestellt werden, um eine Zivilisation zu versorgen. Aber auch in Gebieten mit weniger Industrialisierung oder weit entfernt von einer Zivilisation gibt es einen Bedarf an Energie.

Die Elektrotechnik bietet viele Lösungen die regenerativen Energien nutzbar zu machen und in elektrische Energie umzuwandeln. Durch die Umwandlung ist es möglich, die gewonnene Energie in das öffentliche Netz einzuspeisen und einer breiten Masse an Verbrauchern zur Verfügung zu stellen. Die Leistungselektronik hat in den vergangenen Jahren viele Lösungen entwickelt, um die verschiedenen Umwandlungsaufgaben effizient zu erfüllen. Sie kann aber ebenso gut genutzt werden, um die lokal fast überall vorhandenen primären Energieträger Wind, Wasser und Sonne

in elektrische Energie um zu wandeln und auch in entlegenen Regionen ein Inselnetz bereit zu stellen.

Gerade die Erzeugung von Energie für ein lokal begrenztes Inselnetz unterliegt besonderen Anforderungen. Es wird eine robuste und zuverlässige Technik verlangt die mit einfachen Mitteln gewartet und falls nötig in Stand gesetzt werden können. Durch die oftmals fehlende Infrastruktur in urbanen Gegenden ist es schwierig, Personal und Ersatzteile zu beschaffen. Da durch den Primärenergieträger nur eine begrenzte Menge Energie bereitgestellt werden kann, ist eine möglichst hohe Ausbeute wünschenswert, hier kommt der Wunsch nach einem hohen Wirkungsgrad der Anlage ins Spiel. Da viele entlegene Regionen oftmals auch wirtschaftlich schlecht gestellt sind, ist die Frage der Kosten einer Anlage auch ein wichtiger Punkt.

1.1 Motivation

Da die drei wichtigsten regenerativen Primärenergieträger Wasser, Wind und Sonne praktisch überall auf der Welt verfügbar sind, stellen sie eine attraktive Möglichkeit dar, auch entlegene Regionen dieser Welt mit Energie zu versorgen. Eine direkte Umwandlung in die benötigte Energieform stellt in der Regel eine unflexible und verlustreiche Methode dar. Daher wird die vorhandene Energieform zunächst in elektrische Energie umgewandelt, da viele Verbraucher - wie Licht, Öfen, Klimageräte, Handys oder Computer - für den Betrieb mit elektrischer Energie vorgesehen sind. Durch die Umwandlung der primären Energie in elektrische Energie gewinnt man ein großes Maß an Flexibilität.

In allen Fällen ist die zur Verfügung stehende Energie des Primärenergieträgers starken Schwankungen unterworfen. So hängt die zur Verfügung stehende Leistung bei einer Wasserturbine stark von den physikalischen Gegebenheiten ab. Ist beispielsweise der Wasserstand hoch, kann dem Wasser viel Energie entzogen werden, ist der Wasserstand niedrig, verringert sich auch die nutzbare Energiemenge. Auch die Nutzung von Wind durch Windenergieanlagen oder die Nutzung der Sonne durch Solarzellen wird stark von den Bedingungen des Primärenergieträgers beeinflusst. Um diese Energie jedoch sinnvoll zu nutzen, ist es erforderlich, dass sie eine gewisse Konstanz aufweist. Es werden also Lösungen benötigt, die aus der variablen Energiequelle eine stabile und sichere Quelle machen, an denen die Verbraucher ohne Gefahr angeschlossen werden kann.

Die direkte Umwandlung von mechanische in elektrische Leistung ist in den meisten Fällen nicht möglich. Betrachtet man das Beispiel der Wasserturbine, so steht die Leistung als potentielle oder als kinetische Leistung zur Verfügung (Abb. 1.1). Die Turbine dient dazu, diese Leistung in mechanische Leistung umzuwandeln. An der Welle der Maschine steht sie in Form von Drehzahl und Drehmoment zur Verfügung. Eine elektrische Maschine dient nun dazu, die mechanische wiederum in elektrische

Leistung umzuwandeln. Sie steht dann in Form von Strom und Spannung zur Verfügung. Die bereitgestellte Leistung schwankt dabei mit den Bedingungen des Wassers. Ist etwa der Wasserstand hoch, so kann sich die Welle der Turbine schnell drehen. Da auf dieser Welle auch die elektrische Maschine montiert ist, dreht sie mit der gleichen Drehgeschwindigkeit. Eine hohe Drehgeschwindigkeit ermöglicht es der Maschine wiederum, eine hohe Spannung zu erzeugen. Es ändert sich ebenfalls die Frequenz der abgegebenen Spannung. Mit den Bedingungen des Wassers ändert sich auch Amplitude und Frequenz der generierten Spannung. Ähnliche Überlegungen lassen sich auch für die Nutzung von Wind und Sonne anstellen. Eine Veränderung der Bedingungen, beispielweise Sonneneinstrahlung oder Windgeschwindigkeit, hat eine Veränderung der elektrischen Ausgangsgrößen zur Folge.

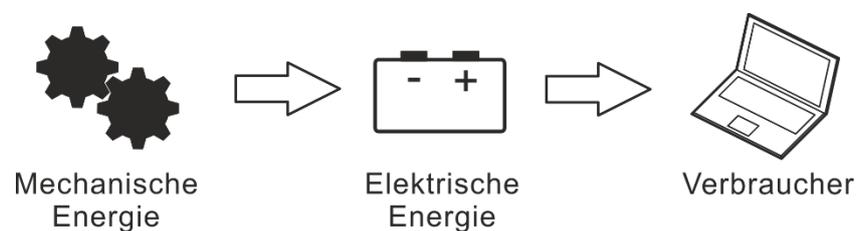


Abb. 1.1: Umwandelungsschritte die benötigt werden um die Energie dem Verbraucher zur Verfügung zu stellen

Für den Verbraucher ist eine schwankende Spannung nicht nutzbar. Es ist erforderlich, konstante Bedingungen zu schaffen um die Verbraucher passend auszulegen und eine effiziente Nutzung zu erreichen. Es ist also eine weitere Stufe erforderlich, die die schwankende Spannung umwandelt und eine konstante, nutzbare Spannungsquelle schafft. Diese Aufgabe wird von der Leistungselektronik bearbeitet.

1.2 Aufgabenstellung

Die Aufgabe der Leistungselektronik in der Umwandlungskette besteht darin, aus einer variablen und damit wenig brauchbaren Spannungsquelle eine konstante Spannung zu erzeugen. Im konkreten Fall wird eine Wechselspannung erwartet, wie sie aus dem öffentlichen Verbundnetz bezogen werden kann. Es ist für das Problem zunächst unerheblich, ob ein Inselnetz bereitgestellt wird, oder ob die verfügbare Leistung in ein bestehendes Netz eingespeist werden soll.

Im Falle des Inselnetzes wird eine Wechselspannung mit konstanter Frequenz und konstanter Amplitude erzeugt. Diese wird an alle Verbraucher verteilt. Hier wird dem Primärenergieträger nur die Leistung entnommen, die von den Verbrauchern auch benötigt wird. Geregelt werden muss in diesem Falle die Amplitude und die Frequenz der Ausgangsspannung. Der Strom stellt sich in Amplitude und Phasenlage entsprechend des Lastzustandes ein.

Im Falle einer Einspeisung in ein bestehendes Netz wird in der Regel die maximale zur Verfügung stehende Leistung in das Verbundnetz gespeist. Hier ist die Amplitude der Netzspannung vorgegeben. Netz und Umrichter sind dabei über eine Netzimpedanz verbunden. Entsprechend der Vorgaben der übergeordneten Regelung wird vom Umrichter ein Strom in das Netz eingepreßt, sodass die Leistungsbilanz stimmt. Damit der gewünschte Strom fließt, muss die vom Umrichter erzeugte Spannung etwas größer sein als die Netzspannung, um die Netzimpedanz zu überwinden. Die Regelung muss in diesem Fall dafür sorgen, dass der Strom in korrekter Phasenlage und Amplitude eingepreßt wird.

Damit die Wechselspannung am Ausgang von der Leistungselektronik auch erzeugt werden kann, ist eine Gleichspannung erforderlich, die größer ist als die Amplitude der Ausgangsspannung. Bei einem einphasigen Ausgang soll in der Regel eine sinusförmige Wechselspannung mit einem Effektivwert von 230V erzeugt werden. Zur Modulation sind daher mindestens 325V erforderlich, normalerweise wird noch eine Reserve von 25V eingeplant. Bei einem dreiphasigen Ausgang mit einer Leiter-Leiter Spannung von 400V werden demzufolge mindestens 565V benötigt.

2 Stand der Technik

2.1 Primärenergieträger

Dieses Kapitel untersucht einige Primärenergieträger, und die Möglichkeiten, die gewonnene Energie in eine elektrische Form umzuwandeln. Untersucht werden dabei die Möglichkeiten und Randbedingungen, die diese Quellen mitbringen. Interessant sind hier vor allem Kennlinien bei veränderlichen Betriebsbedingungen.

2.1.1 Wasserkraft

Das Wasser als regenerative Energiequelle stellt seine Energie in Form von potenzieller und kinetischer Energie bereit. Historiker gehen davon aus, dass die Kraft des Wassers bereits vor 5000 Jahren von den Chinesen genutzt wurde. Zunächst waren es einfache Maschinen zur Bewässerung der Felder. Mit der Erfindung des Wasserrads konnte die Energie des Wassers besser genutzt werden. Durch Verwendung von Eisen als Werkstoff war die Nutzung der Wasserkraft ein wichtiger Faktor in der industriellen Revolution. Der Wirkungsgrad der damaligen Wasserkraftmaschinen war jedoch weiterhin gering [14].

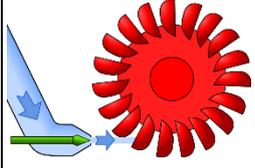
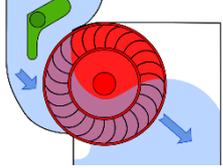
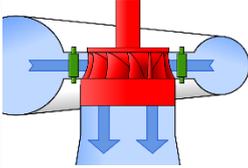
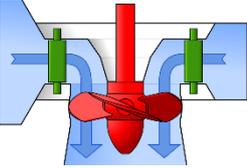
Im Jahre 1842 entwickelte der französische Ingenieur Benoît Fourneyron den Vorläufer einer Francis-Wasserturbine. Durch diese Technik konnten größere Wassermengen und höhere Gefälle genutzt werden, was zu einer Steigerung der Leistung im Vergleich zu Wasserrädern führte. Als dann 1866 Werner von Siemens den dynamoelektrischen Generator erfand, wurde die Umwandlung von Wasserkraft in elektrischen Strom möglich.

Bei den heutigen, modernen Wasserturbinen unterscheidet man generell zwischen Gleichdruck- und Überdruckturbinen. Bei den Gleichdruckturbinen bleibt der Wasserdruck beim Durchströmen etwa gleich, es wird nur die kinetische Energie des Wassers genutzt. Bei den Überdruckturbinen ist der Wasserdruck vor und nach dem Durchströmen der Turbine sehr verschieden. Es wird hier sowohl die kinetische als auch die potentielle Energie des Wassers genutzt. Tab. 2.1 listet einige Eigenschaften der wichtigsten Wasserturbinen kurz auf.

Die meisten Wasserkraftwerke heute sind als Laufwasser- oder Speicherwasserkraftwerke gebaut. Sie nutzen ein natürliches Gewässer, das durch ein Wehr aufgestaut wird. Dadurch entsteht ein Höhenunterschied in der Wasseroberfläche vor und hinter dem Wehr. Das Wasser wird durch die Turbine geleitet und dem Wasserstrom so Leistung entzogen. Um das schwankende Wasserangebot von Flüssen auszugleichen, verfügen Speicherwasserkraftwerke über einen Stausee am Oberwasser. So bleibt die Fallhöhe nahezu konstant. Weitere Bedeutung haben Pumpspeicherkraftwerke, die nicht

zwangsläufig an natürlichen Gewässern stehen müssen. Sie verfügen über ein Ober- und Unterbecken. Wasser kann hinabgelassen oder hinaufgepumpt werden. So kann Energie gewonnen oder gespeichert werden.

Tab. 2.1: Übersicht der Eigenschaften der wichtigsten Wasserturbinen [15]

	Pelton-Turbine	Durchström-Turbine	Francis-Turbine	Kaplan-Turbine
				
Typ	Gleichdruck	Gleichdruck	Überdruck	Überdruck
Volumenstrom	relativ gering	gering	mittelgroß	groß
Fallhöhe	groß	niedrig	mittelgroß	niedrig
Wirkungsgrad	bis 90%	ca. 80%	ca. 90%	bis 96%
Kosten	gering	mittel	groß	groß

Die Leistung, die das Wasser mit sich führt, lässt sich folgendermaßen berechnen:

$$P_w = \rho_w g Q_w h_F \quad (2.1)$$

Dabei bezeichnet ρ_w die Dichte des Wassers ($\approx 1000 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$), g ($9,81 \frac{\text{m}}{\text{s}^2}$) die Erdbeschleunigung, Q_w den Wasserdurchfluss und h_F die nutzbare Fallhöhe. Die Fallhöhe h_F ergibt sich aus der Höhendifferenz des Wasserspiegels im Oberwasser zum Unterwasser. Die gewonnene Leistung an der Welle ist dann zusätzlich abhängig vom Wirkungsgrad der Turbine. Dieser hängt von Typ, Alter und Betriebspunkt der Turbine ab. Es ergibt sich also folgende Gleichung:

$$P_T = \eta_T \rho_w g Q_w h_F \quad (2.2)$$

Gegebenenfalls müssen noch die Wirkungsgrade von Getriebe, Generator und leistungselektronischen Wandlern berücksichtigt werden [13].

Die vorliegende Arbeit konzentriert sich auf die Nutzung von Energiequellen mit einer kleinen Leistungsabgabe, zur Nutzung in entlegenen Regionen. Die Untersuchung der resultierenden Kennlinien erfolgt am Beispiel einer kleinen Propeller-Turbine. Es handelt sich um eine Turbine aus der Low Head Serie der Firma PowerPal. Für dieses Turbinenmodell lagen Messreihen vor und dienen exemplarisch zur Untersuchung des

Verhaltens der Wasserturbinen. Die Ergebnisse lassen sich qualitativ auf andere Modelle übertragen [61].

Da die Wasserdichte und die Gravitationskonstante als konstant angenommen werden können, hängt die entnehmbare Leistung bei gleicher Turbine von der Fallhöhe h_F (also dem Wasserstand) und dem Wasserdurchfluss Q_W ab. Abb. 2.1 zeigt die Leistung an der Welle der Turbine aufgetragen über die Drehzahl für unterschiedlich hohen Wasserfluss. Die maximale Leistung nimmt bei geringem Wasserfluss ab und bewegt sich hin zu kleineren Drehzahlen. Der Punkt maximaler Leistung bewegt sich dabei auf einer Kurve proportional zu n^2 . Mit dem kleineren Wasserfluss reduziert sich auch die Leerlaufdrehzahl.

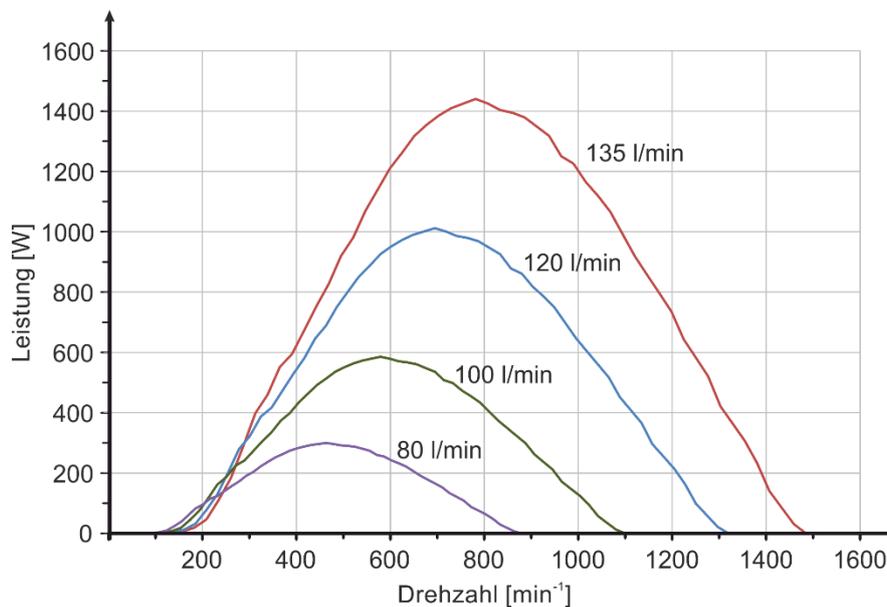


Abb. 2.1: Kennlinienfeld der PowerPal Propellerturbine für veränderlichen Wasserfluss

Passend dazu ist das Kennlinienfeld des Drehmoments über die Drehzahl in Abb. 2.2 aufgetragen. Die Kennlinienfelder für Leistung und Drehmoment zeigen eine hohe Ähnlichkeit.

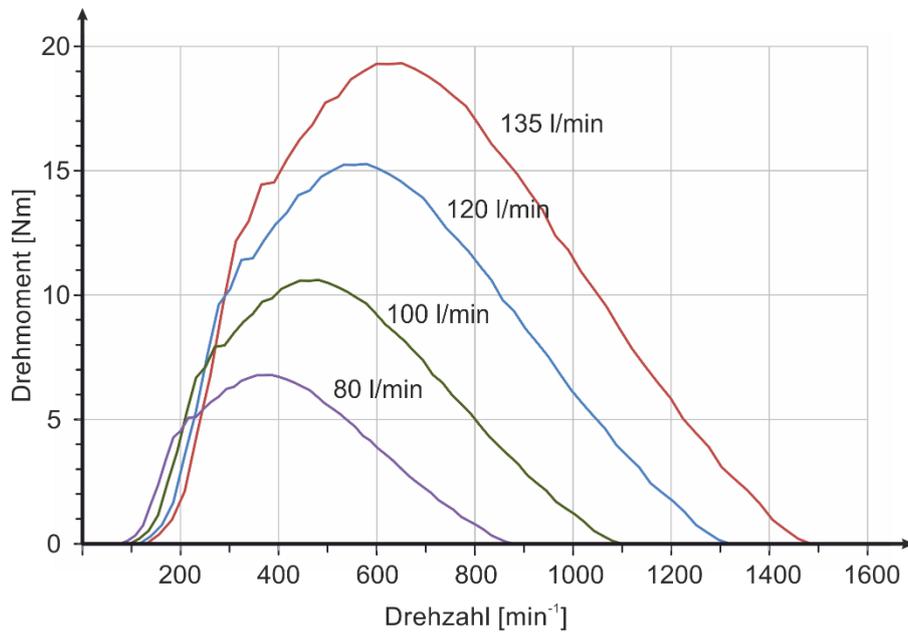


Abb. 2.2: Drehmomentverlauf der PowerPal Propellerturbine für verschiedene Wasserflüsse.

Das Verhalten der Wasserturbine ist bei reduzierter Fallhöhe h_F fast gleich mit dem Verhalten bei verringertem Wasserfluss. In Abb. 2.3 ist die Leistungs-Drehzahl-Kennlinie für verschiedene Fallhöhen aufgetragen. Abb. 2.4 zeigt die entsprechenden Kennlinien für das Drehmoment.

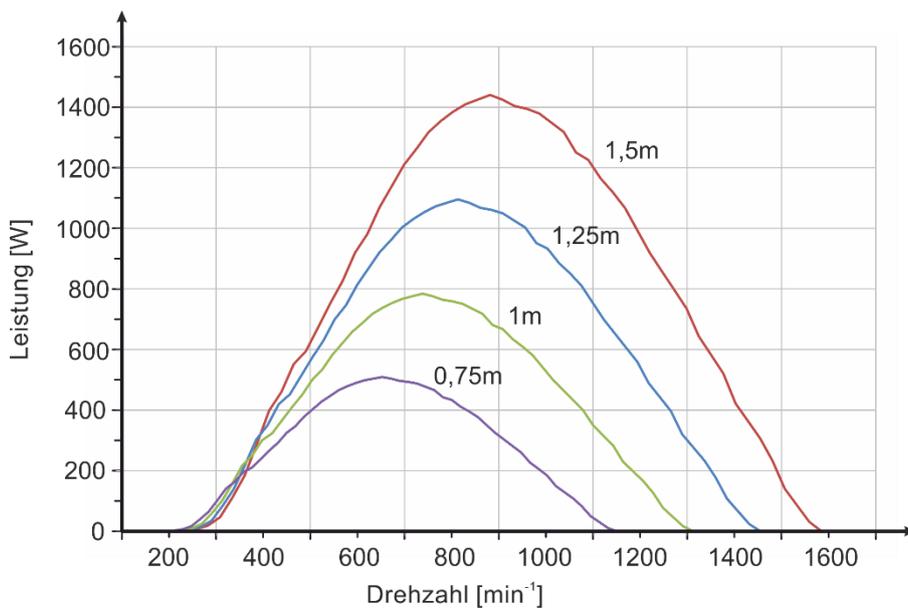


Abb. 2.3: P-n-Kennlinie der PowerPal Propellerturbine für verschiedenen Fallhöhen

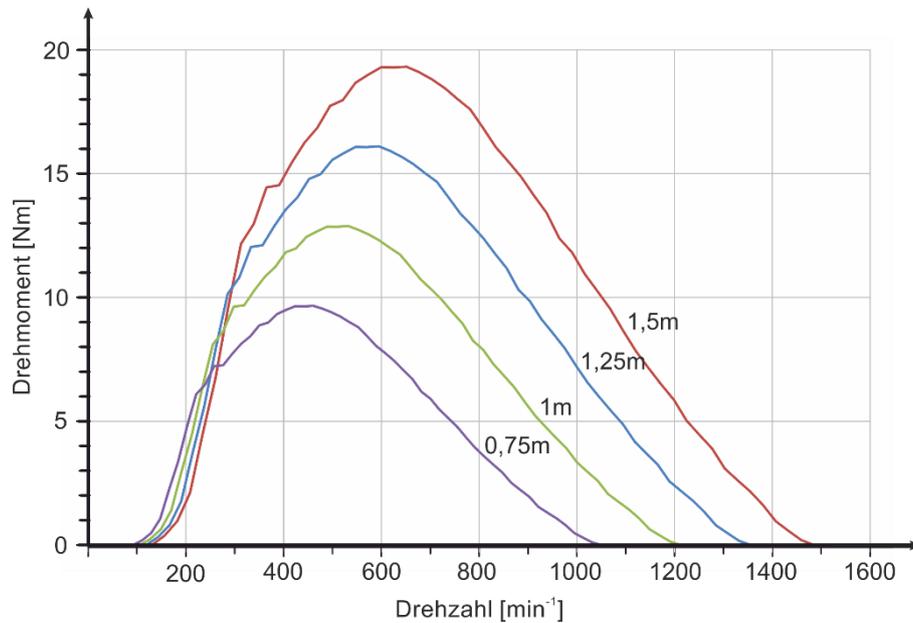


Abb. 2.4: M-n-Kennlinie der PowerPal Propellerturbine für verschiedene Fallhöhen

2.1.2 Windenergie

Die im Wind mitgeführte kinetische Energie lässt sich durch die allgemeine Formel

$$W_L = \frac{1}{2} m_L v_L^2 \quad (2.3)$$

errechnen. Um die Leistung zu erhalten muss die Energie nach der Zeit differenziert werden. Ändert sich die Windgeschwindigkeit nicht, ergibt sich folgende Gleichung

$$P_L = \dot{W}_L = \frac{1}{2} \dot{m}_L v_L^2. \quad (2.4)$$

Drückt man den Luftmassenstrom \dot{m}_L durch die Luftdichte ρ_L , die durchströmte Fläche A und durch die Windgeschwindigkeit v_L aus, ergibt sich

$$\dot{m}_L = \rho_L \dot{V} = \rho_L A v_L. \quad (2.5)$$

Für die Leistung des Windes ergibt sich dann:

$$P_L = \frac{1}{2} \rho_L A v_L^3 \quad (2.6)$$

Bei der Nutzung der Windkraft soll dem Wind Leistung entnommen werden. Dabei nimmt die Geschwindigkeit des Windes ab. Da der Luftmassenstrom jedoch konstant bleibt, nimmt die durchströmte Fläche hinter der Turbine zu. Es ist nicht möglich, dem Wind die gesamte Energie zu entziehen, da sonst die Luft hinter der Windturbine stehen

würde. Das Verhältnis der vom Wind entnommenen Leistung P_L und der im Wind enthaltenen Leistung P_O wird als Leistungsbeiwert c_P bezeichnet. Das Maximum wird erreicht, wenn der Wind auf ein Drittel seiner Geschwindigkeit gedrosselt wird. Der maximale Leistungsbeiwert wurde von Albert Betz [16] beschrieben und wird daher auch als Betz'scher Leistungsbeiwert bezeichnet. Er liegt bei $c_{P,Max} = 0,593$ [13].

Eine wichtige Größe zur Beschreibung von Windenergieanlagen ist die Schnelllaufzahl λ_s . Sie beschreibt das Verhältnis von Umfangsgeschwindigkeit u der Rotorblätter zur Windgeschwindigkeit v_L

$$\lambda_s = \frac{u}{v_L} \quad (2.7)$$

Bei Windenergieanlagen unterscheidet man zwischen Widerstandsläufern und Auftriebsläufern. Bei den Widerstandsläufern entsteht die Kraft dadurch, dass der Wind auf eine Fläche strömt. Entsprechend des Widerstandsbeiwerts des Körpers entsteht eine Kraft. Die Leistungsbeiwerte für Widerstandsläufer sind in der Regel klein (maximal 0,193) [13]. Ein Beispiel für Widerstandsläufer sind die bekannten Westernturbinen, die persische Windmühle mit vertikaler Achse oder das Schalenanemometer. Daher werden heutzutage fast nur Auftriebsläufer eingesetzt. Sie funktionieren mithilfe der Auftriebskraft wie sie von Bernoulli beschrieben wurde. Nach dem gleichen Prinzip erzeugt das Flugzeug durch die Umströmung seiner Tragflächen seine Auftriebskraft. Moderne Auftriebsläufer erreichen einen Leistungsbeiwert von 0,5 und liegen somit recht nahe am Optimum [17] - [19]. Als Beispiel kommt die moderne und weit verbreitete, dreiblättrige Windkraftanlage oder der Darrieus-Rotor in Frage.

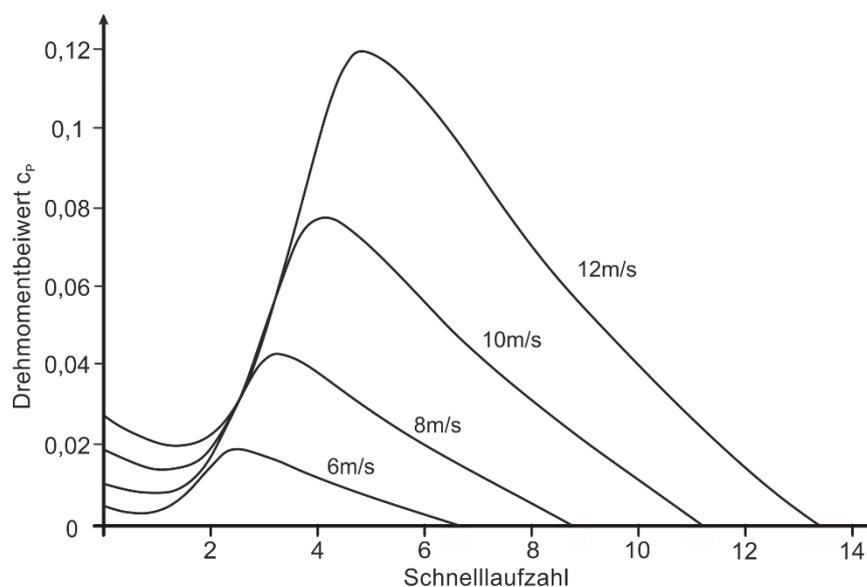


Abb. 2.5: Drehmoment einer Windenergieanlage für verschieden Windgeschwindigkeiten aufgetragen über die Schnelllaufzahl [19].

Da es sich bei der Erzeugung des Drehmoments bei einer Windturbine um einen aerodynamischen Vorgang handelt, spielt das Verhältnis von Umfangsgeschwindigkeit der Rotorblätter zur Windgeschwindigkeit eine wichtige Rolle. Wie in den Kennlinien in Abb. 2.5 zu erkennen ist, gibt es einen Punkt, an dem die Strömungsverhältnisse optimal sind und das maximale Drehmoment erzeugt werden kann. Darüber und darunter geht das Drehmoment zurück. Bei kleinen Drehzahlen funktioniert der Antriebsläufer teilweise als Widerstandsläufer und ermöglicht so den Anlauf.

Wie in Abb. 2.6 zu erkennen ist, hängt die verfügbare Leistung des Windes in der dritten Potenz von der Windgeschwindigkeit ab. Entsprechend gestaltet sich auch das Kennlinienfeld für den Leistungsbeiwert mit der Windgeschwindigkeit als Parameter (Abb. 2.6). Der Punkt maximal entnehmbarer Leistung befindet sich auf einer Kurve proportional zu v_L^3 . Mit fallendem Wind sacken die Kurven in sich zusammen. Aufgetragen ist die Leistung über die Schnelllaufzahl (2.7). Diese kann für eine gegebene Windgeschwindigkeit in eine Umfangsgeschwindigkeit umgerechnet werden und ist damit auch proportional zur Drehgeschwindigkeit der Welle. Zu beachten ist, dass sich der Leerlaufpunkt und damit auch die maximale erreichbare Drehgeschwindigkeit bei etwa der doppelten Drehgeschwindigkeit des maximalen Punktes befindet.

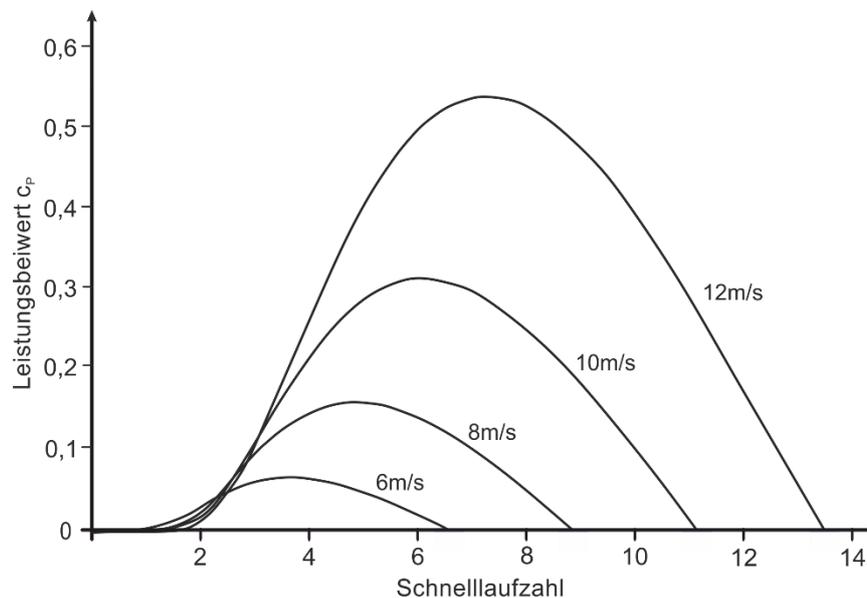


Abb. 2.6: Leistungsbeiwert einer Windenergieanlage für verschiedene Windgeschwindigkeiten [18].

Bei modernen Windenergieanlagen besteht die Möglichkeit, den Anstellwinkel der Blätter zu verändern, d.h. sie in oder aus dem Wind zudrehen. Dieser Vorgang wird auch als Pitch-Steuerung bezeichnet. So ist es möglich, die aerodynamischen Bedingungen an die Windsituationen anzupassen. Man kann einerseits die Energie bei geringem Wind besser nutzen, andererseits auch die entnehmbare Leistung reduzieren, um eine Überlastung des Antriebsstrangs zu verhindern. Entsprechend sind die Kennlinien des

Drehmoment- und des Leistungsbeiwertes für verschiedene Pitchwinkel aufgetragen. Es wird deutlich, dass sich bei größerem Pitchwinkel die maximale Schnelllaufzahl und das maximale Drehmoment verringern. Gleichzeitig wird das Anlaufmoment größer.

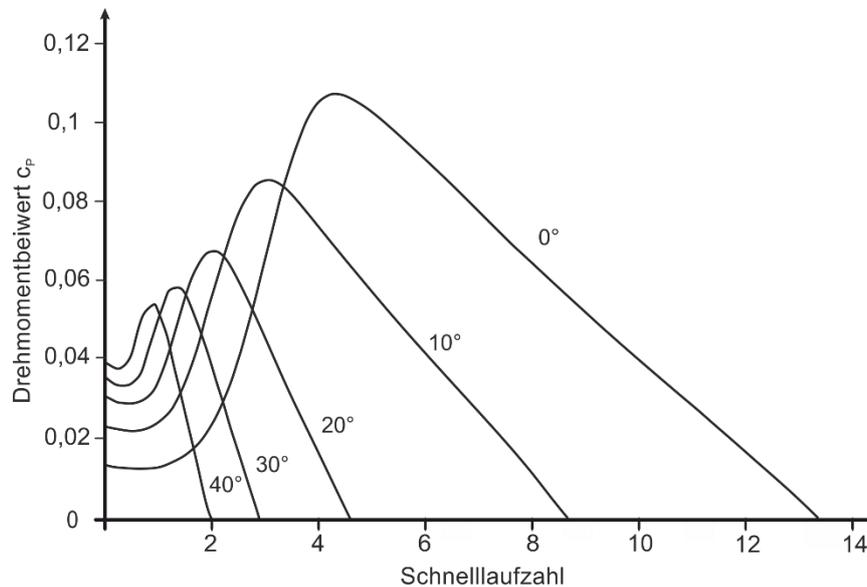


Abb. 2.7: Drehmomentbeiwert für verschiedene Pitchwinkel [19]

Das Verhalten bei variierendem Pitchwinkel ist ähnlich zu dem bei veränderlichem Wind. Die Kurven fallen in sich zusammen, wobei sich die maximale Schnelllaufzahl verringert. Die starke Änderung der Drehgeschwindigkeit zwischen dem Punkt maximaler Leistung und dem Leerlaufpunkt ist auch hier erkennbar.

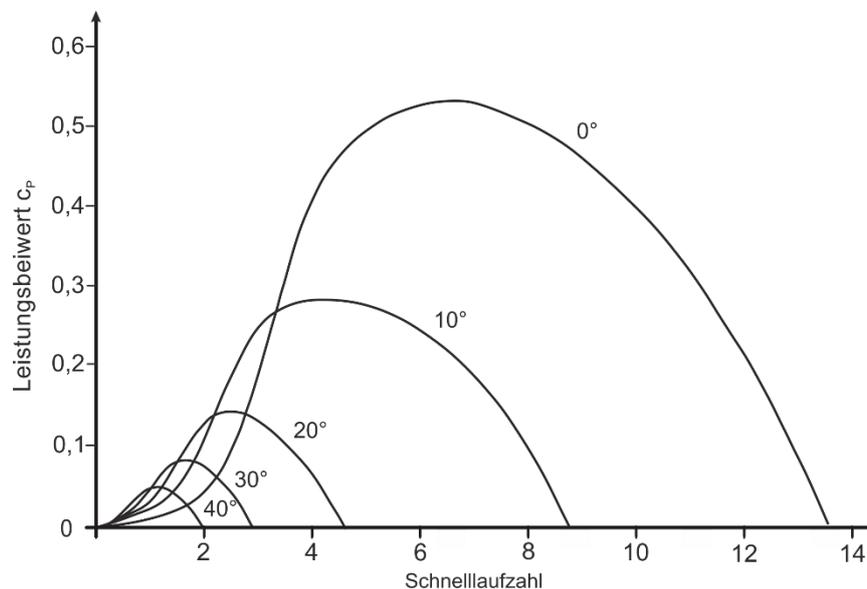


Abb. 2.8: Leistungsbeiwerte für verschiedene Pitchwinkel [19].

2.1.3 Solarenergie

Die Energie der Sonne, stellt mit Abstand die größte regenerative Energiequelle dar. Im Mittel erreicht die Bestrahlungsstärke der Sonne oberhalb der Atmosphäre einen

Wert von $E_0 = 1360 \text{ W/m}^2$. Dieser Wert wird auch als Solarkonstante bezeichnet. Bedingt durch Reflexion und Absorption in der Atmosphäre sowie durch Streuung, erreicht nur ein Teil der solaren Strahlung die Erdoberfläche. Abhängig vom Ort, an dem man sich auf der Erde befindet, ändert sich auch die Länge des Weges der Sonnenstrahlen durch die Atmosphäre. In Deutschland liegt die Bestrahlungsstärke daher selten über 1000 W/m^2 und reduziert sich in den Morgen- und Abendstunden, sowie im Winter. Gemittelt über die Fläche Deutschlands werden übers Jahr verteilt etwa 1000 kWh/m^2 eingestrahlt. In den Wüstenregionen erreicht dieser Wert auch das 2,5-fache [20].

Bei der Nutzung der Solarenergie unterscheidet man grundsätzlich zwischen der Solarthermie und der Photovoltaik. Bei der Solarthermie wird die Sonnenenergie genutzt, um ein Medium zu erhitzen. Die Wärme kann dann zum Heizen genutzt oder über Dampfturbinen und Maschine auf klassischem Wege in elektrische Energie gewandelt werden. Diese Art der Nutzung ist konzeptionell mit den fossilen Kraftwerken vergleichbar und wird in dieser Arbeit nicht weiter untersucht.

Die Photovoltaik erlaubt es, Sonnenenergie direkt in elektrische Energie umzuwandeln. Die Funktionsweise beruht auf dem Photoeffekt der 1893 von Becquerel entdeckt wurde. Doch erst mit dem Zeitalter der Halbleitertechnik und einem Modell für den p-n-Übergang gelang es in den Bell-Laboratories eine funktionierende Silizium Solarzelle herzustellen [13]. Solarzellen sind aus einem p-n-Übergang aufgebaut wodurch eine Raumladungszone entsteht. Durch das Eintreffen eines Photons wird in p-Gebiet ein Elektron ins Leitungsband angeboten und durch das elektrische Feld der Diffusionsspannung in das n-Gebiet gezogen. Es entsteht eine Spannung an der Solarzelle, die von einem elektrischen Verbraucher genutzt werden kann. Eine ausführliche und genaue Erläuterung der Funktionsweise einer Solarzelle findet sich in der Literatur in vielfältiger Weise [13][20].

Zur Herstellung einer Solarzelle wird hauptsächlich Silicium verwendet, unterschieden wird dabei zwischen Dickschicht- und Dünnschichtzellen. Monokristalline Dickschichtzellen erreichen einen guten Wirkungsgrad von bis zu 25% im großtechnischen Einsatz. Die polykristallinen Dickschichtzellen erreichen nur etwa 16% Wirkungsgrad zeichnen sich aber durch kurze Energierücklaufzeiten aus. Dünnschichtzellen haben einen vergleichbar kleinen Wirkungsgrad von nur 7% und kommen daher in Kleinanwendungen zum Einsatz (z.B. Taschenrechner).

Aus den beschriebenen elektrotechnischen Grundlagen ergibt sich die Kennlinie einer Solarzelle. Durch die Bestrahlung werden Elektronen frei. Ohne angeschlossene Last, baut sich die Leerlaufspannung auf. Mit zunehmender Last, also steigendem Zellenstrom, bricht die Spannung ein. Der maximal erreichbare Strom wird als

Kurzschlussstrom bezeichnet. Abb. 2.9 zeigt die U-I-Kennlinie einer Solarzelle für verschieden Bestrahlungsstärken.

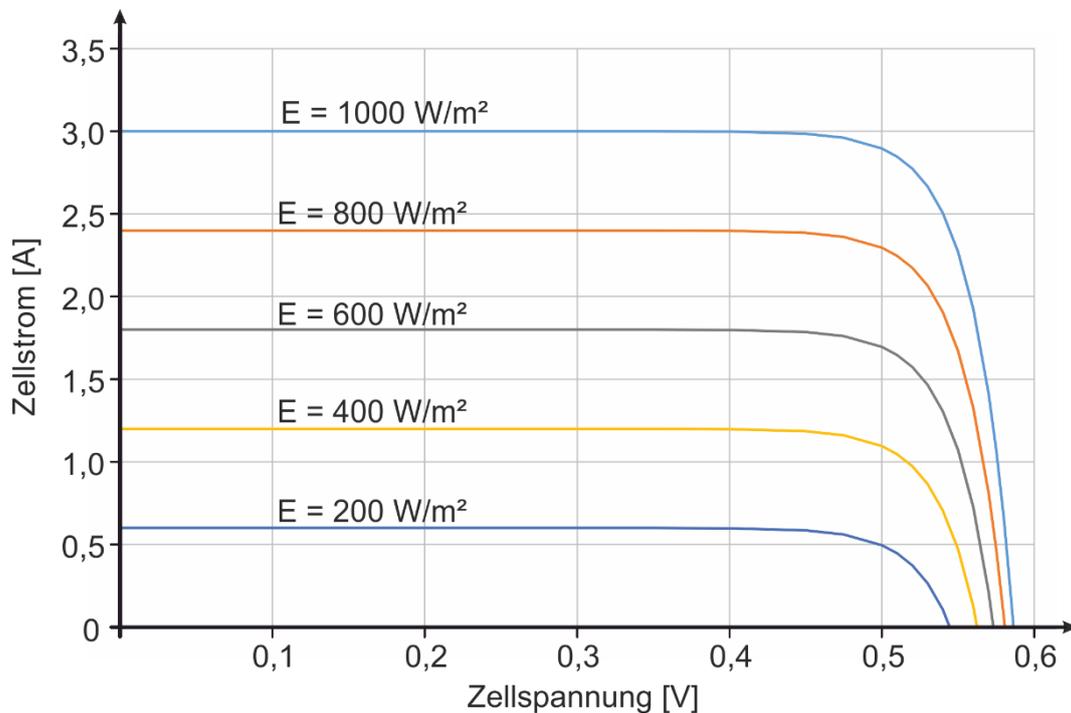


Abb. 2.9: Einfluss der Bestrahlungsstärke E auf den Verlauf der I-U-Kennlinie einer Solarzelle

Man erkennt gut, wie mit abnehmender Bestrahlung der Kurzschlussstrom der Zelle abnimmt. Auf die Leerlaufspannung hat die Bestrahlungsstärke nur einen geringen Einfluss.

Die der Zelle entnehmbare Leistung ergibt sich aus dem Produkt von Zellenstrom und -spannung. Die korrespondierenden Kennlinien für variierende Strahlungsstärken sind in Abb. 2.10 dargestellt. Von besonderem Interesse ist dabei der Punkt maximaler Leistung, auch mit maximum power point (MPP) bezeichnet. Er befindet sich etwa in der Mitte der Krümmung der Kennlinie. Für die bestmögliche Ausnutzung der verfügbaren Sonnenenergie sollte die Spannung (respektive der Strom) so gewählt werden, dass die Solarzelle die größtmögliche Leistung abgeben kann. Diese Spannung ist etwas kleiner als die Leerlaufspannung, der zugehörige Strom kleiner als der Kurzschlussstrom. Mit fallender Einstrahlung sinkt die gewinnbare Leistung ab. Die Spannung, an der der Punkt maximaler Leistung auftritt, verringert sich dabei nur wenig. Die Verringerung der Leistung wird hauptsächlich durch den verringerten Zellenstrom hervorgerufen.

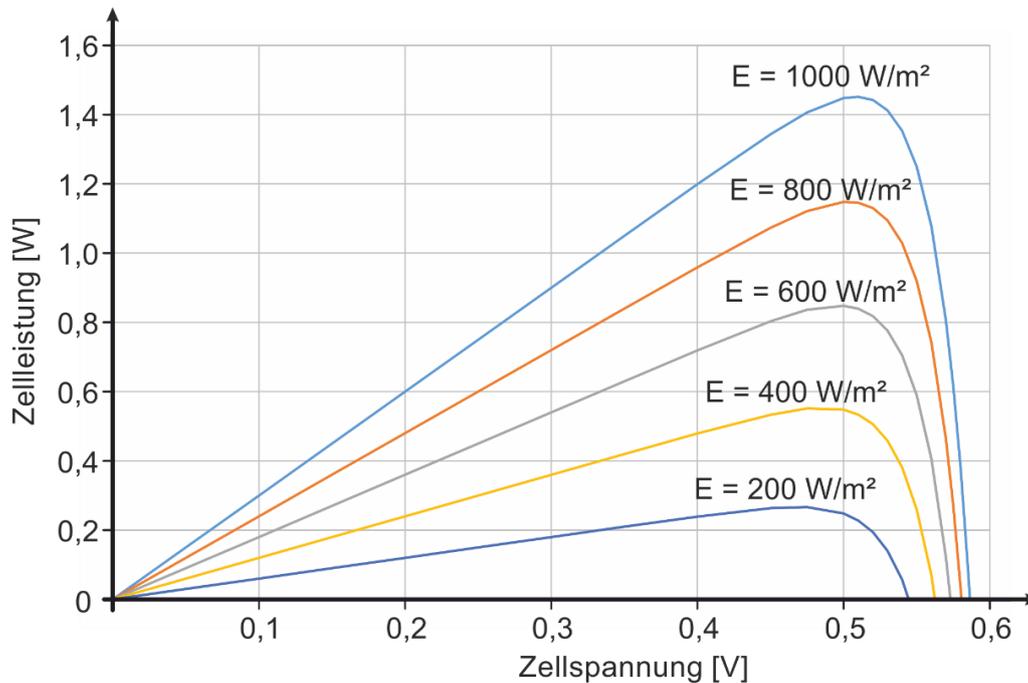


Abb. 2.10: Die abgegebene Leistung einer Solarzelle bei unterschiedlichen Bestrahlungsstärken.

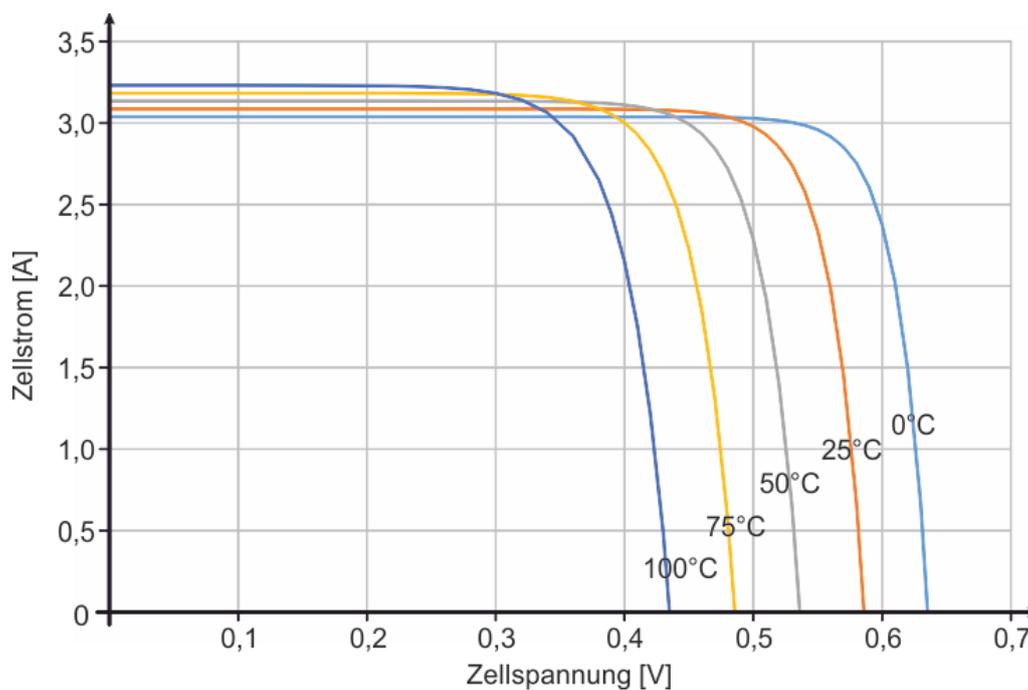


Abb. 2.11: Einfluss der Temperatur auf die I-U-Kennlinie der Solarzelle

Einen wichtigen Einfluss auf die Kennlinie hat auch die Temperatur. Der Kurzschlussstrom hat dabei einen positiven Temperaturkoeffizienten. Mit steigender Temperatur steigt der Kurzschlussstrom etwas an. Anders dagegen verhält sich die Leerlaufspannung, sie hat einen negativen Temperaturkoeffizienten. Mit steigender Temperatur geht die Leerlaufspannung erheblich zurück. Das ist Abb. 2.11 gut zu entnehmen.

Für den Punkt maximaler Leistung ergibt sich als Konsequenz ein negativer Temperaturkoeffizient. Der Einbruch der Leerlaufspannung kann durch den leicht erhöhten Strom nicht kompensiert werden. Dabei verschiebt sich auch die Spannung, bei der die maximale Leistung entnommen werden kann. Abb. 2.12 zeigt die resultierenden Kennlinien für verschiedene Temperaturen.

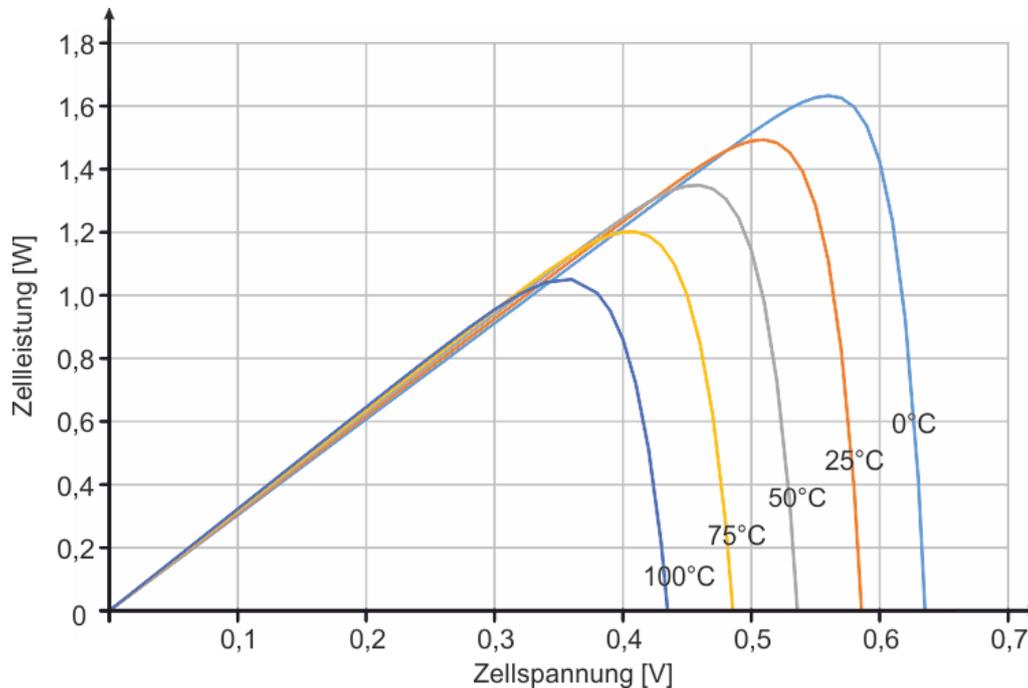


Abb. 2.12: Einfluss der Temperatur auf die P-U-Kennlinie einer Solarzelle

Da die Leistung einer einzelnen Solarzelle klein ist, müssen mehrere Zellen zusammengeschaltet werden (Abb. 2.13 a)). Dabei wird in den meisten Fällen eine Reihenschaltung verwendet. Es werden so viele Zellen hintereinander geschaltet, dass man eine ausreichend große Spannung zur Verfügung hat. Das wird als String bezeichnet. Die Teilspannungen der Zellen addieren sich zur Gesamtspannung des Strings, alle Zellen werden vom gleichen Strom durchflossen. Werden alle Zellen den gleichen Bedingungen ausgesetzt, reicht es aus die Gesamtkennlinie aus der Einzelkennlinie zu entwickeln. Dabei kann der Spannungswert einfach mit der Anzahl der Zellen multipliziert werden. Problematischer wird es, wenn einzelne Zellen abgeschattet werden. Da alle Zellen vom gleichen Strom durchflossen werden, werden diese Zellen unter Umständen als Verbraucher betrieben, die maximale Leistung geht stark zurück. Für die grundsätzliche Betrachtung sind Abschattungseffekte nicht relevant und werden an dieser Stelle nicht weiter berücksichtigt. Eine Parallelschaltung (Abb. 2.13 b)) wird selten eingesetzt, da sich bei kleiner Spannung ein sehr hoher Gesamtstrom ergibt. Das hat negative Konsequenzen für Querschnitte und Verluste. Bei großen Solargeneratoren mit hohen Leistungen können jedoch viele Strings parallel betrieben.

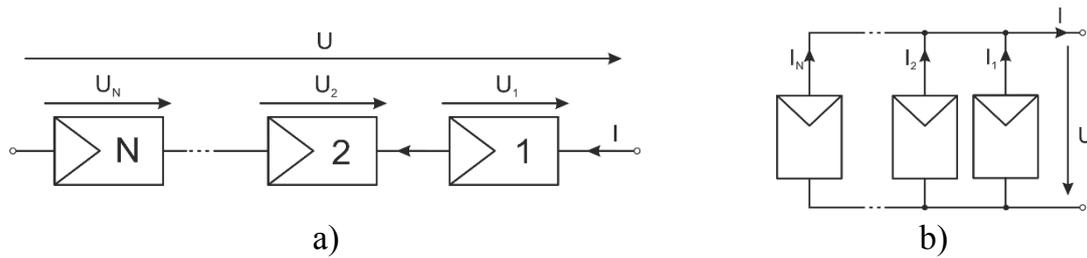


Abb. 2.13: Reihenschaltung (a)) und Parallelschaltung (b)) von Solarzellen

2.2 Topologien zur Lösung der Aufgabe

Die Leistungselektronik hat eine Vielzahl von Topologien hervorgebracht, um das in Kapitel 1.2 beschriebene Problem zu lösen. Eine vollständige Auflistung aller Topologien würde den Rahmen dieser Arbeit sprengen. Da die Gewinnung kleiner Energiemengen in entlegenen Regionen im Mittelpunkt der vorliegenden Forschung steht, liegt der Fokus auf einfache und erprobte Energiewandlungssysteme. Eine gute Übersicht der Technologien unterschiedlicher Leistungsklassen bieten die Quellen [4] - [6]

2.2.1 Wechselrichter ohne Hochsetzsteller

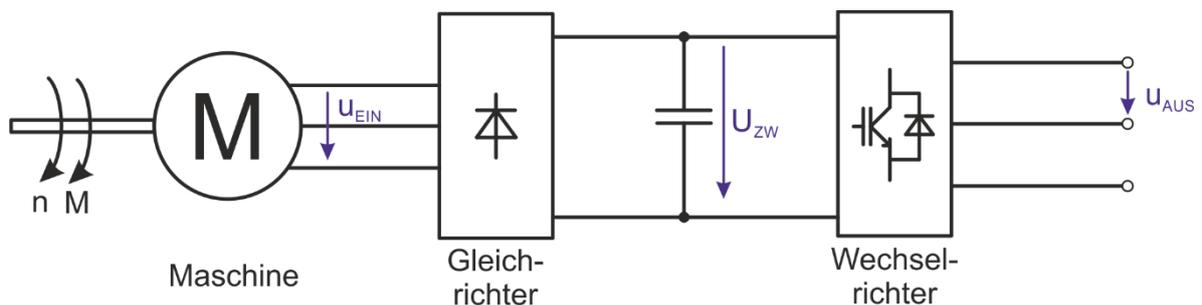


Abb. 2.14: Einfaches System ohne zusätzliche Leistungselektronik

Eine einfache und erprobte Topologie ist die Kombination aus einem Gleichrichter und einem Wechselrichter [3] [7] wie sie in Abb. 2.14 dargestellt ist. Bei den meisten regenerativen Quellen kommt eine Maschine zum Einsatz, die die mechanische Leistung in elektrische umwandelt. Die vom Generator erzeugte Spannung wird dann gleichgerichtet und in einem Zwischenkreis gespeichert. Bei Verwendung von Photovoltaik liegt die Leistung bereits in elektrischer Form vor und kann ohne einen Gleichrichter im Zwischenkreis gespeichert werden. Der nachfolgende Wechselrichter dient der Umwandlung der Gleichspannung in eine Wechselspannung.

Da bei dieser Topologie nur eine einfache Gleichrichtung der Spannung U_{EIN} erfolgt, stellt sich die Zwischenkreisspannung U_{ZW} je nach den Bedingungen der Quelle ein. Damit ist die Amplitude der Ausgangsspannung U_{AUS} festgelegt. Im vorliegenden Szenario muss sichergestellt werden, dass die Spannung U_{ZW} im Zwischenkreis auch unter ungünstigen Bedingungen, wie wenig Wind oder wenig Sonne, größer als der

Spitzenwert der Ausgangsspannung u_{AUS} ist. Dies kann durch die Wahl eines geeigneten Generators geschehen, der auch bei einer geringen Drehzahl noch genügend Spannung liefert. Das System muss jedoch auch bei hohen Drehzahlen und damit auch bei großen Eingangsspannungen noch funktionieren. Dies hat Einfluss auf die Wahl der Komponenten, die unter Umständen nur in wenigen Betriebspunkten optimal ausgenutzt werden. Vorteil ist die geringe Komplexität des Systems, da hier lediglich die Steuerung des Wechselrichters benötigt wird.

Grundsätzlich ist diese Konfiguration mit einphasigem oder dreiphasigem Ausgang denkbar. Üblicherweise werden Systeme im unteren Leistungsbereich (bis zu wenigen kW) einphasig ausgeführt, mit zunehmender Leistung kommen dreiphasige Systeme zum Einsatz [9] [10]. Problematisch wird bei einem drei phasigen VSI die Versorgung unsymmetrischer Lasten. Der klassische VSI mit drei Halbbrücken ist nur in der Lage, die Leiter-Leiter-Spannungen zu regeln. Bei Schiefasten findet deshalb eine Verschiebung des Sternpunkts statt. Um Schiefasten zu ermöglichen, ist beispielsweise ein VSI mit vier Halbbrücken erforderlich, der zusätzlich den Sternpunkt regelt oder ein Dreieck Sterntransformator am Ausgang [6] [9] [11]. Beide Lösungen erhöhen die Kosten.

Da sich die U_{ZW} nach den Bedingungen am Eingang einstellt, ist keine aufwändige Regelung erforderlich, es muss lediglich der Wechselrichter am Ausgang gesteuert werden um die benötigte Spannung zu modulieren.

2.2.2 Wechselrichter mit Hochsetzsteller

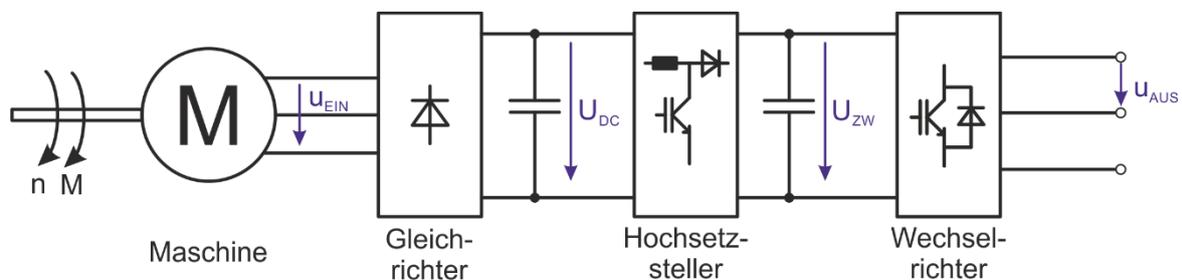


Abb. 2.15: Erweitertes System mit Hochsetzsteller

Um die Flexibilität des einfachen Systems zu erhöhen, wird eine zweite Stufe eingeführt, zu sehen in Abb. 2.15. Mit der generierten Spannung wird zunächst genauso verfahren wie zuvor, je nach Quelle wird die Spannung gleichgerichtet und gespeichert. Ein Hochsetzsteller hebt die Gleichspannung an und wird so angesteuert, dass die Spannung auf einem höheren und festen Niveau gehalten wird. Ausgehend von diesem festen Wert kann dann die Ausgangsspannung leicht moduliert werden. Die Spannung U_{DC} stellt sich entsprechend dem Zustand der Energiequelle ein. Die Spannung U_{ZW} ist dagegen konstant, da sie vom Hochsetzsteller auf einen festen Wert geregelt wird [3] [5] [10].

Diese Variante stellt eine weit verbreitete Lösung der Leistungselektronik dar. Diese Kombination kann mit einem weiteren Eingangsspannungsbereich arbeiten, als in der vorigen Lösung. Die Anhebung der Spannung und die Modulation der Ausgangsspannung sind entkoppelt. So können beide Teile optimal dimensioniert werden. Nachteil ist die vergrößerte Komplexität. Es existieren zwei Subsysteme, die überwacht und kontrolliert werden müssen und auch einen schutz- und schaltungs-technischen Aufwand erfordern.

2.2.3 Z-Umrichter

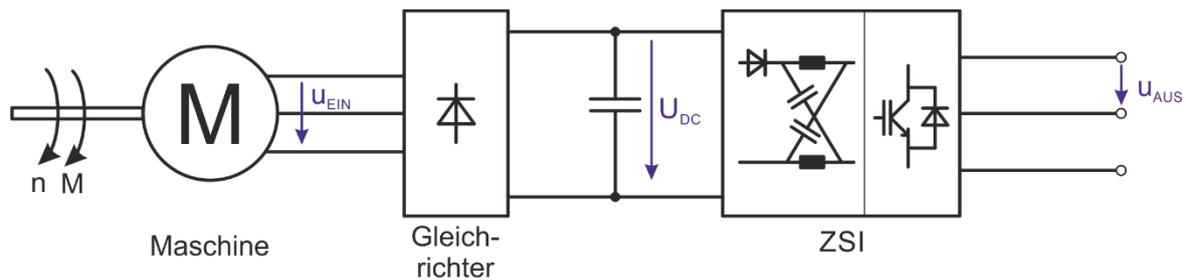


Abb. 2.16 Erweitertes System mit ZSI

Eine weitere Alternative bietet der ZSI, der in dieser Arbeit näher untersucht wird. Es handelt sich um einen erweiterten Wechselrichter, der zusätzlich die Möglichkeit bietet, eine höhere Ausgangsspannung im Vergleich zur Eingangsspannung zu erzeugen [22]. Er vereint also die Funktionen des Hochsetzstellers und des Wechselrichters in einer Umwandlungsstufe. Wie in Abb. 2.16 ist auch hier der Eingang zu den beiden anderen Varianten identisch. Die verfügbare Gleichspannung stellt sich je nach Zustand der Energiequelle ein. Der ZSI hebt die Spannung auf das erforderliche Maß an und moduliert gleichzeitig die Ausgangsspannung. Die genaue Funktionsweise des ZSI wird in Abschnitt 3.2 erläutert.

2.3 Zusammenfassung von Kapitel 2

Betrachtet man die Kennlinien der Primärenergieträger Wasser, Wind und Photovoltaik, weisen sie ein ähnliches Verhalten auf. Mit den Veränderungen der Umweltbedingungen, verändert sich die verfügbare Spannung. Da es sich bei der Nutzung von Wasser und Wind um ähnliche physikalische Vorgänge handelt, sind die Kennlinien beinahe identisch. Zur Nutzung der mechanischen Leistung ist die Umwandlung von mechanische in elektrische Energie erforderlich, es wird dazu eine Maschine verwendet. Für die vorliegende Betrachtung kann davon ausgegangen werden, dass die resultierende Spannung proportional zur Drehgeschwindigkeit und der verfügbare Strom proportional zum Drehmoment ist.

Bei der Gewinnung kleinerer, regenerativer Energien in entlegenen Regionen stellt sich das Problem, dass die generierte Spannung der Quelle mit den Umweltbedingungen schwankt. Daher ist es erforderlich die veränderliche Energiequelle in eine konstante

und damit für den Verbraucher nutzbar zu machen. Im Laufe der Zeit die Leistungselektronik eine Vielzahl von Topologien entwickelt um dieses Problem zu lösen. Ausgangspunkt für die Untersuchungen dieser Arbeit sind zwei einfache und weit verbreitet Topologien. Die erste besteht aus einem Gleichrichter mit nachgeschaltetem Wechselrichter. Diese Topologie zeichnet sich durch sine geringe Komplexität aber auch durch eine geringe Flexibilität aus. In der zweiten Topologie wird zusätzlich ein Hochsetzsteller eingesetzt. Er macht aus der variablen Spannung der Quelle eine konstante Zwischenkreisspannung. Das hat Vorteile bei der Auslegung der Komponenten, erhöht jedoch die Komplexität.

Als dritte Topologie kommt der ZSI in Frage, der in der Lage ist gleichzeitig die Spannung anzuheben und in eine Wechselspannung daraus zu erzeugen. Dadurch muss nur ein Subsystem geregelt werden, ohne die Flexibilität der zweiten Variante aufzugeben. Die Eignung des ZSI für die beschriebene Aufgabe steht im Mittelpunkt dieser Arbeit.

3 Grundlagen

3.1 Der Spannungszwischenkreiswechselrichter

Die Grundstruktur zur Entwicklung des ZSI ist der Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis, der aus einer Gleichspannungsquelle gespeist wird. Es handelt sich oft um einen Zwischenkreis mit eingepprägter Gleichspannung, wobei ein Pufferkondensator zur Aufrechterhaltung der Gleichspannung dient.

3.1.1 Der VSI mit einphasigem Ausgang

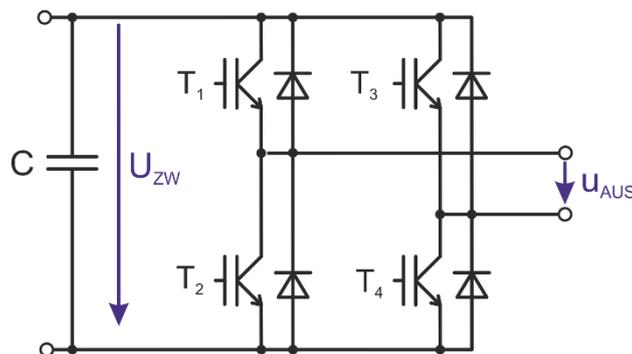


Abb. 3.1: Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis und einphasigem Ausgang

Abb. 3.1 zeigt einen VSI mit einphasigem Ausgang. Am Gleichspannungszwischenkreis sind zwei Halbbrücken mit jeweils zwei Halbleiterschaltern, einer sogenannten H-Brücke, angeschlossen. In der Regel werden IGBTs oder MOSFETs als Halbleiterschalter verwendet. In der Mitte zweier Schalter wird die Last angeschlossen. Je nachdem, welcher Schalter eingeschaltet wird, lässt sich der Momentanwert von U_{AUS} verändern. Dabei ist zu beachten, dass niemals beide Schalter einer Halbbrücke eingeschaltet werden dürfen. In einem solchen Fall bildet sich ein Brückenkurzschluss, ein hoher Strom fließt durch die entsprechenden Halbleiter und kann zur Zerstörung des Umrichters führen.

Bei vier Schaltern ergeben sich $4^2 = 16$ verschiedene Schaltzustände. Dabei können Kombinationen mit einem leitenden Schalter und alle Kombinationen, die einen Brückenkurzschluss verursachen, ignoriert werden. Die verbleibenden vier sinnvollen Kombinationen sind in Tab. 3.1 aufgezeigt.

Tab. 3.1: Sinnvolle Schaltzustände des einphasigen VSI

	T ₁	T ₂	T ₃	T ₄	Gruppe	Ausgangsspannung
Z _{A1}	1	0	0	1	aktiver SZ	= u _{ZW}
Z _{A2}	0	1	1	0	aktiver SZ	= -u _{ZW}
Z _{F1}	1	0	1	0	Freilauf	= 0
Z _{F2}	0	1	0	1	Freilauf	= 0

Aktiviert man jeweils zwei diagonale Schalter, kann die Zwischenkreisspannung entweder mit positivem oder negativem Vorzeichen an die Last angelegt werden. Weiterhin kann man Gebrauch von den Freilaufzuständen machen. Dabei werden entweder beide oberen oder beide unteren Schalter aktiviert. Die resultierende Spannung an der Last ist dann null. Der Strom kann über die aktiven Schalter und durch die antiparallelen Dioden weiterfließen. Wechselt man in schneller Folge von einem in den anderen Zustand, kann der Mittelwert von u_{AUS} moduliert werden. Das geschieht beispielsweise mithilfe einer PWM.

Im Laufe der Zeit wurden für den VSI mit einphasigem Ausgang verschiedene Modulationsarten entwickelt. Eine einfache Methode stellt die **synchronisierte Taktung** dar, bei der kein Gebrauch von den Freilaufzuständen gemacht und nur zwischen Z_{A1} und Z_{A2} umgeschaltet wird. Hier genügt eine PWM mit einem Referenzsignal, da zwei diagonale Schalter mit einem Signal versorgt werden (T₁ und T₄). Die anderen Schalter werden mit dem komplementären Signal angesteuert (T₂ und T₃). Abb. 3.2 zeigt eine PWM Periode mit den daraus entstehenden Signalen für die Halbleiterschalter und die daraus resultierende Spannung u_{AUS} . Verschiebt man nun die PWM Referenzlinie U_{ref} , verändert sich die Dauer in denen entweder positive oder negative Spannung anliegt und somit der Mittelwert von U_{AUS} . In der Mitte, also bei $D = 0,5$, sind beide Spannungszeitflächen gleich groß und der Mittelwert von U_{AUS} ist null.

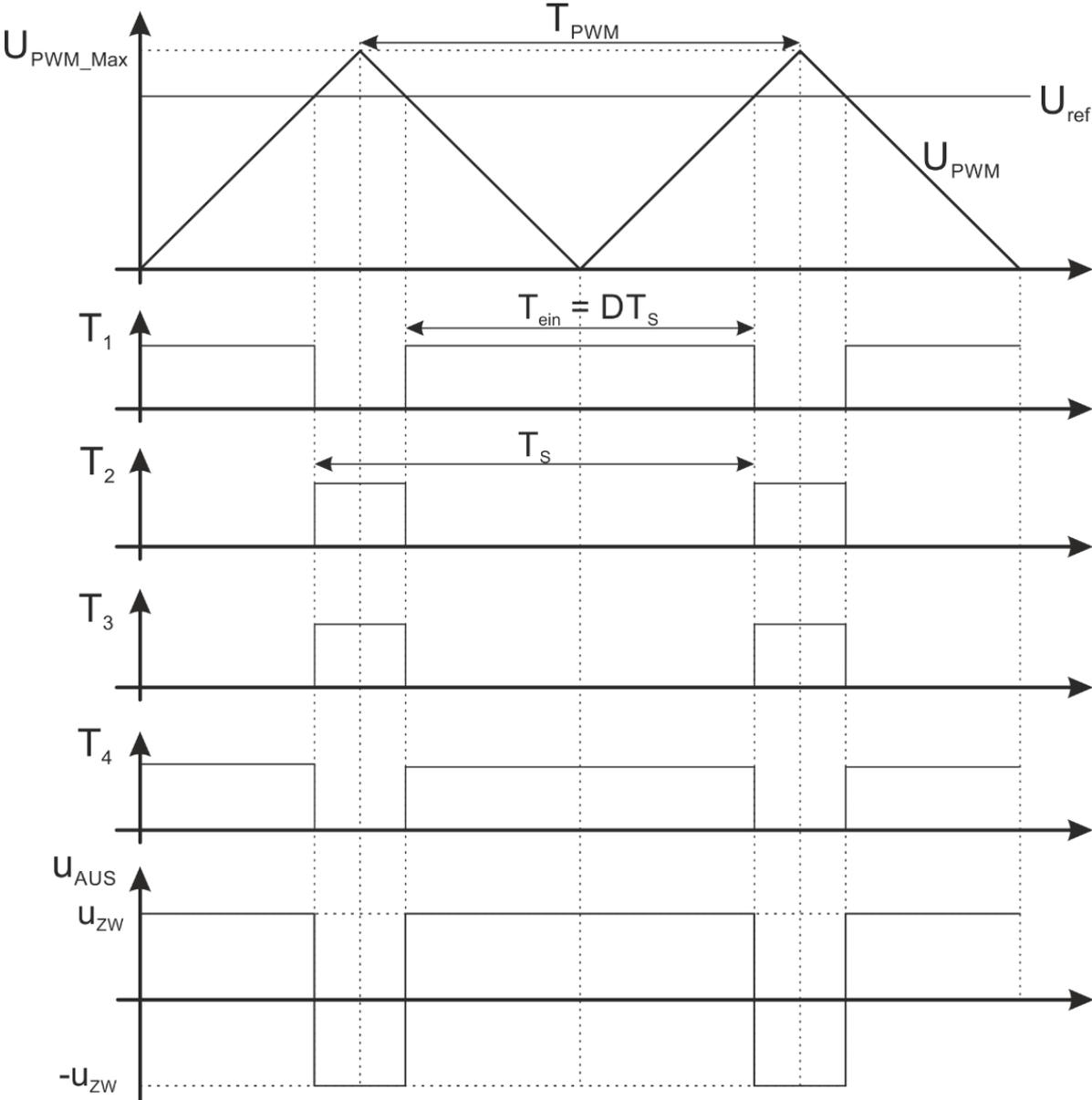


Abb. 3.2: Synchronisierte Taktung eines VSI

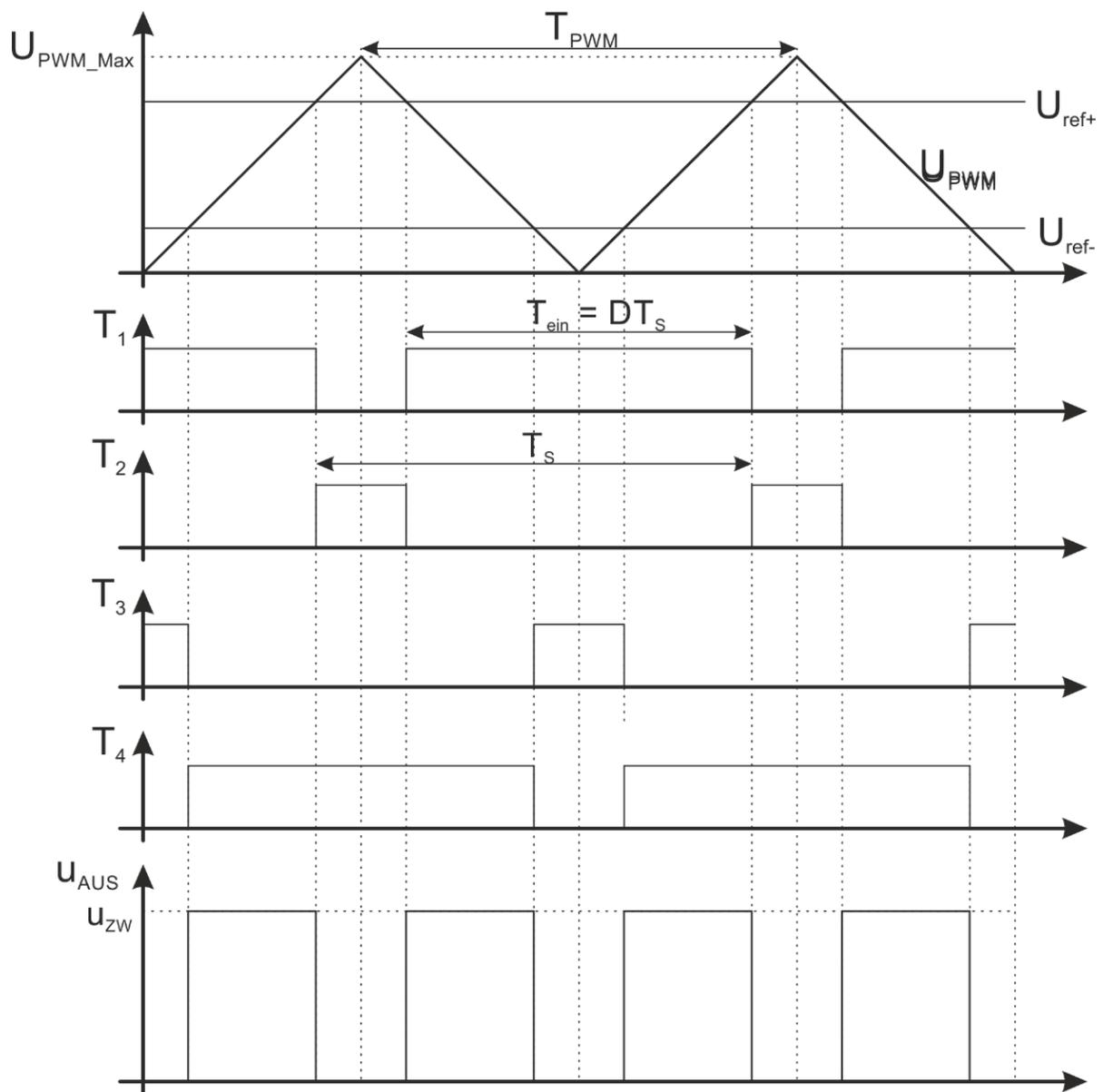


Abb. 3.3: Alternierende Taktung eines VSI

Bei der **alternierenden Taktung** werden zur Modulation der Ausgangsspannung alle vier Schaltzustände gebraucht. Soll eine Ausgangsspannung mit einem positiven Mittelwert erzeugt werden, schaltet man zwischen Z_{A1} und einem Freilaufzustand hin und her, bei einem negativen Mittelwert entsprechend zwischen Z_{A2} und einem Freilaufzustand. Da nun beide Halbbrücken voneinander unabhängig geschaltet werden, ist zur Modulation eine zweite Referenzlinie erforderlich (Abb. 3.3). Dabei bestimmt U_{REF+} die Schaltzeitpunkte der Halbleiterschalter T_1 und T_2 , und U_{REF-} die Schaltzeitpunkte von T_3 und T_4 . Wie bei der synchronisierten Taktung ist der Mittelwert der Ausgangsspannung u_{AUS} genauso gleich null, wenn sich U_{REF+} und U_{REF-} beide in der Mitte befinden. Durch diesen Mehraufwand, verringert sich die effektive Schaltfrequenz der Halbleiter, ohne dass sich die Frequenz der PWM erhöht. Das hat positive Wirkung auf die Spannungsqualität und den benötigten Ausgangsfilter. Es fällt auf, dass sich während einer Periode von T_{PWM} u_{AUS} zweimal wiederholt. Das hat zur

Folge, dass die effektive Schaltfrequenz f_s des Wechselrichters doppelt so groß ist wie die Frequenz der PWM. Es gilt:

$$f_s = 2 \cdot f_{\text{PWM}} \quad (3.1)$$

Mit beiden Modulationsarten ist es nicht möglich eine betragsmäßig größere Ausgangsspannung zu modulieren, als durch U_{ZW} vorgegeben wird. Definiert man die Einschaltdauer D_A mit

$$D_A = \frac{T_{\text{EIN}}}{T_s}, \quad (3.2)$$

lässt sich das Verhältnis von U_{AUS} zu U_{ZW} mit

$$U_{\text{AUS}} = (2D_A - 1) \cdot U_{\text{ZW}} \quad (3.3)$$

beschreiben.

In der Praxis muss der Einschaltzeitpunkt eines Schalters gegenüber dem Ausschaltzeitpunkt des Schalters in derselben Halbbrücke um eine Sicherheitszeit verzögert werden. Auf diese Weise wird gewährleistet, dass jeder Schalter der Halbbrücke komplett ausgeschaltet ist, bevor der andere eingeschaltet wird. Ansonsten besteht die Gefahr des Brückenkurzschlusses. Durch die besonderen Eigenschaften des ZSI besteht diese Problematik dort nicht, weshalb das für den VSI wichtige Detail nicht weiter erwähnt wird.

Wird die Referenz nach einer beliebigen Zeitfunktion, beispielsweise Rechteck oder Sinusfunktion, geändert und ist die Schaltfrequenz ausreichend groß, so folgt die Zeitfunktion des Mittelwerts der Ausgangsspannung dem Verlauf der Referenz z.B. Rechteck- oder Sinusspannung.

3.1.1.1 Sinusbewertete Pulsweitenmodulation

Eine Ansteuerung des Wechselrichters mit einer sinusförmigen Referenz wird als sinusbewertete Pulsweitenmodulation bezeichnet. Um eine ausreichende Qualität der Ausgangsspannung zu erreichen, sollte die Schaltfrequenz mindestens um den zehnfachen Wert der Grundfrequenz der Ausgangsspannung höher sein. Das Referenzsignal ist sinusförmig, sodass der gleitende Mittelwert eine Sinusform hat (Abb. 3.4). Das Referenzsignal wird entsprechend der benötigten Frequenz und Amplitude der Ausgangsspannung verändert.

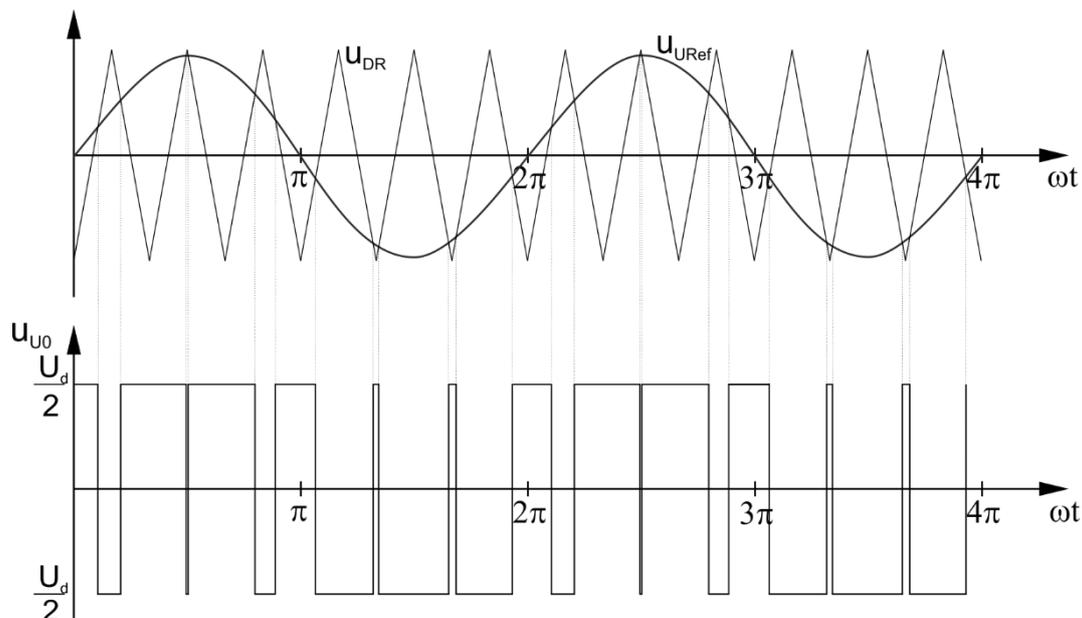


Abb. 3.4: Prinzipielle Funktionsweise der sinusbewerteten Pulsweitenmodulation im Detail für eine Phase

3.1.2 Raumzeiger

Der Raumzeiger stellt eine effektive Methode zur Darstellung der Variablen in Dreiphasensystemen dar, etwa die Ströme einer Maschine oder den Ausgang eines Wechselrichters [63][64]. Der Raumzeiger ist eine komplexe Größe, der die Momentanwerte der drei Phasen zusammenfasst und auch zur Beschreibung dynamischer Vorgänge geeignet ist.

Der Raumzeiger einer beliebigen, dreiphasigen Größe wird definiert als:

$$\underline{r}(t) = \frac{2}{3}(r_U(t) + \underline{a} \cdot r_V(t) + \underline{a}^2 \cdot r_W(t)) \quad \text{mit} \quad \underline{a} = e^{j120^\circ} \quad (3.4)$$

Dabei sind $r_U(t)$, $r_V(t)$ und $r_W(t)$ die Momentanwerte der jeweiligen elektrischen oder magnetischen Größe, und \underline{a} ist der Drehoperator, der im Falle von elektrischen Maschinen die 120° räumliche Anordnung der Wicklungen innerhalb der Maschine berücksichtigt. Ursprünglich wurde der Raumzeiger zur Beschreibung dynamischer Vorgänge in elektrischen Maschinen eingeführt, kann aber formal für beliebige dreiphasige Systeme verwendet werden.

Wird beispielsweise ein symmetrisches Drehstromsystem mittels Raumzeiger beschrieben, hat der Raumzeiger eine konstante Länge gleich der Amplitude des Stromes in einer Phase und rotiert mit der Netzfrequenz um den Ursprung der komplexen Ebene.

Wie oben erwähnt kann der Raumzeiger für jede elektrische und magnetische Größe definiert werden, also beispielsweise für Ströme, Spannungen und Flüsse. Die einzige Voraussetzung bei der Berechnung des Raumzeigers ist, dass die drei Phasengrößen in Summe null ergeben. Erst dann ist eine eindeutige Hin- und Rücktransformation der Variablen möglich. Das wird dadurch sichergestellt, dass der Sternpunkt der Schaltung nicht angeschlossen wird. Sollte diese Bedingung nicht erfüllt sein, so ist der Raumzeiger nicht ausreichend zur Systembeschreibung geeignet und die Gleichungen müssen um das Nullsystem erweitert werden.

In Anlehnung an die Systembeschreibung elektrischer Maschinen kann man bei netzbezogenen Vorgängen zwischen stehenden und ruhenden Koordinatensystemen unterscheiden. In dieser Arbeit wird nur das stehende Koordinatensystem verwendet. Dabei entspricht die α -Achse der reellen Achse der komplexen Raumzeigerebene und die β -Achse der imaginären Achse. Die α -Achse wird dabei an Phase U ausgerichtet.

3.1.3 Der VSI mit dreiphasigem Ausgang

Erweitert man den einphasigen VSI um eine Halbbrücke entsteht der in Abb. 3.5. dargestellte dreiphasige Wechselrichter.

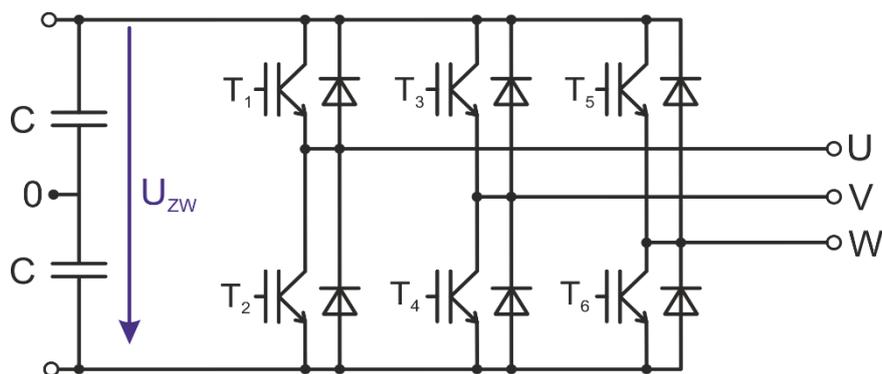


Abb. 3.5: Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis und dreiphasigem Ausgang

Wie auch beim einphasigen VSI brauchen bei der Analyse der Schaltzustände des Wechselrichters die Kombinationen mit nur einem aktiven Schalter und solche, die einen Brückenkurzschluss verursachen, nicht berücksichtigt werden. So ergeben sich acht sinnvolle Kombinationen die in Tab. 3.2 dargestellt werden.

Tab. 3.2: Sinnvolle Schaltzustände des dreiphasigen VSI

	T ₁	T ₂	T ₃	T ₄	T ₅	T ₆	Gruppe	Ausgangs- spannungs- raumzeiger
Z _{A1}	1	0	0	1	0	1	aktiver SZ	$\underline{u}_1 = u_{ZW} \cdot e^{j0^\circ}$
Z _{A2}	1	0	1	0	0	1	aktiver SZ	$\underline{u}_2 = u_{ZW} \cdot e^{j60^\circ}$
Z _{A3}	0	1	1	0	0	1	aktiver SZ	$\underline{u}_3 = u_{ZW} \cdot e^{j120^\circ}$
Z _{A4}	0	1	1	0	1	0	aktiver SZ	$\underline{u}_4 = u_{ZW} \cdot e^{j180^\circ}$
Z _{A5}	0	1	0	1	1	0	aktiver SZ	$\underline{u}_5 = u_{ZW} \cdot e^{j240^\circ}$
Z _{A6}	1	0	0	1	1	0	aktiver SZ	$\underline{u}_6 = u_{ZW} \cdot e^{j300^\circ}$
Z _{F1}	1	0	1	0	1	0	Freilauf	$\underline{u}_7 = 0$
Z _{F2}	0	1	0	1	0	1	Freilauf	$\underline{u}_8 = 0$

Die sechs aktiven Zustände (Z_{AX}) spannen in der komplexen Raumzeigerebene ein Hexagon auf, dessen Größe von der Zwischenkreisspannung U_{ZW} abhängt. Bei den beiden Freilaufzuständen (Z_{F1} und Z_{F2}) liegen alle Klemmen der Last auf demselben Potential, demzufolge liegt keine Spannung an der Last an. Die Raumzeiger dieser Zustände haben den Betrag null und befinden sich im Ursprung der komplexen Ebene (Abb. 3.6).

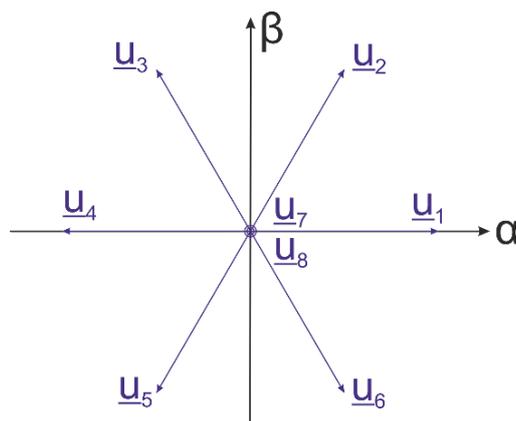


Abb. 3.6: Anordnung der acht natürlichen Spannungsraumzeiger eines dreiphasigen VSI in der komplexen Raumzeigerebene

Da zu jedem Zeitpunkt nur einer der beiden Schalter einer Halbbrücke aktiv sein darf, können die Schaltzustände des VSI mit nur drei Zahlenkombinationen beschrieben werden. Ist in eine Halbbrücke der obere Halbleiterschalter leitend und der untere nicht,

wird dies mit einer „1“ gekennzeichnet, eine „0“ steht dabei für die inverse Kombination. Das Zahlentripel (0 1 0) steht demzufolge für den Zustand Z_{A3} oder \underline{u}_3

3.1.3.1 Raumzeigermodulation

Eine detaillierte Beschreibung der bei dreiphasigen VSI verwendeten Modulationsverfahren kann der gängigen Literatur [12] entnommen werden. Die im Abschnitt 3.1.1.1 erläuterte sinusbewertete PWM wird auch in dreiphasigen Wechselrichtern eingesetzt, dann werden drei um 120° zueinander verschobene Referenzsignale verwendet. Eine bessere Spannungsausnutzung kann allerdings mit der im Folgenden beschriebenen Raumzeigermodulation erreicht werden, sodass die sinusbewertete PWM für dreiphasige WR keine große Bedeutung hat.

Mit der Verfügbarkeit von leistungsfähigen Mikrocontrollern hat sich die Raumzeigermodulation (RZM) als Standardverfahren zur Pulsweitenmodulation mehrphasiger Wechselrichter durchgesetzt. Der Grundgedanke der RZM ist, dass sich aus den drei angrenzenden natürlichen Raumzeigern ein beliebiger Spannungssollraumzeiger $\underline{u}_{\text{SOLL}}$ bilden lässt. Das Hexagon in Abb. 3.6 lässt sich dabei in sechs Dreiecke einteilen. Die drei Raumzeiger in den Ecken des Dreiecks, in dem sich \underline{u}_{S} befindet, werden zur Modulation verwendet. Pro Schaltperiode werden die drei Raumzeiger, also zwei aktive und ein Nullraumzeiger, mit unterschiedlicher relativer Einschaltdauer auf die Last geschaltet. Das wird in Abb. 3.7 verdeutlicht:

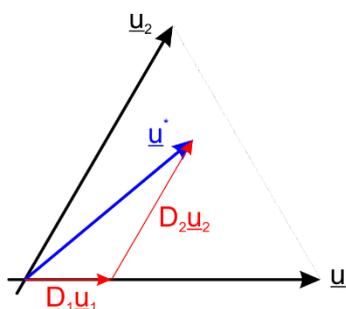


Abb. 3.7: Modulation der Ausgangsspannung mittels Raumzeigermodulation

Die relativen Einschalt Dauern des Raumzeigers $\underline{u}_{\text{SOLL}}$ werden als das Verhältnis der Projektion der Sollspannungsraumzeiger auf den benachbarten, aktiven RZ wie folgt berechnet:

$$\underline{u}^* = D_i \cdot \underline{u}_i + D_{i+1} \cdot \underline{u}_{i+1} \quad \text{mit} \quad D_i = \frac{T_i}{T} \quad (3.5)$$

Dabei sind D_i die relativen Einschalt Dauern der entsprechenden aktiven Spannungsraumzeiger und T die Periodendauer. Die Verbleibende Zeit innerhalb der Periodendauer wird mit Nullspannungsraumzeiger aufgefüllt. Die Raumzeiger werden in ihrer Reihenfolge so angeordnet, dass beim Wechsel von einem zum nächsten

Zustand nur eine Halbbrücke geschaltet werden muss. So bleibt die Zahl der Schaltheftungen minimal. Für eine sinusförmige Ausgangsspannung wird \underline{u}^* auf einer Kreisbahn geführt.

3.1.4 Netzintegration über einen Wechselrichter ohne Hochsetzsteller

In diesem Kapitel wird das Zusammenspiel der Primärenergieträger mit den Spannungswechselrichtern betrachtet. Randbedingungen der Analyse sind:

- Es soll eine einphasige Spannung von 230V AC erzeugt werden. Entsprechend der vorangegangenen Überlegungen zum VSI, muss die Zwischenkreisspannung größer als die Amplitude der zu erzeugenden Spannung sein, es ergibt sich im konkreten Fall eine Spannung von $\sqrt{2} \cdot 230\text{V} = 325\text{V}$. Zu diesem Wert wird eine kleine Reserve hinzugezählt, sodass im Zwischenkreis daher mindestens 350V vorgesehen sind.
- Es werden leistungselektronische Bauteile mit einer Sperrfähigkeit von maximal 1200V zugrunde gelegt. Daraus ergibt sich eine maximale Zwischenkreisspannung von 800V, sodass genügend Spannungsreserve für die Schaltvorgänge bleibt.
- Es wird ein Inselnetz bereitgestellt
- Ein MPPT wird nicht verwendet und nur die im Netz benötigte Energie entnommen.

Stellvertretend wird die Kennlinie der Wasserturbine aus Abschnitt 2.1.1 als Grundlage der Analyse herangezogen. Da sich die anderen hier betrachteten Quellen vom Grundsatz her gleich verhalten, können die folgenden Überlegungen im Prinzip auf die anderen Fälle übertragen werden.

Zunächst wird angenommen, dass der elektrische Generator im Leerlauf ist, d.h. mit abgekoppelter Last von der Turbine hochgefahren wird. Gemäß den ermittelten Kennlinien, stellt sich die maximale Spannung ein. Auf der M-n bzw. auf der I-U Kennlinie befindet sich das System im Leerlaufpunkt ($M=0, n=n_{\max}$) bzw. ($I=0, U=U_{\max}$). Wird eine Last angeschlossen, geht die Drehgeschwindigkeit und damit die Spannung zurück. Gleichzeitig wird der Strombedarf höher und der Betriebspunkt wandert auf der P-U bzw. der P- Ω Kennlinie nach links in Richtung des MPPs. Solange der Leistungsbedarf der Last kleiner ist als die Leistung im MPP, stellt sich ein stabiler Betriebspunkt ein. Sobald der Gipfel der Kurve überschritten wird, wird der Betriebspunkt instabil. Eine weitere Belastung führt zu einer weiteren Reduktion der Spannung bei gleichzeitiger Reduzierung des verfügbaren Stroms, die erzielbare Leistung sinkt. Der ganze Vorgang ist dann positiv zurück gekoppelt und führt zum Abwürgen und damit zum Stillstand des Systems.

Zugrunde liegt die Topologie aus Abschnitt 2.2.1. Bei der einfachen Variante ohne Hochsetzsteller stellt sich die Zwischenkreisspannung nach der natürlichen Charakteristik der Quelle ein. Um einen möglichst breiten, nutzbaren Drehzahlbereich zu erhalten, ist es sinnvoll, die Maschine so zu wählen, dass bei maximaler Drehzahl, die maximal zulässige Spannung erzeugt wird. Die maximale Drehzahl wird bei allen Primärenergieträgern unter optimalen Bedingungen im Leerlauf erreicht. Sie wird im konkreten Fall bei vollem Wasserfluss in Kombination mit maximaler Fallhöhe im Leerlauf erreicht. Aufgrund dieser Überlegungen ist es sinnvoll, wenn die Maschine bei 1440 min^{-1} eine Spannung erzeugt, die den Zwischenkreis auf $U_{ZW,max} = 800\text{V}$ auflädt.

Wie in zuvor beschrieben, darf die Zwischenkreisspannung U_{ZW} nicht unter 350V fallen, um die Ausgangsspannung noch sicher erzeugen zu können. Es ergibt sich also ein Verhältnis von

$$u = \frac{U_{ZW,min}}{U_{ZW,max}} = \frac{350}{800} = 2,29 \approx 2,3 \quad (3.6)$$

zwischen Minimum und Maximum. Daraus kann gefolgert werden, dass die Drehzahl im selben Verhältnis fallen darf. Es ergibt sich somit

$$n_{min} = \frac{n_{max}}{u} = \frac{1440 \frac{1}{min}}{2,29} = 626 \frac{1}{min} \quad (3.7)$$

als mindestens erforderliche mechanische Drehzahl der Welle um $U_{ZW} = 350\text{V}$ zu garantieren. Fügt man diese Randbedingung in Abb. 2.1 ein ergibt sich Abb. 3.8:

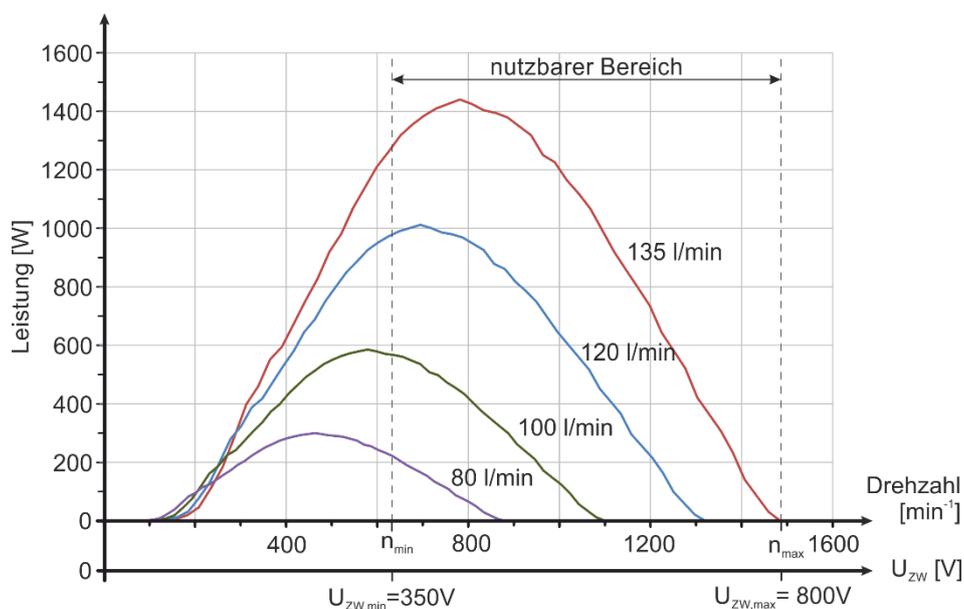


Abb. 3.8: Nutzbarer Drehzahlbereich bei Einsatz des Basissystems ohne weitere Leistungselektronik

Solange sich der Betriebspunkt zwischen den beiden Drehzahlen $n_{\min} \leq n \leq n_{\max}$ befindet, kann das System Leistung an die Last abgeben. Man sieht, dass selbst bei einem verringerten Fluss von 100 l/min der MPP fast erreicht werden kann. Bei kleinen Flüssen kann die Kennlinie nicht ganz bis zum MPP abgefahren werden und die geringe zur Verfügung stehende Leistung lässt sich nicht ganz nutzen.

Der Nachteil dieser Konfiguration ist, dass alle Komponenten für die hohe Spannung von 800V ausgelegt werden müssen. Dadurch werden die eingesetzten Halbleiter und die Zwischenkreiskondensatoren, nur in wenigen Betriebspunkten effizient genutzt. Hinzukommt, dass sich der Punkt maximaler Leistung der Kennlinien bei hohem Wasserfluss nahe der kleinsten zulässigen Zwischenkreisspannung liegt. Das erhöht die allgemeine Belastung der Komponenten weiter, da die hohe Leistung auf einem relativ kleinen Spannungsniveau abgerufen wird.

Der Vorteil dieses System ist seine geringe Komplexität. Als einzige steuerbare leistungselektronische Stufe wird lediglich ein handelsüblicher, bekannter und gut beherrschbarer Wechselrichter (H-Brücke) benötigt. Die eingangsseitige, passive Gleichrichtung ist ebenfalls einfach.

Diese geringe Komplexität führt jedoch zu einigen Nachteilen der Schaltung. Aufgrund der passiven Gleichrichtung stellt sich der Strom entsprechend den Gegebenheiten ein. Der Strom, mit dem die Maschine belastet wird, weist daher einen hohen Gehalt an Oberschwingungen auf. Dies führt zu einer schlechten Ausnutzung der Maschine und einem unruhigen Drehmomentverlauf. Ebenso ist der Strom nach der B6-Brücke mit einer Pulsation behaftet. Der Kondensator muss in der Lage sein, diese Pulsation zu filtern. Weiterhin weist der Wechselrichter eine geringe Robustheit auf. Er muss gegen Kurzschlüsse und Fehlschaltungen geschützt werden. Die starke Schwankung der Zwischenkreisspannung erschwert die Auslegung dieser Komponente.

Ein weiteres Problem dieser Topologie ergibt sich aus dem einphasigen Ausgang. Die Leistungsaufnahme der Last erfolgt mit der doppelten Netzfrequenz. Soll diese herausgefiltert werden, ist eine aufwändige Filterung erforderlich. Wird sie nicht gefiltert, ist die Pulsation bis zum Eingang sichtbar und belastet die Quelle, in diesem Fall eine Maschine.

3.1.5 Netzintegration über einen Wechselrichter mit vorgeschaltetem Hochsetzsteller

Nun wird die im Abb. 2.15 gezeigte, um einen Hochsetzsteller erweiterte Topologie, unter den gleichen Randbedingungen wie im vorangegangenen Kapitel analysiert.

Durch die Verwendung eines Hochsetzstellers wird der Eingang vom Ausgang entkoppelt (entsprechend der Topologie aus 2.2.2). Aufgabe des Hochsetzstellers ist es,

die Zwischenkreisspannung U_{ZW} konstant zu halten. Bei der Auswahl des Generators müssen nun andere Kriterien herangezogen werden, wobei es nicht sinnvoll ist, dass die Maschine eine Spannung liefert, die größer als erforderlich ist. Daher wird $U_{ZW,soll} = 350V$ festgelegt. Am Eingang des Hochsetzstellers kann die Spannung U_{DC} im folgenden Bereich liegen:

$$0 < U_{DC} < U_{ZW,soll} = 350V. \quad (3.8)$$

Es ist also ausreichend, wenn die Maschine eine kleinere Spannung erzeugt als im Fall ohne Hochsetzsteller. Bei maximaler Drehzahl soll sie nun $U_{DC} = 350V$ betragen. Es hängt nun von der Dimensionierung des Hochsetzstellers ab, welche Spannungs- und Drehzahlgrenzen sich ergeben. Nimmt man an, dass der Hochsetzsteller die Spannung um den Faktor 3 anheben kann, so ist eine Spannung von $U_{DC} = 120V$ noch ausreichend, um die gewünschte Ausgangsspannung zu stellen. Entsprechend darf die Drehzahl auf 480 min^{-1} fallen und es wird offensichtlich, dass sich der nutzbare Drehzahlbereich des Systems erweitert. Bei einem größeren möglichen Verstärkungsfaktor des HSST ergibt sich entsprechend ein nochmals erweiterter, nutzbarer Bereich. Man sieht in Abb. 3.9, dass nun auch die Kennlinie für einen Wasserfluss von 80 l/min voll genutzt werden kann.

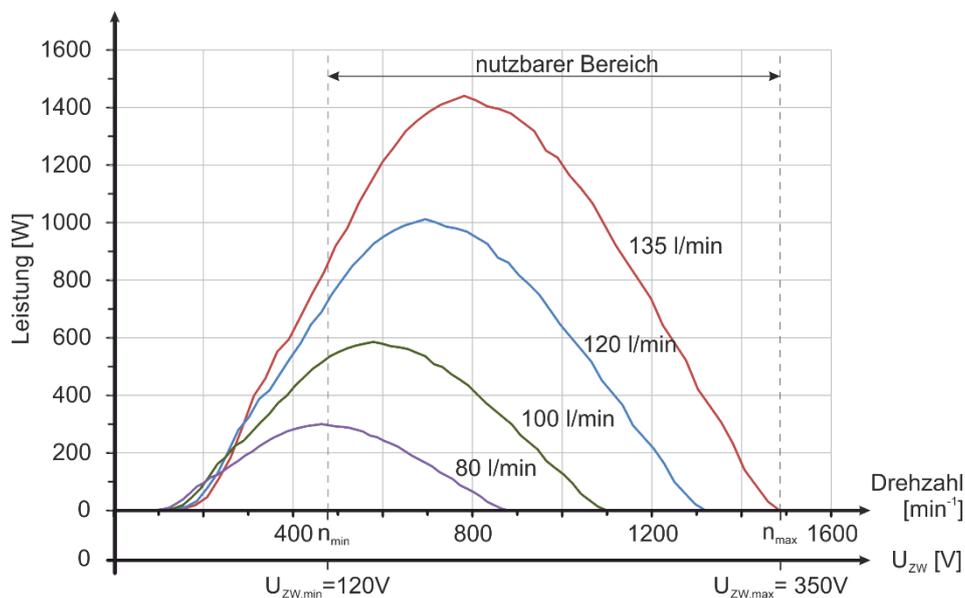


Abb. 3.9: Nutzbarer Drehgeschwindigkeitsbereich bei Einsatz eines Hochsetzstellers im Zwischenkreis

Durch den Einsatz eines Hochsetzstellers bieten sich weitere Vorteile. Die Dimensionierung des Wechselrichters wird stark vereinfacht. Er kann nun auf eine konstante Eingangsspannung ausgelegt werden und wird niemals mit mehr als 350V belastet. Aus diesem Grund können Halbleiterschalter mit einer Sperrspannung von 600V oder 650V verwendet werden, was Halbleiterverluste, Kosten und Kühlbedarf reduziert. Der Zwischenkreiskondensator kann ebenfalls kleiner ausfallen. Er muss nur

die hochfrequenten Anteile, hervorgerufen durch den HSS, ausgleichen und nicht mehr die relativ niederfrequenten Anteile der Gleichrichtung. Beim HSS ist ebenfalls die Verwendung von 600 oder 650V Halbleiterschaltern möglich, da auch hier der Transistor mit nicht mehr als 350V beaufschlagt wird, es steht genügend Spannungsreserve für Transiente im Schaltvorgang zur Verfügung. Der HSS erlaubt zudem den Einsatz einer PFC, was Vorteile für die Maschine und deren Ausnutzung hat.

Die Leistungspulsation mit der doppelten Ausgangsfrequenz ist auch hier ein Problem. Der zusätzliche Hochsetzsteller ändert daran grundsätzlich nichts, es bleibt weiter die Wahl, größere Filter einzusetzen oder die Pulsation bis an die Quelle weiterzugeben.

Nachteilig ist hier der Einsatz von zwei Subsystemen. Beide müssen geregelt, überwacht und angesteuert werden. Durch die Verwendung eines weiteren Transistors ist eine weitere Ansteuerung erforderlich und insgesamt nimmt die Komplexität des Systems zu. Die Überlegungen zur Robustheit gelten auch hier, da der gleiche Wechselrichter zum Einsatz kommt. Zusätzlich kommt ein HSS zum Einsatz, der weitere Fehlerquellen mitbringt.

3.2 Der Z-Umrichter

Der ZSI wurde zum ersten Mal im März 2003 in den IEEE Transactions on Industrial Applications von Herrn Fang Zheng Peng vorgestellt [22]. Er lässt sich dabei nicht in die klassische Einteilung von Spannungs- oder Stromzwischenkreisumrichtern einordnen. Durch seinen einzigartigen Zwischenkreis kann er je nach konkreter Realisierung, beide Typen repräsentieren. Der Zwischenkreis des ZSI wird dabei aus Drosseln und Kondensatoren gebildet, es kommt also ein Impedanznetzwerk zum Einsatz. Die Abkürzung mit einem Z ergibt sich zum einem aus dem Formelzeichen der Impedanz aber auch aus der Anordnung der vier Komponenten des Zwischenkreises zu einem doppelten Z. Dabei bringt der ZSI einige besondere Eigenschaften mit und kompensiert einige der Nachteile von Strom- und Spannungswechselrichtern.

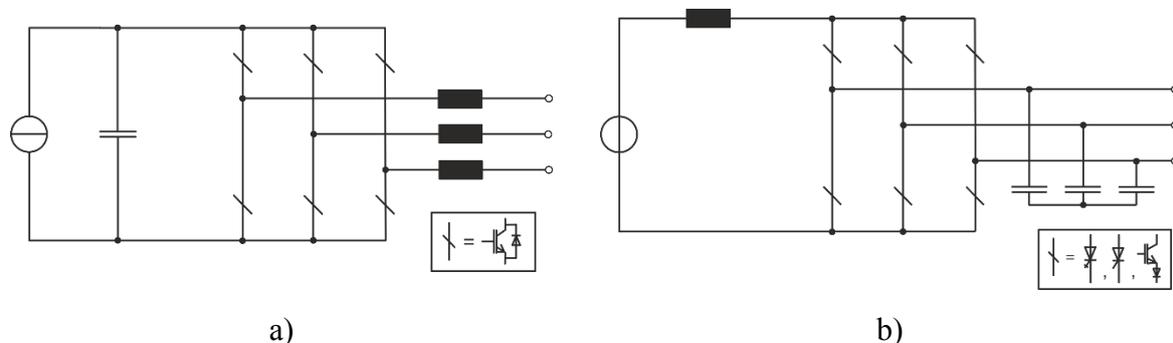


Abb. 3.10: Prinzipieller Aufbau eines Spannungszwischenkreisumrichters (links) und eines Stromzwischenkreisumrichters (rechts)

Bei den Spannungswechselrichtern (Abb. 3.10, a)) wird die benötigte Energie in einem Zwischenkreiskondensator gespeichert. Er wird eingangsseitig von einer Spannungsquelle gespeist, etwa einer Batterie, einer Brennstoffzelle oder einem Diodengleichrichter. Ausgangsseitig kommt meistens ein Wechselrichter mit üblicherweise zwei oder drei Halbbrücken zum Einsatz. Die in Gleichspannung im Zwischenkreis gespeicherte Energie wird dann von der nachfolgenden Leistungselektronik in die gewünschte Amplitude und Frequenz umgeformt. Dabei hat das Konzept einige theoretische und konzeptionelle Grenzen:

- Der maximale Wert der Ausgangsspannung des Wechselrichters kann nie größer sein als die Zwischenkreisspannung. Für DC zu AC Anwendungen verhält sich der VSI als Tiefsetzsteller. Benötigt man höhere Spannungen im Zwischenkreis, ist der Einsatz eines Hochsetzstellers erforderlich. Das erhöht die Kosten und die Komplexität des Systems.
- Die gleichzeitige Aktivierung zweier Halbleiter einer Halbbrücke am Ausgang, entweder absichtlich oder versehentlich infolge von Störungen, führt zu einem Brückenkurzschluss. Dabei wird der Kondensator schlagartig entladen und die beteiligten Halbleiter sind danach in der Regel zerstört, was unbedingt zu vermeiden ist.
- Am Ausgang ist unter Umständen ein LC-Filter erforderlich, um die Spannungsqualität zu sichern. Dieses Filter verursacht zusätzliche Verluste.

Bei den Stromzwischenkreiswechselrichtern (Abb. 3.10, b)) dagegen kommt als Energiespeicher im Zwischenkreis eine große Induktivität zum Einsatz. Der Zwischenkreis verhält sich idealerweise wie eine Stromquelle, die den Wechselrichter speist. Bei der Wahl der Halbleiterschalter muss hier jedoch darauf geachtet werden, dass sie rückwärtssperrend sind, also Strom nur in eine Richtung zulassen, beispielweise GTOs oder Transistoren mit einer Diode in Reihe geschaltet.

- Im Gegensatz zum Spannungszwischenkreiswechselrichter ist es hier erforderlich, dass die Ausgangsspannung größer ist als die Spannung, die den Stromzwischenkreis versorgt. Der Stromzwischenkreiswechselrichter ist für die Wandlung von DC zu AC demzufolge ein Hochsetzsteller. Bei stark schwankenden Eingangsspannungen ist eine weitere Stufe erforderlich, die Kosten und Komplexität erhöht.
- Da der Strom von einer Stromquelle stammt, ist es beim Stromwechselrichter im Gegensatz zum Spannungswechselrichter, erforderlich, dass zu jedem Zeitpunkt ein Pfad für den Strom bereitgestellt wird. Eine Bedingung, die von der Steuerung oder mit Filterkreisen zu erfüllen ist.
- Da die Halbleiterschalter rückwärtssperrend sein müssen, fällt die Wahl auf weniger effiziente und meist teurere Halbleiter, oft wird eine Kombination aus

IGBT und Diode verwendet. Im Vergleich zum Spannungszwischenkreisumrichter liegt dadurch immer ein Bauteil mehr im Strompfad und verursacht zusätzliche Verluste.

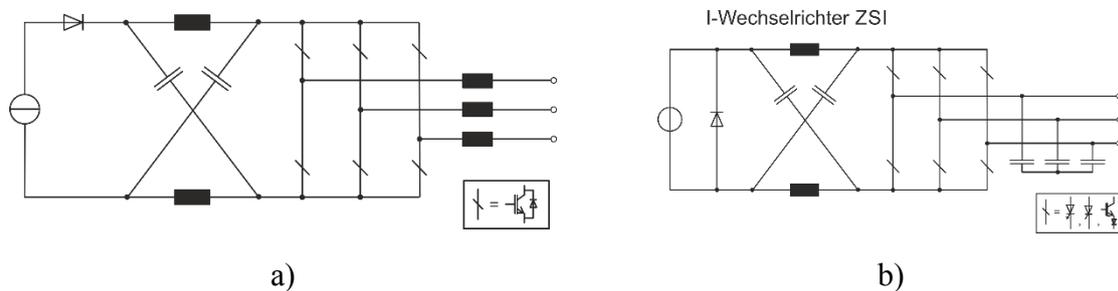


Abb. 3.11: Prinzipieller Aufbau des ZSI, a) als Spannungswchselrichter, b) als Stromwchselrichter

Durch den hybriden Zwischenkreis kann der ZSI sowohl als Spannungszwischenkreis- oder als Stromzwischenkreis-Wechselrichter ausgeführt werden. Abb. 3.11 zeigt die grundsätzliche Struktur des ZSI. Zwei Kondensatoren und zwei Induktivitäten sind dabei in einer X oder einer Doppel Z- Anordnung geschaltet und bilden den Zwischenkreis. Je nachdem ob der ZSI als Spannungs- oder als Stromwchselrichter betrieben werden soll, muss eine geeignete Wahl der Halbleiterschalter erfolgen. Der ZSI kann dabei für AC zu DC, AC zu AC, DC zu AC, DC zu DC Wandlung verwendet werden. Der ZSI kann sowohl als Tiefsetzsteller arbeiten, aber auch als Hochsetzsteller. Der Spannungsbereich, der vom ZSI erreicht werden kann, hängt im Wesentlichen vom Sperrvermögen der verwendeten Bauteile ab. Hinzu kommt, dass ein Brückenkurzschluss, der bei den Spannungswchselrichtern ein fataler Fehlerzustand ist, kein Problem darstellt. Er ist vielmehr ein Teil des Konzepts und ermöglicht erst die Spannungsverstärkung. Das verleiht dem ZSI eine erhöhte Robustheit gegenüber Störungen und fehlerhaftem Einschalten der Halbleiter.

3.2.1 Aufbau des Z-Umrichters

Der Aufbau eines ZSI mit Spannungsausgang ist in Abb. 3.12 dargestellt. Links, grün hinterlegt, ist die Spannungsquelle, prinzipiell ist jede Gleichspannungsquelle zulässig. In dem hier betrachteten Fall kommt eine Wechselspannungsquelle mit einem Brückengleichrichter und einem Glättungskondensator zum Einsatz. Darauf folgt das Z-Netzwerk, wobei die zusätzliche Diode zum Netzwerk gezählt wird (orange hinterlegt). Anschließend findet man einen Wechselrichter bestehend aus einer beliebigen Anzahl von Halbbrücken, je nachdem wie viele Phasen der Ausgang hat (lila hinterlegt). Üblicherweise finden zwei Halbbrücken für einen einphasigen Ausgang oder drei für einen dreiphasigen Ausgang Verwendung. Denkbar sind aber auch mehr Brücken. Als Last kommen sowohl passive als auch aktive Verbraucher in Frage, sowie das öffentliche Netz (gelb hinterlegt).

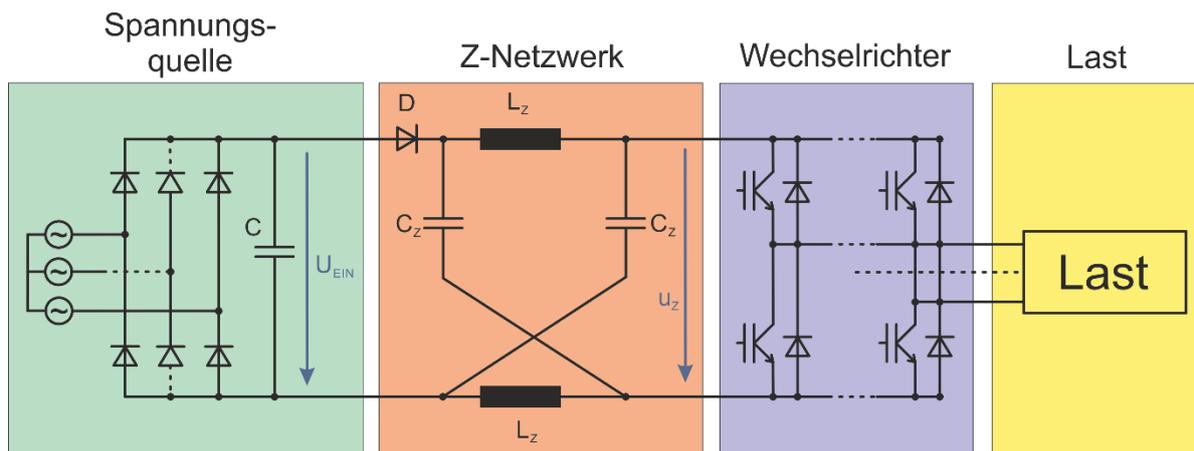


Abb. 3.12: Aufbau des ZSI

Wie bereits erwähnt, ist der ZSI den Impedanzzwischenkreis-Umrichtern zuzuordnen. Der Zwischenkreis des ZSI ist nicht nur kapazitiv oder nur induktiv, wie im Falle der anderen Wechselrichter, er besteht vielmehr aus einem Netzwerk aus Kondensatoren und Induktivitäten. Zwei Drosseln und zwei Kondensatoren in einem doppelten Z angeordnet bilden den Impedanz-Zwischenkreis. Die Diode ist erforderlich, um die Spannungsquelle vom eigentlichen Umrichter abzutrennen.

Durch diesen erweiterten Zwischenkreis führt ein Brückenkurzschluss, d.h. das gleichzeitige Leiten zweier Leistungshalbleiter einer Halbbrücke führt nicht mehr zur Zerstörung der schaltenden Elemente. Vielmehr ist es so, dass der Brückenkurzschluss zu einem wichtigen Teil des Funktionsprinzips des ZSI wird. Erst dadurch ist es möglich in einer Stufe die Funktion des Hochsetzstellers und des Wechselrichters zu vereinen. Der ZSI ermöglicht es gleichzeitig die DC-Eingangsspannung anzuheben und in eine AC-Spannung umzuwandeln.

3.2.2 Wirkung der Schaltzustände

Beim Betrieb des ZSI können die Schaltzustände in drei Kategorien eingeordnet werden. Man unterscheidet zwischen aktiven Zuständen, Freilauf und Kurzschluss. Die vom klassischen Spannungswechselrichter bekannten Kombinationen lassen sich dabei in die Kategorie „aktive Zustände“ und „Freilauf“ einteilen, beim ZSI kommt die Klasse der Kurzschlüsse hinzu.

Ein Zustand der Kategorie „Aktiv“ liegt vor, wenn aus jeder Halbbrücke entweder der obere oder der untere Halbleiter aktiv ist, ausgenommen die Kombinationen, wo entweder alle oberen oder alle unteren Schalter aktiv sind (Abb. 3.13). Diese sind analog zu den sechs Raumzeigern, die bei einem dreiphasigen Spannungswechselrichter in der komplexen Raumzeigerebene das bekannte Hexagon aufspannen. Sie bekommen die Bezeichnung „Aktive Raumzeiger“ deshalb, weil mit ihnen die Zwischenkreisspannung an die Last gelegt wird und eine Ausgangsspannung ungleich Null erzeugt werden kann.

Beim dreiphasigen ZSI findet man davon sechs, beim einphasigen nur zwei. Bei diesem Zustand ist die Diode D am Eingang leitend.

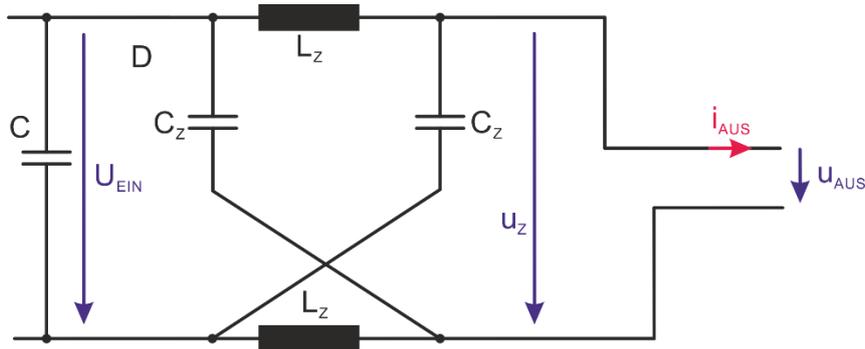


Abb. 3.13: Vereinfachte Struktur des ZSI während eines aktiven Zustandes

Die Kategorie „Freilauf“ enthält immer genau zwei Zustände, und zwar wenn alle oberen oder alle unteren Schalter des Wechselrichters aktiv sind. Dann ist die momentane Spannung an der Last null und das Z-Netzwerk befindet sich im Freilauf (Abb. 3.14). Da sich beide Teile, also das Z-Netzwerk und die Last, in einem Freilauf befinden, bietet sich diese Bezeichnung an. Charakteristisch ist dabei, dass die Diode am Eingang öffnet. Der Drosselstrom fließt dabei im Kreis durch das Z-Netzwerk.

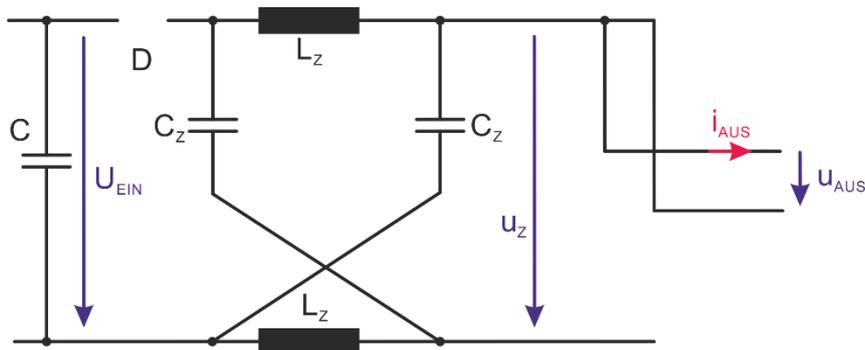


Abb. 3.14: Vereinfachte Struktur des ZSI während des Freilaufs

Hinzu kommt beim ZSI die Kategorie „Kurzschluss“, auch mit shoot through bezeichnet. Hier werden alle Kombinationen eingeteilt, bei denen mindestens eine der Halbbrücken am Ausgang kurzgeschlossen ist, also beide Halbleiterschalter leitend sind. Dabei wird das Z-Netzwerk am Ausgang kurzgeschlossen (Abb. 3.15). Es ist dabei zunächst egal, ob sich eine oder alle Brücken am Kurzschluss beteiligen. Dieser Zustand ermöglicht erst die Spannungsverstärkung des ZSI. Die Spannung die an die Last anliegt, ist hierbei Null.

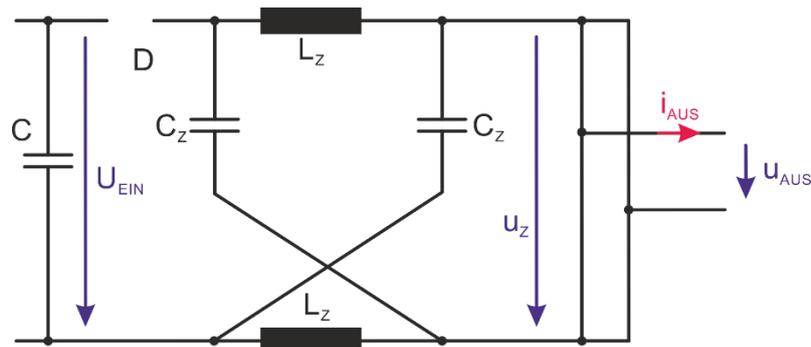


Abb. 3.15: Vereinfachte Struktur des ZSI während eines Kurzschlusses

3.2.3 Schaltungsanalyse

Bei der Analyse des ZSI wird zunächst davon ausgegangen, dass es sich um einen symmetrischen ZSI handelt. Das bedeutet, beide Z-Drosseln und beide Z-Kondensatoren haben jeweils den gleichen Wert. Es gilt:

$$L_{z1} = L_{z2} = L_z \quad (3.9)$$

$$C_{z1} = C_{z2} = C_z \quad (3.10)$$

Für die Dauer T_S wird ein **Brückenkurzschluss** am ausgangsseitigen Wechselrichter geschaltet. Es stellt sich eine Topologie gemäß Abb. 3.16 ein. Exemplarisch wird hier die Analyse ohne Einschränkung der Allgemeinheit am einphasigen Wechselrichter durchgeführt.

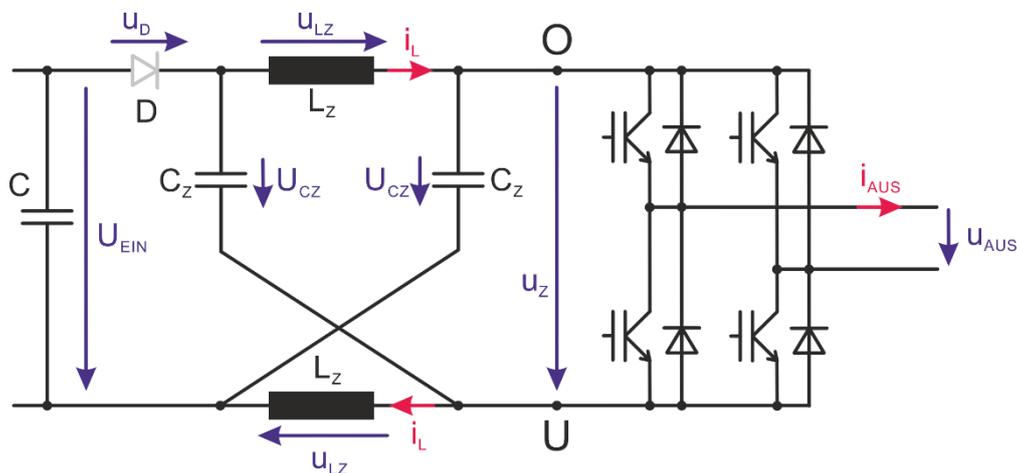


Abb. 3.16: ZSI ist im shoot through Zustand.

Durch den Brückenkurzschluss werden die Punkte O und U der Schaltung verbunden, die Spannung u_z ist gleich null. Dadurch liegen die Kondensatoren parallel zu den Induktivitäten. Diese veränderte Topologie lässt sich auch gemäß dem Ersatzschaltbild in Abb. 3.17 darstellen.

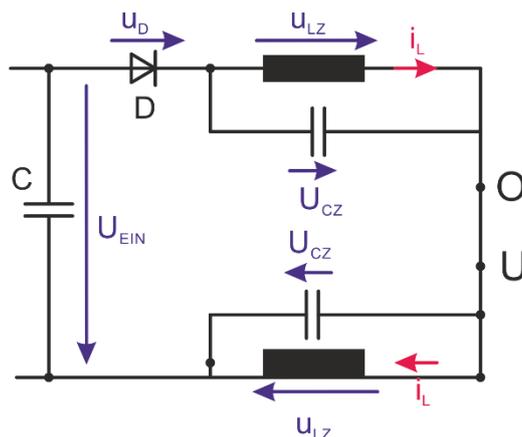


Abb. 3.17: Ersatzschaltbild im Falle des Brückenkurzschlusses des ZSI

Daher gilt:

$$u_{LZ} = U_{CZ} \quad (3.11)$$

Ebenso:

$$U_{EIN} = u_D + 2 \cdot U_{CZ} \quad (3.12)$$

Die Z-Kondensatoren werden oder sind beim Einschalten des ZSI mindestens auf den Wert von U_{EIN} vorgeladen. Stellt man nun die Gleichung (3.12) nach u_D um, ergibt sich für die Diodenspannung u_D ein negativer Wert:

$$u_D = U_{EIN} - 2U_{CZ} < 0 \quad (3.13)$$

Infolge dessen öffnet sich während des Kurzschlusszustandes die Diode und trennt das Z-Netzwerk vom Eingang. Es fließt ein Kreisstrom durch das Z-Netzwerk, der es ermöglicht, Energie von den Kondensatoren auf die Drosseln übertragen. Es gilt:

$$i_L = \frac{1}{L_Z} \int U_{LZ} dt = \frac{1}{L_Z} \int U_{CZ} dt \quad (3.14)$$

Da die Kurzschlussdauer klein gegenüber der Schaltperiode T ist, wird die Spannung in den Kondensatoren C_Z als konstant angesehen. Die Gleichung (3.14) kann daher in eine einfachere überführt werden:

$$i_L = \frac{U_{CZ} \cdot T_s}{L_Z} \quad (3.15)$$

Während dieses Schaltungszustandes ist die Ausgangsspannung u_{AUS} gleich u_Z und damit null. Über die beiden Transistoren, die den Brückenkurzschluss erzeugen, fließt dabei der zweifache Wert von i_L . Am Knotenpunkt O sammelt sich der Strom aus der

oberen und der unteren Drossel, fließt durch die Halbleiter und teilt sich am Knoten U wieder auf.

Für die restliche Zeit der Periodendauer T wird nun einer der **aktiven Schaltzustände** gewählt, exemplarisch die Darstellung in Abb. 3.18.

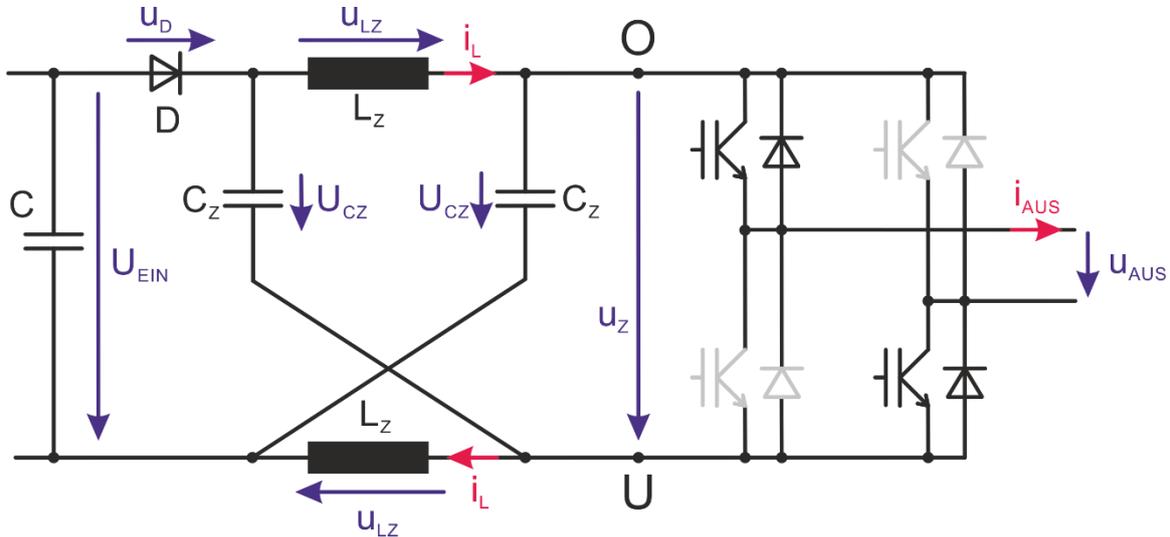


Abb. 3.18: Aktiver Schaltzustand des ZSI

Für die Spannung u_Z lässt sich nun folgender Spannungsumlauf aufstellen:

$$u_Z = U_{CZ} - u_{LZ} \quad (3.16)$$

In diesem Schaltzustand nimmt der Strom i_L ab. Daher ist die Spannung u_{LZ} negativ und es ergibt sich für u_Z eine größere Spannung als für U_{CZ} . Eine ähnliche Gleichung lässt sich auch für die Eingangsspannung U_{EIN} aufstellen:

$$U_{EIN} = u_{LZ} + U_{CZ} \quad (3.17)$$

Aus dieser Gleichung lässt sich entnehmen, dass die Kondensatorspannung U_{CZ} wiederum größer ist als die Eingangsspannung U_{EIN} . Verbindet man (3.16) und (3.17) so lässt sich der Momentanwert von u_Z errechnen:

$$\hat{u}_Z = 2U_{CZ} - U_{EIN} \quad (3.18)$$

Im stationären Fall ist der Mittelwert der Spannung über einer Drossel gleich null. Aus (3.11) und (3.16) lässt sich folgende Gleichung aufstellen:

$$\bar{u}_{LZ} = 0 = \frac{T_S \cdot U_{CZ} + (1 - T_S) \cdot (U_{IN} - U_{CZ})}{T} \quad (3.19)$$

Definiert man nun

$$T_A = (1 - T_S) \quad (3.20)$$

und folgende relative Einschalt Dauern

$$D_S = \frac{T_S}{T} \quad (3.21)$$

$$D_A = \frac{T_A}{T} \quad (3.22)$$

kann man (3.19) folgendermaßen umschreiben:

$$\begin{aligned} \bar{u}_{LZ} = 0 &= D_S \cdot U_{CZ} + D_A \cdot (U_{IN} - U_{CZ}) \\ &= D_S \cdot U_{CZ} + (1 - D_S) \cdot (U_{IN} - U_{CZ}) \end{aligned} \quad (3.23)$$

Nun lässt sich die Spannung U_{CZ} als Funktion der Eingangsspannung U_{EIN} und der relativen Einschaltdauer des Kurzschlusses D_S darstellen:

$$U_{CZ} = \frac{1 - D_S}{1 - 2D_S} \cdot U_{EIN} \quad (3.24)$$

Verbindet man diesen Zusammenhang mit (3.18) lässt sich in gleicher Weise \hat{u}_Z darstellen:

$$\hat{u}_Z = \frac{1}{1 - 2D_S} \cdot U_{EIN} \quad (3.25)$$

Diese Spannung steht während der Dauer von T_1 an der Last zu Verfügung. Daher beschreibt diese Gleichung die Spannungsverstärkung, die sich bei einem bestimmten D_S einstellt. B lässt sich als Verhältnis von Eingangs- zu Z-Spannung definieren:

$$B = \frac{\hat{u}_Z}{U_{EIN}} = \frac{1}{1 - 2D_S} \quad (3.26)$$

B wird auch als Boost-Faktor bezeichnet. Dabei wird bei einer relativen Einschaltdauer von $D_S = 0,5$ theoretisch eine Verstärkung von Unendlich erreicht. Die Funktion des Boost-Faktor B ist in Abb. 3.19 dargestellt.

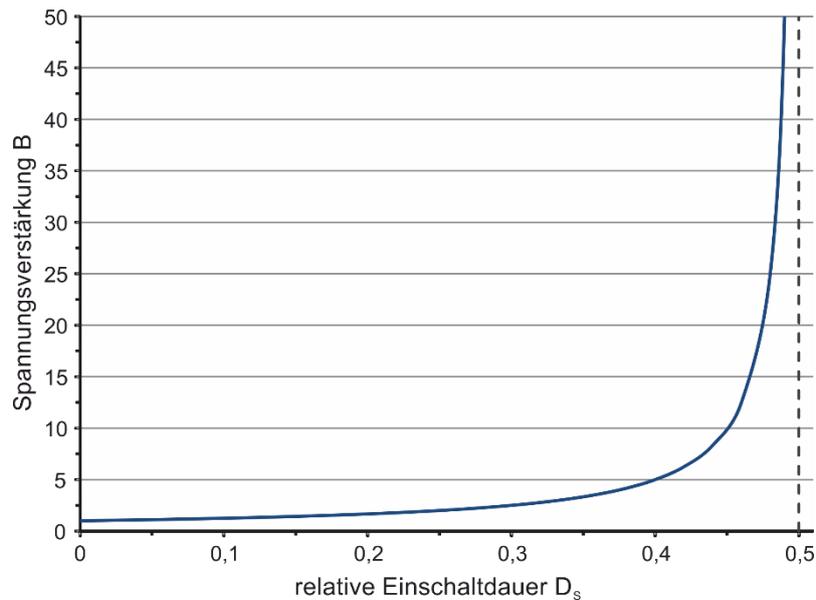


Abb. 3.19: Spannungsverstärkung B als Funktion der relativen Einschaltdauer D_s

Für die Gesamtverstärkung des ZSI ist zu beachten, dass mit steigendem D_s weniger Zeit zur Modulation der Ausgangsspannung verbleibt. Der maximal zu Verfügung stehende Modulationsindex ist mit

$$m_{\text{MAX}} = D_A = 1 - D_S \quad (3.27)$$

gegeben. Entsprechend verringert sich die maximale Amplitude der Ausgangsspannung. Die Gesamtverstärkung errechnet sich wie folgt;

$$B_{\text{Ges}} = m_{\text{MAX}} \cdot B = \frac{1 - D_S}{1 - 2D_S} \quad (3.28)$$

Dabei wird der reduzierte Modulationsgrad durch die Wirkung des Boost-Effektes überkompensiert und so eine Gesamtverstärkung von >1 erreicht.

Es lassen sich zusammenfassend drei wichtige Spannungsverhältnisse in Abhängigkeit von D_s berechnen.

$$\frac{U_{\text{CZ}}}{U_{\text{EIN}}} = \frac{1 - D_S}{1 - 2D_S} \quad (3.29)$$

$$\frac{\hat{u}_Z}{U_{\text{EIN}}} = \frac{1}{1 - 2D_S} \quad (3.30)$$

$$\frac{\hat{u}_Z}{U_{\text{CZ}}} = \frac{1}{1 - D_S} \quad (3.31)$$

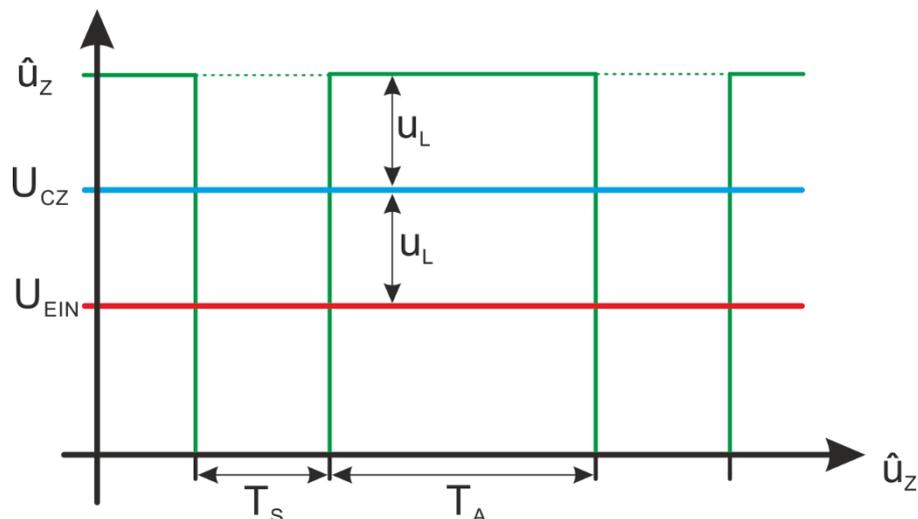


Abb. 3.20: Spannungsverläufe des ZSI dargestellt

Abb. 3.20 stellt die Spannungsverläufe des ZSI dar. Man erkennt wie während T_S u_z zu null wird. Die Spannungsdifferenz zwischen U_{EIN} und U_{CZ} sowie zwischen U_{CZ} und u_z ist dabei immer so groß, wie der Spannungsabfall über der Drossel. Während T_A kann u_z dann auf die Last geschaltet werden.

Nicht in allen Fällen addieren sich D_1 und D_S zu Eins. Das wird insbesondere beim einphasigen ZSI wichtig, wenn eine sinusförmige Ausgangsspannung moduliert wird. Hier schwankt der Wert für D_A zwischen null und eins. Da der Wert für D_S auf maximal 0,5 begrenzt werden muss, bleiben Zeitabschnitte unbelegt. Aber auch beim dreiphasigen ZSI können diese **Freilaufzustände** genutzt werden, um Lücken in der Periodendauer zu füllen. Es werden dazu entweder alle oberen oder alle unteren Transistoren eingeschaltet.

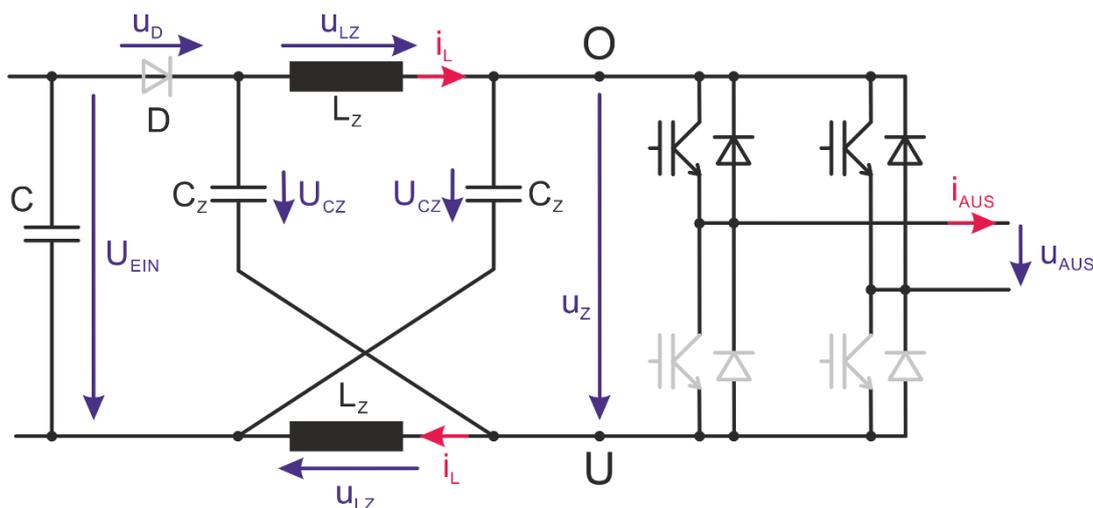


Abb. 3.21: Der ZSI im Freilaufzustand

Dabei stellt sich eine Topologie entsprechend Abb. 3.21 ein. Es wird für beide Teile der Schaltung ein Freilaufpfad bereitgestellt. Wie beim Spannungswechselrichter kann

der Laststrom durch die Halbbrücken zirkulieren, die Ausgangsspannung U_{AUS} ist null. Da i_Z nicht mehr durch den ausgangsseitigen Wechselrichter fließen kann, fließt der Strom nun durch den Kondensator. Entsprechend

$$u_D = U_{EIN} - U_{CZ} + u_{LZ} \quad (3.32)$$

wird die Spannung über D negativ und sie sperrt. Die Ströme beider Z-Drosseln überlagern sich und zirkulieren durch das Z-Netzwerk.

3.2.4 Unsymmetrischer ZSI

Bei allen vorherigen Betrachtungen wurde davon ausgegangen, dass es sich um ein symmetrisches Z-Netzwerk im Zwischenkreis handelt, d.h. dass beide Z-Drosseln und beide Z-Kondensatoren den gleichen Wert haben. In der Praxis ist das niemals der Fall. Aufgrund von Bauteiltoleranzen und unterschiedlichen Materialeigenschaften werden beide Drosseln und beide Kondensatoren unterschiedlich groß sein. Üblicher Bauteiltoleranzen liegen bei $\pm 30\%$. Eine tiefere Betrachtung eines unsymmetrischen Z-Netzwerkes würde zu weit führen, daher hier nur eine kurze Erläuterung, der Grundeffekte in einem unsymmetrischen ZSI.

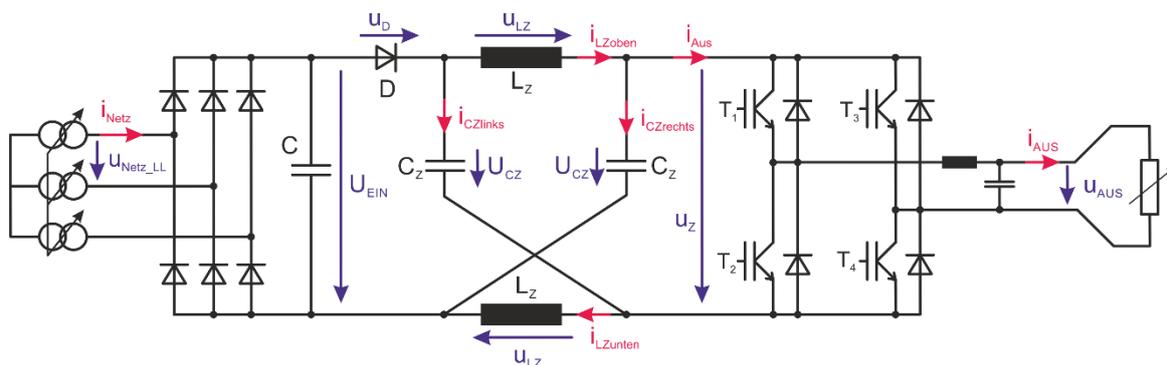


Abb. 3.22: Schaltung des ZSI für die Untersuchungen bei unsymmetrischem Z-Netzwerk

Betrachtet wird zunächst eine Abweichung der Induktivitäten der Drosseln. Dazu wird exemplarisch die Induktivität einer der Drosseln um den Faktor 2 vergrößert, eine Abweichung die eigentlich in dieser Höhe in der Praxis leicht vermieden werden kann. Beim Einschalten des ZSI findet ein Aufladevorgang statt der beide Kondensatoren im Z-Netzwerk auf die gleiche Spannung lädt. Während der Kurzschlussphase werden beide Drosseln mit dieser Spannung beaufschlagt. Durch die unterschiedlichen Induktivitäten, wird sich der Strom im Zwischenkreis nicht hälftig aufteilen, der eine Z-Strom wird sich stärker aufbauen, als der andere. Da sich die Ströme in der Wechselstrombrücke lediglich überlagern, stellt das kein Problem dar. Während der aktiven Phase wird die Last wieder zugeschaltet. Der Laststrom wird dabei jeweils aus dem Strom eines Kondensators und einer Drossel gebildet:

$$i_{\text{Aus}} = i_{\text{LZoben}} - i_{\text{CZrechts}} = i_{\text{LZunten}} - i_{\text{CZlinks}} \quad (3.33)$$

Die Differenz der Drosselströme wird über die Kondensatoren ausgeglichen. Ein überlagerter Kreisstrom sorgt für einen Ausgleichsvorgang, sodass beide Z-Spannungen bis auf eine kleine Schwingung den gleichen Wert behalten. Dieser Ausgleichsstrom fließt über die Z-Kondensatoren, den Eingangskondensator und die Diode. Auf lange Sicht wird das System nicht wegdriften und einen stabilen Betrieb ermöglichen.

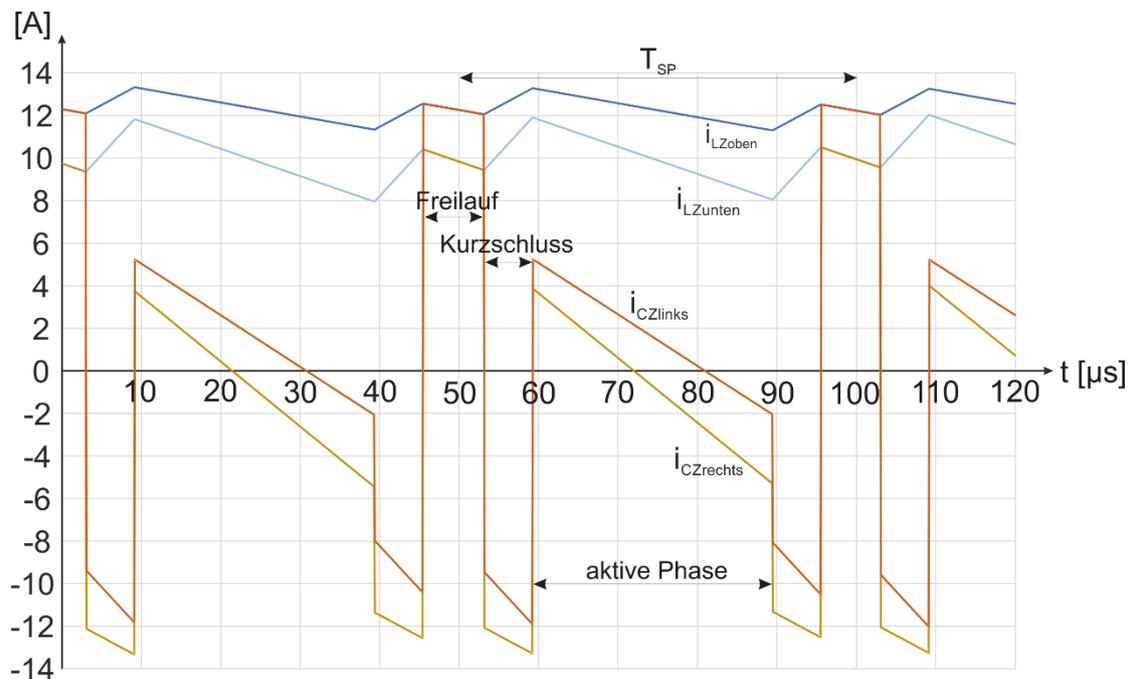


Abb. 3.23: Ströme im ZSI bei unsymmetrischen Z-Drosseln

Ebenso wurde das Verhalten des ZSI untersucht, wenn beide Z-Kondensatoren unterschiedlich groß sind. Auch hier wurde in der Simulation eine sehr starke Abweichung der Kapazität eingestellt, der eine Kondensator hat eine um den Faktor zwei größere Kapazität. Wieder eine Abweichung, die in der Praxis in dieser Größenordnung nicht vorkommt. Es zeigt sich, dass das System auch hier stabil bleibt. Bei einem Blick in Abb. 3.24 fällt auf, dass sich beide Teil-Z-Netzwerke während der aktiven Phase unterschiedlich stark beteiligen, die Ströme i_{LZoben} und i_{CZlinks} sind größer als die beiden andern. Auch bei unsymmetrischen Kondensatoren findet ein Ausgleichsvorgang während der aktiven Phase statt, der die Ladung der Kondensatoren kontinuierlich ausgleicht.

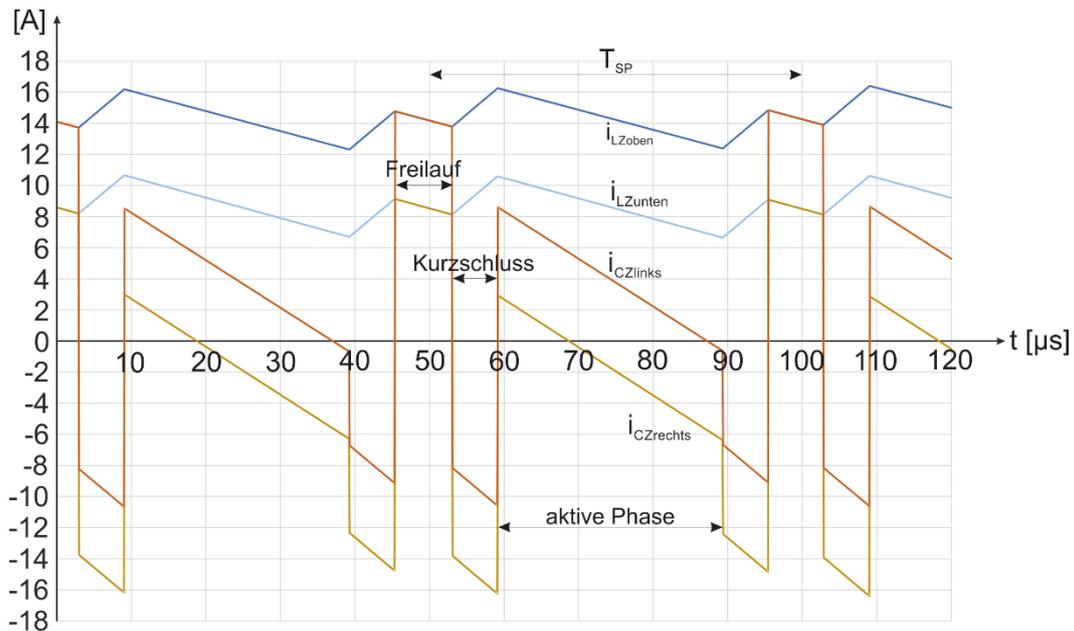


Abb. 3.24: Ströme im ZSI bei unsymmetrischen Z-Kondensatoren

Auf die Darstellung der Spannungen wurde in beiden Fällen verzichtet. Keine der betrachteten Spannungen unterschieden sich jemals um mehr als 5V von ihrem Gegenstück.

3.2.5 Lückbetrieb

Die erste Schaltungsanalyse des ZSI geht davon aus, dass der Strom nicht lückt. Im normalen Betrieb des ZSI fällt der Strom durch die Z-Drosseln mit einer konstanten Steigung, sodass eine Spannung $u_{LZ} = L_Z \frac{di_{LZ}}{dt}$ entsteht, die zu der Spannung des Z-Kondensators U_{CZ} addiert wird. Zusammen bilden sie die Spannung u_Z , die am Wechselrichter wirksam ist. Bei kleiner Last oder geringer Spannungsanhebung, also kleinem D_S , kann es vorkommen, dass der Strom i_L zu null wird oder konstant bleibt. Dann ist die Spannung u_{LZ} gleich null, oder zumindest kleiner, als es in Gleichung (3.23) für die Berechnung angenommen wird.

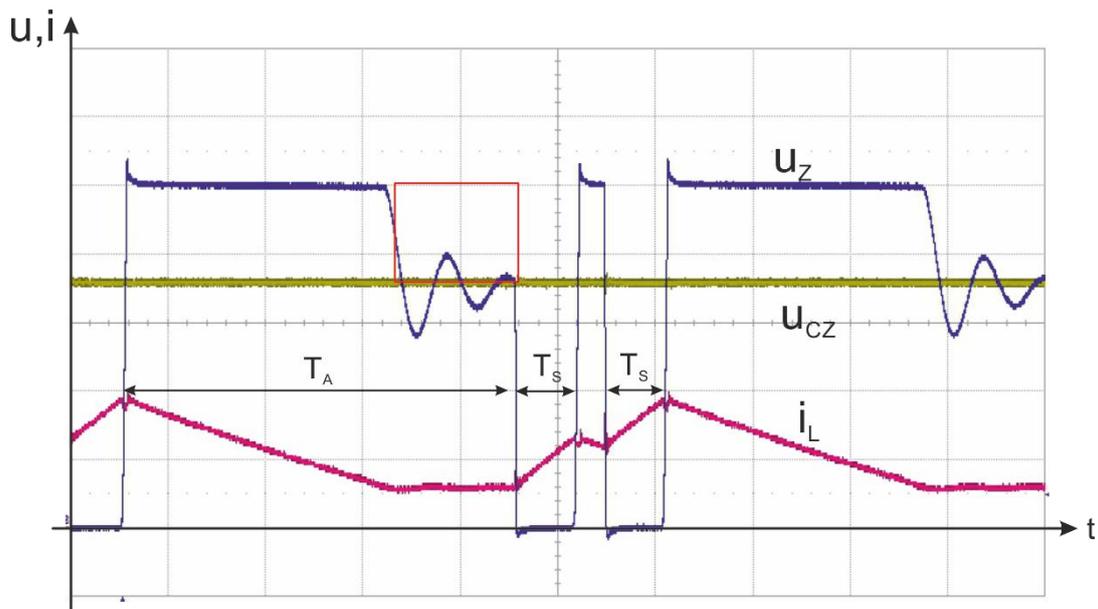


Abb. 3.25: Lückbetrieb des ZSI

Dieses Phänomen wird in Abb. 3.25 dargestellt. Es ist zu erkennen, wie während der zwei Kurzschlusszeiträume, die mit T_S markiert sind, der Strom i_L (rot) steigt. Zu diesem Zeitpunkt ist auch die Spannung u_Z (blau) gleich null. Im Zeitabschnitt T_S sinkt der Strom und die Drossel liefert eine Spannung, die zu U_{CZ} (gelb) hinzugezählt wird. Sobald sich der Strom nicht mehr ändert, fehlt dieser Spannungsanteil. u_Z ist gleich U_{CZ} und damit geht Spannungszeitfläche verloren, in Abb. 3.25 mit einem roten Rechteck markiert. Da diese Spannungszeitfläche bei der Bildung der Ausgangsspannung fehlt, wird der Mittelwert in jedem Zeitabschnitt mit lückendem Strom kleiner sein, als man es von kontinuierlichen Betrieb erwartet und die Grundschwingung der Ausgangsspannung wird auch geringer als erwartet. Im Betrieb kann es vorkommen, dass bei einem Sollwert von 230V (rms) nur noch 170V (rms) erreicht werden.

3.2.6 Variationen des ZSI

Im Laufe der Zeit wurden in vielen Forschungsgruppen weltweit viele Untersuchungen über den ZSI durchgeführt. Dabei lieferte Pheng mit seinem ersten Beitrag den Anstoß [22]. Der Hauptteil der Arbeiten beschäftigt sich mit dem ZSI als Spannungswechselrichter [22] - [26]. Es wurde über verschiedene Verfahren zur Änderung der Schaltmuster berichtet, um den boost des ZSI zu aktivieren [23][24]. Da wären das Simple Boost Verfahren [22], das Maximum Boost Verfahren [25] und das Constant Maximum Boost Verfahren [26] als die wichtigsten Vertreter zu nennen. Die Arbeiten gehen dabei sehr ins Detail, etwa ob die Brückenkurzschlüsse während deiner PWM Periode am Stück beaufschlagt oder aufgeteilt werden. Das hat direkten Einfluss auf Welligkeit von Strom und Spannung und auf die Verluste. Es handelt sich dabei um eine Vielzahl von Arbeiten die hier nicht näher aufgeführt werden können.

Bei dem überwiegenden Teil dieser Arbeiten kommt ein dreiphasiger Ausgangswechselrichter zum Einsatz. Nur ein geringer Teil der Arbeiten beschäftigt sich mit dem ZSI mit einphasigem Ausgang [27].

Andere Arbeiten setzen ZSI als Stromrichter ein. Dabei arbeitet der ZSI als Stromquelle. Da in den vergangenen Jahren die Stromwechselrichter im Allgemeinen stark an Popularität verloren haben, sind die Arbeiten entsprechend seltener. [28] - [30]

In seiner ursprünglichen Variante kann der ZSI nur mit unidirektionalem Leistungsfluss betrieben werden. Um den ZSI für den Rückspeisebetrieb zu ertüchtigen, ist ein weiterer Halbleiterschalter, antiparallel zur Eingangsdiode erforderlich. Bei geeigneter Ansteuerung ist es so möglich, Energie in die Quelle zurück Zuspiesen [31][32]. Für Traktionsanwendungen und Anwendungen mit Batterien oder sonstigen Energiespeichern ist das eine notwendige Eigenschaft, um die Speicher wieder aufladen zu können.

Wie beim einfachen VSI, kann auch der ZSI zu einem Dreipunkt- oder Mehrpunktwechselrichter erweitert werden. Der einfachste Ansatz ist, zwei Z-Netzwerke zu verbauen und sie in Serie zuschalten (Abb. 3.26 a)). Dabei befindet sich der Nullpunkt (0) zwischen den beiden Netzwerken. So ist es einfach möglich die Spannungen der beiden Teilzwischenkreise über die Regelung der jeweiligen Z-Netzwerke gleich groß zu regeln. Erkauft wird das durch eine höhere Komplexität des Systems. Als Alternative wird nur ein Z-Netzwerk verbaut (Abb. 3.26 b)). Hier muss der Nullpunkt am Mittelpunkt des Eingangskondensators abgegriffen werden und die Schaltstrategie muss, wie beim Dreipunkt-Spannungswechselrichter, auf den Nullpunkt achten. Vorteilhaft ist die kleinere Systemkomplexität gegenüber der ersten Variante [33][34].

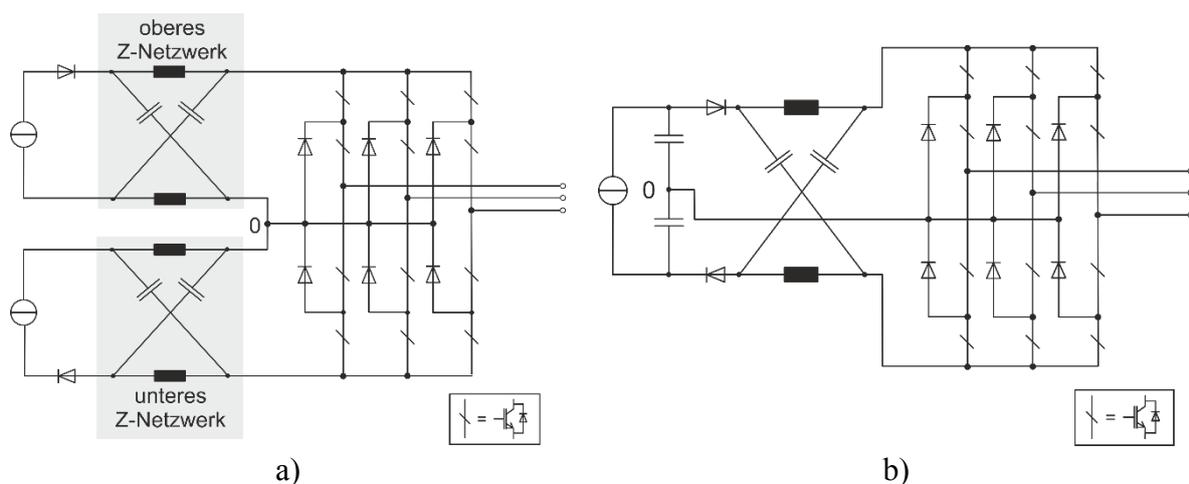


Abb. 3.26: Die Kombination eines 3-Punkt Wechselrichter mit dem ZSI, links kommen zwei Z-Netzwerke zum Einsatz, rechts nur eines.

In einigen Arbeiten wird die Kombination vom ZSI - oder zumindest vom Z-Netzwerk - mit dem Matrixumrichter vorgeschlagen. Dabei wird der ZSI dafür verwendet, den verfügbaren Spannungsbereich zu erweitern. Weiterhin gleicht der ZSI den großen Nachteil des Matrixumrichters aus, da er sehr empfindlich gegenüber falschen oder ungenauen Schalthandlungen ist. Deshalb müssen beim Matrixumrichter die Schaltzeitpunkte genau stimmen, um ungewollte Schalthandlungen und somit fatale Fehler zu verhindern. Beim ZSI ist dagegen der Kurzschluss zum Betrieb erforderlich und nicht gefährlich. Diese Kombination erhöht also die Betriebssicherheit des Matrixumrichters. [35][36]

Oft findet man Erweiterungen des klassischen ZSI, die seine Eigenschaften verbessern sollen. Dabei wird das Impedanz Netzwerk verändert um einen noch größere Spannungsverstärkung zu erreichen. Da wären mit dem Quasi - ZSI (QZSI [37] [39]), oder dem Trans-ZSI (TZSI [38]) zwei wichtigen Modifikationen der Grundsaltungen exemplarisch zu nennen. Dabei wird oftmals noch zwischen Spannungs- und Stromversion unterschieden. Abb. 3.27 zeigt die modifizierte Struktur.

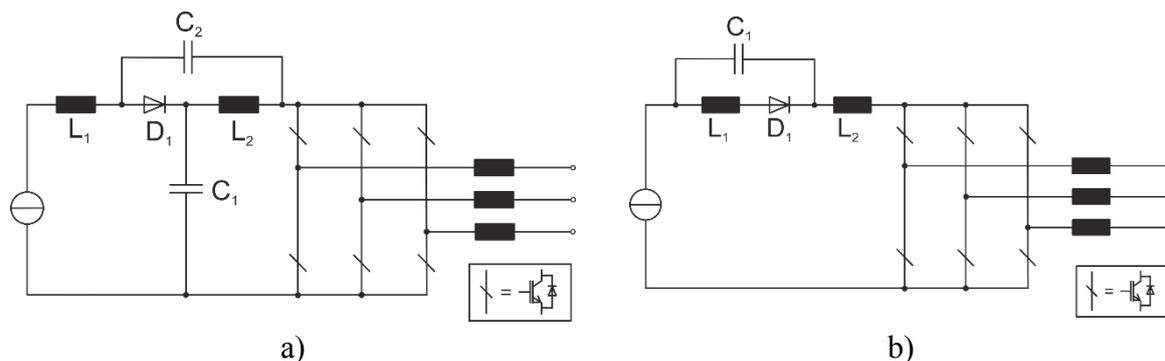


Abb. 3.27: Darstellung eines Quasi ZSI (a)) und eines Trans-Quasi ZSI (b))

In der vorliegenden Arbeit wird lediglich der klassische ZSI sowohl in der einphasigen als auch in der dreiphasigen Ausführung mit Spannungseingang und -ausgang, sowohl mit einphasigem, als auch mit dreiphasigem Ausgang, immer ohne Rückspeisefähigkeit verwendet.

3.2.7 Netzintegration über einen ZSI

Im Folgenden wird der Betrieb des ZSI an einer regenerativen Energiequelle betrachtet. Die Analyse erfolgt in derselben Weise wie im Abschnitt 3.1.4 für den einfachen Wechselrichter und unter den dort angegebenen Randbedingungen.

Wie bereits erwähnt kann der ZSI die Funktion von einem Hochsetzsteller mit der eines Wechselrichters kombinieren. Bei einer gewünschten sinusförmigen Ausgangsspannung von 230 V (rms) und einer Zwischenkreisspannung U_{zw} größer als 350V, wird der ZSI im reinen Wechselrichtermodus betrieben und es gelten dieselben Schlüsse wie im Abschnitt 3.1.4. Sinkt die Eingangsspannung ab, so kann der ZSI trotz

abnehmender Eingangsspannung die gewünschte sinusförmige Ausgangsspannung von 230 V (rms) erzeugen. Eine Auslegung des Generators ausschließlich nach den Spannungsgrenzen ist deshalb hier nicht sinnvoll.

Bei Verwendung von 1200V Halbleitern ist es möglich, bei der Systemauslegung beide Eigenschaften des ZSI, also die Fähigkeit hoch- und herabzusetzen, zu vereinen. Beispielsweise kann man dieselbe Maschine wie beim einfachen System ohne Hochsetzsteller verwenden, um bei maximaler Drehgeschwindigkeit eine Zwischenkreisspannung $u_z = 800\text{V}$ erhalten. So steht auf jeden Fall der Betriebsbereich aus Abb. 3.8 zur Verfügung. Gleichzeitig ist es jedoch möglich, bei geringer Eingangsspannung zu boosten. Nimmt man z.B. eine maximale Spannungsverstärkung von 3 an, darf die Drehzahl auf $n_{\min} = 208\text{min}^{-1}$ fallen. Das Verhältnis von minimaler zu maximaler Eingangsspannung beträgt dann beachtliche 7. Ein Blick in Abb. 3.28 zeigt, dass das gesamte Kennlinienfeld der betrachteten Wasserturbine abgedeckt wird. Da bei kleinen Drehgeschwindigkeiten und geringem Wasserfluss fast keine Leistung mehr zur Verfügung steht, und diese dann größtenteils in Umrichterverlusten verloren geht, macht es in der Praxis wenig Sinn, die kleinsten Drehgeschwindigkeiten zu unterstützen.

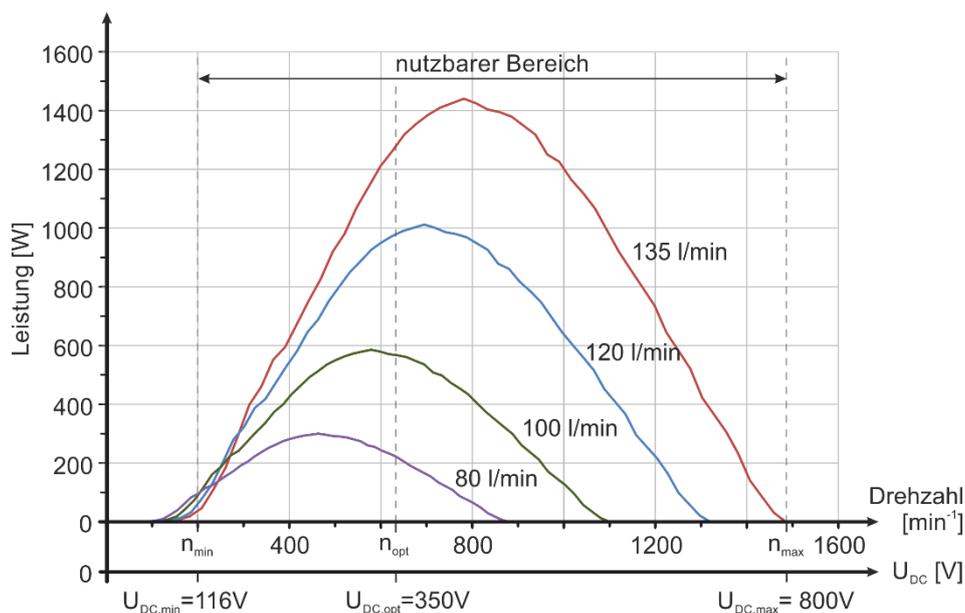


Abb. 3.28: Auslegungsvarianten bei Verwendung einer ZSI, das den gesamten Drehzahlbereich abdeckt

Sinnvoller ist daher eine Auslegung der Maschine, die den Wirkungsgrad des Gesamtsystems besser berücksichtigt. Vom ZSI ist es bekannt, dass er den besten Wirkungsgrad aufweist, wenn er nicht boosten muss und die Eingangsspannung nahe an der erforderlichen Zwischenkreisspannung von 350 V liegt. Darum wird die Auslegung der Maschine so verändert, dass sie die 350V Eingangsspannung genau am Punkt maximaler Leistung bei maximalem Wasserfluss abgibt, das wären im

vorliegenden Fall $n_{opt}=780 \text{ min}^{-1}$ (Abb. 3.29). Das hat zur Folge dass die Eingangsspannung bei maximaler Drehzahl nur noch 640V beträgt und die kleinste zulässige Drehzahl um 60 min^{-1} steigt. Beide Veränderungen haben keine bedeutenden Auswirkungen auf die Verfügbarkeit des Systems.

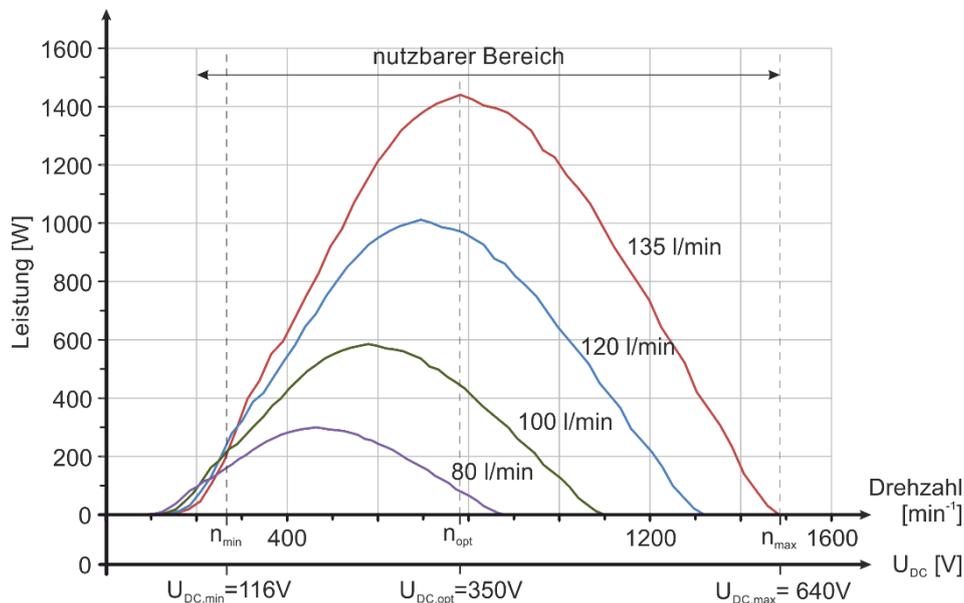


Abb. 3.29: Auslegungsvarianten bei Verwendung einer ZSI mit optimaler Wahl des Drehzahlbereichs

Beschränkt man sich bei der Auswahl der Halbleiter auf 650V Bauteile, ist die in der Praxis maximal schaltbare Spannung auf ca. 450V begrenzt. Das hat direkte Konsequenzen für den nutzbaren Spannungsbereich (Abb. 3.30). Wird der ZSI im Wechselrichtermodus betrieben, darf die Spannung $U_{DC} = 450V$ nicht überschreiten. Genauso darf U_{DC} nicht unter 250V fallen, da im Boostbetrieb sonst Spannungen größer als 450V entstehen. Der Drehzahlbereich liegt dann zwischen 800 und 1440 min^{-1} , also ein Verhältnis von 1,8. Man erreicht gerade so den MPP der Kennlinie bei maximalem Wasserfluss. Durch die verringerte Spannungsverstärkung und die kleineren Halbleiterschalter ergeben sich als Vorteil verringerte Verluste.

Es zeigt sich bei dieser Analyse, dass der ZSI durch seine Fähigkeit sowohl zu verstärken als auch wechselrichten zu können, die Flexibilität bei der Auslegung erhöht. Es kann flexibel auf die Bedürfnisse und Optimierungskriterien der Anwendung und des Systems reagiert werden.

Ein Vorteil zur Variante mit Hochsetzsteller und Wechselrichter aus Abschnitt 3.1.5 ist, dass nur ein System geregelt werden muss. Da alle erforderlichen Funktionen mit dem ZSI ausgeführt werden können, muss lediglich dieser geregelt werden. Das reduziert die Komplexität des Systems, da keiner weiteren PWM-Module, Gatreiber und Messungen erforderlich sind. Weiterhin bietet der ZSI durch seine Kurzschlussfestigkeit von Natur aus eine hohe Robustheit.

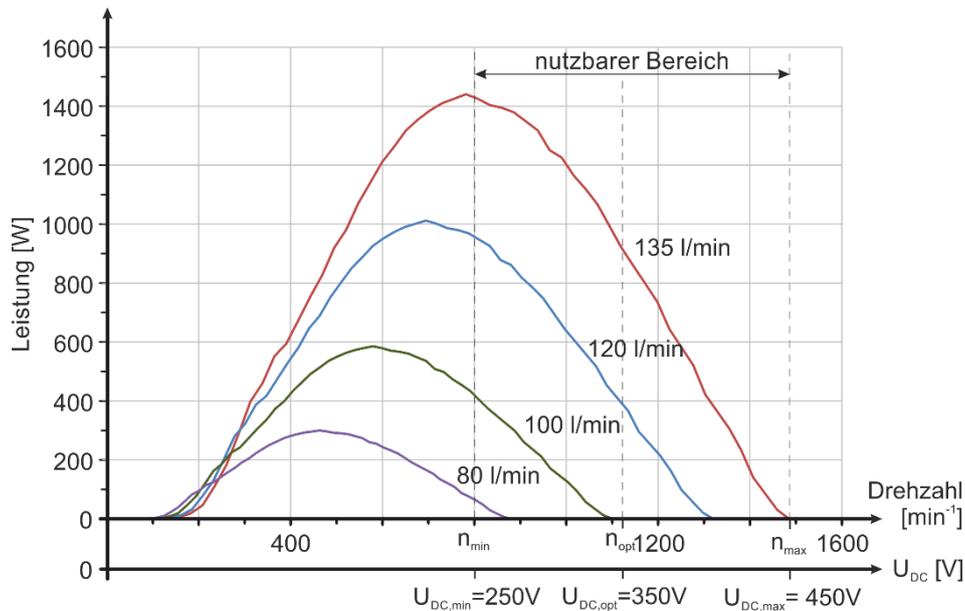


Abb. 3.30: Auslegungsvarianten bei Verwendung einer ZSI bei Beschränkung auf 650V Halbleiterbauelemente

3.3 Einphasiger ZSI

An dieser Stelle folgt eine kurze Beschreibung der Besonderheiten des einphasigen ZSI. Zur Regelung des einphasigen ZSI wurde ein Regelkonzept entwickelt, das in Kapitel 4.1 ausführlich beschrieben wird.

3.3.1 Aufbau

Abb. 3.31 zeigt den vollständigen Aufbau des einphasigen ZSI. Im Zentrum befindet sich das Z-Netzwerk. Am Ausgang kommt eine H-Brücke d.h. ein einphasiger Wechselrichter zum Einsatz. Die Ausgangsspannung wird mit Hilfe eines LC-Filters geglättet. Der ZSI wird aus einer Gleichspannungsquelle betrieben. Dabei kann der Eingangskondensator direkt aus einer Gleichspannungsquelle oder aus einem Gleichrichter gespeist werden.

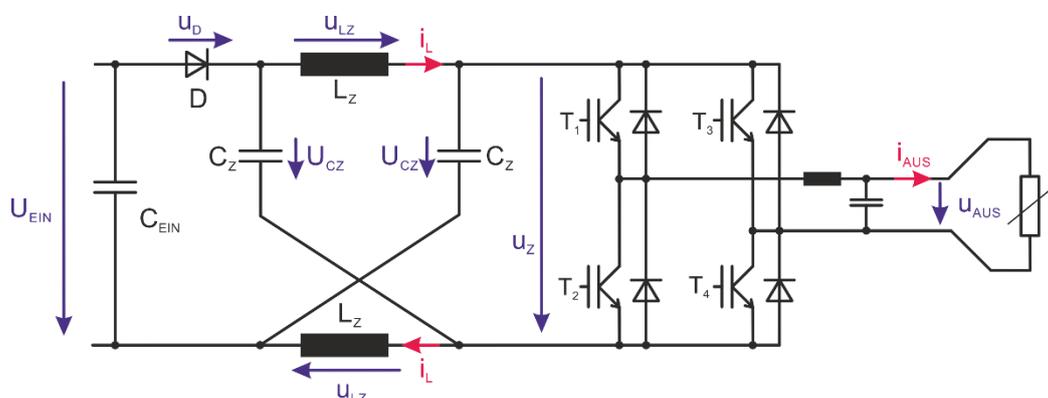


Abb. 3.31: Vollständiges Schaltbild vom einphasigen ZSI

3.3.2 Mögliche Schaltzustände

Die erlaubten Schaltzustände des einphasigen ZSI ergeben sich ähnlich wie beim einphasigen VSI (Abschnitt 3.3.2) mit den aktiven und den Freilaufzuständen. Da ein Brückenkurzschluss beim ZSI eine wichtige Rolle spielt, wird die Tabelle Tab. 3.3 um drei Kurzschlusszustände erweitert.

Nicht erwähnt sind hier die Kombinationen mit drei aktiven Schaltern. Diese sind grundsätzlich hybride Schaltzustände. Sie sind funktional den Kurzschlüssen zuzuordnen, da sie ebenfalls einen Kurzschluss hervorrufen, sie verbinden aber zusätzlich eine Ausgangsklemme mit dem Zwischenkreis. Diese Zustände haben keine weiteren Auswirkungen auf das Betriebsverhalten. In der Praxis sind sie jedoch hilfreich bei der Erzeugung konkreter Schaltmuster mit einfachen handelsüblichen PWM - Generatoren wie man sie in Mikrocontrollern häufig findet.

Die wichtigsten Schaltzustände des einphasigen ZSI werden in Tab. 3.3 zur Übersicht aufgelistet.

Tab. 3.3: Wichtigsten Schaltzustände des einphasigen ZSI.

	T ₁	T ₂	T ₃	T ₄	Gruppe	Ausgangsspannung
Z _{A1}	1	0	0	1	aktiver SZ	= \hat{u}_Z
Z _{A2}	0	1	1	0	aktiver SZ	= $-\hat{u}_Z$
Z _{F1}	1	0	1	0	Freilauf	= 0
Z _{F2}	0	1	0	1	Freilauf	= 0
Z _{K1}	1	1	0	0	Kurzschluss	= 0
Z _{K2}	0	0	1	1	Kurzschluss	= 0
Z _{K3}	1	1	1	1	Kurzschluss	= 0

3.4 Der dreiphasige ZSI

Im Folgenden werden die Besonderheiten sowie die aus der Literatur bekannten Regelungskonzepte des dreiphasigen ZSI beschrieben. Im Abschnitt 0 erfolgt dann die Beschreibung eines im Rahmen dieser Arbeit entwickelten neuen Verfahrens, das ohne eine PWM auskommt.

3.4.1 Aufbau

Die Struktur des untersuchten, dreiphasigen ZSIs entspricht weitestgehend der des einphasigen. Die einzige wichtige Änderung ist die zusätzliche Halbbrücke am Ausgang, die den Anschluss von Drehstromlasten ermöglicht. Eingangsseitig kommt

ebenso ein Transformator oder eine Maschine in Frage. Im Gegensatz zum einphasigen ZSI wurde im Rahmen der Arbeit beim dreiphasigen ZSI der Aufbau auch für die Einspeisung ins Netz ausgelegt. Abb. 3.32 zeigt den vollständigen, dreiphasigen Aufbau.

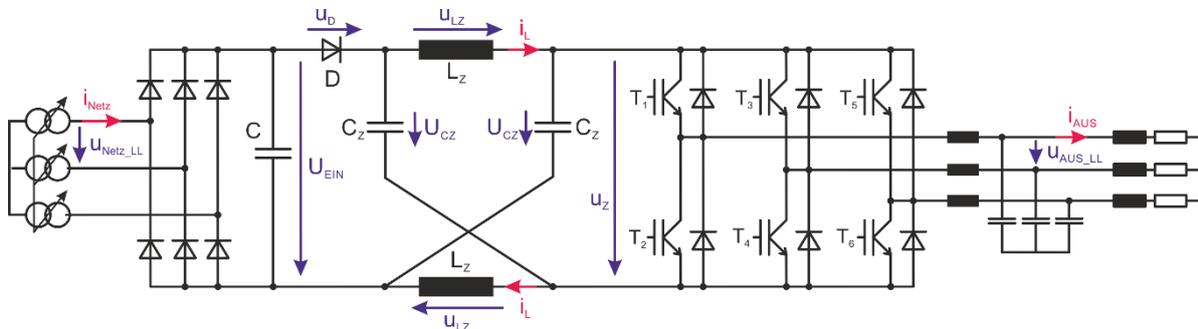


Abb. 3.32: Vollständiges Schaltbild vom dreiphasigen ZSI

3.4.2 Mögliche Schaltzustände

Wie beim einphasigen ZSI sind die aktiven Zustände und die Freilaufzustände wie beim Spannungswechselrichter möglich. Hinzu kommen auch hier die Kurzschlusszustände, wobei es beim dreiphasigen ZSI mehrere Möglichkeiten gibt. Da ein Kurzschluss am Ausgang mit einer, zwei oder drei Halbbrücken erzeugt werden kann, sind weitere sieben Schaltkombinationen möglich. Zu den Kurzschlusszuständen zählen grundsätzlich auch die Kombinationen, bei denen alle oberen oder alle unteren Halbleiterschalter leitend sind und zusätzlich eine oder zwei weitere, in Summe also vier oder fünf Schalter leiten. Diese nehmen eine Art hybriden Zustand an, haben funktional aber keinen zusätzlichen Nutzen (ähnlich wie beim einphasigen ZSI die Zustände mit 3 aktiven Halbleiterschaltern). Daher werden sie im Weiteren nicht mehr erwähnt.

Tab. 3.4 listet die erlaubten und sinnvollen Kombinationen auf.

Tab. 3.4: Wichtigsten Schaltzustände des dreiphasigen ZSI.

	T ₁	T ₂	T ₃	T ₄	T ₅	T ₆	Gruppe	Ausgangs- spannungs- raumzeiger
Z _{A1}	1	0	0	1	0	1	aktiver SZ	$= \hat{u}_Z \cdot e^{j0^\circ}$
Z _{A2}	1	0	1	0	0	1	aktiver SZ	$= \hat{u}_Z \cdot e^{j60^\circ}$
Z _{A3}	0	1	1	0	0	1	aktiver SZ	$= \hat{u}_Z \cdot e^{j120^\circ}$
Z _{A4}	0	1	1	0	1	0	aktiver SZ	$= \hat{u}_Z \cdot e^{j180^\circ}$
Z _{A5}	0	1	0	1	1	0	aktiver SZ	$= \hat{u}_Z \cdot e^{j240^\circ}$
Z _{A6}	1	0	0	1	1	0	aktiver SZ	$= \hat{u}_Z \cdot e^{j300^\circ}$
Z _{F1}	1	0	1	0	1	0	Freilauf	$= 0$
Z _{F2}	0	1	0	1	0	1	Freilauf	$= 0$
Z _{K1}	1	1	0	0	0	0	Kurzschluss	$= 0$
Z _{K2}	0	0	1	1	0	0	Kurzschluss	$= 0$
Z _{K3}	0	0	0	0	1	1	Kurzschluss	$= 0$
Z _{K4}	1	1	1	1	0	0	Kurzschluss	$= 0$
Z _{K5}	0	0	1	1	1	1	Kurzschluss	$= 0$
Z _{K6}	1	1	0	0	1	1	Kurzschluss	$= 0$
Z _{K7}	1	1	1	1	1	1	Kurzschluss	$= 0$

3.4.3 PWM basierte Modulationsverfahren

An dieser Stelle werden die wichtigsten Modulationsarten vorgestellt, die für den dreiphasigen ZSI entwickelt worden sind. Ausgangsbasis ist entweder die sinusbewertete PWM bzw. die Raumzeigermodulation, wie sie vom dreiphasigen Spannungswechselrichter bekannt sind (siehe Abschnitt 3.1.2). Ziel der Erweiterungen der PWM für den ZSI ist es jeweils, die Kurzschlusszeiten möglichst effizient in die Pulsmuster einzufügen

In Rahmen der vorliegenden Arbeit zeichnen sich einige Probleme bei der Implementierung der aus der Literatur bekannten Verfahren auf der verwendeten Hardwareplattform ab, die schließlich zur Entwicklung eines PWM freien Verfahrens

fürten, dass im Abschnitt 0 vorgestellt wird. Messergebnisse werden im Abschnitt 6.4 präsentiert.

3.4.3.1 Maximum Boost Verfahren

Ausgangsbasis des Maximum Boost Verfahrens [25] ist die klassische Raumzeigermodulation. Soll mit ihr eine sinusförmige Ausgangsspannung erzeugt werden, so fährt der Raumzeiger $\underline{u}_{\text{AUS}}$ einen Kreis ab (Abb. 3.33). Die Länge des Raumzeigers wird dabei von der Größe des Hexagons begrenzt, das von den natürlichen, aktiven Raumzeigern $\underline{u}_1 - \underline{u}_6$ aufgespannt wird (in Abb. 3.33 blau dargestellt). Wie zuvor beschrieben, ist die Länge der aktiven Raumzeiger abhängig von der Zwischenkreisspannung, beim ZSI ist das u_z . Um u_z zu vergrößern und damit das Hexagon, werden nun alle Nullraumzeiger gegen Kurzschlussraumzeiger ersetzt. Das vergrößerte Hexagon ist in Abb. 3.33 in grün dargestellt. Da Nullraumzeiger und Kurzschlussraumzeiger auf die Ausgangsspannung den gleichen Effekt haben, wird die Erzeugung der Ausgangsspannung nicht beeinflusst.

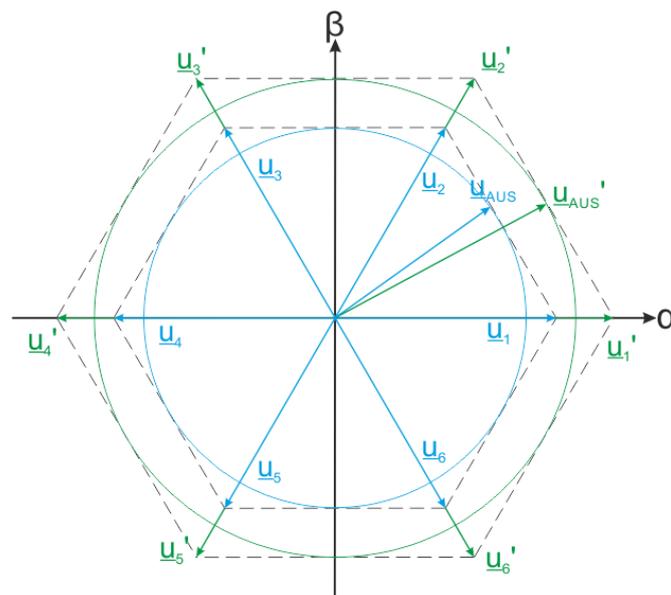


Abb. 3.33: Darstellung des Maximum Boost Verfahrens in der komplexen Raumzeigerebene

Ein Problem ergibt sich jedoch durch die vollständige Ersetzung der Nullraumzeiger. Um das Problem zu beschreiben, wird die Erzeugung eines Raumzeigers beim VSI betrachtet. Die maximale Größe des Kreises, die der Raumzeiger abfahren kann, ergibt sich, wenn der Kreis das Hexagon von innen berührt. Befindet man sich mit dem zu erzeugenden Raumzeiger genau zwischen zwei natürlichen Raumzeigern, werden die angrenzenden Raumzeiger mit einer relativen Einschaltdauer von jeweils 0,5 eingesetzt, Nullraumzeiger werden bei diesen Winkeln nicht benötigt. Nun wird dieser Raumzeiger um 30° weiter gedreht und befindet sich genau in Richtung eines natürlichen Raumzeigers. Würde man diesen natürlichen Raumzeiger mit 100% Einschaltdauer

verwenden, wäre der resultierende Raumzeiger länger als in zuvor beschrieben Fall. Daher wird ein Teil der Periodendauer mit Nullraumzeigern belegt, um die Amplitude zu korrigieren. Je nach Winkel von $\underline{u}_{\text{AUS}}$ verändert sich also der Anteil der benötigten Nullraumzeiger und der aktiven Raumzeiger. Werden die Nullraumzeiger beim ZSI nun ersetzt, ergibt sich ebenso ein veränderlicher Anteil an Kurzschlussraumzeigern in Abhängigkeit des Winkels von $\underline{u}_{\text{AUS}}$. Als Resultat ist die Verstärkung des ZSI in Abhängigkeit des Winkels ebenfalls nicht konstant. Die schwankende Verstärkung ist in vielen Größen des ZSI, etwa bei i_{LZ} , u_{CZ} und u_{Z} , als Pulsation mit der dreifachen Frequenz der Ausgangsspannung sichtbar. Dieser Effekt führt sogar dazu, dass die Ausgangsspannung verzerrt wird.

Dennoch bietet das Maximum Boost Verfahren einige Vorteile. Dadurch, dass alle Nullraumzeiger ersetzt werden, ergibt sich die maximal mögliche Verstärkung für einen gegebenen Modulationsgrad der aktiven Raumzeiger. Das verringert die Amplitude von u_{Z} auf den mindestens erforderlichen Wert und reduziert die Belastung der Halbleiterschalter. Zudem ist dieses Verfahren einfach zu implementieren.

Abb. 3.34 und Abb. 3.35 zeigen die konkrete Erzeugung der Schaltbefehle mit Hilfe einer PWM. Wie beim VSI üblich wird der obere Halbleiterschalter einer Halbbrücke eingeschaltet, wenn der korrespondierende Referenzwert kleiner als der PWM Wert ist. Der untere Halbleiterschalter einer Halbbrücke wird zum oberen komplementär geschaltet. Beim ZSI werden zusätzlich alle Transistoren eingeschaltet, wenn der PWM Wert kleiner oder größer ist, als alle drei Referenzwerte. In dieser Abbildung wird ebenfalls gut deutlich, dass der Bereich ober – und unterhalb der drei Referenzlinien nicht konstant ist und damit auch nicht der Anteil an Kurzschlussraumzeigern.

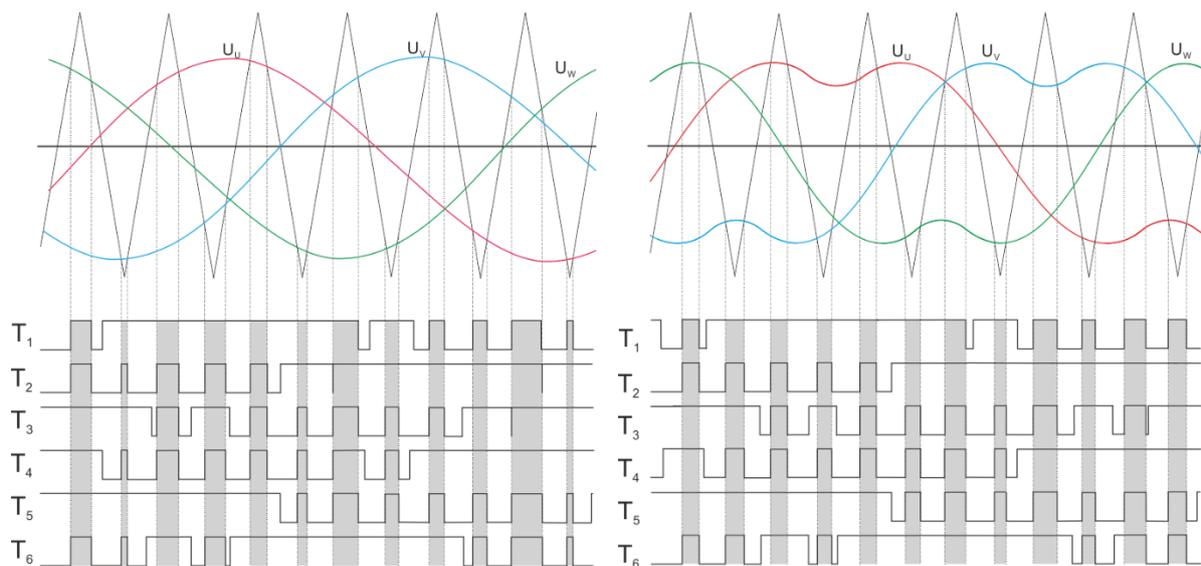


Abb. 3.34: PWM Muster beim Maximum Boost Verfahren bei sinusbewerteter PWM

Abb. 3.35: PWM Muster beim Maximum Boost Verfahren bei RZM

3.4.3.2 Simple Boost Verfahren

Das Simple Boost Verfahren [22] hat das gleiche Ziel wie das Maximum Boost Verfahren. Durch die Ersetzung ein Teil der Raumzeiger zu Kurzschlussraumzeigern soll das Hexagon vergrößert werden. Das Simple Boost Verfahren beseitigt nun jedoch den Hauptnachteil des Maximum Boost Verfahrens, indem es die relative Kurzschlussdauer D_S über den Winkel von \underline{u}_{AUS} nicht verändert. Um dies zu erreichen, werden nicht die Nullraumzeiger ersetzt, sondern der Modulationsgrad der aktiven Raumzeiger verringert. Die dadurch gewonnene Zeitdauer wird nun mit Kurzschlüssen belegt. Im Gegensatz zum Maximum Boost werden alle drei Raumzeigertypen verwendet, nicht nur zwei.

Abb. 3.36 zeigt die Referenzlinien für die drei 120° verschobenen sinusförmigen Ausgangsspannungen. Die Einschalt Dauern der Halbleiterschalter eine Halbbrücke werden, wie vom VSI üblich, aus der korrespondierenden Referenzlinie gewonnen, U_U beeinflusst also die Schaltmuster von T_1 und T_2 . Für das Simple Boost Verfahren werden zwei weitere, gerade Linien U_P und U_N eingeführt. Sie beeinflussen, wann ein Kurzschlusszustand eingefügt wird. Ist die dreieckige Hilfsfrequenz der PWM größer als die obere (U_P) oder kleiner als die untere Linie (U_N), wird der Kurzschlusszustand aktiviert. Das funktioniert analog auch bei der Raumzeigermodulation (Abb. 3.37).

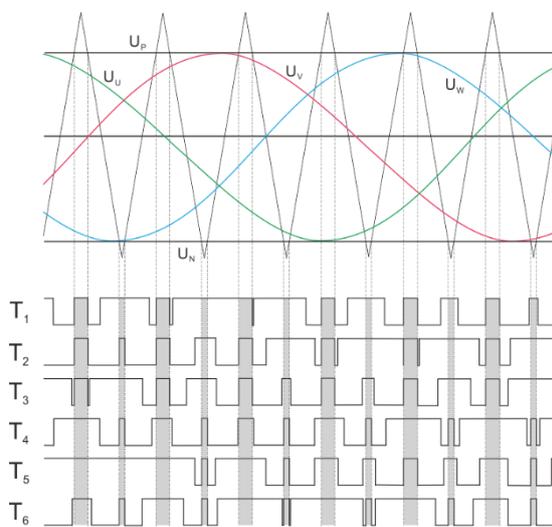


Abb. 3.36: PWM Muster für Simple Boost Verfahren bei sinusbewerteter PWM

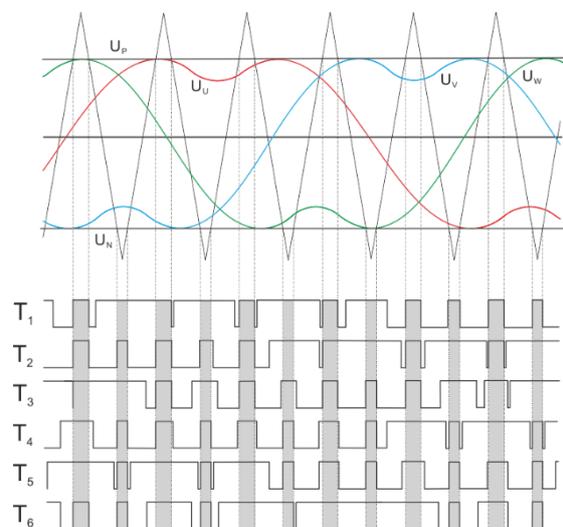


Abb. 3.37: PWM Muster für Simple Boost Verfahren bei RZM

Nachteil dieses Verfahrens ist, dass bei gleichem Modulationsgrad der aktiven Raumzeiger die Verstärkung des ZSI verglichen mit dem Maximum Boost Verfahren kleiner ist, da ein Teil der PWM Periode mit Nullraumzeigern belegt ist. Um einen Raumzeiger mit gleicher Amplitude zu erzeugen, ist etwas mehr boosten erforderlich, um den etwas kleineren Modulationsgrad der aktiven Raumzeiger zu kompensieren. Dieses Verfahren führt also zu einer etwas höheren Belastung der Halbleiterschalter.

Durch die zusätzlichen Referenzlinien ist es zudem etwas aufwändiger zu implementieren.

3.4.3.3 Constant Maximum Boost Verfahren

Dieses Verfahren stellt einen Kompromiss zwischen dem Simple Boost Verfahren und dem Maximum Boost Verfahren dar [26]. Es versucht die maximal mögliche Kurzschlussdauer zu implementieren, ohne die Dauer über die Zeit zu variieren. Dazu wird aus den geraden Linien des Simple Boost Verfahrens eine variable Linie entsprechend Abb. 3.38. Der Abstand der oberen zur unteren Linie ist dabei immer gleich und die Kurzschlussdauer einer Schaltperiode verändert sich nicht. Es werden die Zeiten, in denen ein Nullraumzeiger anliegt, minimiert. Die Pulsmuster sind in Abb. 3.38 dargestellt. Die Pulsmuster bei Verwendung der RZM ist identisch mit denen des Simple Boost Verfahrens, da in diesem Fall zwei gerade Referenzlinien bereits das Optimum darstellen.

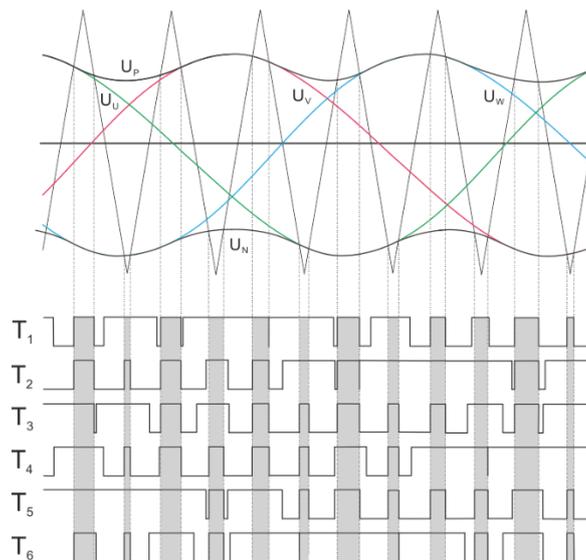


Abb. 3.38: PWM Muster für Constant Maximum Boost Verfahren bei sinusbewerteter PWM

3.4.4 Einfügung des shoot through in die Pulsmuster

In der Praxis gibt es verschiedene Detaillösungen wie man den shoot through in die PWM Muster einfügt. Man kennt es von der klassischen PWM beim VSI, dass sich an den Rändern eines PWM Zyklus die Nullraumzeiger befinden. Am einfachsten ist es, die Nullraumzeiger durch Kurzschlusszeiten zu ersetzen, ohne sie zu verschieben. Der Vorteil ist, dass nur eine geringe Modifikation der PWM Muster erforderlich ist. Der Nachteil ist, dass sich die Anzahl der Schalthandlungen für eine PWM Periode erhöht.

Das lässt sich vermeiden, wenn man die Nullraumzeiger über die gesamte PWM Periode verteilt. Das kann erreicht werden, wenn man die Ausschaltzeitpunkte verzögert. Man kann nun jeweils zwischen zwei aktiven Raumzeigern die halbe

Kurzschlussdauer einfügen. Dadurch wird die Anzahl der Schalthandlungen nicht erhöht. Von Vorteil ist auch, dass sich die Kurzschlussfrequenz gegenüber der PWM-Frequenz verdoppelt. Dadurch kann man die passiven Komponenten des Z-Netzwerkes verkleinern. Man findet auch Modulationsarten, bei denen die Kurzschlussdauer auf mehr als zwei Abschnitte verteilt wird.

Man unterscheidet weiterhin, ob der Kurzschluss mit einer oder mehreren Halbbrücken durchgeführt wird. Konzentriert man den Kurzschluss auf eine Halbbrücke, verringert das die Schaltverluste. Im Gegenzug fließt der gesamte Kurzschlussstrom über das eine Paar Halbleiter und verursacht dort konzentriert die Durchlassverluste. Alternativ kann man den Kurzschluss mit allen Halbleitern durchführen. Das erhöht die Anzahl der Schalthandlungen und damit auch die Schaltverluste. Wird der Kurzschlussstrom auf mehrere Halbbrücken aufgeteilt, verringert das die Durchlassverluste. Hier kommt einem die Charakteristik der Halbleiter zugute. Die Durchlassspannung ist bei MOSFETs und IGBTs abhängig vom Kollektorstrom, sie steigt dabei mit steigendem Kollektorstrom an. In Summe sind die Gesamtdurchlassverluste kleiner, wenn man drei Mal ein Drittel des Stroms pro Halbbrücke führt, als wenn man den Gesamtstrom über nur eine Halbbrücke leitet.

3.4.5 Anforderungen am den PWM Modulator

Die für die Steuerung vom ZSI erforderlichen Schaltmuster können, ähnlich wie beim VSI, mittels PWM erzeugt werden. Bei genauerer Betrachtung der Schaltmuster stellt man allerdings fest, dass in den meisten Fällen eine einfache PWM nicht ausreichend ist. Für viele Modulationsvarianten vom ZSI ist es beispielsweise erforderlich, dass ein Halbleiterschalter während einer PWM Periode öfter als einmal ein- und ausgeschaltet wird. Ebenso ist oft auch ein eigenes Modulationssignal für jeden Schalter notwendig. Viele der kommerziell verfügbaren PWM-Einheiten erfüllen diese Anforderungen nicht und verlangen nach komplexeren elektronischen Realisierungen, die mit Hilfe von FPGAs oder mächtiger Rechneinheiten prinzipiell möglich sind, aber die Kosten des Systems erhöhen und seine Robustheit beeinträchtigen. Die für Energieerzeugungssysteme kleinerer Leistung angestrebten Eigenschaften sind demzufolge schwer erreichbar.

3.4.6 Regelung eines mit PWM ausgestatteten, dreiphasigen ZSI im Inselbetrieb

Die Regelung der Ausgangsspannung eines mit PWM gesteuerten, dreiphasigen ZSI ist einfach und funktioniert für alle drei in den letzten Abschnitten vorgestellten Verfahren gleich (Abb. 3.39). Für die Spannungsregelung werden die drei Außenleiterspannungen gemessen und aus ihnen der Ausgangsspannungsraumzeiger $\underline{u}_{\text{AUS}}$ gebildet. Von diesem wird zunächst nur der Betrag verarbeitet und mit seinem

Sollwert verglichen. Auch hier erfolgt die Messung hinter dem LC-Ausgangsfilter um die Schalteffekte und den Spannungsabfall über den Filter gleich mit zu korrigieren.

Ist die Spannung \hat{u}_Z ausreichend groß um den geforderten Ausgangsspannungsraumzeiger \underline{u}_{AUS} erzeugen zu können, wird eine ganz normale Raumzeigermodulation angewandt, es werden keine Nullraumzeiger gegen Kurzschlüsse ersetzt. Sinkt die verfügbare Spannung \hat{u}_Z , wird zunächst der Modulationsgrad erhöht, um die geforderte Amplitude von \underline{u}_{AUS} zu erreichen. Da eine sinusförmige Ausgangsspannung erzeugt wird, beschreibt die Spitze von \underline{u}_{AUS} eine Kreisbahn. Sobald dieser Kreis das von den sechs natürlichen Raumzeigern aufgespannte Hexagon von innen berührt, ist diese Vorgehensweise nicht weiter möglich. Soll die Amplitude von \underline{u}_{AUS} weiter vergrößert werden, werden die Nullraumzeiger durch Kurzschlüsse ersetzt. Wie zuvor beschrieben, werden die sechs aktiven Raumzeiger verlängert und das Hexagon dadurch vergrößert. Um im boostenden Modus eine weitere Verlängerung von \underline{u}_{AUS} zu erreichen, wird nun die relative Einschaltdauer der aktiven Raumzeiger verringert, um einen größeren Anteil der Schaltperiode für Kurzschlüsse aufwenden zu können. Die relative Einschaltdauer D_s der Kurzschlüsse wird mittels PI-Regler geregelt, um die Amplitude von \underline{u}_{AUS} konstant zu halten.

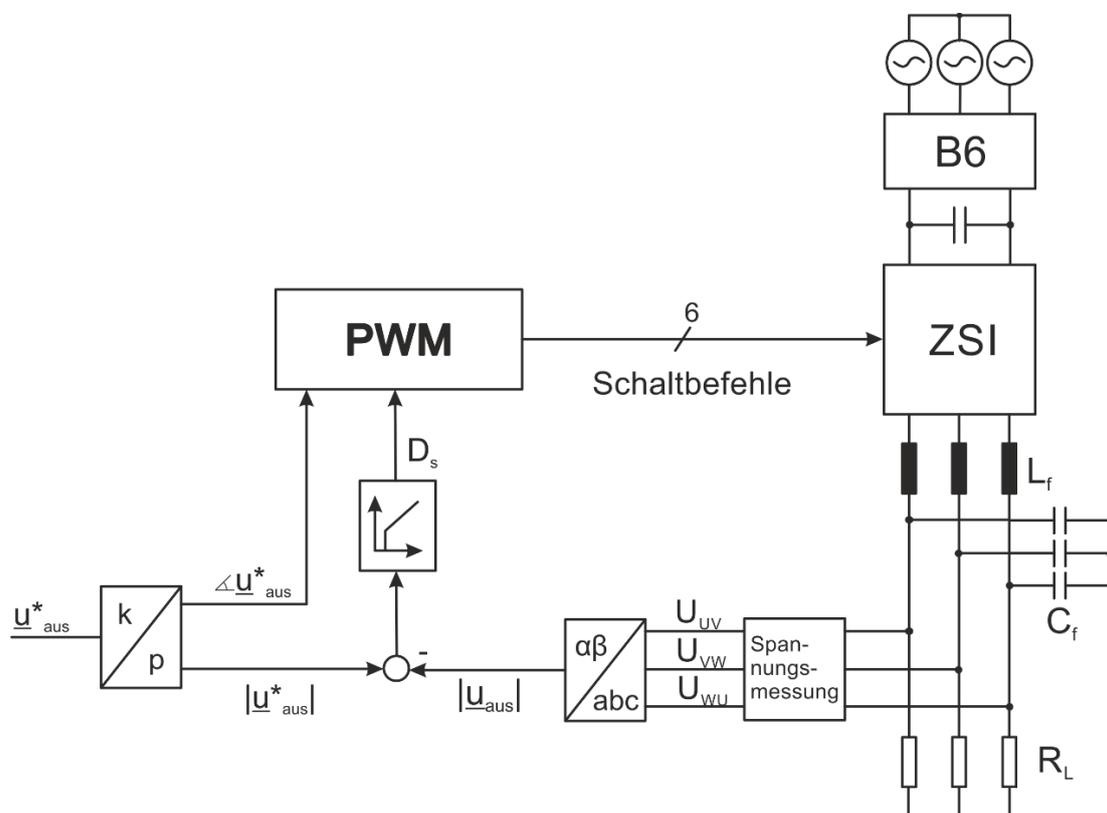


Abb. 3.39: Reglerstruktur für PWM basierte Modulationen des dreiphasigen ZSI im Inselbetrieb

Da mit diesem Verfahren ein Inselnetz aufgebaut wird, ist die Phasenlage von $\underline{u}_{\text{AUS}}$ nicht weiter wichtig, wichtig ist das die Frequenz der Ausgangsspannung stimmt. Daher wird der Winkel von $\underline{u}_{\text{AUS}}$ als Sollwert in die Regelung eingebracht.

3.5 Sternpunktbildner zum Betrieb unsymmetrischer Last

Der Sternpunktbildner hat seinen Ursprung in den Versorgungsnetzen zur Behandlung des Sternpunkts, wenn die Erdung des Sternpunktes nicht möglich ist. Das ist beispielweise der Fall, wenn die Unterspannungsseite des Transformators im Dreieck geschaltet und somit der Sternpunkt nicht zugänglich ist. Bei einem einpoligen Fehler oder Schiefasten kommt es dadurch zu einer Sternpunktverlagerung und infolge dessen zu Überspannungen, die schwere Schäden hervorrufen können [40].

Ein Sternpunktbildner ist in Grunde eine Drosselspule, die im Zickzack geschaltet wird (Abb. 3.40). Betrachtet man den Sternpunktbildner mithilfe der symmetrischen Komponenten [40] fällt auf, dass er im Nullsystem eine sehr kleine Impedanz aufweist und so in der Lage ist, den Nullstrom in einen Mit- und Gegenstrom umzuwandeln. Eine Dreieckswicklung an anderer Stelle im Netz wird somit nicht mehr vom Nullsystem belastet. Gerade bei Transformatoren ohne eine Ausgleichsmöglichkeit für Nullströme führt ein solcher Nullstrom zu einer unerwünschten Magnetisierung des Kerns. Eine Zickzack Wicklung findet man ebenfalls als Sekundärwicklung in Niederspannungstransformatoren. Sie hat dort die gleiche Aufgabe wie beim Sternpunktbildner und ist mit der vollen Nennleistung des Trafos einphasig belastbar [41].

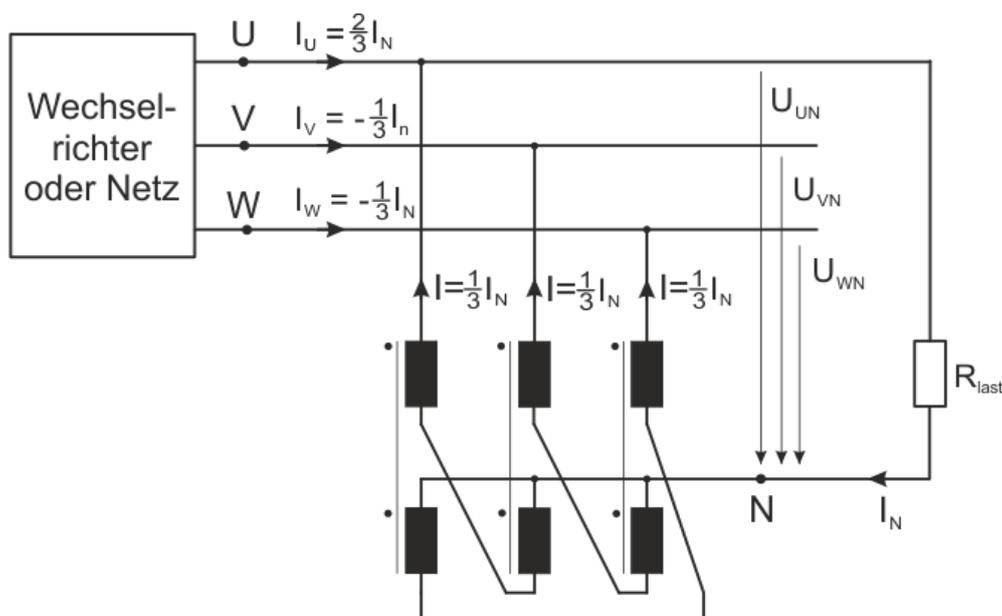


Abb. 3.40: Sternpunktbildner zur Bereitstellung eines stabilen Sternpunktes

Beim vorliegenden dreiphasigen Wechselrichter entsteht ebenfalls das Problem, dass der Sternpunkt nicht zugänglich ist, da ein Wechselrichter mit drei Halbbrücken am Ausgang lediglich in der Lage ist, die verketteten Außenleiterspannungen zu regeln. Auch hier würde eine unsymmetrische Belastung des Netzes den Sternpunkt wandern lassen, die drei Sternspannungen des Drehstromnetzes würden unterschiedlich groß. Als eine mögliche Lösung könnte man den Wechselrichter um eine weitere Halbbrücke erweitern. So wäre man in der Lage, auch den Sternpunkt zu kontrollieren, jedoch sind diese Umrichter keine Standardprodukte mehr und damit teuer und die maximal erreichbaren Außenleiterspannungen werden kleiner. Die Verwendung eines Sternpunktbildners dagegen erlaubt den Einsatz eines normalen, dreiphasigen Wechselrichters. Er ermöglicht es dem Anwender, auch einphasige Lasten an einem dreiphasigen Umrichter zu betreiben. Dadurch lassen sich die Vorteile des Dreiphasigen Umrichters auch für einphasige Lasten nutzen.

Abb. 3.40 zeigt den Stromfluss, der sich bei einer einphasigen Belastung einstellt. Dabei fließt der Strom I_N aus Phase U über den Sternpunktbildner. Dieser verteilt ihn gleichmäßig auf die drei Phasen. Durch den Wechselrichter fließt also in Phase V und W ein Drittel dieses Stromes in den Umrichter hinein und aus Phase U zwei Drittel wieder heraus. Die Summe der Ströme die in den Umrichter fließen ist gleich null, er wird nicht mit einem Nullsystem belastet.

Die experimentelle Untersuchung der Funktionsweise des Sternpunktbildners am Netz und am Wechselrichter ist in Abschnitt 6.4.2 beschrieben

3.6 Direkte Leistungsregelung (DPC) für einen dreiphasigen Wechselrichter

Neben der feldorientierten Regelung zur Steuerung elektrischer Maschinen durch einen Wechselrichter hat sich auch die direkte Drehmomentregelung, auch direct torque control (DTC), durchgesetzt [62]. Wird bei der feldorientierten Regelung eine unterlagerte Stromregelung und ein PWM verwendet, kommt man bei DTC ohne einen PWM Modulator aus. Der Zustand der Maschine wird in einem festen Raster bestimmt und Fluss und Drehmoment über Hystereseregler geregelt. Entsprechend der Zustände der Regler wird für den nächsten Zyklus der passende Schaltzustand für den Umrichter gewählt, um Fluss und Drehmoment wie gewünscht zu manipulieren.

Gegenüber den Regelkonzepten die auf PI-Regler und PWM setzen, hat die direkte Leistungs- bzw. Drehmomentregelung einige Vorteile. Durch den Einsatz von Hystereseregler wird eine gute Dynamik erreicht, da das System auf dem schnellsten Weg zum Zielpunkt bewegt wird. Dieses Verhalten wird dabei schon ohne eine aufwendige Parametrierung erreicht, wie man es von PI Reglern kennt. Auch mit einer schlechten Wahl der Hysteresegrenzen läuft das System bereits stabil. Eine weitere

Eigenschaft von DTC ist die Variable Schaltfrequenz. In Bezug auf die Schaltverluste ist dies optimal, da die Anzahl der Schalthandlungen auf das nötigste reduziert werden. Im stationären Fall sind sie eher gering, bei dynamischen Vorgängen steigen sie. Die variable Schaltfrequenz bietet ebenfalls Vorteile bei der Geräusentwicklung und der EMV, da nicht eine bestimmte Frequenz stark angeregt wird. Es ist vielmehr so, dass die Geräusche und Störungen auf ein breites Frequenzband verteilt werden und so angenehmer sind bzw. weniger Potential bieten, eine Resonanz zu treffen. Nachteilig ist die variable Schaltfrequenz jedoch für das Design des Ausgangsfilters, da ein breites Frequenzspektrum berücksichtigt werden muss. Ein weiterer Vorteil ist, dass man ohne eine PWM auskommt, und dadurch nicht dessen Restriktionen unterworfen ist. Man benötigt lediglich einfache Ausgangs-PINs.

Wie in Kapitel 3.1 ersichtlich, wird für einen klassischen VSI ein Gleichspannungsquelle benötigt, um den Zwischenkreis zu laden. Die einfachste Möglichkeit das zu erreichen, ist die Netzspannung gleich zu richten und den Zwischenkreis über einen Gleichrichter zu laden. Diese Variante bietet nur einen unidirektionalen Leistungsfluss, ein Rückspeisebetrieb der Maschine ist nur sehr begrenzt möglich. Zudem ist der vom Gleichrichter aufgenommene Strom nicht sinusförmig, es ergeben sich ein schlechter Leistungsfaktor und Rückwirkungen ins Netz. Als Lösung bietet sich ein sogenanntes aktiv front end an. In der so genannten back-to-back Konfiguration wird der Zwischenkreis über einen zweiten Wechselrichter mit dem Netz verbunden (Abb. 3.41). Dieser zusätzliche Wechselrichter ermöglicht einen bidirektionalen Leistungsfluss und kann den Netzstrom beeinflussen um den Leistungsfaktor verbessern.

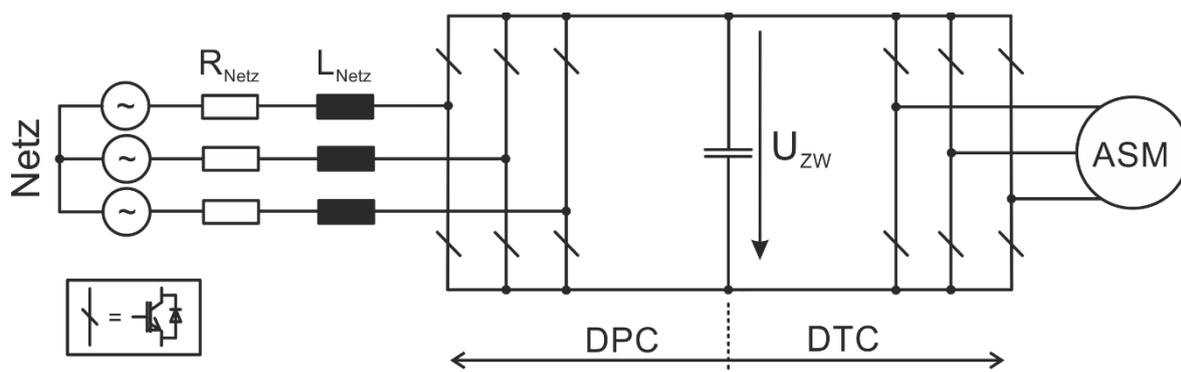


Abb. 3.41: Back to Back Konfiguration zweier Wechselrichter

Die Topologien beider Wechselrichter unterscheiden sich nicht. Lediglich ist der netzseitige WR an seiner Wechselspannungsseite mit dem Netz, der maschinenseitige ist dagegen mit einer Maschine verbunden. Da ein WR einen bidirektionalen Leistungsfluss ermöglicht, wäre es auch denkbar, den maschinenseitigen Umrichter stattdessen mit dem Netz zu verbinden. Die Regelungsaufgabe des eingangsseitigen WR und des ins Netz speisenden unterscheiden sich lediglich in der Leistungsflussrichtung.

Malinowski beschreibt in [45] eine Methode die Leistung eines VSI direkt zu regeln, ähnlich wie bei DTC ohne eine PWM. Seine Betrachtungen gehen von einem Betrieb als Gleichrichter aus, und werden deshalb zunächst so wiedergegeben. Sie funktionieren aber auch für den umgedrehten Leistungsfluss und decken daher auch den Anwendungsfall ab, mit den ZSI ins Netz zu speisen. Die direct power control (DPC) stellt also das Gegenstück zur DTC dar.

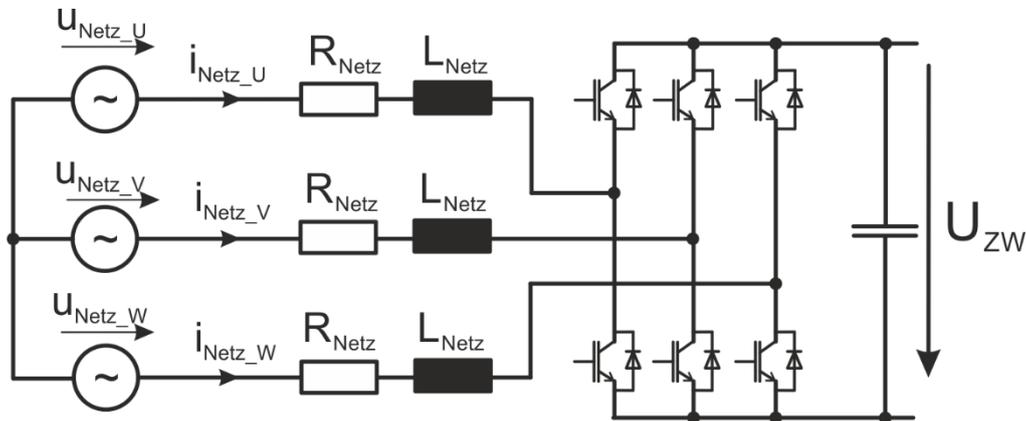


Abb. 3.42: Struktur eines aktiven Gleichrichters zur Speisung eines Zwischenkreises nach Malinowsky

Zugrunde liegt der Gleichrichter wie in Abb. 3.42 dargestellt. Der Wechselrichter ist mit dem Netz über eine Drossel verbunden und speist den Zwischenkreis. Entsprechend ergibt sich das einphasige Ersatzschaltbild nach Abb. 3.43 a). Der Strom i_{Netz} kann nun über die Spannung U_L manipuliert werden. Diese ergibt sich, unter Vernachlässigung von R_N , aus der Differenz von u_{Netz} und u_{WR} . Die Netzspannung ist dabei vorgegeben, die Spannung des Umrichters kann dagegen über den Schaltzustand des Umrichters verändert werden. Ziel ist es nun, i_{Netz} mit u_{Netz} in Phase zu bringen, um maximalen Leistungsfaktor und dadurch geringe Netzurückwirkungen (Abb. 3.43, b)) zu erreichen.

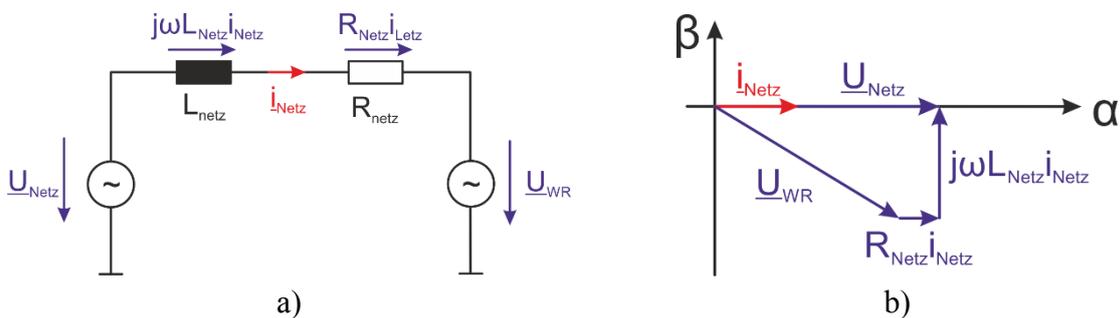


Abb. 3.43: Einphasiges Ersatzschaltbild und Zeigerdiagramm für $\cos\varphi=1$

Grundlage der Regelung ist die Bestimmung der augenblicklich aufgenommenen Wirk- und Blindleistung. Für die Wirkleistung ist sie definiert über die Augenblickswerte von Strom und Spannung

$$p(t) = u_{\text{Netz}}(t) \cdot i_{\text{Netz}}(t) \tag{3.34}$$

Die augenblickliche Blindleistung dagegen ist nicht definiert und wird in der Literatur kontrovers diskutiert [45] - [50]. Dennoch ist zur Regelung der Wirk- und Blindleistung eine Größe erforderlich. Ausgehend von den Überlegungen der Literatur, werden zwei Regelgrößen p und q definiert, um den Zustand des Wechselrichters zu beschreiben.

$$p(t) = u_U \cdot i_U + u_V \cdot i_V + u_W \cdot i_W \quad (3.35)$$

$$q(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} (u_{VW} \cdot i_U + u_{WU} \cdot i_V + u_{UV} \cdot i_W) \quad (3.36)$$

Überführt man das in die Raumzeigerdarstellung, vereinfachen sich die Rechnungen entsprechend (3.37) und (3.38), Anteile von Strom und Spannung, die in Phase liegen, tragen zu p bei, alle anderen zu q .

$$p(t) = \operatorname{Re}\{\underline{u} \cdot \underline{i}^*\} = u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta \quad (3.37)$$

$$q(t) = \operatorname{Im}\{\underline{u} \cdot \underline{i}^*\} = u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta \quad (3.38)$$

Der Sollwert für q wird später gleich null gesetzt. Das bedeutet, dass alle Komponenten des Stromes, die orthogonal zur Spannung sind, verschwinden und als Ergebnis nur Wirkleistung eingespeist wird. Es zeigt sich, dass die gewählte Definition für $q(t)$ geeignet ist, die Blindleistung zu quantifizieren.

Im einfachsten Fall werden zur Regelung sowohl die Spannungen, als auch die Ströme direkt gemessen. Da es in vielen Anwendungsfällen erwünscht ist, die Anzahl der Sensoren möglichst gering zu halten, stellt Malinowski [45] verschiedene Methoden vor, die Spannung aus den gemessenen Strömen, dem aktuellen Schaltzustand des Umrichters und der Zwischenkreisspannung zu berechnen. An dieser Stelle beschränke ich mich jedoch auf die Beschreibung des Verfahrens bei direkter Messung der Größen.

Die berechneten Leistungen werden mit ihrem Sollwert verglichen und die Differenz in jeweils einen Hystereseregler gespeist. Der Wirkleistungssollwert P^* wird dabei aus einer überlagerten Regelung bereitgestellt, mit den Ziel U_{ZW} konstant zu halten. Der Blindleistungssollwert wird zu Null gesetzt, um den $\cos\varphi = 1$ zu setzen. Die Ausgänge der zweistufigen Hystereseregler errechnen sich aus folgenden Gleichungen:

$$H_p = 1 \text{ wenn } p < p^* - h_p \quad (3.39)$$

$$H_p = 0 \text{ wenn } p > p^* + h_p \quad (3.40)$$

$$H_Q = 1 \text{ wenn } q < q^* - h_Q \quad (3.41)$$

$$H_Q = 0 \text{ wenn } q > q^* + h_Q \quad (3.42)$$

Dabei sind h_P und h_Q die Hysteresebänder und H_P und H_Q die Ausgänge der jeweiligen Regler.

Zusätzlich ist es erforderlich zu wissen, in welchem Sektor sich der Strom befindet. Mit all diesen Informationen wird aus einer Tabelle der nächste Schaltzustand gewählt. Die sich daraus ergebende Struktur ist in Abb. 3.44 dargestellt.

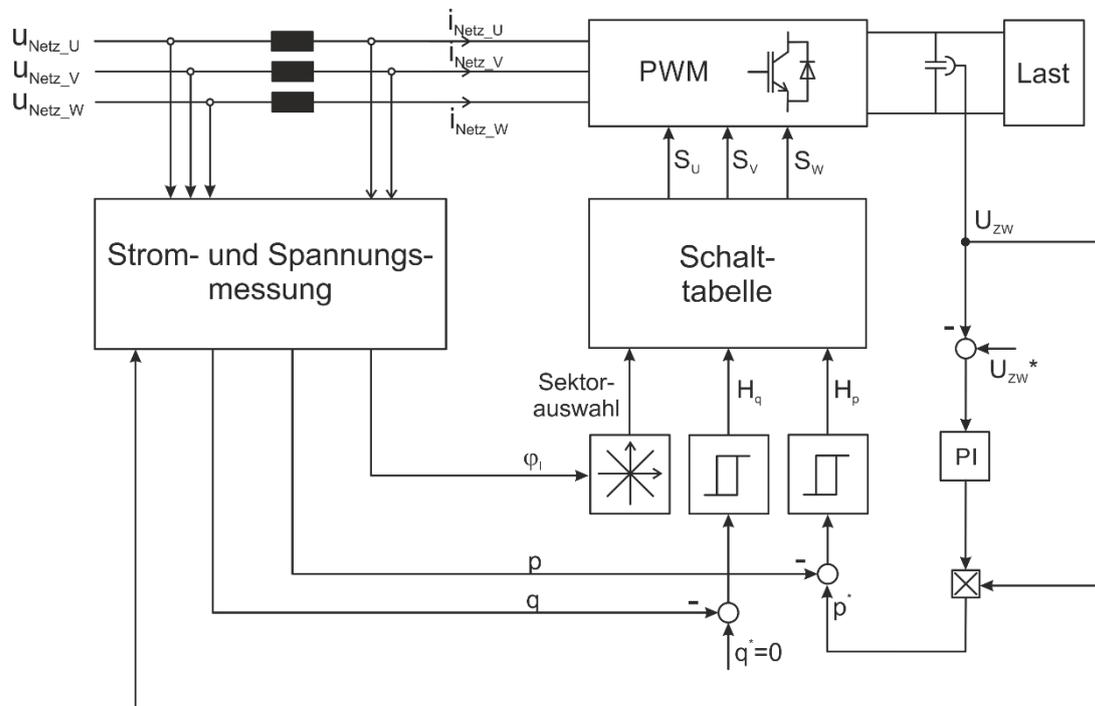


Abb. 3.44: Reglerstruktur eines aktiven Wechselrichters nach Malinowski [45]

Die Aufstellung der Schalttabelle hat einen wesentlichen Einfluss auf die Leistung des DPC. Aus der Antriebstechnik sind viele Variationen der Tabelle für das DTC bekannt. Hier liegt der Fokus jedoch eher auf Dynamik, Stromwelligkeit und Einhaltung der Schaltfrequenz. Bei DPC ist die Netzfrequenz jedoch konstant und die Blindleistung wird stets zu Null geregelt. Die Anforderungen an DPC weichen von denen des DTC ab.

Einen Einfluss auf die Leistung des DPC hat die Anzahl der Sektoren, in die die komplexe Ebene eingeteilt wird. Üblich sind dabei eine Einteilung in 6 (3.43) oder 12 Sektoren (3.44), wie sie in Abb. 3.45 zu sehen sind.

$$(2n-1)\frac{\pi}{6} \leq \gamma < (2n+1)\frac{\pi}{6} \quad n = 0, 1, \dots, 5 \quad (3.43)$$

$$(n-1)\frac{\pi}{6} \leq \gamma < n\frac{\pi}{6} \quad n = 0, 1, \dots, 11 \quad (3.44)$$

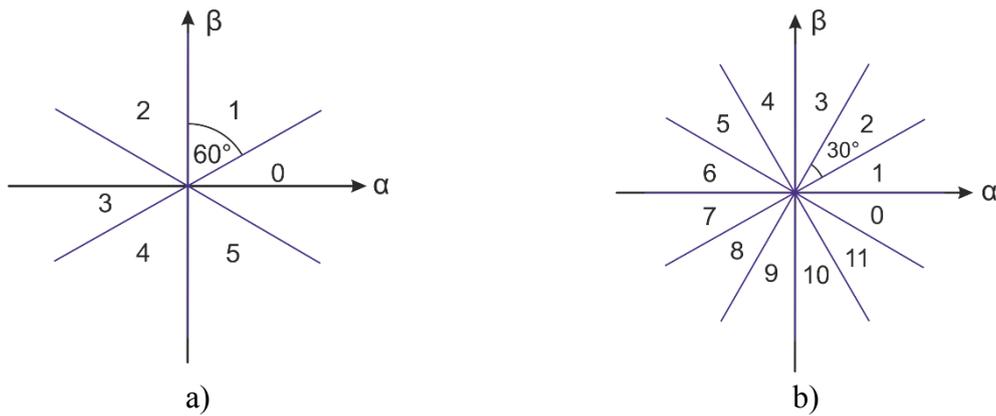


Abb. 3.45: Links die sechsfach, rechts die zwölfmal unterteilte α, β -Ebene

Je nach Unterteilung der Ebene ergibt sich eine andere Schalttabelle. Tab. 3.5 a) zeigt die Schalttabelle für eine sechsfach unterteilte Ebene. Die angegebenen Raumzeiger gelten für den Fall, dass sich der Stromraumzeiger in Sektor 0 befindet. Befindet sich der Stromraumzeiger in einem anderen Sektor, verändert sich auch die Wirkung der natürlichen Spannungsraumzeiger. Wandert \dot{i}_{Netz} in Sektor 1, übernimmt \underline{u}_2 die Funktion von \underline{u}_1 und \underline{u}_1 die Funktion von \underline{u}_6 . Davon ausgenommen sind die Nullraumzeiger \underline{u}_7 und \underline{u}_8 .

Bei einer Unterteilung in 12 Sektoren wird zusätzlich noch nach Sektoren mit gerader und mit ungerade Nummer unterschieden (0 zählt hier als gerade Zahl) (Tab. 3.5 b)). Hier verschiebt sich die Wirkung, ähnlich wie bei der sechsfachen Unterteilung, von geraden auf gerade und von ungeraden auf ungerade Sektoren.

Tab. 3.5: Schalttabelle für DPC bei einer 6-fach a) und einer 12-fach b) unterteilten α, β -Ebene

H_P	H_Q	Sektor 0
1	0	\underline{u}_1
	1	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$
0	0	\underline{u}_1
	1	\underline{u}_6

H_P	H_Q	gerader Sektor	ungerader Sektor
1	0	\underline{u}_1	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$
	1	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$
0	0	\underline{u}_1	
	1	\underline{u}_6	

Die Wahl der Hysteresegrenzen spielt eine wichtige Rolle beim Betrieb des VSI mit DPC. Die Schaltfrequenz kann maßgeblich über diesen Parameter verändert werden. Eine Vergrößerung der Hysteresegrenzen führt zu einer Verringerung der mittleren Schaltfrequenz und damit zu geringeren Schaltverlusten, zu einer Vergrößerung der

harmonischen Anteile und einer stärkeren Pulsation der Leistung. Dabei ist es möglich, einen oder beide Regler gegen einen Drei-Punkt-Regler zu tauschen. So ist eine weitere Beeinflussung des Verhaltens möglich.

3.7 Silizium Carbid als Material für Leistungshalbleiter

Lange Zeit war reines Silizium das vorherrschende Material zur Herstellung von Halbleiterbauelementen sowohl für die Signal- und Digitalelektronik als auch für die Leistungselektronik. Im Laufe der Jahre wurden viele verschiedene Halbleiterbauelemente entwickelt. Parallel dazu hat sich auch die Fertigung verbessert. Die realisierbaren Strukturgrößen haben sich sehr verkleinert, insbesondere Chips für Computer und Consumerartikel erreichen Strukturgrößen von wenigen zehn Nanometern. Ebenso hat die Industrie eine Vielzahl von Fertigungsmethoden entwickelt, wie die CMOS-Technik. Grundvoraussetzung für eine wirtschaftliche Nutzung ist die Qualität des Ausgangsmaterials. Je reiner das verwendete Silizium ist, desto höher ist die Ausbeute an funktionstüchtigen Mikrochips. Die Qualität des Ausgangsmaterials war auch lange Zeit der Grund, warum andere Halbleitermaterialien nicht zur Anwendung gekommen sind, obwohl manche bessere Eigenschaften aufweisen als Silizium. Die Zahl der Störstellen pro cm^2 , auch Mikropipes genannt, war schlicht zu groß. Im Laufe der Zeit konnten die Fertigungsmethoden weiterentwickelt werden, sodass sich heute neben Silizium (Si) auch Siliziumcarbid (SiC) und andere Materialien, wie Gallium-Nitrid (GaN), für die Herstellung von Halbleiterschaltern Verwendung finden und auf dem Markt Produkte zu finden sind, die in direkter Konkurrenz zu den lange etablierten Halbleiterschaltern auf Silizium Basis stehen. Dieser Abschnitt soll kurz die Eigenschaften und Vorteile von SiC als Halbleitermaterial vorstellen. Daneben liefert er auch eine kurze Beschreibung der zum Zeitpunkt der Verfassung dieser Arbeit auf dem Markt befindlichen Produkte, die für die vorliegende Anwendung von Interesse waren [42] - [44] [60].

3.7.1 Die Eigenschaften von SiC

Die Tab. 3.6 listet die wichtigsten Eigenschaften verschiedener wide band gap Materialien auf. Zu besseren Einordnung sind neben Si (Silizium) und SiC (Silizium-Carbid) auch andere Materialien aufgeführt, die prinzipiell als Grundlage zur Herstellung von Halbleitern in Frage kämen.

Im direkten Vergleich zu Silizium hat SiC hervorragende Materialeigenschaften, und eignet sich bestens zur Herstellung von Leistungshalbleiterbauteilen. Dabei wird das 6H-SiC hauptsächlich bei bipolaren Bauteilen, das 4H-SiC bevorzugt bei unipolaren Bauteilen verwendet. Der Vergleich findet daher mit 4H-SiC statt, da es sich bei den betrachteten Bauteilen um Dioden und FETs (Feldeffekttransistor, field-effect transistor) handelt.

Tab. 3.6: Eigenschaften verschiedener Materialien in Bezug auf die Verwendung in Leistungshalbleiter [60]

Eigenschaft	Si	GaAs	6H-SiC	4H-SiC	2H-GaN
Bandabstand E_g [eV]	1,12	1,43	3	3,2	3,4
Durchbruchfeldstärke E_c $\left[\frac{\text{MV}}{\text{cm}} \right]$	0,25	0,3	2,5	2,2	3
Sättigungsgeschwindigkeit v_{sat} $\left[10^7 \frac{\text{cm}}{\text{s}} \right]$	1	1	2	2	2,5
Elektronenbeweglichkeit μ_n $\left[\frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}} \right]$	1300	8500	415 <i>senk.,c</i> 87 <i>par.,c</i>	947 <i>senk.,c</i> 1141 <i>par.,c</i>	400
Löcherbeweglichkeit μ_p $\left[\frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}} \right]$	480	400	80	120	30
Dielektrische Konstante ϵ_r	11,9	13	10	10	9,5
Schmelzpunkt [°C]	1420	1240	2830	2830	2500

Zunächst fällt der erhöhte Bandabstand ins Auge, er beträgt gegenüber Si etwa das Dreifache. Dadurch wird mehr thermische Energie benötigt um ein Elektron vom Valenz- ins Leitungsband anzuregen. Die Bänder sind stärker getrennt, was zu einem besseren thermischen Verhalten des Bauteils führt. In der Praxis lassen sich auf SiC basierend Halbleiter bei sehr viel höheren Sperrschichttemperaturen betreiben, ohne dass sie Schaden nehmen. Das ermöglicht eine effizientere Kühlung. Es lässt sich entweder die gleiche Energie über einen kleineren Kühlkörper abführen, was Kosten, Bauvolumen und Installationsaufwand verringert oder man kann bei gleichen Parametern mehr Leistung mit dem Halbleiter schalten. Nachteil des erhöhten Bandabstandes ist das die Vorwärtsspannung bei Dioden etwa 0,3 V größer ist als bei Silizium. Das hat direkten Einfluss auf die Durchlassverluste.

Ein weiterer wichtiger Vorteil ergibt sich aus der rund zehn Mal so großen Durchbruchfeldstärke. Die ermöglicht es, die Strukturen bei gleicher Sperrfähigkeit zu verkleinern. So ist es möglich, den leitenden Kanal innerhalb des Halbleiterschalters zu verkürzen. Dadurch verkleinert sich zunächst der Kanalwiderstand selbst, sodass geringere Verluste im leitenden Zustand entstehen. Gleichzeitig verringern sich dadurch auch die Streukapazitäten innerhalb des Bauteils. Das beschleunigt die transienten Vorgänge beim Schalten, da die Umladung der Kapazitäten schneller erfolgen kann. So wird der Schaltvorgang selbst beschleunigt und die Schaltverluste reduziert. Weiterhin erhöht die kompaktere Struktur die Ausbeute und verbessert so den Preis und verbessert auch die Leistungsdichte.

Ein weiterer wichtiger Grund warum die Schaltverluste bei SiC geringer sind, kann auf die Lebensdauer der Majoritäts- und Minoritätsträger zurückgeführt werden. Weiterhin kann man feststellen, dass die Eigenleitungsdichte bei SiC viel kleiner ist als bei Silizium. Daraus ergibt sich eine kürzere Rekombinationszeit der Minoritätsladungsträger, die bei SiC um zwei bis vier Zehnerpotenzen kleiner als bei Si ist. Bei einer Schottky Diode beispielweise müssen beim Abschaltvorgang die Ladungsträger nicht mehr rückwärts aus dem Bauteil herausfließen, da sie bereits im Bauteil rekombiniert sind. Der charakteristische Rückwärtsstrom verringert sich erheblich und ebenso die Schaltverluste in der Diode [42]-[44]. Je nach Topologie findet eine weitere Verlustreduktion statt, wenn der Rückwärtsstrom der Diode über ein anderes Ventil (IGBT oder MOSFET) fließt und dort Verlustleistung entsteht. Des Weiteren ist die Sperrverzögerungszeit (reverse recovery time) und somit der Schaltvorgang kürzer.

3.7.2 Leitungshalbleiter auf Basis von SiC

3.7.2.1 Schottky Dioden

Seit 2001 befinden sich die ersten Schottky-Dioden auf dem Markt. Mittlerweile ist die vierte Generation mit Sperrspannungen von bis 1700V erhältlich. Sie werden von verschiedenen Herstellern angeboten und sind im Laufe der Zeit gut ausgereiften Bauelementen entwickelt worden. Mit SiC-Schottky-Dioden konnte erst gezeigt werden, dass die wirtschaftliche Herstellung von zuverlässigen SiC Halbleiterbauelementen möglich ist. Ihre wichtigste Eigenschaft ist der fast nicht vorhandene Rückwärtsstrom, wie man ihn von den Si Pendanten kennt. Dadurch haben sie einen positiven Effekt auf die Schaltverluste der ganzen Schaltung. Sie werden daher auch gerne mit Silizium IGBTs oder FETs kombiniert. Mittlerweile sind aber auch Voll-SiC-Packages keine Seltenheit mehr.

Eingesetzt wird eine Schottky Diode im beschriebenen ZSI am Eingang. Auch eine Kombination aus Si IGBTs und antiparallelen Schottky Dioden im Wechselrichter wäre denkbar. Die benötigten Gehäusebauformen und Strombelastbarkeiten können mit ihnen gut abgedeckt werden.

3.7.2.2 Feldeffekttransistoren

Der Silizium Feldeffekttransistor (Si-FET) weist bei größeren abschaltbaren Strömen nur geringere Sperrspannungen auf. Mit zunehmender Sperrfähigkeit müssen die Kanallängen vergrößert werden, sodass die Strombelastbarkeiten zurückgehen. Deshalb sind nur sehr wenige FETs mit Sperrspannungen bis 1200V zu finden, dieses Segment wird dann von IGBTs abgedeckt. Durch die höhere kritische Feldstärke von SiC ist es möglich, SiC-FETs mit höheren Sperrspannungen wirtschaftlich zu produzieren. Darum stehen die 1200 V SiC FETs in direkter Konkurrenz zu den 1200V

Si-IGBTs. Auf dem Markt haben sich im Wesentlichen zwei Varianten durchgesetzt: der JFET (junction FET), und der MOSFET (metal-oxid-semiconductor FET).

Der JFET eignet sich am besten für den Einsatz als Leistungshalbleiter. Konstruktionsbedingt weist er einen kleinen Kanalwiderstand auf und hat keine Stabilitätsprobleme. Problematisch ist jedoch, dass es sich um einen selbstleitenden (normally ON)- Schalter handelt, der ohne anliegende Gate-Source Spannung leitend ist. Diese Eigenschaft ist in den meisten Anwendungen problematisch, da ein Verlust der Versorgungsspannung zum Einschalten des JFETs führt und so fatale Fehler entstehen können. Um diesen Typ für die industrielle Anwendung dennoch attraktiv zu machen, wird er (z.B. von Infineon) als Kaskode verkauft. Er wird dabei mit einem selbstsperrenden (normally OFF) Niederspannungs-FET kombiniert, um nach außen ein selbstsperrendes Verhalten zu bekommen. Dieses Konzept erfordert einen angepassten Gatetreiber.

Nach den SiC-JFET wurden Si-MOSFETs verfügbar, dessen Struktur als die geeignetste angesehen wird. Der Vorteil ist, dass er genauso benutzt und gefertigt werden kann, wie man es von seinen Si- Pendanten gewohnt ist. Kritisch ist hier jedoch die Metalloxidschicht, welche zu Instabilitäten führen kann. Deshalb ist es wichtig den Fertigungsprozess zu beherrschen, um ein möglichst reines Oxid aufzubringen. Dennoch zeigen SiC-MOSFETs eine gute Leistung und bestehen den Zuverlässigkeitstest. Das Stabilitätsproblem wurde in der zweiten Generation SiC-MOSFETS adressiert, sodass sich ihre Langzeitstabilität verbessert hat.

Im ZSI Umrichter kommen SiC MOSFETs von Cree¹ zum Einsatz. Sie sind einem TO 247 Gehäuse untergebracht und wurden einfach gegen die Si IGBTs getauscht, ohne weitere Anpassungen des Treiber oder des Layouts. Die zweite Generation verbessert die Stabilitätsprobleme der ersten Generation und liefert nochmals verbesserte Werte.

3.8 Zusammenfassung von Kapitel 3

Kapitel 3 behandelt alle Themen die zum Verständnis dieser Arbeit unerlässlich sind. Zunächst wurde der Spannungswechselrichter beschrieben, mit dessen Hilfe aus einer Gleichspannung eine Wechselspannung erzeugt werden kann. Es erfolgte eine Beschreibung der Funktionsweise, sowohl des VSI mit einphasigen, als auch mit dreiphasigem Ausgang. Vorgestellt wurden auch die erforderlichen Modulationsarten.

Eine weitere geeignete Topologie stellt der ZSI dar, der in seiner Funktion erläutert wurde. Er vereint die Funktion des Hochsetzstellers und des Wechselrichters in einer Stufe. Durch seinen veränderten Zwischenkreis ist der Brückenkurzschluss nicht mehr

¹ Zwischenzeitlich wurde die SiC Sparte von Cree in Wolfspeed umfirmiert

ein Fehler, sondern ermöglicht die Spannungsanhebung des ZSI. Neben einer Schaltungsanalyse und der Beschreibung des Lückbetriebes, erfolgte auch ein Blick auf die verschiedenen Variationen des ZSI. Auch der ZSI wurde mit einphasigem und dreiphasigem Ausgang untersucht.

Weiterhin wurde der Sternpunktbildner vorgestellt, der es ermöglicht unsymmetrische Lasten an einem handelsüblichen, dreiphasigen Wechselrichter zu betreiben. Normale Wechselrichter mit drei Halbbrücken sind lediglich in der Lage die Leiter-Leiterspannungen eines Drehstromsystems zu regeln. Bei unsymmetrischer Last wandert der Sternpunkt und beschädigt so die Last. Der Sternpunktbildner wird aus drei einphasigen Transformatoren aufgebaut und sorgt für einen stabilen Sternpunkt auch bei schiefer oder einphasiger Last und vermeidet so den Einsatz eines teuren Spezial-Wechselrichters.

Ein weiterer Teil dieses Kapitels ist die Untersuchung der beschriebenen Topologien im Zusammenspiel mit den Primärenergieträgern. Exemplarisch diente die Kennlinie einer Wasserturbine um nutzbaren Bereiche zu untersuchen. Es zeigt sich, dass man mit dem ZSI flexibel auf die Anforderungen der Anwendung reagieren kann.

Ein weiterer Baustein dieser Arbeit ist die direkte Leistungsregelung für einen Wechselrichter. Der Grundgedanke dabei ist es, die augenblicklich ins Netz eingespeiste Leistung zu ermitteln und mithilfe einer Schalttabelle den nächsten Spannungsraumzeiger wählen, so dass Sollwerte erreicht werden. Vorteil dieses Verfahrens ist, dass es ohne eine PWM auskommt, die Regelung erfolgt dabei ausschließlich über Hystereseregler. Dadurch vereinfacht sich die Parametrierung und es ergibt sich ein gutes dynamisches Verhalten.

Zuletzt erfolgte die Betrachtung von Silizium Carbid als Basismaterial für Halbleiter. Durch bessere Materialeigenschaften im Vergleich zum Silizium ergibt sich ein besseres Schaltverhalten wodurch sich so die Verluste der Halbleiterschalter reduzieren. Das ermöglicht es, die Schaltfrequenz erhöhen und die Baugröße der passiven Elemente zu verkleinern.

4 Vorgeschlagene Regelkonzepte

4.1 Regelung des einphasigen ZSI

Der einphasige ZSI ist in der Literatur eher selten beschrieben, deshalb fand sich kein geeignetes Regelungskonzept, an dem man sich orientieren kann. Im Folgenden wird ein Regelungsverfahren vorgestellt, das für die Realisierung der Kurzschlüsse die im Abschnitt 3.1.1 erläuterten alternierende Taktung verwendet [53].

4.1.1 Regelung der Ausgangsspannung beim einphasigen Z-Umrichter

Ziel des Regelkonzepts ist es, eine ausreichend große Zwischenkreisspannung zu erhalten, sodass die Ausgangsspannung moduliert werden kann. Beim ZSI liegt die Spannung u_Z während der aktiven Phasen an der H-Brücke am Ausgang an und stellt das Äquivalent zur Zwischenkreisspannung des VSI dar. Daher wird der Wert von u_Z geregelt, um daraus die Ausgangsspannung zu modulieren. Zunächst wird dabei die Ausgangsspannung nur gesteuert, da angenommen wird, dass u_Z von der Regelung auf dem Sollwert gehalten wird und somit bekannt ist. Ein ausreichend großes u_Z muss auch gewährleistet werden, wenn die Eingangsspannung u_{EIN} unterhalb der mindestens erforderlichen Spannung fällt. Um eine Verstärkung der Spannung zu erreichen werden Kurzschlüsse eingesetzt. Über die Veränderung der relativen Einschaltdauer D_s der Kurzschlüsse lässt sich also die Spannung u_Z regeln. Daher wird der Regler im Folgenden als boost-Regler bezeichnet.

Die entwickelte Reglerstruktur zur Steuerung des Boostes des ZSI ist in Abb. 4.1 dargestellt.

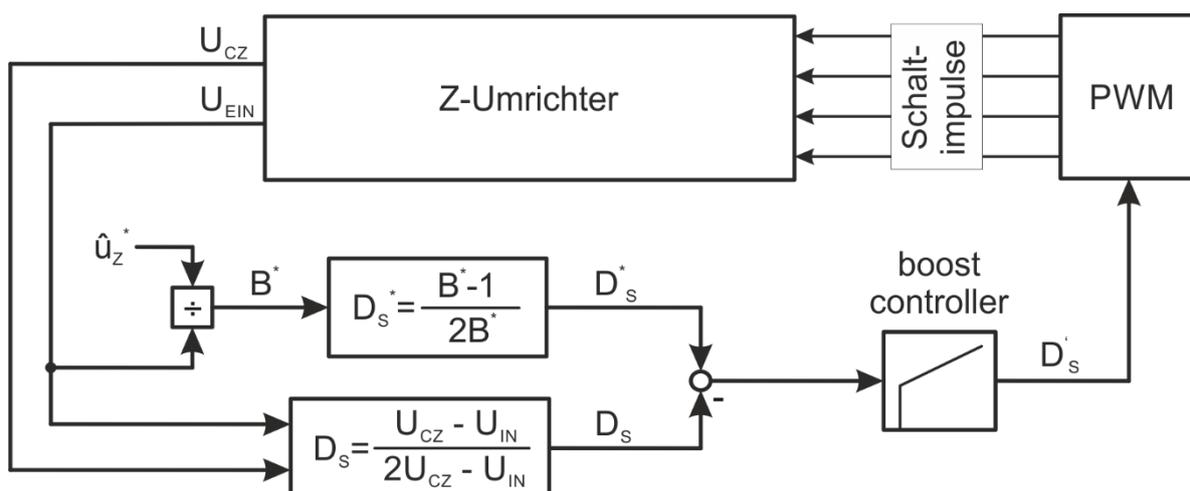


Abb. 4.1: Struktur des boost-Reglers zur Steuerung der Spannungsverstärkung

Wie bereits erläutert, richtet sich die Spannungsanhebung des ZSI nach der relativen Einschaltdauer des Kurzschlusses. Je kleiner die zur Verfügung stehende Eingangsspannung U_{EIN} ist, desto größer muss D_s sein, entsprechend Gl. (3.26). Wie in

Abb. 3.20 zu erkennen ist, verändert sich der Momentanwert von u_Z während einer PWM-Periode stark und ist mit einer einfachen Messung nicht zu erfassen. Daher wird nicht u_Z als Regelgröße eingeführt, sondern D_S^* . Bei gegebener Eingangsspannung ist D_S ebenfalls geeignet u_Z zu beschreiben [67].

Aus dem Sollwert \hat{u}_Z^* , der sich aus der erforderlichen Zwischenkreisspannung ergibt, lässt sich zusammen mit der Eingangsspannung U_{EIN} die erforderliche Verstärkung B^* errechnen. Stellt man Gleichung (3.26) nach D_S um, lässt sich der Sollwert D_S^* berechnen:

$$D_S^* = \frac{B^* - 1}{2B^*} \quad (4.1)$$

Legt man diese Kurzschlussdauer an einen idealen ZSI an, würde man genau die gewünschte Verstärkung und ein ausreichend großes \hat{u}_Z erhalten. Bei einem realen ZSI ergibt sich durch Spannungsabfälle und verschiedene nicht Linearitäten der realen Bauteile eine etwas anderer Verstärkung, abhängig von Lastzustand und Verstärkung. D_S^* lässt sich als ein vorgesteuerter Wert auffassen.

Um eine Korrektur von D_S^* vornehmen zu können, ist es erforderlich die tatsächlich wirksame Verstärkung zu kennen. Da \hat{u}_Z^* schwer zu messen ist, wird stattdessen u_{EIN} und u_{CZ} zur Berechnung des tatsächlichen D_S herangezogen. Beide Spannungen werden von einem Kondensator gestützt und sind keinen starken Veränderungen unterworfen und demzufolge leicht zu messen. Zur Berechnung wird (3.24) nach D_S umgestellt, es ergibt sich:

$$D_S = \frac{U_{\text{CZ}} - U_{\text{EIN}}}{2U_{\text{CZ}} - U_{\text{EIN}}} \quad (4.2)$$

Der Sollwert D_S^* und der tatsächlicher Wert für D_S werden nun in eine PI-Regler gespeist. Ein PI-boost-Regler bildet aus der Regeldifferenz zwischen dem Sollwert D_S^* und dem aktuellen Ist-Wert D_S einen modifizierten Wert D_S' und sorgt dafür, dass unabhängig von der Eingangsspannung, genügend Spannung zur Bildung der gewünschten Ausgangsspannung des Ausganges zu Verfügung steht. Zur Regelung von D_S ist nur die Messung der Eingangsspannung U_{EIN} sowie der Spannung eines Z-Kondensators erforderlich [51].

Da durch den Regler \hat{u}_z nun dem Sollwert entspricht, kann mithilfe dieses Wertes die erforderliche Einschaltdauer für die aktiven Spannungszustände berechnet werden. u_{AUS} stellt sich analog zu (3.3), jedoch mit \hat{u}_z , entsprechend

$$u_{\text{AUS}} = (2D_A - 1) \cdot \hat{u}_z \quad (4.3)$$

ein. D'_s und D_A werden dann dem Modulator zugefügt, der die Einschalt Dauern der Halbleiterschalter modifiziert und die Kurzschlüsse einfügt. Das wird im Abschnitt 4.1.2 genauer beschrieben. Solange kein Lückbetrieb vorliegt, wie er in Kapitel 3.2.5 beschrieben wird, ist eine simple Steuerung von U_{AUS} ausreichend. Es ist dann kein Problem eine Ausgangsspannung mit der gewünschten Amplitude zu erzeugen, in diesem Fall ein Sinus mit 230V Effektivwert.

Im Lückbetrieb gehen mehr und mehr Spannungszeitflächen verloren (Abschnitt 3.2.5). Da es in dieser Struktur keinerlei Rückkopplung der Ausgangsspannung gibt, bleiben die fehlenden Spannungszeitflächen unbemerkt. Als Folge ist u_{AUS} kleiner, als erwartet. Bei häufigem Lücken, also immer dann, wenn nur wenig boosten erforderlich ist, etwa im Leerlauf oder bei hohen Eingangsspannungen, bricht die Ausgangsspannung auf bis zu 170 V RMS ein. Der gewünschte Inselnetzbetrieb mit konstanter Ausgangsspannung ist so nicht möglich.

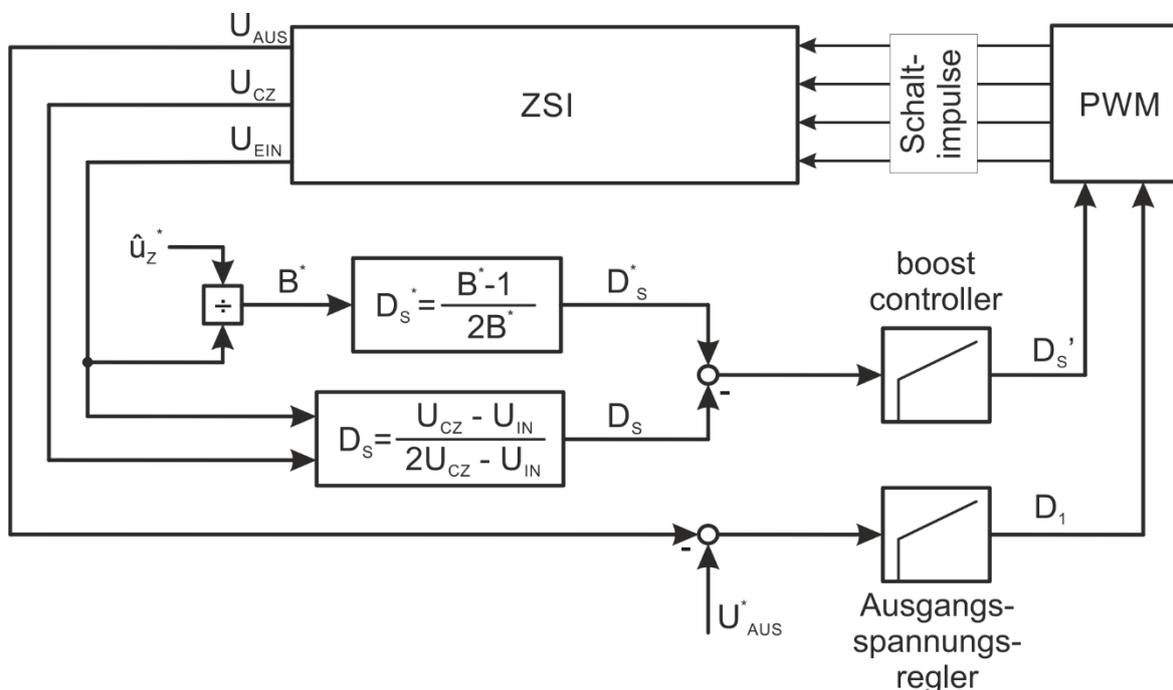


Abb. 4.2: Vollständige Struktur zur Regelung des ZSI. Zu sehen ist je ein Regler für die Spannungsverstärkung und ein Regler für die Ausgangsspannung.

Um dieses Problem zu lösen, wurden zunächst Ansätze verfolgt, die keinen zusätzlichen Regler erforderten, denn jeder weitere Regler birgt die Gefahr, die

Dynamik oder die Stabilität des Systems zu verschlechtern. Deshalb wurden Versuche mit einem Korrekturfaktor durchgeführt, der je nach Eingangsspannung und D_S den Sollwert der Ausgangsspannung veränderte.

Alle Lösungsansätze ohne zusätzlichen Regler führten jedoch nicht zu dem gewünschten Erfolg. Daher wurde ein zweiter Regler eingeführt, der die Ausgangsspannung zu jeder Zeit dem Sollwert nachführt. Die Regelungsstruktur musste entsprechend Abb. 4.2 erweitert werden.

Zur Regelung der Ausgangsspannung wird eine einfache Struktur verwendet. Die Ausgangsspannung wurde hinter dem Ausgangsfilter gemessen um den Einfluss der hochfrequenten Schalthandlungen zu unterdrücken und den Spannungsabfall am Ausgangsfilter gleich mit zu korrigieren. Der Sollwert wird mit dem Gemessenen verglichen und durch einen zweiten PI-Regler geführt. So konnte eine konstante Ausgangsspannungsamplitude erzielt werden, unabhängig vom Betriebszustand des ZSI [55].

Zur vollständigen Regelung des ZSI ist es daher erforderlich, die Spannungen U_{EIN} , U_{CZ} und U_{AUS} zu messen. Der Drosselstrom I_L wird dennoch gemessen und für die Schutzeinrichtung ausgewertet.

4.1.2 Modulationsverfahren

Die Generierung der Ansteuerimpulse für die vier Leistungshalbleiter des ZSI erfolgt ausgehend von den Pulsmustern zur Steuerung des herkömmlichen Spannungswechsellrichters und basiert auf der alternierenden Taktung.

Dabei wird ein aktiver Schaltungszustand von einem Freilaufzustand abgelöst. Innerhalb einer PWM Periode finden sich zwei Aktive und zwei Freilaufzeiten. Beim Übergang von einem zum nächsten Zustand wird dabei immer nur eine Ausgangsbrücke umgeschaltet. Anders ausgedrückt schaltet jeder Leistungshalbleiter pro Periode nur einmal ein und aus.

Zur Modulation der Ausgangsspannung wird das beschriebene Verfahren etwas modifiziert. Es wird im Übergang zwischen zwei Zuständen ein Kurzschluss eingefügt. Dadurch wird die Anzahl der Schalthandlungen pro Schaltperiode nicht vergrößert [65] [66].

Zur Ansteuerung der Transistoren reichen, im Gegensatz zum VSI mit alternierender Taktung, zwei Referenzsignale nicht mehr aus. Es ist erforderlich für jeden Transistor ein eigenes zu berechnen. Dabei gilt:

$$T_1 = \text{EIN}, \text{ wenn } U_{T1} > U_{\text{PWM}}$$

$$T_2 = \text{EIN}, \text{ wenn } U_{T2} < U_{\text{PWM}}$$

$$T_3 = \text{EIN}, \text{ wenn } U_{T3} > U_{\text{PWM}}$$

$$T_4 = \text{EIN}, \text{ wenn } U_{T4} < U_{\text{PWM}}$$

$U_{T1} - U_{T4}$ sind dabei die Referenzlinien, die innerhalb der PWM die Pulsmuster des jeweiligen Halbleiterschalters erzeugen. Da beim Kurzschlusszustand genau wie im Freilaufzustand keine Spannung an der Last anliegt, macht es Sinn, den Freilauf zu verkürzen und in diesen Zeitraum den Kurzschluss zu legen. Daraus ergibt sich, dass die Referenzwerte für T_1 und T_3 immer größer sind als die für T_2 und T_4 .

U_{T2} berechnet sich dabei genau wie $U_{\text{erf+}}$ beim VSI und U_{T4} wie $U_{\text{ref-}}$. Die geforderte relative Einschaltdauer des aktiven Zustands wird dabei vom Regler vorgegeben und kann zur Berechnung der relativen Einschaltdauer der Transistoren T_2 und T_4 verwendet werden.

$$U_{T2} = \left(\frac{D_A}{2} + 0,5 \right) \cdot U_{\text{PWM_MAX}} \quad (4.4)$$

$$U_{T4} = \left(-\frac{D_A}{2} + 0,5 \right) \cdot U_{\text{PWM_MAX}} \quad (4.5)$$

Für die Berechnung von U_{T1} und U_{T3} muss nun die relative Einschaltdauer für den Kurzschluss zu U_{T2} und U_{T4} hinzugezählt werden. Da der Zustand zweimal pro Periode auftritt wird nur $D_S/2$ addiert. So bleiben die oberen Transistoren im Vergleich zum VSI länger eingeschaltet. Es ergibt sich:

$$U_{T1} = \left(\frac{D_A + D_S}{2} + 0,5 \right) \cdot U_{\text{PWM_MAX}} \quad (4.6)$$

$$U_{T4} = \left(-\frac{(D_A + D_S)}{2} + 0,5 \right) \cdot U_{\text{PWM_MAX}} \quad (4.7)$$

Abb. 4.3 zeigt die modifizierte PWM für den einphasigen ZSI bei der Generierung einer positiven Ausgangsspannung. Die Kurzschlusszustände sind grau hinterlegt. Abb. 4.4 zeigt die Pulsmuster für eine negative Ausgangsspannung.

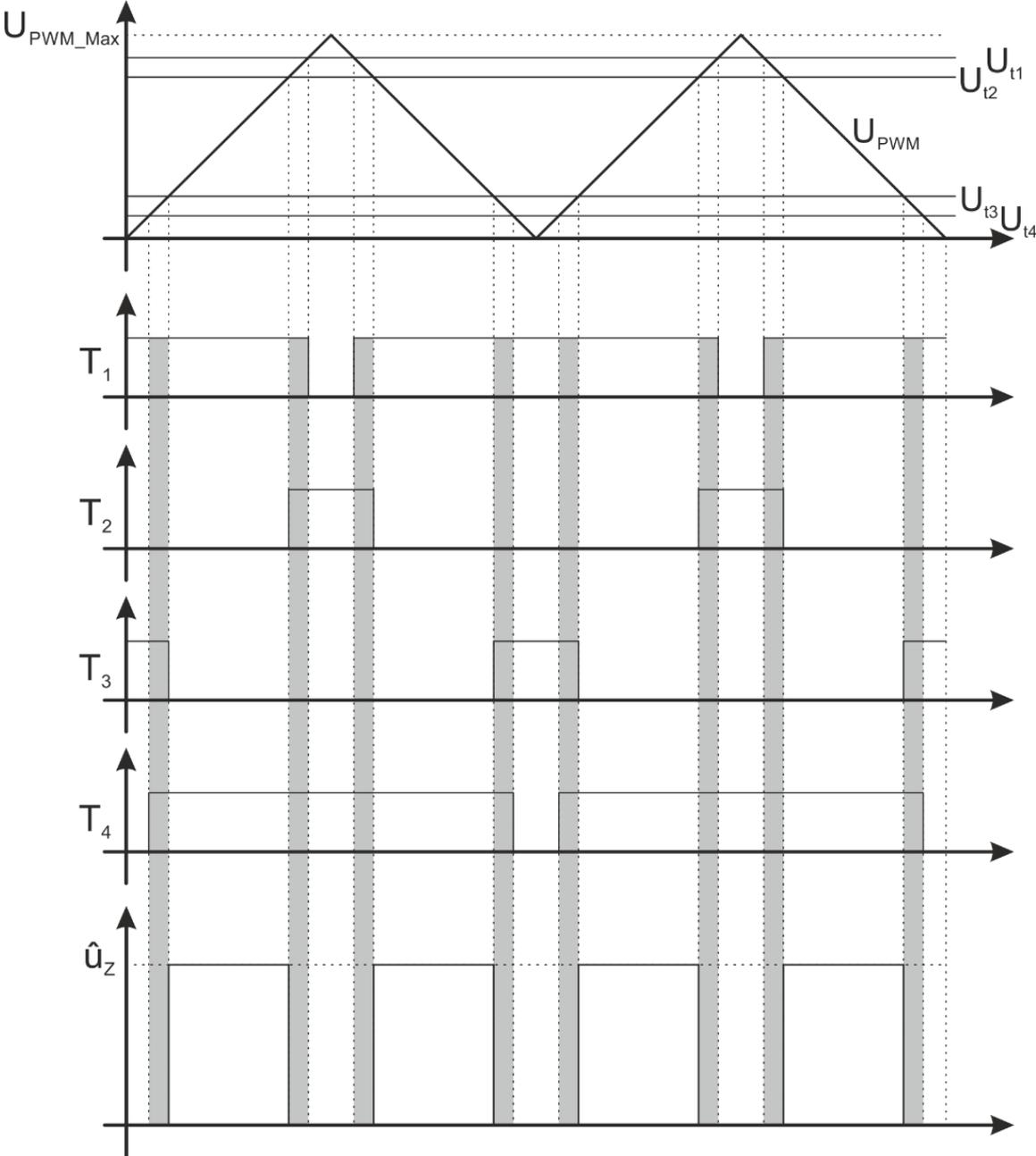


Abb. 4.3: Modifizierte Schaltmuster für den ZSI bei positiver Ausgangsspannung

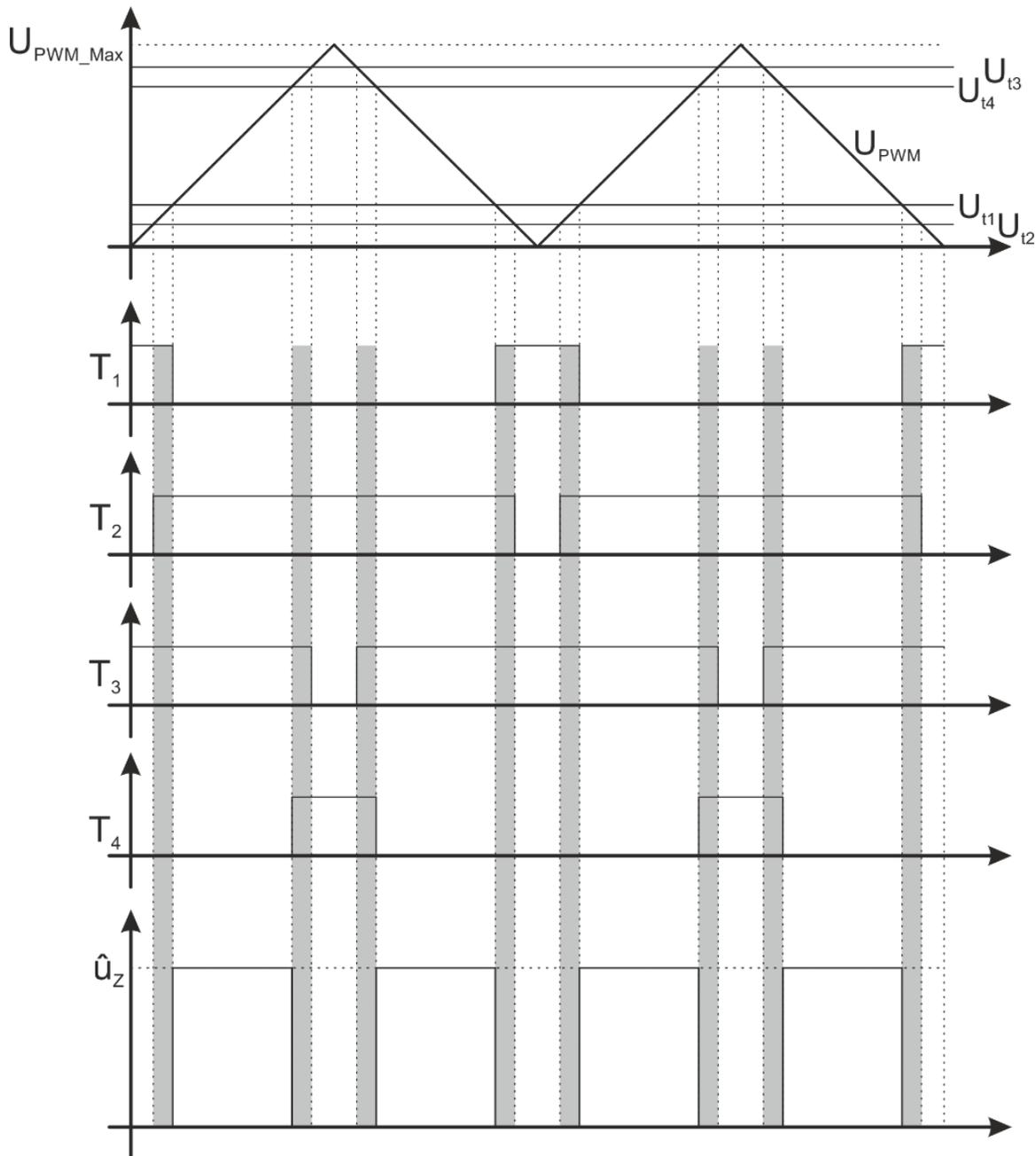


Abb. 4.4: Modifizierte Schaltmuster für den ZSI bei negativer Ausgangsspannung

Zur Erzeugung des Kurzschlusses wird hier auf die Schaltzustände zurückgegriffen, in denen drei der vier Transistoren eingeschaltet sind. Wie bereits zuvor erwähnt, haben diese Schaltkonfigurationen keinen Einfluss auf die Pulsmuster der Ausgangsspannung jedoch auf das Boosten. Ein Vorteil dieser Vorgehensweise ist, dass keine zusätzlichen Schalthandlungen im Vergleich zum konventionellen VSI benötigt werden und die Schaltverluste nur so weit wie nötig vergrößert werden. Dabei schaltet jeder Transistor pro Periode nur einmal ein und aus und das Verfahren lässt sich so mit einer einfachen PWM-Hardware erzeugen, wie man sie in einer Vielzahl von günstigen Mikrocontrollern vorfindet. Ein weiterer Vorteil ist, dass der Kurzschlusszustand auf zwei Zeiträume verteilt wird, das Δi_L ist so geringer. Das hat einen positiven Effekt auf

die Dauer des lückenden Betriebes. Nachteil der Aufteilung des Kurzschlusszustands ist, dass der Kurzschlusszustand zweimal abgeschaltet wird und dadurch die Schaltverluste vergrößert werden.

4.2 Direct Power Control als PWM freies Regelungsverfahren für den dreiphasigen ZSI

Bei der Implementierung der für den Betrieb des ZSI modifizierten PWM-Verfahren auf der zur Verfügung stehenden Hardware ergeben sich grundsätzliche, nicht lösbare Probleme. Die Bearbeitung der Modulationssignale in einem CPLD, schaffte Abhilfe, sodass die Realisierung des Maximum Boost Verfahrens erreicht werden konnte (3.4.3.1). Die Ergebnisse waren jedoch nicht zufriedenstellend, wie es im Abschnitt 6.4.1 näher beschrieben wird.

Um den Problemen mit der Realisierung der PWM aus dem Weg zu gehen wurde, basierend auf dem in Abschnitt 3.6 beschriebenen DPC Verfahren und dem bekannten DTC (direct torque control), ein Verfahren entwickelt, um den ZSI ohne eine PWM zu regeln [45] [50]. Im Gegensatz zum einphasigen Modell und den PWM basierten Modulationen für den dreiphasigen ZSI, wurde hier keine Inselnetzlösung angestrebt, sondern die Einspeisung in ein vorhandenes Netz.

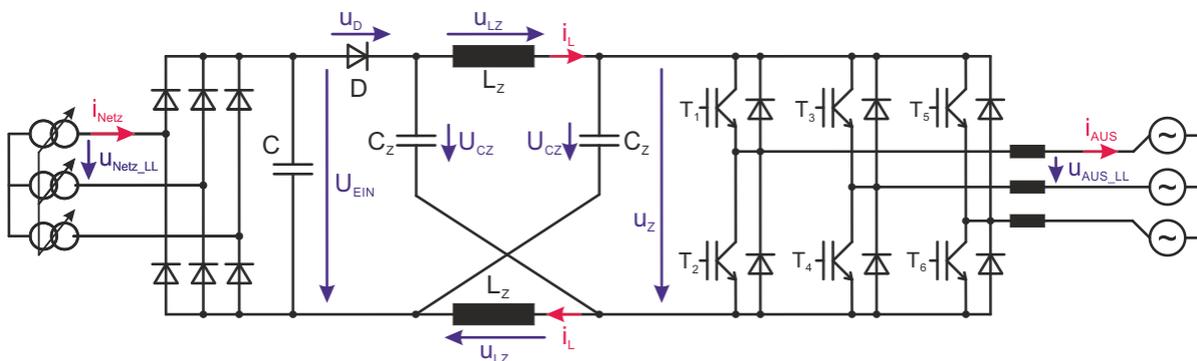


Abb. 4.5: Aufbau des ZSI beim Einsatz von DPC

4.2.1 Theorie der ZSI - DPC

Ziel der ZSI-DPC ist es, die ins Netz eingespeiste Leistung eines Umrichters zu regeln (Abb. 4.5). Dazu wird die eingespeiste Wirk- und Blindleistung bestimmt und der passende Spannungsraumzeiger für den nächsten Zyklus gewählt. Das System wird dabei mit einer festen Frequenz abgetastet. Der gewählte Spannungsraumzeiger bleibt für die gesamte Dauer eines DPC-Zyklus immer unverändert. Bei der vorliegenden Betrachtung wird davon ausgegangen, dass die Netzspannung für die Dauer eines DPC-Zyklus konstant bleibt. Ist die Abtastfrequenz des DPC groß gegenüber der Netzfrequenz, ist diese Annahme zulässig. [57]

Ausgangspunkt ist die Bestimmung der eingespeisten Leistung. Dabei liegen die gleichen Überlegungen bezüglich der Blindleistung zugrunde, wie in 3.6. Es lässt sich aus den Überlegungen in [45] - [52] ebenfalls die Regelgrößen $p(t)$ und $q(t)$ wie folgt definieren:

$$p(t) = u_U i_U + u_V i_V + u_W i_W \quad (4.8)$$

$$q(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} (u_{VW} i_U + u_{WU} i_V + u_{UV} i_W) \quad (4.9)$$

Durch Verwendung der Raumzeigerdarstellung im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem vereinfachen sich diese Gleichungen als:

$$p(t) = \text{Re}\{\underline{u} \cdot \underline{i}^*\} = u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta \quad (4.10)$$

$$q(t) = \text{Im}\{\underline{u} \cdot \underline{i}^*\} = u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta \quad (4.11)$$

Bei dieser Betriebsart ist der Umrichter mit dem Netz durch eine Drossel verbunden. Daraus ergibt sich das vereinfachte, einphasige Ersatzschaltbild entsprechend Abb. 4.6 a).

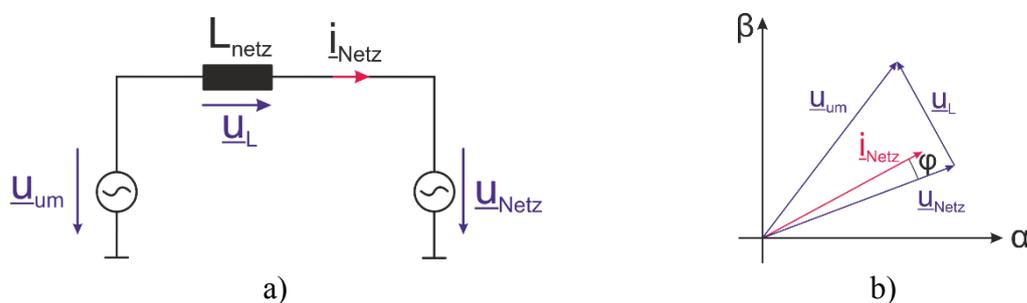


Abb. 4.6: Einphasiges Ersatzschaltbild sowie die Raumzeigerdarstellung

Um die gewonnene Energie der regenerativen Quelle möglichst vollständig ins Netz zu speisen, wird ein Leistungsfaktor von $\lambda = 1$ angestrebt, d.h. die Wirkleistung soll maximal und die Blindleistung null sein. Um das zu erreichen, müssen Netzstrom und Netzspannung in Phase sein. Die zugehörige Raumzeigerdarstellung für einen Zeitpunkt ist Abb. 4.6 b) zu entnehmen.

Da der Strom \underline{i}_{Netz} induktiv ist, wird er von der Spannung über der Induktivität beeinflusst und steht senkrecht zur Spannung \underline{u}_L . Damit \underline{i}_{Netz} und \underline{u}_{Netz} in Phase sind muss die Spannung \underline{u}_{Netz} senkrecht auf \underline{u}_L stehen. Die Spannung des Umrichters \underline{u}_{um} muss entsprechend geregelt werden.

Die Spitze des Raumzeigers \underline{u}_L lässt sich bei $\lambda = 1$ und ausgeglichener Leistungsbilanz als Sollwert sehen (Punkt R in Abb. 4.7). Von dort aus kann man vier Sektoren auftragen und es ergeben sich - wie in derselben Abbildung gezeigt - vier Fälle, in denen p und q vom Sollwert abweichen: entweder zu viel oder zu wenig Wirkleistung in Kombination mit zu viel oder zu wenig Blindleistung. An die Spitze von \underline{u}_{um} sind die sechs natürlichen Spannungsraumzeiger in kleinerem Maßstab aufgetragen. Sie zeigen an, in welche Richtung sich \underline{u}_{um} bewegen wird, wenn einer von ihnen im nächsten Zyklus gewählt würde. Die Wahl des nächsten Raumzeigers muss so erfolgen, dass sich die Raumzeiger wieder zu ihrem Ziel, also zum Punkt R, hin bewegen.

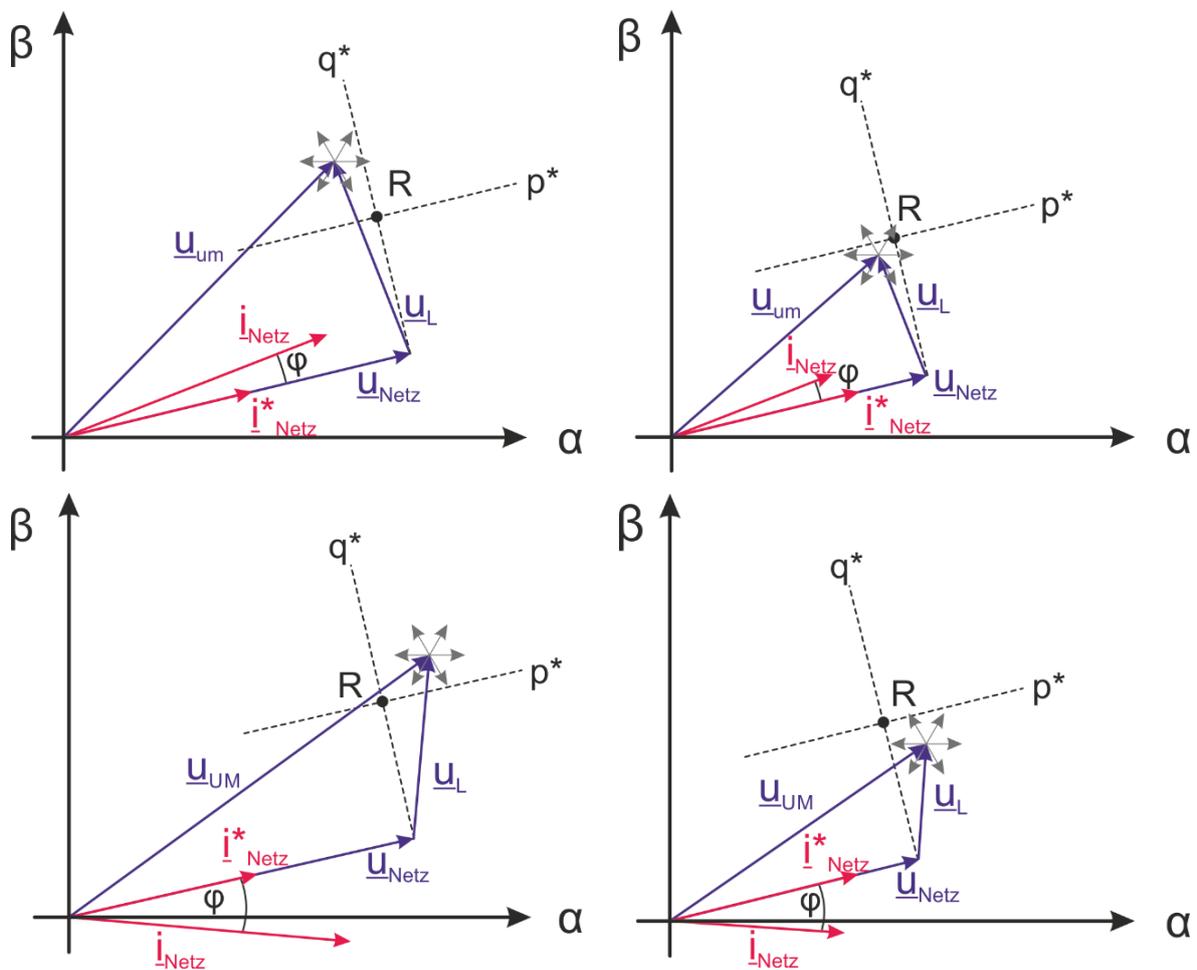


Abb. 4.7: Vier verschiedene Fälle für die Anordnung von U_L , U_{Netz} und U_{UM} . Je nach dem, in welchem Quadranten sich die Spitze von U_L befindet ist p zu groß und q zu groß (links oben), p zu groß und q zu klein (rechts oben), p zu klein und q zu groß (links unten) oder p zu klein und q zu groß (rechts unten).

Die Regeldifferenzen von p und q werden nun jeweils in einem Regler bearbeitet, in der einfachsten Variante reicht je ein Zweipunktregler. Entsprechend der Zustände der Regler wird in einer Schalttafel der passende Raumzeiger gewählt.

Das zuvor beschriebene Beispiel in Abb. 4.7 beschreibt die Verhältnisse im ersten Sektor der Ebene. Da es sich bei $\underline{u}_{\text{Netz}}$ um eine Drehspannung handelt, wandert der Raumzeiger $\underline{u}_{\text{Netz}}$ in jedem DPC Zyklus weiter, die Richtung der natürlichen Raumzeiger des ZSI dagegen ändert sich nicht, sie stehen fest. Die Wirkung der natürlichen Raumzeiger auf p und q ändert sich also mit dem Sektor, in dem sich $\underline{u}_{\text{Netz}}$ befindet. Daher ist es zur Auswahl des geeigneten Raumzeigers erforderlich zu wissen, in welchem Sektor sich $\underline{u}_{\text{Netz}}$ befindet. Die Wirkung der aktiven natürlichen Raumzeiger auf $\underline{u}_{\text{Netz}}$ ist zyklisch. Für die Regelung reicht es deshalb, die Tabelle für den ersten Sektor anzulegen und entsprechend des Sektors, in dem man sich befindet, in der Tabelle weiter zu rücken [57].

4.2.2 Wirkung der natürlichen Spannungsraumzeiger

Für das vorliegende Regelkonzept wird die komplexe Raumzeigerebene in sechs Sektoren unterteilt. Im Gegensatz zum DPC für VSI ist die Einteilung der Sektoren um 30° gedreht, ein Sektor liegt also zwischen zwei natürlichen Raumzeigern. Die Einteilung ist in Abb. 4.8 zu sehen und lässt sich mathematisch gemäß (4.12) beschreiben.

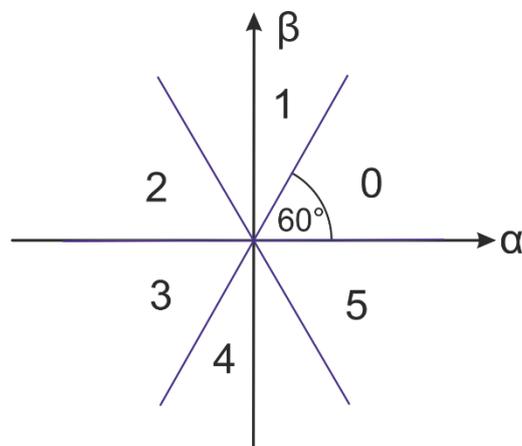


Abb. 4.8: Einteilung der komplexen α, β -Ebene für ZSI-PDC

$$n \frac{\pi}{3} \leq \gamma < (n+1) \frac{\pi}{3} \quad n = 0, 1, \dots, 5 \quad (4.12)$$

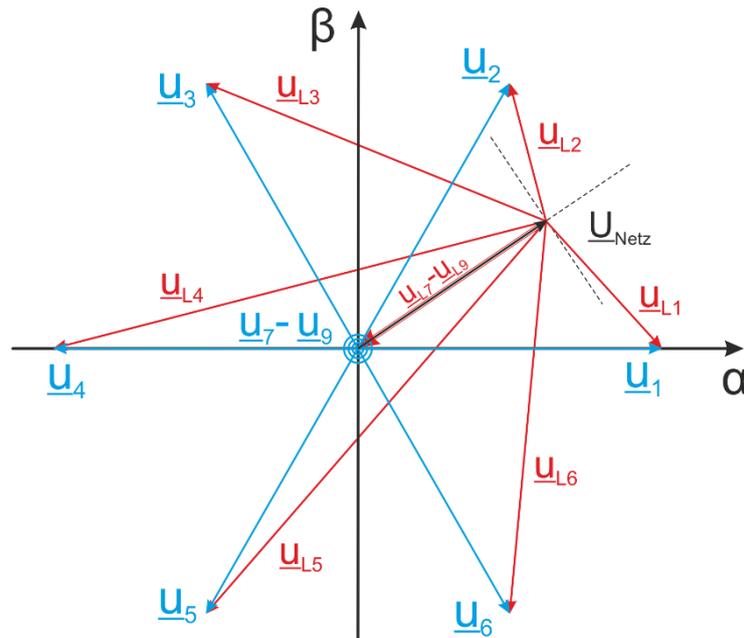


Abb. 4.9: Wirkung des natürlichen Raumzeiger auf \underline{u}_L

Im Gegensatz zu den Überlegungen in 4.2.1, die den Mittelwert zugrunde legen, ist für DPC die momentane Lage der Raumzeiger zueinander entscheidend. Wie schon zuvor geschrieben, wird der Strom \dot{i}_{Netz} von dem Spannungsraumzeiger \underline{u}_L beeinflusst. Dieser kann indirekt über die Wahl des Schaltzustandes des Umrichters verändert werden. Enthält der Raumzeiger \underline{u}_L eine Komponente in Richtung von \dot{i}_{Netz} , sorgt das für eine Vergrößerung oder Verkleinerung der Amplitude des Stromraumzeiger während dieses DPC Zyklus. Entsprechend lässt sich schlussfolgern, dass eine Komponente von \underline{u}_L orthogonal zu \dot{i}_{Netz} den Stromraumzeiger drehen wird. In Abb. 4.9 ist die Situation dargestellt, wenn sich $\underline{u}_{\text{Netz}}$ in Sektor null befindet. Es wird davon ausgegangen, dass sich \dot{i}_{Netz} mit $\underline{u}_{\text{Netz}}$ in Phase befindet. Zu sehen sind ebenfalls die acht natürlichen Spannungsraumzeiger die vom Umrichter erzeugt werden können. Die Differenz von $\underline{u}_{\text{Netz}}$ zu einem der natürlichen Spannungsraumzeiger stellt die Spannung über der Drossel dar, die bei der Wahl eines der Spannungsraumzeiger (in Rot dargestellt) wirksam wird. An die Spitze von $\underline{u}_{\text{Netz}}$ lassen sich vier Quadranten auftragen. Je nach dem, in welchen Quadranten sich \underline{u}_L befindet, werden sich die Amplitude und der Winkel von \underline{u}_L verändern. Eine Veränderung der Amplitude hat Einfluss auf die Wirkleistung p , eine Veränderung des Winkels hat eine Veränderung von q zur Folge. Nach dieser Überlegung lässt sich folgende Tabelle aufstellen:

Tab. 4.1: Wirkung der natürlichen Raumzeiger auf p und q.

	\underline{u}_1	\underline{u}_2	\underline{u}_3	\underline{u}_4	\underline{u}_5	\underline{u}_6	$\underline{u}_7/\underline{u}_8$
p	+	+	-	-	--	--	-
q	-	+	+	+	-	-	0

Ein „+“ bedeutet das p bzw. q bei der Wahl des Raumzeigers steigen wird, ein „-“ zeigt eine Verringerung an. Wandert der Spannungsraumzeiger in den nächsten Quadranten, verschiebt sich die Wirkung der aktiven Raumzeiger (also \underline{u}_1 bis \underline{u}_6) zyklisch. In Sektor 1 hat \underline{u}_2 nun die Wirkung, die zuvor \underline{u}_1 im Sektor 0 hatte. Für \underline{u}_7 und \underline{u}_8 gilt diese Überlegung nicht, da sie sich im Zentrum der Ebene befinden.

Grundvoraussetzung für die einwandfreie Funktion des DPC ist, das die Länge der natürlichen Spannungsraumzeiger lang genug ist. Ebenfalls ist die Wirkung der aktiven Raumzeiger etwas anders, wenn sich $\underline{u}_{\text{Netz}}$ an den Sektorgrenzen befindet. Die Praxis zeigt jedoch, dass immer ein stabiler Betrieb möglich ist.

4.2.3 Wahl des Reglers und Schalttabelle

Aus den Überlegungen in Kapitel 4.2.2 lassen sich verschiedene kombinieren. In allen Varianten wird zunächst die Regeldifferenz berechnet

$$\Delta p = p^* - p_{\text{Ist}} \quad (4.13)$$

$$\Delta q = q^* - q_{\text{Ist}} \quad (4.14)$$

Beide Regeldifferenzen werden in Mehrpunktreglern verarbeitet, wobei sich je nach Implementation die Anzahl der Hysteresestufen unterscheiden.

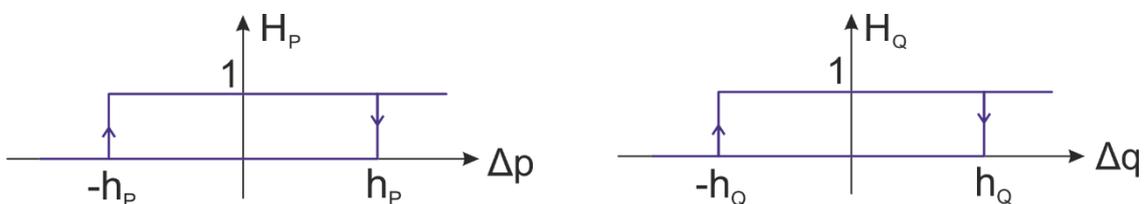


Abb. 4.10: Zweipunktregler für p und q

In der einfachsten Form kommen zwei Zweipunktregler entsprechend Abb. 4.10 zum Einsatz und es ergeben sich vier Kombinationen der Ausgangszustände. Betrachtet man Abb. 4.9 finden sich zwei Raumzeiger die p vergrößern, nämlich \underline{u}_1 und \underline{u}_2 . Diese werden gewählt, wenn der Ausgang des p-Reglers auf eins steht. Wenn gleichzeitig der Ausgang des q-Reglers auf eins steht wird \underline{u}_1 eingesetzt, bei null kommt \underline{u}_2 zum

Einsatz. Um p zu verringern ergeben sich fünf Möglichkeiten, nämlich alle verbleibenden Spannungsraumzeiger. $\underline{u}_7 - \underline{u}_9$ kommen nicht in Frage, da sie q nicht verändern. Da \underline{u}_6 und \underline{u}_3 in der nächsten Periode die kleinste Abweichung bei p verursachen, werden sie gewählt, wenn der Ausgang des p -Reglers auf null steht. Für Sektor 0 ergibt sich also folgende Tabelle:

Tab. 4.2: Schalttabelle bei Einsatz jeweils eines Zweipunktreglers für p und q

p	q	Spannungsraumzeiger
1	1	\underline{u}_1
	0	\underline{u}_2
0	1	\underline{u}_6
	0	\underline{u}_3

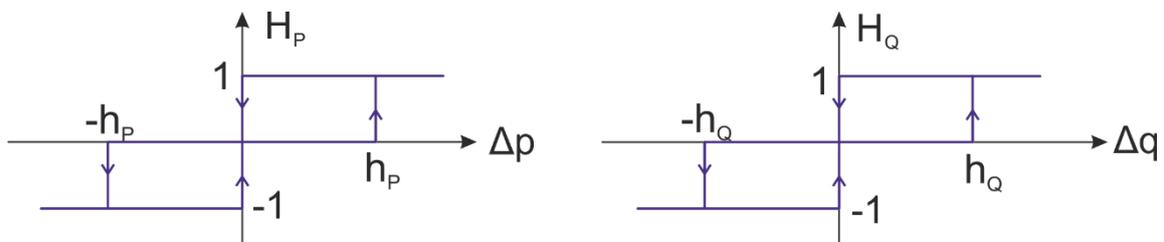


Abb. 4.11: Dreipunktregler für p und q

Eine Erweiterung auf einen Dreipunktregler (Abb. 4.11) bietet die Möglichkeit, die Nullvektoren (also $\underline{u}_7 - \underline{u}_9$) bei der Bildung der Ausgangsspannung mit zu verwenden. Der Einsatz der Nullvektoren verringert zwar die Schaltfrequenz, schließt aber jedes Mal den Ausgang kurz. Hier muss dann ein besonderes Augenmerk auf die Netzimpedanz gelegt werden, da sie als einziges Element den Kurzschlussstrom aus dem Netz begrenzt. Empirisch zeigt sich das beste Verhalten bei der Wahl eines Zweipunktreglers für den p -Regler und der Wahl eines Dreipunktreglers für q .

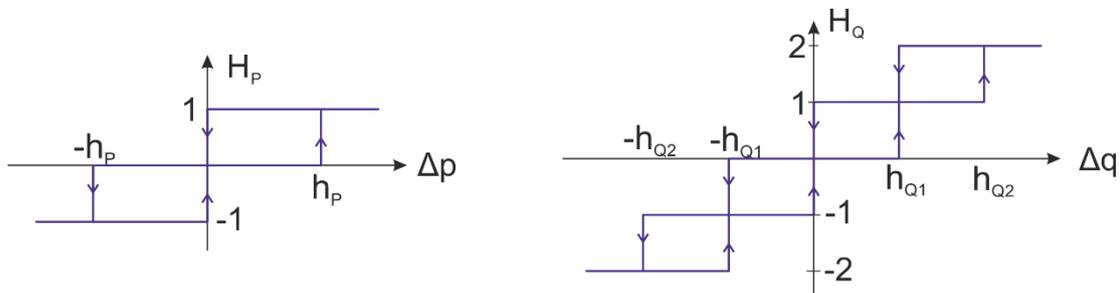


Abb. 4.12: Einsatz eines Dreipunktreglers für p und Vierpunktreglers für q

Die gewählte Implementierung lehnt sich stark an die Wahl bei DTC an. Es kommt ein Dreipunktregler bei p und ein Vierpunktregler bei q entsprechend Abb. 4.12 zum

Einsatz. Dabei werden die äußeren Hysteresezustufen des q-Reglers nur ausgewertet, wenn der Ausgang des Wirkleistungsreglers auf „0“ steht. Es ergibt sich eine Schalttafel entsprechend Tab. 4.3 [62].

Tab. 4.3: Schalttafel bei Einsatz eines Dreipunktreglers für p und eines Vierpunktreglers für q

p	q	Spannungsraumzeiger
1	>0	\underline{u}_1
	<0	\underline{u}_2
0	2	\underline{u}_6
	1	$\underline{u}_7 / \underline{u}_8$
	-1	$\underline{u}_7 / \underline{u}_8$
	-2	\underline{u}_3
-1	>0	\underline{u}_5
	<0	\underline{u}_4

Die Wahl der Spannungsraumzeiger ist dabei nicht an jedem Punkt in der Raumzeigerebene richtig. Gerade an den Grenzen der Sektoren bewegt sich der Spannungsraumzeiger nicht immer exakt in die gewünschte Richtung. Insgesamt konvergiert das System aber gut und zeigt ein besseres Verhalten als bei der Verwendung von lediglich zwei Zweipunktreglern. Zudem werden die Nullraumzeiger systematisch ausgewählt, was für die Erweiterung der Tabelle für den ZSI wichtig ist. Es werden alle verfügbaren Spannungsraumzeiger in der Schalttafel berücksichtigt und so die Vorteile aller Raumzeiger genutzt.

4.2.4 Zusätzlicher Boost-Regler

Um die Funktionen des ZSI in das Regelschema einzufügen, sind einige Anpassungen im Vergleich zum DPC für den VSI nötig. Zunächst ist die Kenntnis der Größe der Spannung U_{CZ} erforderlich. Diese muss mindestens so groß sein, wie die Grundschiebungsamplitude der zu erzeugenden Leiter-Leiter Spannung und muss ggf. angehoben werden. Bei der Modifikation des DPC für ZSI wird ausgenutzt, dass ein Kurzschlusszustand auf die Ausgangsspannung den gleichen Effekt hat, wie die Nullspannungsraumzeiger. Ersetzt man die Nullvektoren durch Kurzschlussvektoren, ändern sich die Richtungen der natürlichen Raumzeiger des ZSI nicht, jedoch aber ihre Amplituden.

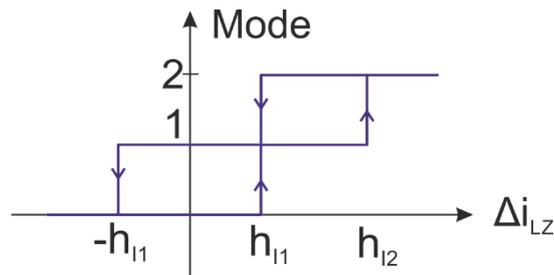


Abb. 4.13: Verwendeter Dreipunkregler für die Regelung von I_{LZ}

Zur Regelung der Spannung U_{CZ} wurde eine kaskadierte Regelungsstruktur implementiert. Die erste Stufe enthält den U_{CZ} -Spannungsregler. Er ist als PI-Regler ausgeführt und erzeugt an seinem Ausgang einen Stromsollwert für i_{LZ} . Ist u_{CZ} zu klein werden Kurzschlüsse benötigt, die das Spannungsniveau im Zwischenkreis anheben. Der Stromregler ist als unsymmetrischer Dreipunkthystereseregler (Abb. 4.13) ausgeführt. Der Ausgang dieses Reglers beeinflusst, wie die Kurzschlüsse in das Modulationsschema eingefügt werden, er stellt an seinem Ausgang einen von drei Modi ein. Wenn kein boosten erforderlich ist, wird die Regeldifferenz am Eingang des Stromreglers Null oder kleiner und der Ausgang des Stromreglers ist in Modus 0. In diesem Modus erfolgt keine Veränderung des DPC Modulationsschemas, es werden keine Kurzschlüsse eingefügt.

Wird ein höheres Spannungsniveau für U_{CZ} und dadurch auch mehr i_{LZ} benötigt, schaltet der Stromregler in die nächste Hysteresestufe und damit in Modus 1. Hier werden alle Nullraumzeiger durch Kurzschlussraumzeiger ersetzt. Die Modulation wird nicht grundlegend verändert. Der große Nachteil von diesem Betriebsmodus ist jedoch, dass man nicht vorhersehen kann, wie häufig ein Kurzschluss aktiviert wird. DTC und auch DPC sind von Natur aus nicht deterministisch. Der nächste Zustand hängt ausschließlich vom Zustand des Systems ab. Man kann unmöglich wissen, wie oft ein Zustand in einem bestimmten Zeitraum gewählt wird. Unter bestimmten Umständen, etwa einer kleinen Eingangsspannung oder einer hohen Ausgangsleistung, kann es also vorkommen, dass die Anzahl der Kurzschlusszustände nicht ausreichen. Dann wird sich die Regeldifferenz immer weiter aufbauen und die ersetzungs-fähigen Nullspannungsraumzeiger werden immer seltener. Schließlich schaltet der Stromregler dann in Modus 2.

In Modus 2 werden die Kurzschlüsse in einer deterministischen Weise eingefügt. Ausgangspunkt für die Erzeugung der Ausgangsspannung ist die nicht modifizierte DPC wie in Modus 0. In dieser Betriebsart werden in festen Abständen Kurzschlüsse eingefügt, wobei in den DPC Zyklen dazwischen weiterhin die Modulationsstrategie aus Modus 0 zum Einsatz kommt.

Aus der Analyse des ZSI ist bekannt, dass die maximale Verstärkung bei einer relativen Kurzschlusseinschaltdauer von 50% erzielt wird. Auf DPC angewandt, würde

das bedeuten, dass zur Erzielung einer maximalen Spannung jeder zweite DPC Zyklus mit einem Kurzschluss belegt sein müsste. Ein $D_s = \frac{1}{2}$ führt jedoch zu einer praktisch nicht realisierbaren Verstärkung von Unendlich, weshalb die Einschaltdauer bei der Implementierung auf den Wert $\frac{1}{3}$ festgelegt wurde, also jeder dritte Zyklus wird ersetzt. Nach (3.26) ergibt sich so eine Verstärkung von drei. Die Implementierung von Werten für D_s , die nicht dem Kehrwert einer ganzen Zahl entsprechen ist aufwändiger, bietet allerdings keinen Vorteil. Wird beispielsweise eine Verstärkung benötigt, dessen zugehöriger Wert für D_s zwischen $\frac{1}{2}$ und $\frac{1}{3}$ liegt, schaltet der Stromregler häufig zwischen Modus 1 und 2 hin und her und erreicht so das gewünschte [57].

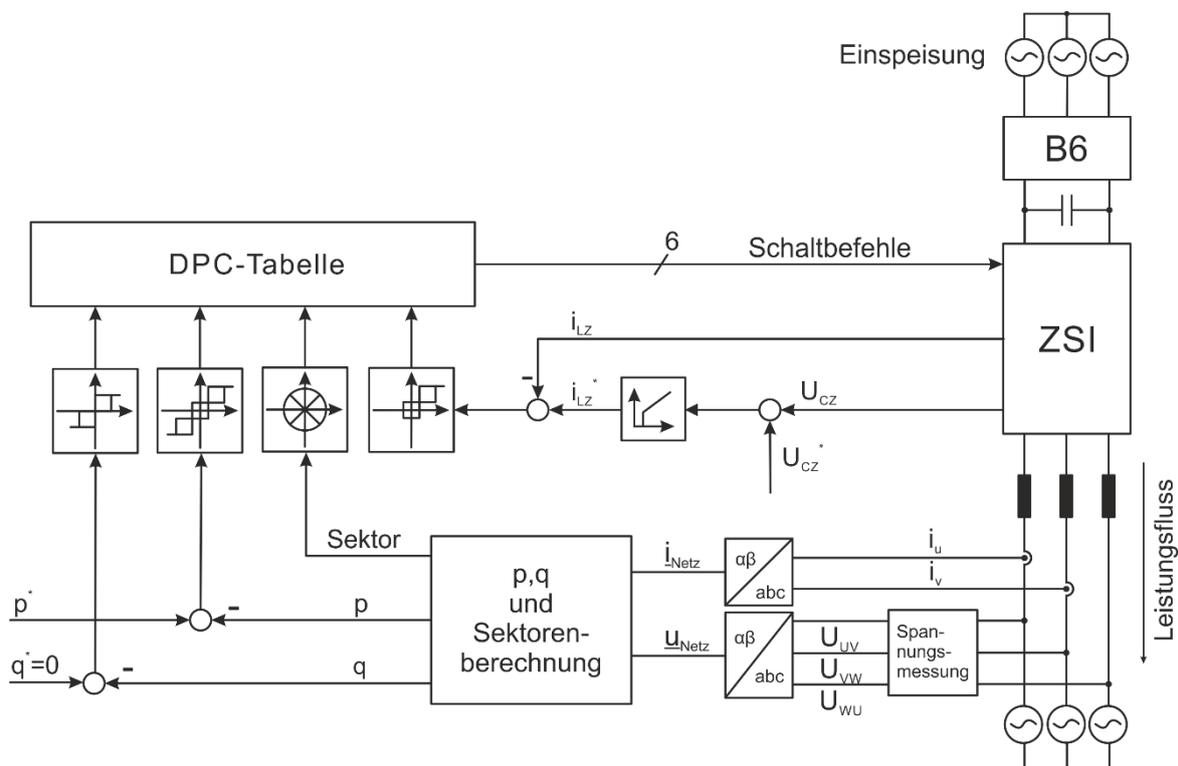


Abb. 4.14: Komplexe Regelstruktur für PDC für den ZSI

4.2.5 MPPT zur optimalen Ausnutzung des Primärenergieträgers

Um eine möglichst gute Ausnutzung des Primärenergieträgers zu erreichen, kann der ZSI in einen weiteren Regelkreis eingebunden werden. Über eine MPPT kann die entnommene Leistung aus der Quelle zu jedem Zeitpunkt maximal gehalten werden, unabhängig von Zustand des Primärenergieträgers, also beispielsweise dem Stand des Wassers oder der vorliegenden Strahlungsstärke der Sonne. Dadurch wird möglichst viel Energie für einen Verbraucher nutzbar gemacht. Die folgenden Überlegungen wurden nicht experimentell untersucht, sind aber grundsätzlich so denkbar. Um ein MPPT zu erreichen ist es erforderlich, die Struktur entsprechend Abb. 4.15 zu erweitern. Es müssen nun eingangsseitig Strom und Spannung gemessen werden, um daraus die aktuell vorliegende Leistung zu berechnen. Das erfolgt für Wasser- und Windkraft hinter

der Gleichrichtung und vereinfacht so die Messung, da nur Gleichgrößen erfasst werden müssen. Da für Photovoltaik keine Gleichrichtung erforderlich ist, kann dort die Spannung des Solarmoduls direkt verwendet werden. Über die Aussteuerung des ZSI kann nun die Leistung am Ausgang des ZSI und damit auch die Leistung der Quelle manipuliert werden. Durch die Veränderung der Belastung stellt sich die auch Spannung der Quelle entsprechend des Betriebspunktes ein. Das wird vom der Regelung des ZSI erkannt und durch eine Veränderung des boostes automatisch korrigiert, so dass die Spannung am Ausgang stets ausreicht, um den Strom ins Netz zu treiben. Über den ZSI wird demzufolge der Strom der Quelle gestellt, die Spannung stellt sich entsprechend ein. Mittels geeigneter Methoden kann der MPPT Algorithmus den Punkt maximaler Leistung finden und nachführen. Denkbar wären Konzepte wie Methode der Lastsprünge (Perturb and observe) oder der Methode der steigenden Konduktanz (Incremental conductance) [68][69]. Da sich die Leistungs – Spannungskennlinien aller drei betrachteter Primärenergieträger von Grundsatz her nicht unterscheiden, lassen sich die bekannten Strategien zur Ermittlung des MPP auf alle drei ohne größere Modifikationen anwenden.

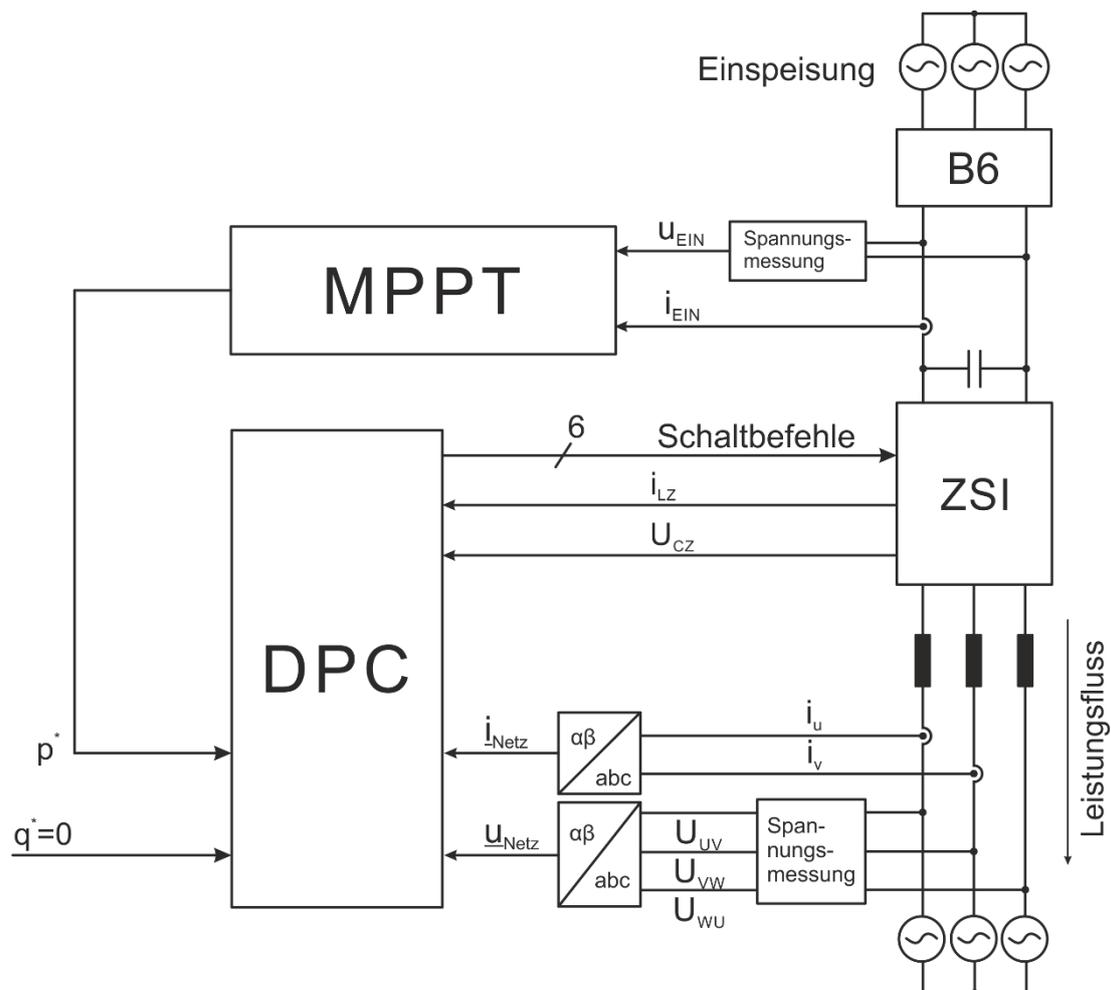


Abb. 4.15: Regelstruktur für PDC für den ZSI erweitert um ein MPPT

4.3 Zusammenfassung von Kapitel 4

Dieses Kapitel stellt die verschiedenen Regelkonzepte vor, die im Rahmen dieser Arbeit entwickelt wurden. Zunächst wurde eine Regelung für den einphasigen ZSI im Inselbetrieb entwickelt. Sie regelt sowohl den Boost des ZSI, als auch die Ausgangsspannung. Ausgehend von der Messung der Eingangsspannung U_{Ein} und der Z-Kondensatorspannung U_{CZ} erfolgte eine Linearisierung der Boost-Charakteristik des ZSI. Durch Veränderung der relativen Einschaltdauer des Kurzschlusses kann die Spannung u_z geregelt werden. Der Ausgangsspannungsregler stellt sicher, dass am Ausgang immer die gewünschte Spannung anliegt, ungeachtet von Lückbetrieb und anderen Störungen.

Da sich bei der Realisierung der bekannten PWM basierten Regelkonzepte für den dreiphasigen ZSI in Kombination mit der verwendeten Hardware Probleme ergaben, wurde ein neues Verfahren entwickelt. Das Verfahren beruht auf dem in Kapitel 0 vorgestellten DPC. Beim DPC für ZSI wird ebenfalls die augenblickliche, ins Netz eingespeiste Leistung ermittelt und der Raumzeiger des ZSI so gewählt, dass möglichst die maximale Wirkleistung eingespeist wird. Die Struktur wurde um einen Regler erweitert, um den boost des ZSI zu kontrollieren. Diese Regelung kommt ohne eine PWM aus, da auch hier Hystereseregler verwendet werden.

5 Realisierung des Laboraufbaus

Dieses Kapitel beschreibt die Realisierung des Laboraufbaus einschließlich der Emulation des primären Energieträgers. Aufgebaut wurde zum einen ein einphasiger ZSI, sowie im weiteren Verlauf ein dreiphasiges Modell. Neben der Beschreibung der entwickelten Hardware, wird auch die Beanspruchung der Bauteile beschrieben, die maßgeblich für die Dimensionierung ist.

Da der angedachte Einsatzzweck des Systems die Gewinnung kleiner Energiemengen aus regenerativen Quellen in entlegenen und schwer zugänglichen Gebieten ist, spielen die Robustheit und die Kosten der Anlage eine Rolle. Deswegen soll überwiegend auf günstige, erprobte und leicht zugängliche Technik zurückgegriffen werden.

5.1 Dimensionierung der Komponenten

Das folgende Kapitel stellt einige Anhaltspunkt heraus, um die die Beanspruchung der einzelnen Bauteile des ZSI zu beurteilen, angelehnt an [39]. Nicht immer ist eine allgemeingültige, analytische Beschreibung möglich. Aus diesem Grund werden die Verläufe der einzelnen Größen mithilfe einer Simulation ermittelt und dargestellt. Die gezeigten Verläufe in diesem Kapitel entstammen alle der gleichen Simulation und zeigen den gleichen Zeitausschnitt. Sie können also direkt miteinander verglichen werden. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wurde eine Simulation mit konstantem D_S und einer Gleichspannung am Ausgang durchgeführt. Tab. 5.1 fasst die Eckdaten der Simulation kurz zusammen:

Tab. 5.1: Eckdaten der Simulation zur Charakterisierung der Größen.

U_{EIN} :	272V
U_{AUS}	320V
f_S	20kHz
I_{Last}	10A
P_{Last}	3,2kW
D_S	0,25

5.1.1 Leistungshalbleiter des Ausgangswechselrichters

Die wohl wichtigsten Komponenten jeder Leistungselektronischen Schaltung sind die Leistungshalbleiter. Bei Halbleiterbauelementen ist darauf zu achten, dass sie innerhalb der vom Hersteller garantierten Betriebsgrenzen (SOA, safe operating area) betrieben werden.

5.1.1.1 Erforderliche Sperrspannung

Die erforderliche Sperrspannung für die Halbleiter des Ausgangswechselrichters lässt sich aus Gleichung (3.18) ermitteln. Während der Dauer von D_1 liegt an der Halbbrücke die maximale Spannung an. Da während dieses Schaltungszustands nur ein Halbleiter in jeder Halbbrücke leitet, muss der andere in der Lage sein, die volle Spannung \hat{u}_Z zu sperren. Sie wird beeinflusst von U_{EIN} und der erreichbaren Ausgangsspannung. In den meisten Fällen ist die erzielbare Ausgangsspannung festgelegt. Die Sperrfähigkeit des Transistors bestimmt dann, welche minimale Eingangsspannung noch ohne Schaden verstärkt werden kann. Alternativ kann \hat{u}_Z auch Mithilfe von (3.30) unter Verwendung der Eingangsspannung und des maximalen boosts berechnet werden. Abb. 5.1 zeigt den Verlauf von \hat{u}_Z über mehrere Schaltperioden. Die Spannung ist null während des boosts, und maximal zu jedem anderen Zeitpunkt.

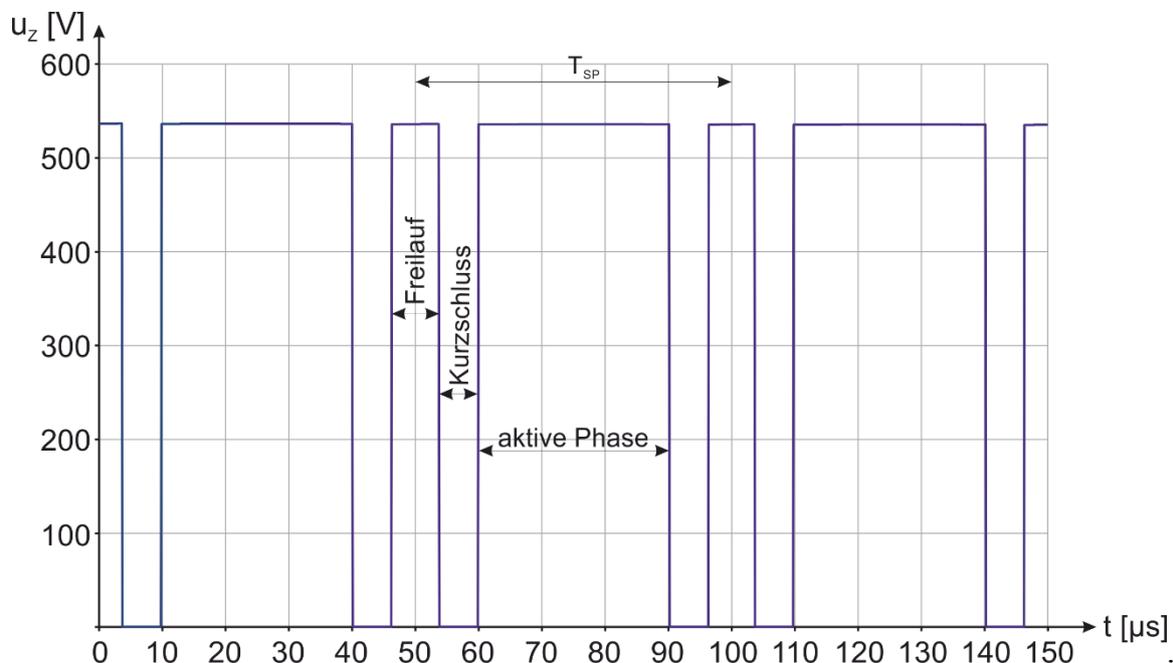


Abb. 5.1: Verlauf der Spannung u_z .

Betrachtet man zunächst den einphasigen ZSI ist eine maximale Amplitude für U_{AUS} von 325V erforderlich. Um etwas Reserve zu haben, wird daher die Spannung U_{CZ} auf etwa 350V gehalten. Wendet man Gleichung (3.18) unter der Voraussetzung an, dass am Eingang eine Spannung von minimal 100V erwartet wird, ergibt sich eine mindestens erforderliche Sperrfähigkeit der Transistoren von 600V. Das schließt die Verwendung von 600V bzw. 650V Bauteilen aus, da keine Reserve für transiente Spannungsspitzen verbleibt. Es muss auf die nächsthöhere Stufe ausgewichen werden. Daher wurden 1200V IGBTs ausgewählt.

Für den dreiphasigen ZSI wurden der Einfachheit halber die gleichen Halbleiter verwendet. Da die Leiter-Leiter Spannung am Ausgang größer ist als beim einphasigen

Pedant, erhöht sich die minimal zulässige Eingangsspannung. Bei einem klassischen Drehstromsystem mit 400V sind bei Verwendung von 1200V Halbleitern noch $U_{\text{EIN}} = 400\text{V}$ zulässig.

5.1.1.2 Strombelastung

Der Strom über jeden Halbleiter wird zu Auswahl eines geeigneten Halbleiters benötigt, zunächst der einphasige ZSI untersucht.

Grundsätzlich sind hier zwei Ströme wichtig. Es fließt ein Ausgangsstrom der vom Kurzschlussstrom überlagert wird. Abb. 5.2. zeigt die Abfolge der Schaltzustände (siehe 3.3.2) für eine PWM Periode entsprechend dem Modulationsverfahren aus 4.1.2., sowohl für eine positive als auch für eine negative Ausgangsspannung. Die dicken Linien zeigen an, dass der entsprechende IGBT aktiviert ist und entweder er selbst oder die antiparallele Diode den Strom führt. Ist die Linie schwarz, fließt der Ausgangsstrom, eine rote Linie zeigt an, dass der Kurzschlussstrom ($= 2 i_{LZ}$) fließt.

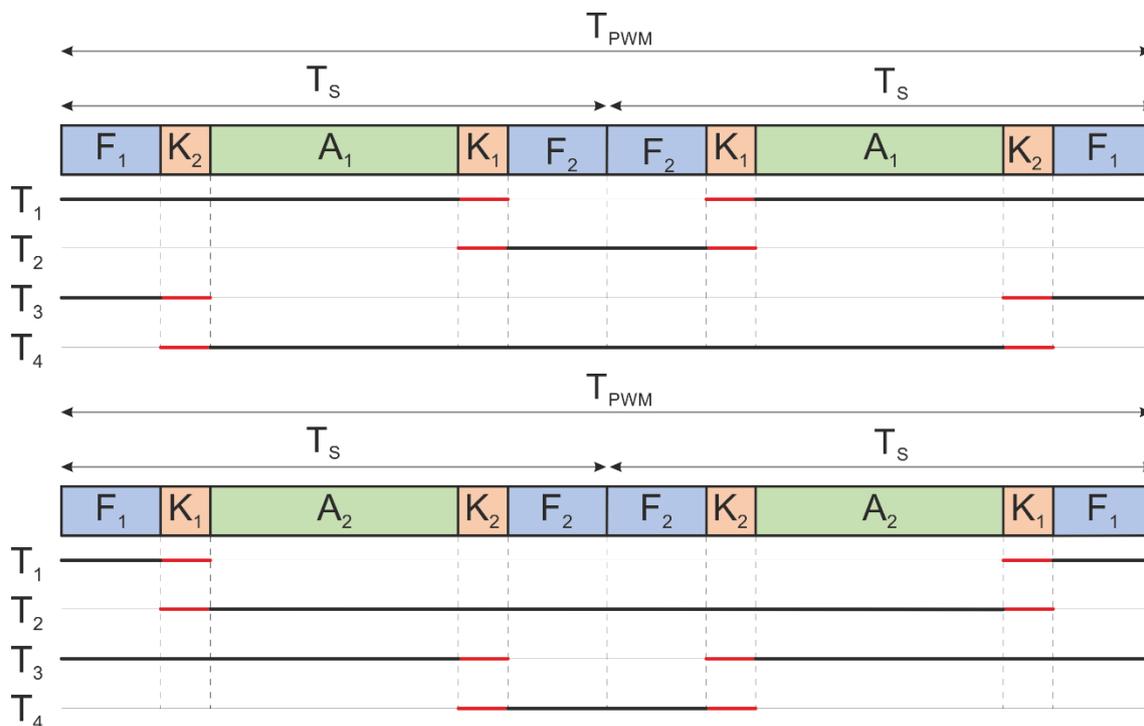


Abb. 5.2: Abfolge der Schaltzustände jeweils für positive (oben) und negative (unten) Ausgangsspannung. Eine rote Linie zeigt an, dass der Kurzschlussstrom fließt, eine schwarze zeigt an, dass der Ausgangsstrom fließt.

Es lässt sich erkennen, dass alle IGBTs über eine Sinusperiode gleichermaßen am Stromtransport beteiligt sind. Während einer Halbwelle ist die Belastung zweier diagonaler IGBTs zwar größer, in der nächsten Halbwelle werden die anderen IGBTs stärker belastet. Für die Dauer von $D_s/2$ führt jeder IGBT den Kurzschlussstrom ($= 2 i_{LZ}$). Betrachtet man jeweils ein diagonales Paar IGBT, führt jedes Paar durchschnittlich für die Dauer von $D_A/2$ den Laststrom, wobei die Leerlaufphasen, in denen der

Laststrom durch die Wechselbrücke zirkuliert, berücksichtigt sind. Verglichen mit dem einfachen Spannungswechselrichter führt jedes Ventil länger einen Strom, da die Kurzschlussphasen den Freilauf (teilweise) ersetzen. Der Effektivwert des Stromes den jeder IGBT führt, ist deshalb verglichen mit dem VSI größer, da der Strom der während des Kurzschlusses fließt in der Regel der größte ist. Dieser zusätzliche Anteil ist dabei abhängig von D_s . Die Durchlassverluste steigen entsprechend.

Die Anzahl der Schalthandlungen verändert sich im Vergleich mit den VSI nicht, es ist jedoch zu erkennen, dass immer der Kurzschlussstrom hart ein- und ausgeschaltet werden muss. Jeder IGBT schaltet während T_{PWM} den zweifachen Drosselstrom jeweils einmal ein und aus. Auch die Schaltverluste sind gegenüber dem einfachen VSI erhöht.

Insgesamt sind die Verluste in den IGBTs im ZSI größer als im VSI. Fairerweise muss man aber den ZSI mit der Kombination aus Hochsetzsteller und VSI (Abb. 2.15) vergleichen, also die erhöhten Verluste den Verlusten des Hochsetzstellers gegenüberstellen. Aber auch da ist der ZSI im Nachteil. Beim ZSI sind immer zwei IGBTs am Stromtransport beteiligt, es entstehen also verglichen mit dem HSS die doppelten Durchlassverluste. Auch bei den Schaltverlusten erreicht der ZSI keine guten Werte. Betrachtet man vereinfachender Weise die Mittelwerte der Drosselströme, lässt sich aus der Ausgangsleistung und der Eingangsspannung unter Vernachlässigung der Verluste zunächst der mittlere Eingangsstrom ermitteln. Beim HSS ist dieser gleich dem Drosselstrom. Beim ZSI gilt das auch, wenn man davon ausgeht dass der Kondensator im stationären Fall nicht geladen oder entladen wird, i_{CZ} also null ist. Der Transistor im HSS muss also den Drosselstrom abschalten. Beim ZSI fließen im Kurzschlussfall aber beide Drosselströme über die Kurzschlussverbindung. Der beteiligte IGBT muss also den doppelten Drosselstrom abschalten.

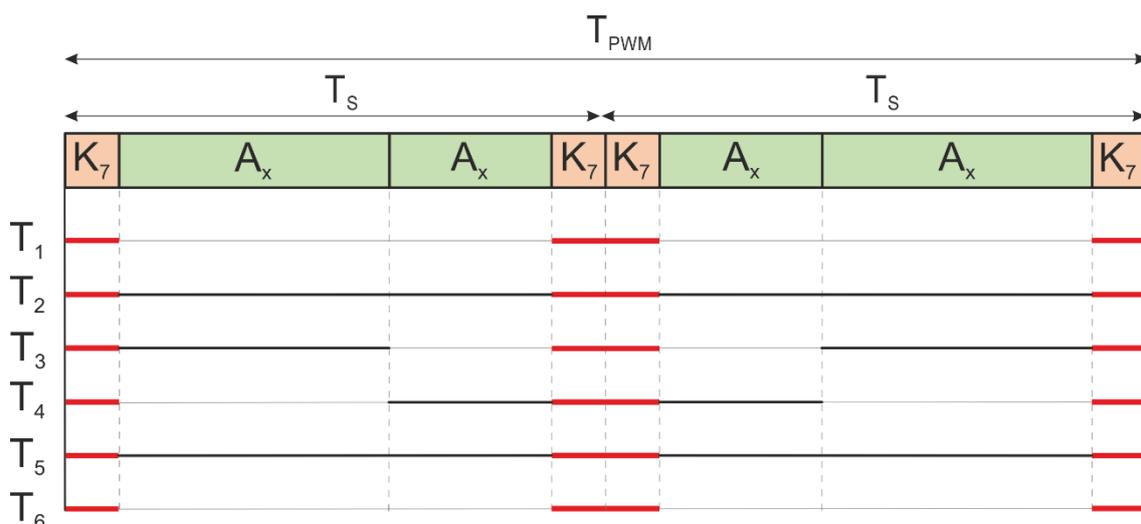


Abb. 5.3: Abfolge der Schaltzustände bei Verwendung des Maximum Boost Verfahren. Eine rote Linie zeigt an, dass der Kurzschlussstrom fließt, eine schwarze zeigt an, dass der Ausgangsstrom fließt.

Beim dreiphasigen ZSI ist die Argumentation grundsätzlich gleich. Werden wie beim Maximum Boost Verfahren alle Freiläufe gegen Kurzschlüsse ersetzt, ist dieses Vorgehen in Bezug auf die Anzahl der Schalthandlungen optimal, es müssen jedoch in allen Fällen mehr Schalthandlungen vorgenommen werden als es bei der Modulation bei einem einfachen Wechselrichter erforderlich wäre. Beim Maximum Boost Verfahren zeigt sich aber auch, dass jeweils zwei IGBTs während t_{PWM} gar nicht schalten. In Summe erfolgen während t_{PWM} jeweils zwei zusätzliche Ein- und Ausschaltvorgänge, wenn man alle sechs IGBTs betrachtet und mit der Modulation eines konventionellen VSI vergleicht. Davon wird in 6 von 8 Fällen der Kurzschlussstrom ein- und ausgeschaltet, sonst jeweils der Strom durch die Phase. Im Gegensatz zum einphasigen ZSI, fließt der Kurzschlussstrom nun über alle IGBTs des Wechselrichters und teilt sich auf. Der Strom, der während eines Kurzschlusses von einem IGBTs geführt wird, beträgt bei gleichmäßiger Aufteilung nur $2/3 i_{LZ}$. Diese Überlegungen werden in Abb. 5.3 dargestellt.

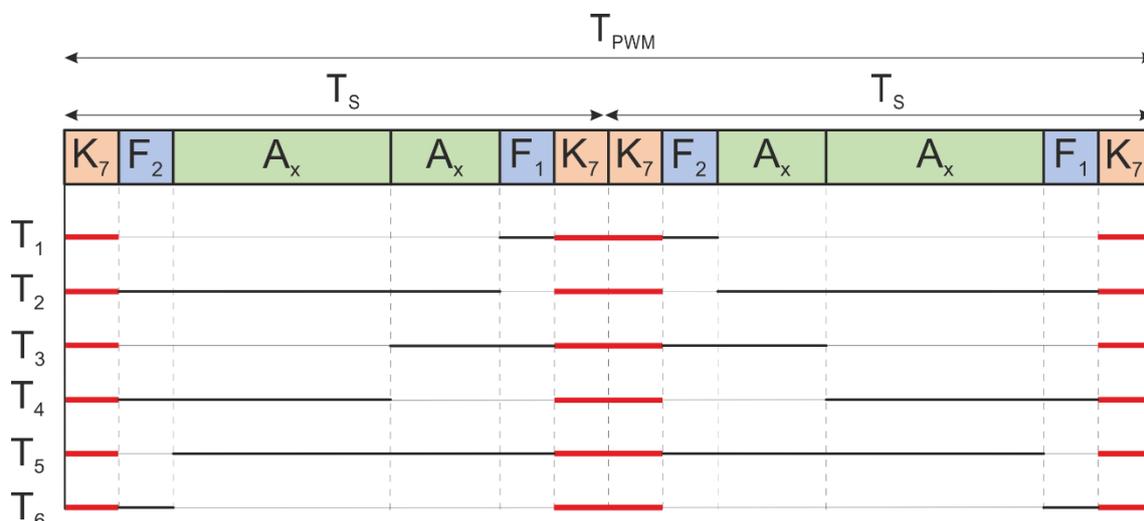


Abb. 5.4: Abfolge der Schaltzustände bei Verwendung vom Simple Boost und Constant Maximum Boost. Eine rote Linie zeigt an, dass der Kurzschlussstrom fließt, eine schwarze zeigt an, dass der Ausgangsstrom fließt.

Der Vollständigkeit halber folgt auch eine kurze Betrachtung des Simple und des Constant Maximum Boost Verfahrens (Abb. 5.4), bei dem zwei zusätzliche PWM Referenzlinien für die Boostzeiten benötigt werden. Zwischen Kurzschluss und aktivem Raumzeiger wird ein Freilauf eingefügt, der dazu dient, die verbleibende Zeit aufzufüllen, da die Summe der Kurzschlusszeiten konstant gehalten wird. Dadurch kommt es zu weiteren Schalthandlungen, im Vergleich zum konventionellen VSI ein weiterer Ein- und Ausschaltvorgang pro Ventil, unterm Strich resultiert ein Plus von 12 Schalthandlungen (6x ein, 6x aus). Von den insgesamt 12 Einschalthandlungen wird 6-mal der Kurzschlussstrom und 6-mal der Strom der jeweiligen Phase geschaltet, bei den Ausschalthandlungen ebenso. Im Vergleich zum Maximum Boost Verfahren 2 · 4 zusätzliche Schalthandlungen. Die Vorteile dieses Verfahrens wurden in Kapitel 3.4.3 bereits erläutert.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die zusätzlichen Durchlassverluste im Vergleich zum einphasigen ZSI etwas kleiner sind, da sich eine Verteilung des Kurzschlussstromes auf mehrere Zweige vorteilhaft auswirkt. Dennoch entstehen im Vergleich zum konventionellen VSI mehr Schalt- und auch mehr Durchlassverluste.

5.1.2 Eingangsdiode

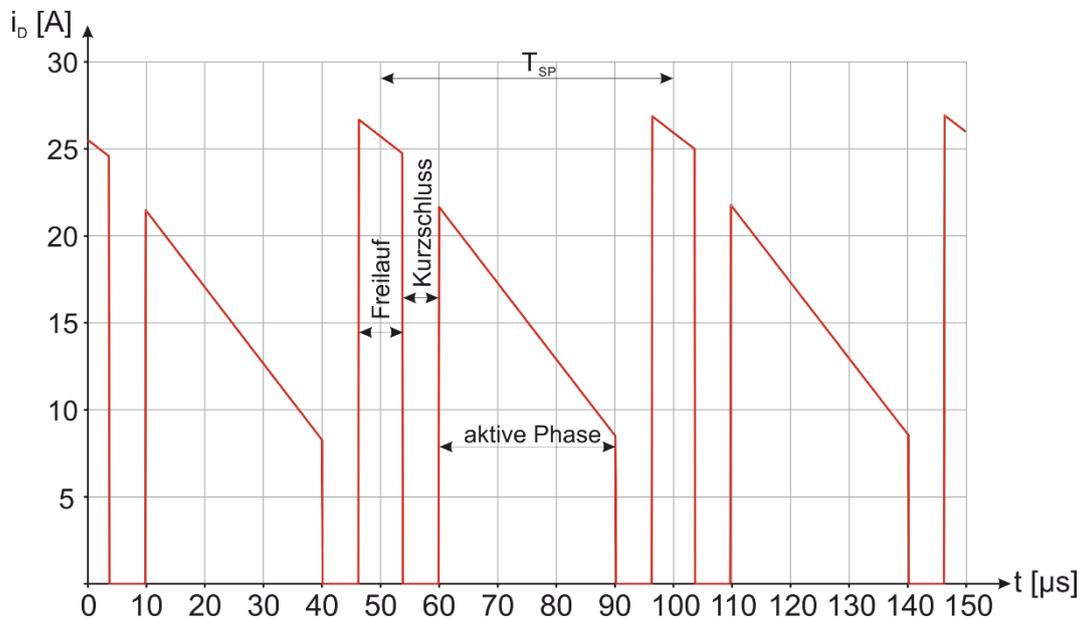


Abb. 5.5: Verlauf des Diodenstroms i_D

Abb. 5.5 zeigt den Strom der durch die Eingangsdiode D fließt. Man erkennt, dass während der Kurzschlusszeiträume kein Strom fließt, da hier die Diode sperrt. Während einer Freilaufphase durchfließt sie der doppelte Drosselstrom. Während eines aktiven Raumzeigers entspricht i_D der Summe aus i_{LZ} und i_{CZ} . Der Mittelwert des Stromes, der über die Diode am Eingang fließt, lässt sich aus der Leistungsbilanz errechnen.

$$\bar{i}_D = \frac{P_{\text{EIN}}}{U_{\text{EIN}}} = \frac{P_{\text{AUS}}}{\eta \cdot U_{\text{EIN}}} \quad (5.1)$$

Gemäß (3.12) lässt sich die Spannung beschreiben, die die Diode während dieses Zeitraumes sperren können muss. Es lässt sich berechnen:

$$U_{D_MAX} = U_{\text{EIN_MIN}} - 2U_{CZ} \quad (5.2)$$

Um die Ausgangsspannung modulieren zu können, ist für U_{CZ} mindestens ein Wert von 350V erforderlich. Bei einer minimalen Eingangsspannung von $U_{\text{EIN_MIN}} = 100\text{V}$ ergibt sich eine mindestens erforderliche Sperrspannung der Diode von 600V. Da bei einem Schaltvorgang noch mit einer kurzen transienten Überspannung gerechnet werden muss, ist der Einsatz von 600V Bauteilen nicht mehr möglich, es muss eine Diode mit einer Sperrfähigkeit von 1200V eingesetzt werden. Abb. 5.6 zeigt den Verlauf

von U_D der die Aussage bestätigt. Während des Kurzschlusses ist U_D negativ, die Diode öffnet. Dieser Wert entspricht dem Wert von U_Z während der aktiven Phasen.

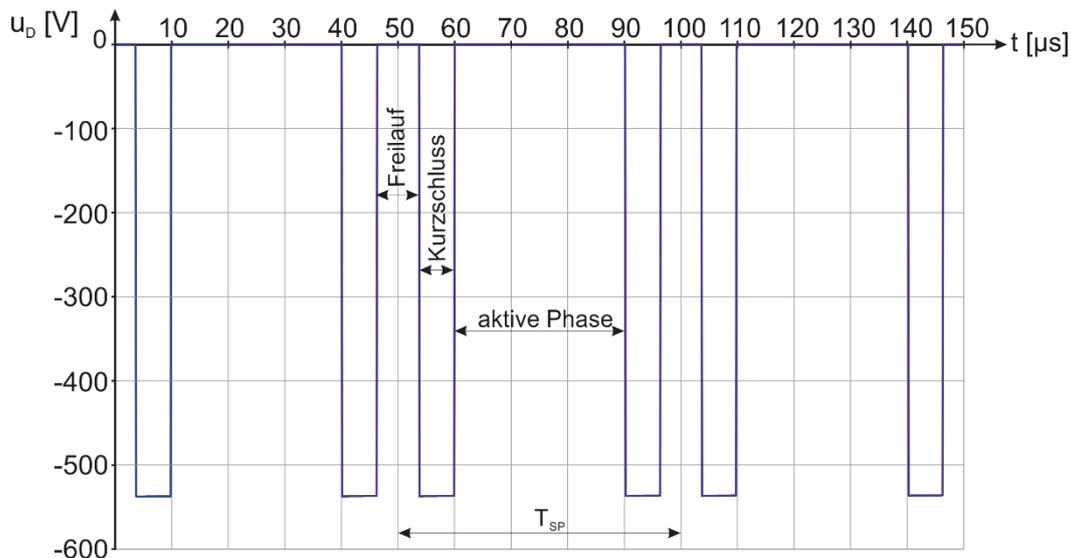


Abb. 5.6: Spannungsverlauf von u_D .

Durch die höhere Amplitude der Ausgangsspannung ist beim dreiphasigen ZSI der Einsatz von 1200V Dioden auf jeden Fall erforderlich. Da U_Z und U_{CZ} entsprechend höher sein müssen, um die gewünschte Ausgangsspannung modulieren zu können, erhöht sich die minimale Eingangsspannung, die erlaubt werden kann, ohne Schäden zu verursachen. Um den Designaufwand gering zu halten, wurden beim dreiphasigen ZSI die gleichen Bauteile verwendet. Bei einem guten Layout ist es möglich mit 1200V Halbleitern eine Spannung von 800V abzuschalten. Daher wird dieser Wert als Maximum für u_Z gewählt. Die minimale Eingangsspannung U_{EIN} lässt sich ebenfalls aus Gleichung (3.18) bestimmen und liegt bei 400V. Für eine höhere mögliche Verstärkung müssen Bauteile mit 1700V Sperrfähigkeit eingesetzt werden.

Jedes Mal, wenn der Kurzschluss aktiviert wird, schaltet die Diode ab und wieder ein. Beim einphasigen ZSI führt das zu zwei Ein- und zwei Ausschaltvorgängen pro T_{SP} . Der genaue Wert des Stromes der jeweils geschaltet wird, lässt sich analytisch schwer bestimmen. Zur Abschätzung der Schaltverluste der Diode kann man den Mittelwert des Stromes heranziehen.

Beim dreiphasigen ZSI wird pro Schaltperiode $T_s = 1/f_s$ der Kurzschluss genau einmal aktiviert, das gilt sowohl beim Simple Boost Verfahren, als auch beim Maximum Boost Verfahren. Hier ergibt sich beim dreiphasigen ZSI ein Vorteil.

Es zeigte sich bei späteren Messungen, dass die Verluste der Diode gegenüber den Verlusten der anderen Halbleiter klein ist. Es reicht daher aus, die Verluste der Dioden nur näherungsweise zu berücksichtigen.

5.1.3 Z-Drossel

Abb. 5.7 zeigt den Verlauf des Drosselstroms, passend dazu ist in Abb. 5.8 der Spannungsverlauf von u_{LZ} zu sehen. Es zeigt sich ein typischer Stromverlauf für eine leistungselektronische Schaltung. Während der Kurzschlussphasen sind Kondensatoren und Drosseln parallel geschaltet, dadurch steigt i_{LZ} an. Die Spannung entspricht dann u_{CZ} . In den beiden anderen Phasen fällt i_{LZ} ab.

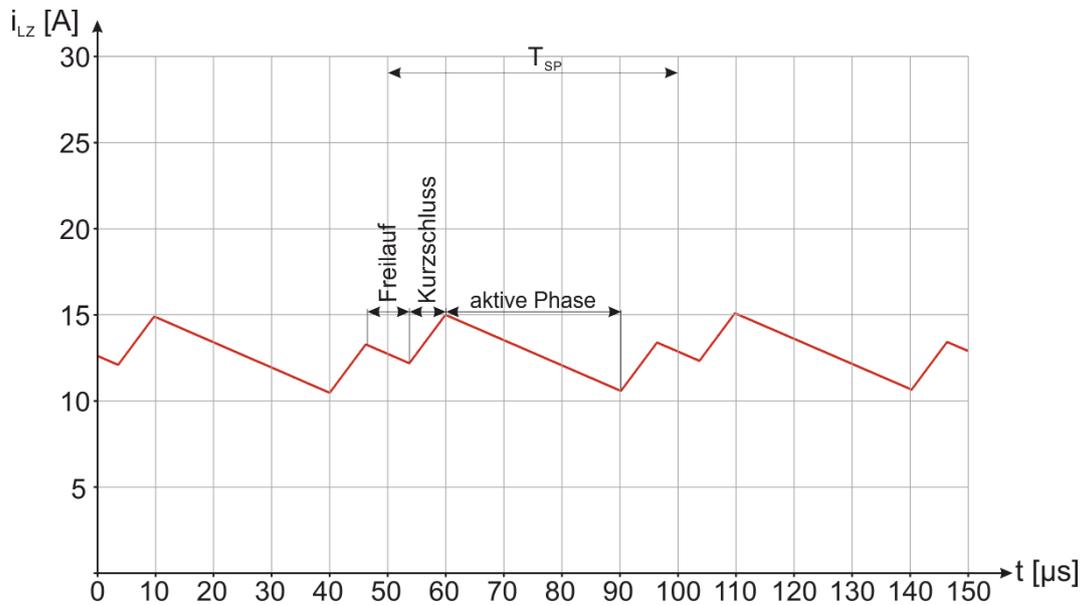


Abb. 5.7: Verlauf des Drosselstromes i_{LZ}

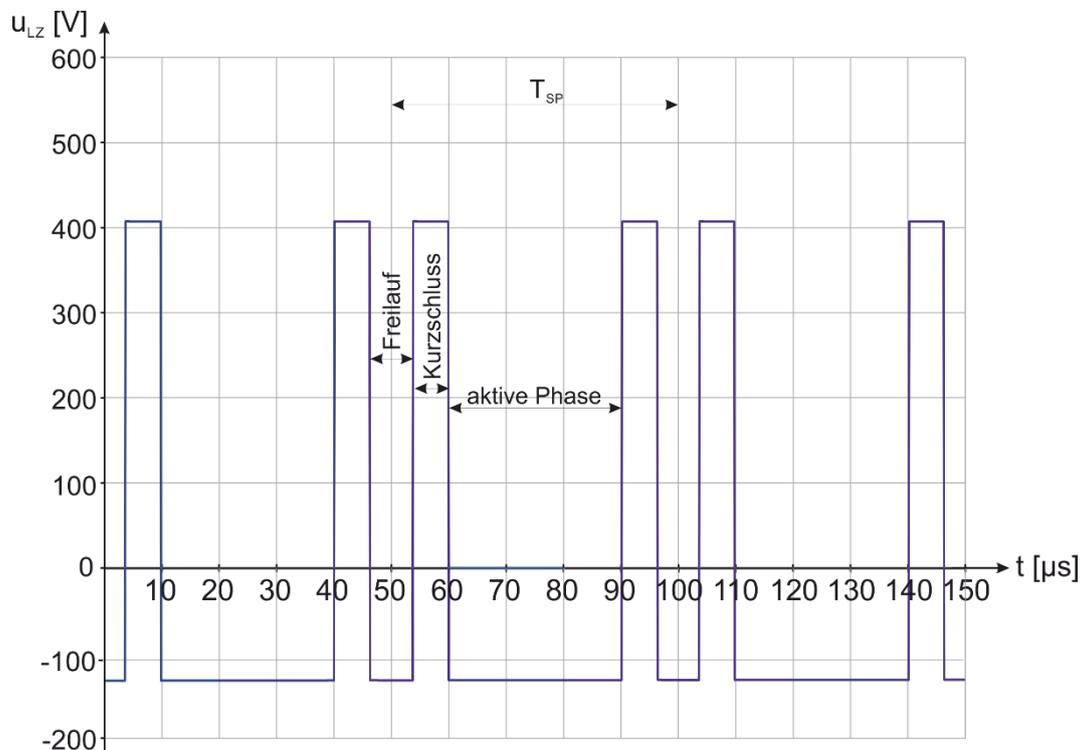


Abb. 5.8: Spannungsverlauf von u_{LZ} .

Zur Beschreibung des Ripples oder des Wechselanteiles des Stromes i_L betrachtet man den stationären Fall, da während einer Schaltperiode der Strom genauso stark ansteigt, wie er abfällt. Am einfachsten gelingt die Beschreibung wenn der Kurzschlusszeitraum betrachtet wird. Hilfreich ist dabei, dass die Dauer des Brückenkurzschlusses D_S gut definiert und bekannt ist.

Ausgehend von (3.11) kann man sagen, dass während des Kurzschlusses, also während D_S , die Spannung an jeder Drossel gleich der Spannung in den Kondensatoren ist. Es lässt sich folgende Formel aufstellen, die die Welligkeit von i_{LZ} beschreibt:

$$\Delta i_{LZ} = \frac{D_S \cdot U_{CZ}}{f_s \cdot L_Z} \quad (5.3)$$

Dabei ist f_{sw} die Schaltfrequenz des Reglers, U_{CZ} die Spannung der Z-Kondensatoren und L_Z schließlich die Größe der Z-Drossel. Kombiniert man (5.3) mit (3.24) so kann man auch als Funktion von D_S bei sonst konstanten Bedingungen ausdrücken. Es ergibt sich dann:

$$\Delta i_L = \frac{U_{EIN}}{f_s \cdot L_Z} \cdot \left(\frac{D_S - D_S^2}{1 - 2D_S} \right) \quad (5.4)$$

Im stationären Fall wird ebenfalls davon ausgegangen, dass sich der Ladungszustand der Kondensatoren nicht verändert. Daher ist der Mittelwert des Stromes i_{CZ} null (siehe 5.1.5). Daraus lässt sich folgern, dass der Mittelwert des Stromes I_L gleich dem Mittelwert des Stromes I_D ist.

5.1.3.1 Vergleich der Drosseln von ZSI und HSS

Für die Leistungselektronik sind Speicherdrosseln von großer Bedeutung. Sie sind nicht nur für die Funktion des Umrichters unverzichtbar, sie machen auch einen bedeutenden Teil der Kosten und des Volumens des fertigen Produkts aus. Deswegen werden die Anforderungen an die Drosseln von ZSI mit denen der Topologie mit HSS und Wechselrichter verglichen werden.

Da es sich in allen Fällen um Speicherdrosseln handelt lässt sich das benötigte Volumen anhand der maximal gespeicherten Energie ermitteln. Diese ergibt sich gemäß

$$W_{mag} = \frac{1}{2} L i^2 \quad (5.5)$$

aus der Induktivität der Drossel und dem fließenden Strom. Die Induktivität hat einen wichtigen Einfluss auf die Welligkeit des Stromes. Je größer L ist desto kleiner wird das

Δi_L bei gegebener Schaltfrequenz. Beim Hochsetzsteller entsprechend Kapitel 3.1.5 lässt sich das Δi_L gemäß

$$\Delta i_L = \frac{U_{DC} \cdot D}{f_s \cdot L} \quad (5.6)$$

aus der Eingangsspannung U_{DC} , der relativen Einschaltdauer D , der Schaltfrequenz f_s des Umrichters sowie der Induktivität L errechnen. Für den ZSI ergibt sich für eine der Z-Drosseln eine ähnliche Formel:

$$\Delta i_L = \frac{D_s \cdot U_{CZ}}{f_s \cdot L_Z} \quad (5.7)$$

Dabei ist D_s die relative Kurzschlussdauer, U_{CZ} die Spannung der Kondensatoren, f_s die Schaltfrequenz und L_Z die Größe der Z-Drosseln. Zur besseren Vergleichbarkeit wird für beide die gleiche Induktivität und Schaltfrequenz eingesetzt und das als Funktion der Spannungsverstärkung B in Abb. 5.9 aufgetragen.

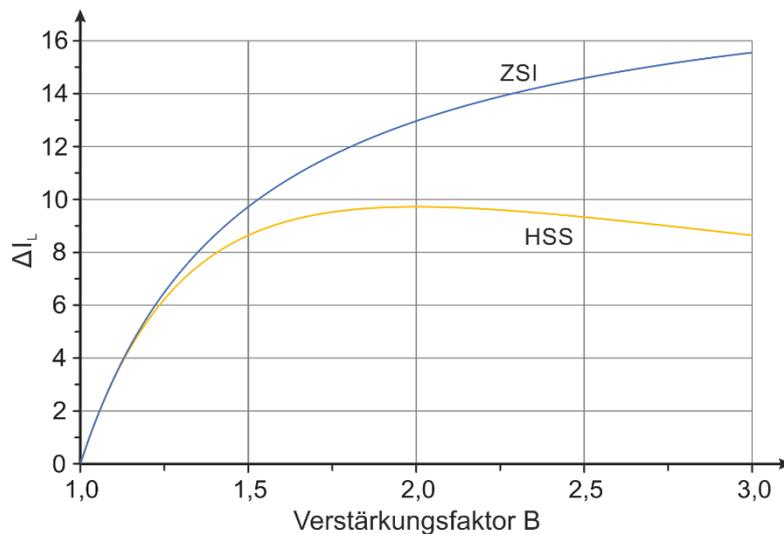


Abb. 5.9: Welligkeit des Stroms von HSST und ZSI als Funktion der Spannungsverstärkung B

Bei kleinem B ist der Verlauf beider Kurven noch fast gleich, mit steigendem B spreizen sich die Kurven zunehmend. Der HSS hat sein Maximum bei $B=2$, für den ZSI steigt der Wert kontinuierlich. Nimmt man für B einen maximalen Wert von 3 an, zeigt es sich, dass die Stromwelligkeit in einer Drossel des ZSI doppelt so groß wird wie beim HSS. Um die gleiche Stromwelligkeit in jeder Drossel zu erhalten, ist also die doppelte Induktivität pro Drossel erforderlich.

Der Effektivwert des Drosselstroms ergibt sich für beide Varianten aus der Leistungsbilanz unter Vernachlässigung der Verluste gemäß

$$\bar{i}_L = \frac{P_{\text{AUS}}}{U_{\text{DC}}} = \frac{P_{\text{AUS}} \cdot B_{\text{MAX}}}{U_{\text{ZW}}} = \frac{2\text{kW} \cdot 3}{350\text{V}} = 17\text{A} . \quad (5.8)$$

Da gemäß (5.5) der Strom quadratisch und die Induktivität linear eingeht, benötigt der ZSI verglichen mit dem HSS das Vierfache Drosselvolumen.

5.1.4 Dimensionierung der Z-Drossel bei DPC

Beim DPC bleibt der gewählte Zustand für die gesamte Dauer eines Zyklus aktiv, das gilt genauso auch für den Kurzschlusszustand. Daher muss ein besonderes Augenmerk auf die Welligkeit von i_{LZ} gelegt werden. Diese wird von der Spannung U_{CZ} , der Einschaltdauer und nicht zuletzt vom Wert der Induktivität L_Z selbst bestimmt. Bei PWM basierten Methoden stellt sich der Stromrippel entsprechend der Bedingungen am ZSI ein, er steigt mit D_S langsam an. Beim DPC wird der Stromrippel jedoch maßgeblich von der Zykluszeit beeinflusst. Unter der Annahme von einer Zykluszeit von $t_{\text{DPC}}=25\mu\text{s}$, wie für DTC üblich, von einer Zwischenkreisspannung U_{CZ} , die mindesten so groß sein wie der Spitzenwert der Leiter-Leiter Spannung am Ausgang sein muss, also 560V bei einem 400V Niederspannungssystem und von einer Induktivität von $L_Z=1,2\text{mH}$, die sich bei der PWM basierten Modulation bewährt hat, ergibt sich eine Stromwelligkeit von

$$\Delta I_{LZ} = \frac{T_{\text{DPC}} \cdot U_{CZ}}{L_Z} = \frac{25\mu\text{s} \cdot 560\text{V}}{1,2\text{mH}} = 11,7\text{A} \quad (5.9)$$

Der Anstieg des Stroms an sich ist unproblematisch, solange er nicht die maximal zulässigen Ströme der Drosseln übersteigt und diese dadurch gesättigt oder beschädigt werden. Dies kann dann vorkommen, wenn der Kurzschluss vom Regler in kurzer Folge aktiviert wird bevor i_{LZ} wieder null erreicht hat. So kann sich der Strom immer weiter aufbauen und kritische Wert schneller erreichen, als die Schutzeinrichtungen es erfassen können.

Um den Anstieg des Stroms bei vorgegebener Spannung zu begrenzen, ist es möglich, die Zykluszeit zu verringern. Eine Verringerung der Zykluszeit kann jedoch nicht endlos erfolgen und wird von der Rechenkapazität der verwendeten Hardware begrenzt. Die Dimensionierung der Drossel ist dann die letzte Möglichkeit, um einen gefährlichen Anstieg des Stromes zu verhindern.

5.1.5 Der Z-Kondensator

Die Spannungsfestigkeit der zu verwendenden Kondensatoren, ergibt sich gemäß der zu erzielenden Ausgangsspannungsamplitude. U_{CZ} muss größer sein als die Grundschningsamplitude von u_{AUS} . Für den einphasigen ZSI muss damit eine Spannungsfestigkeit von mindestens 350V vorliegen. 400V Kondensatoren sind also

unter Einhaltung einer gewissen Spannungsreserve geeignet. Da der ZSI bei großen Eingangsspannungen jedoch auch im reinen Wechselrichtermodus betrieben werden kann und größere Eingangsspannungen erwartet werden, wurden die Kondensatoren auf 800V ausgelegt. Mit dieser Auslegung ist dann auch der Betrieb des dreiphasigen ZSI möglich, bei dem eine Spannung von mindestens 560V erforderlich ist.

Abb. 5.10 zeigt den Strom, mit dem jeder Z-Kondensator belastet wird. Während der Kurzschlussphasen wird Energie von den Kondensatoren auf die Drosseln übertragen. Während dieses Zeitraumes sind i_L und i_C gleich groß, jedoch mit negativem Vorzeichen. Für den Freilauf ist die Situation ähnlich. Dann stimmt auch das Vorzeichen überein, da hier ein Kreisstrom durch alle Drosseln und Kondensatoren fließt. Während der aktiven Phasen, nehmen die Drosseln die Differenz aus i_D und i_L auf. Im stationären Fall ist der Mittelwert von i_C Null. Es ist gut erkennbar, welcher Wechselstrombelastung die Z-Kondensatoren ausgesetzt sind.

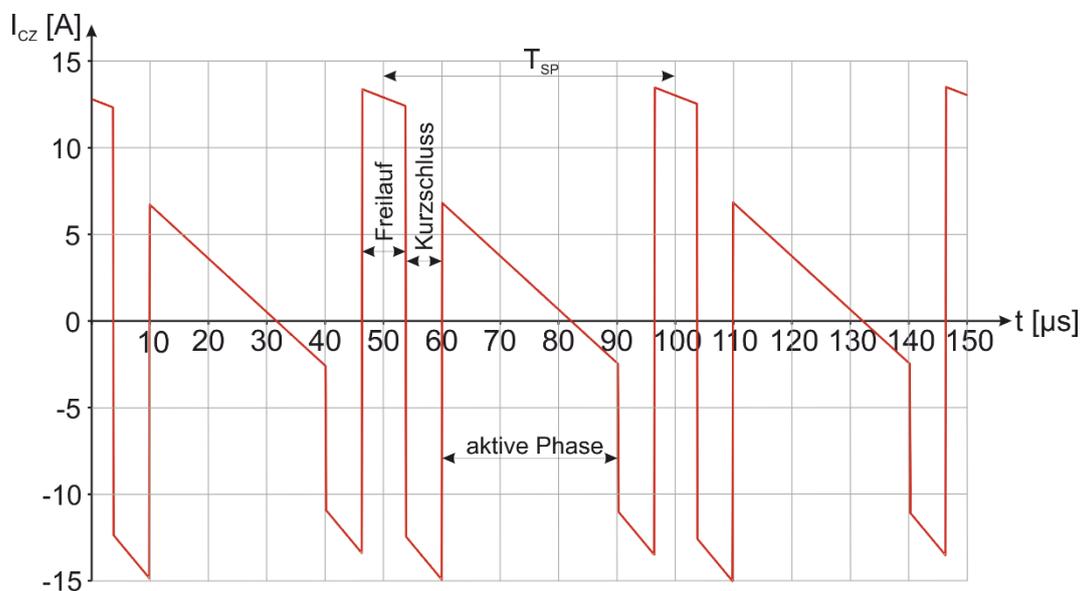


Abb. 5.10: Verlauf des Stromes I_{CZ} über den Z-Kondensator

Die Wahl des Kondensatortyps muss diese hohe Wechselstrombelastung berücksichtigen. Gut geeignet sind Folienkondensatoren mit geringem ESR, diese sind jedoch recht teuer. Daher wurde auf günstige Elektrolytkondensatoren zurückgegriffen. Durch eine Parallelisierung mehrerer Kondensatoren teilt sich der Strom auf und der einzelne Kondensator ist nicht mehr der vollen Wechselstrombelastung ausgesetzt. Die verbleibende Belastung lässt sich mit Elektrolytkondensatoren bewältigen. Durch die Parallelisierung ergibt sich eine relativ große Kapazität von einigen 100 μF . Dieser Wert ist ausreichend, um den Spannungsrippel auf ein Maß zu reduzieren, welches nicht näher untersucht werden muss.

5.1.6 Ausgangsfilter

Wie bei den meisten leitungselektronischen Schaltungen, ändern sich die Augenblickswerte der einzelnen Größen - auch bei moderaten Änderungen der Mittel- oder Effektivwerte- sehr stark. Im vorliegenden Fall soll ein Inselnetz für Verbraucher bereitgestellt werden. Es ist also erforderlich die hochfrequenten Anteile der Ausgangsspannung zu filtern, bevor sie der Last zur Verfügung gestellt werden können.

Die Filterung erfolgt mittels eines einfachen, passiven RC-Filters. Die Grenzfrequenz wird dabei zwischen die Netzfrequenz von 50Hz und die Schaltfrequenz des Umrichters gelegt. Die liegt je nach Konfiguration zwischen 18 kHz und 40 kHz. Die Grenzfrequenz des Filters wurde auf etwa 1kHz gelegt.

Bei Einsatz des DPC für ZSI erfolgte eine Einspeisung ins Netz. Hier wurden der ZSI und das Netz lediglich über eine Drossel mit 18mH pro Phase verbunden. Diese dient hauptsächlich dazu, eine minimale Netzimpedanz sicherzustellen und bietet nur eine unzureichende filternde Funktion. Beim Betrieb mit DPC ist eine starke Beeinflussung der Netzspannung zu erkennen. Für dem Anschluss an das Netz sind viel Vorschriften und Richtlinien in Bezug auf Spannungsqualität und EMV einzuhalten, die mit der aktuellen Lösung nicht erfüllt werden. Es wird dann eine weitergehende Filterung benötigt.

5.2 Gatetreiber

Da ein Optokoppler, also eine Kombination aus LED und Photodiode, zur galvanisch getrennten Ansteuerung der Gatetreiber relativ fehleranfällig ist, wurde für den ersten Entwurf des Gatetreibers eine induktive Signalübertragung gewählt. Soll der IGBT eingeschaltet werden, wird die Primärseite eines Übertragers mit eine Spannung beaufschlagt. Dieser Impuls wird dann auf die Sekundärseite übertragen, sodass dort eine geringe Leistung zur Verfügung steht, die genutzt werden kann, um den IGBT einzuschalten. Dieses Konzept hatte gleichzeitig den Vorteil, dass keine galvanisch getrennte Spannungsversorgung für jeden IGBT erforderlich ist. Die realisierte Schaltung ist in Abb. 5.11 gezeigt.

Durch die am Übertrager anliegende Spannung steigen der magnetische Fluss und damit auch der Magnetisierungsstrom an. Nach einer gewissen Dauer ist der Fluss so weit gestiegen, dass der Übertrager in Sättigung gerät. Dadurch kommt es zu einem überproportionalen Anstieg des Magnetisierungsstromes der den Übertrager schließlich zerstören würde. Daher ist es erforderlich, das sich der Übertrager entmagnetisieren kann. Das wurde mithilfe einer Kombination aus Diode und Zenerdiode erreicht. Eine relative Einschaltdauer von eins, also dauerhaft eingeschaltet, ist konzeptionell nicht möglich. Ein IGBT kann folglich nicht dauerhaft eingeschaltet sein.

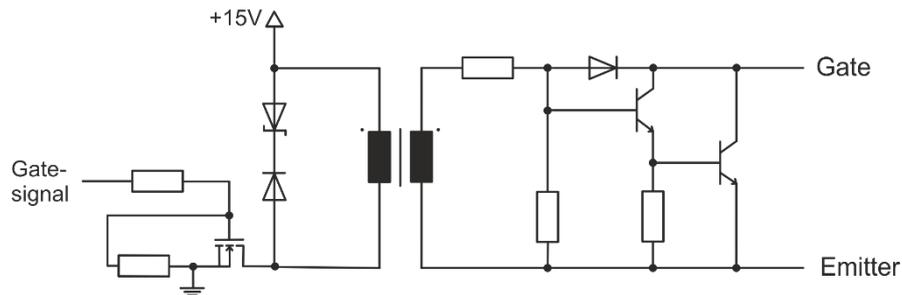


Abb. 5.11: Schaltung des zunächst verwendeten Gatetreibers, der nicht geeignet war

Betrachtet man das in 4.1.2 beschriebene Verfahren zur Ansteuerung des ZSI führt dieser Umstand dazu, dass D_A und D_S nicht komplett unabhängig eingestellt werden können. Ist zu einem Zeitpunkt kein Freilauf erforderlich, z.B. bei hoher Ausgangsspannung und hoher Spannungsverstärkung, nehmen D_A und D_S zusammen die komplette Schaltperiode in Anspruch. So bleiben zwei IGBTs während der gesamten Schaltperiode eingeschaltet. Dieser Gatetreiber erweist sich für den ZSI folglich als ungeeignet.

Eine Entlastung könnte durch einen großen Übertrager erreicht werden, der über eine längere Zeitdauer aufmagnetisiert werden kann, so dass dieser Zustand eine gewisse Zeit anhalten kann. Das Problem würde jedoch nicht gelöst. Eine Erhöhung der Schaltfrequenz ist auch nicht unbegrenzt möglich, da das die Schaltverluste erhöhen würde. In der Praxis verringerte sich bei Verwendung eines Übertragers die maximal erzeugbare Ausgangsspannung, da die Zeit, die für die Entmagnetisierung verwendet werden muss, nicht für aktive Schaltzustände oder einem Boost zur Verfügung steht. Daher wurde der Gatetreiber auf Basis eines magnetischen Übertragers verworfen.

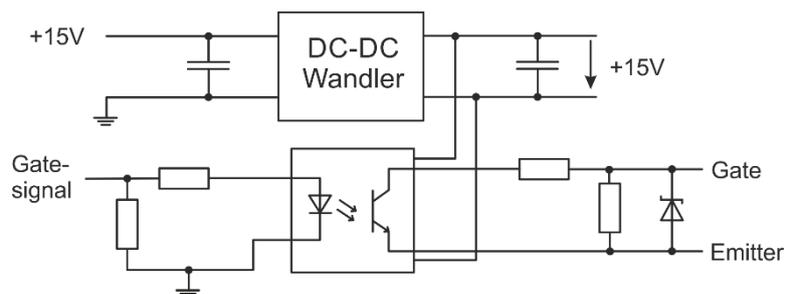


Abb. 5.12: Schaltung des neu gestalteten Gatetreibers

Als alternative Lösung wurde dann auf eine optische Signalübertragung zurückgegriffen. Dazu wird für jeden IGBT eine eigene galvanisch getrennte Versorgungsspannung bereit gestellt. Das geschieht über einen handelsüblichen DC/DC Wandler. Zum Einsatz kam ein geregeltes Modell, was nebenbei dafür sorgt, dass die bereitgestellte Spannung konstant ist. Ein IC beherbergt dann die optische Übertragungsstrecke und eine einfache Treiberstufe. Das Signal kann dann direkt zur Ansteuerung des IGBTs verwendet werden. Diese Lösung bietet den vollen Freiheitsgrad und zeigte in der Praxis zuverlässige Ergebnisse. Sie stellt außerdem eine

kompakte und einfache Lösung dar. Die schlussendlich verwendete Schaltung ist in Abb. 5.12 zu sehen

5.3 Schutzkonzepte

Dadurch, dass ein Brückenkurzschluss nicht zu einer sofortigen Zerstörung der Halbleiter führt, verfügt der ZSI über eine gesteigerte Robustheit gegenüber einem einfachen Spannungswechselrichter. Das vereinfacht zunächst die Gatetreiber, da sie keine weiteren Schutzmechanismen benötigen. Eine U_{CE} -Überwachung ist nicht erforderlich, da ein absichtlich oder unabsichtlich herbeigeführter Kurzschluss keine sofortigen, fatalen Auswirkungen hat. Die Drossel begrenzt den Stromanstieg, sodass die für eine entsprechende Schutzhandlung benötigte Zeit ausreichend ist.

Beim ZSI ist es deshalb lediglich erforderlich den Strom i_L zu überwachen. Liegt der Kurzschluss über eine zu lange Zeitdauer an, baut sich der Strom auf einen unzulässig hohen Wert auf und gefährdet insbesondere die IGBTs, aber auch die Drossel selber. Um einen zu hohen Strom zu vermeiden, wird er gemessen und an den dsPIC weitergeleitet. Zur Regelung wird diese Messung nicht benötigt.

Im Regelungsprogramm ist ein zweistufiger Schutz implementiert. Überschreitet der Strom einen festgelegten Wert, wird zunächst D_S zu null gesetzt. Dadurch wird der Kurzschluss ausgesetzt. Steigt der Strom weiter an, wird in einem zweiten Schritt der Umrichter in einen definierten sicheren Betriebszustand versetzt. Es werden dabei alle IGBTs ausgeschaltet und eine Fehlermeldung abgegeben. Dieser muss dann vom Anwender quittiert werden. Der Modulator hat eine Funktion implementiert, die es erlaubt, einen sicheren Zustand zu definieren. Dieser kann durch einen Befehl sofort aktiviert werden, ohne auf das Ende der PWM Periode warten zu müssen. Damit dieser Mechanismus zuverlässig funktioniert, ist es wichtig die Drosseln nicht zu klein zu wählen, da sonst der Stromanstieg zu schnell erfolgt und die Schutzmaßnahmen zu spät greifen.

Gelegentliche, unbeabsichtigte Kurzschlüsse, etwa durch EMV oder fehlerhafte Bauteile, können toleriert werden. Sie stellen schließlich nur eine Verlängerung von D_S dar und werden ausgeregelt.

Eine weitere Schutzmaßnahme ist die Implementierung definierter Spannungsgrenzen. Der Umrichter schaltet ab, wenn eine minimale Eingangsspannung unterschritten oder eine maximale Z-Kondensatorspannung überschritten wird. Das dient in erster Linie zum Schutz der Bauteile, insbesondere der Kondensatoren und Halbleiter. Weiterhin wird die maximale Dauer von D_S begrenzt, da theoretisch eine Verstärkung von unendlich erreicht werden kann. Eine Grenze von $D_S = 0,42$ hat sich bewährt. Dieser Wert entspricht einer Verstärkung von $B = 6,25$.

5.4 Emulation des Verhaltens einer Wasserturbine

Wie bereits beschrieben, ist der ZSI auch dazu gedacht kleine Energiemengen aus regenerativen Quellen zu nutzen und in einem kleinen Inselnetz zur Verfügung zu stehen. In dieser Arbeit wurde der Fokus auf den Primärenergieträger Wasser gesetzt. Um das Verhalten des Systems an einer Wasserturbine testen zu können, ohne auf ein Wasserlabor zurückgreifen zu müssen, wurde eine Emulation der Turbine eingerichtet.

Untersucht wurde eine kleine Wasserturbine aus dem Hause Power Pal (Abb. 5.13 a)). Es handelt sich um eine einfache und robuste Propellerturbine aus vietnamesischer Produktion. In der betrachteten Serie finden sich verschiedene Varianten mit Leistungen zwischen 200W und 1kW. Sie haben allesamt eine Fallhöhe von 1,5m und weisen ein Schluckvermögen von 35 – 130 l/s auf. Daher werden sie zu den Kleinstwasserkraftanlagen gezählt. Ausgestattet sind sie mit einem einfachen, einphasigen permanent erregten Synchrongenerator. Die gesamte Konstruktion ist robust und einfach und so auch in entlegenen Regionen von ungeschultem Personal zu warten. Zur Verfügung stand die größte Turbine der Serie mit etwa 1500W mechanischer Leistung. Da die werkseitig montierte elektrische Maschine von geringer Qualität ist, wurde sie von der eigentlichen Turbine demontiert und gegen eine moderne dreiphasige, permanent erregte Synchronmaschine ersetzt [61].



a)



b)

Abb. 5.13: Bild der verwendeten Power Pal Wasserturbine (a)), sowie der Maschinensatz zur Emulation des Verhaltens der Turbine (b)). Die Asynchronmaschine befindet sich rechts und wird über einen Frequenzumrichter betrieben.

Um das Verhalten der Wasserturbine emulieren zu können wurde eine Synchronmaschine mit einer Asynchronmaschine gekuppelt (Abb. 5.13 b)). Die

Synchronmaschine ist baugleich mit der Synchronmaschine, die an der Turbine montiert wurde. Die Synchronmaschine wird von einem geregelten Antrieb bestehend aus einer umrichter gespeisten, feldorientiert geregelten Asynchronmaschine angetrieben. In einem Rechner (PC) wird die Drehmoment-Drehzahl-Charakteristik der Turbine hinterlegt und der Sollwert des geregelten Antriebs so gesteuert, dass an der Welle das mechanische Verhalten der Turbine emuliert wird. Der geregelte Antrieb misst über einen Encoder die Drehgeschwindigkeit der Welle und reicht sie an den Computer weiter. Diese fährt die im Flußlabor gemessen und im PC hinterlegte Kennlinie nach und stellt das entsprechende Drehmoment als Sollwert am Antriebsregelgerät ein, der das gewünschte Drehmoment an der Welle stellt. Die beschriebene Struktur ist in Abb. 5.14 dargestellt [54] [58].

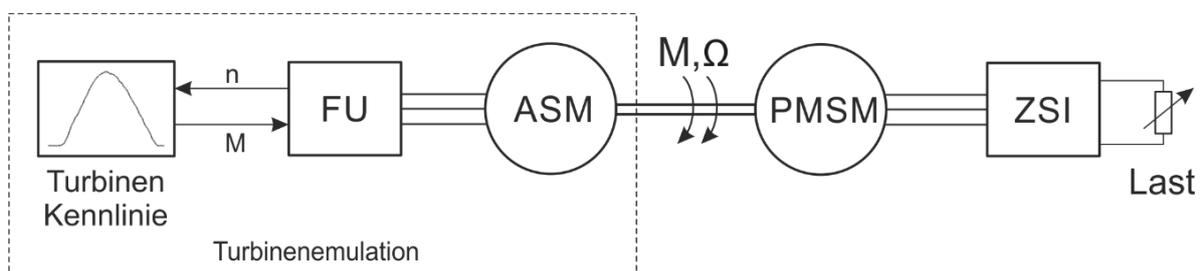


Abb. 5.14: Struktur des Aufbaus zur Emulation des Verhaltens der Turbine

Die Emulation der Turbine wurde in LabView implementiert. Die Drehzahl sowie das Drehmoment wurden über analoge Schnittstellen von bzw. zum Umrichter übertragen. Dabei ist im Modell nur eine Referenzkurve für eine beliebige Turbine gespeichert. Im vorliegenden Fall ist es ein kleines Modell der PowerPal Turbinen. Mithilfe der Turbinenparameter Durchmesser D , Fallhöhe h_F und Durchfluss Q der Turbine lassen sich vier dimensionslose Koeffizienten errechnen. Mit diesen Koeffizienten kann die Referenzkennlinie skalieren und auf die neue Turbine umgerechnet werden. Die genaue Vorgehensweise ist in [54] genauer beschrieben. Das Resultat der Skalierung ist in Abb. 5.15 zu sehen. Die dargestellten Kurven sind in der Emulation verfügbar.

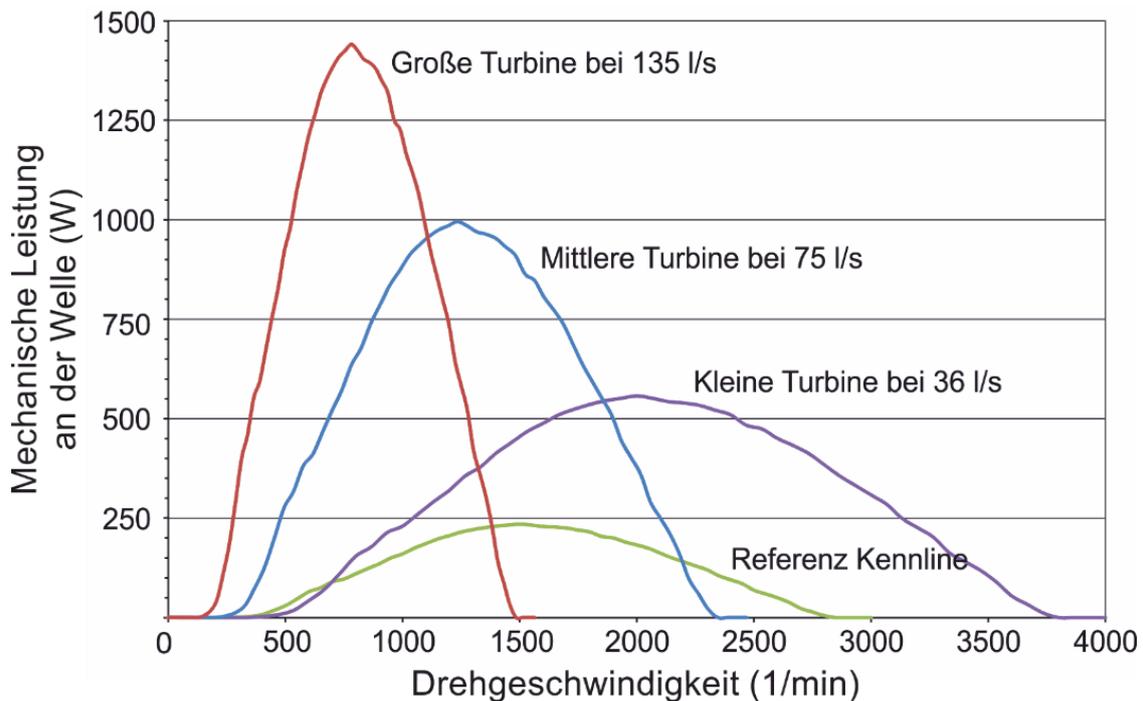


Abb. 5.15: M-n-Kennlinien der in der Emulation verfügbaren Turbinen

5.5 Hardware zur Steuerung und Regelung des einphasigen Z-Umrichters

Das Labormodell für den einphasigen ZSI ist ausgelegt für eine Ausgangsspannung von 230V bei 50Hz bei einer Ausgangsleistung von 2kW an einer passiven Last, eine Netzeinspeisung ist nicht vorgesehen. Gespeist wird es im Labor entweder aus einem verstellbaren Transformator oder aus einer Synchronmaschine.

Das Design des ZSI sieht zwei elektronische Baugruppen vor. Die Hauptelektronik bildet das Leitungsteil, also den eigentlichen ZSI. Diese ist mit der Steuerungsbaugruppe über Kabel verbunden, die als wichtigste Komponente den dsPIC-Mikrocontroller enthält. Der grundsätzliche Aufbau ist in Abb. 5.16 zu sehen.

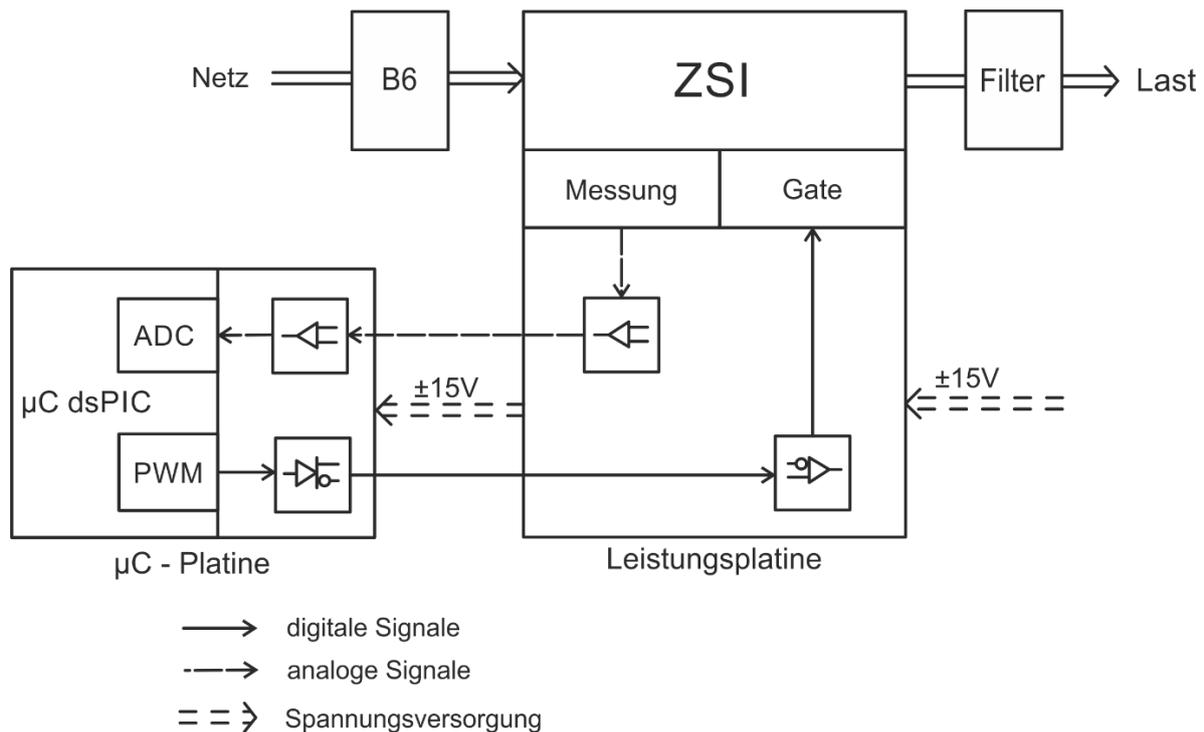


Abb. 5.16: Aufbau des ZSI in der Übersicht

5.5.1 Leistungsteil

Die selbst entworfene elektronische Hauptbaugruppe des ZSI ist in Abb. 5.17 zu sehen. Verwendet wurde ein zweilagiges Design.

Die Hauptbaugruppe beherbergt zunächst die Elemente, die für das Leistungsteil des ZSI selbst erforderlich sind: den Eingangskondensator C_{EIN} , die Eingangsdiode D , die Z-Kondensatoren C_Z und die IGBTs. Nicht auf der Baugruppe untergebracht sind die B6 Gleichrichterbrücke am Eingang, die Z-Drosseln und der Ausgangsfilter. Die B6 Gleichrichterbrücke ist dabei in unmittelbarer Nähe auf dem Kühlkörper aufgebracht. Die beiden Z-Drosseln sind über Kabel mit dem ZSI verbunden. Da es sich um induktive Zweige handelt, ist die genaue Positionierung nicht weiter wichtig.

Zum Einsatz kommen vier diskrete IGBTs vom Typ IXYS IXA27IF1200HJ. Sie werden von unten an die Baugruppe gelötet und werden mit Clipsen auf den Kühlkörper gepresst (siehe Detailansicht in Abb. 5.18). Da die Rückseite der Gehäuse nicht mit einem der Potentiale des IGBTs verbunden ist (ISOPLUS247), konnte auf eine elektrische Isolierung zum Kühlkörper verzichtet werden. Im Laufe der Arbeit wurden auch SiC Halbleiter verwendet, deren Rückseite potentialbehaftet ist. Hier wurde zusätzlich elektrisch isolierende Silikonfolie eingesetzt.

Der Kühlkörper befindet sich in Abb. 5.17 unterhalb des oberen Teils des Leistungsteils. Es handelt sich um einen effizienten Strangkühlkörper mit den Maßen 80x80x250 mm. Er wird von einem Lüfter zwangsbelüftet. Er ist rechts oben neben der

Baugruppe erkennbar und schiebt die Luft von rechts nach links durch den Kühlkörper. Alle Leistungshalbleiter inklusive der Eingangsdiode und der B6-Gleichrichterbrücke (Kabel sind oberhalb der Baugruppe erkennbar) sind auf dem Kühlkörper befestigt. Über ihn wird der Großteil der gesamten Verlustleistung des Umrichters abgeführt.

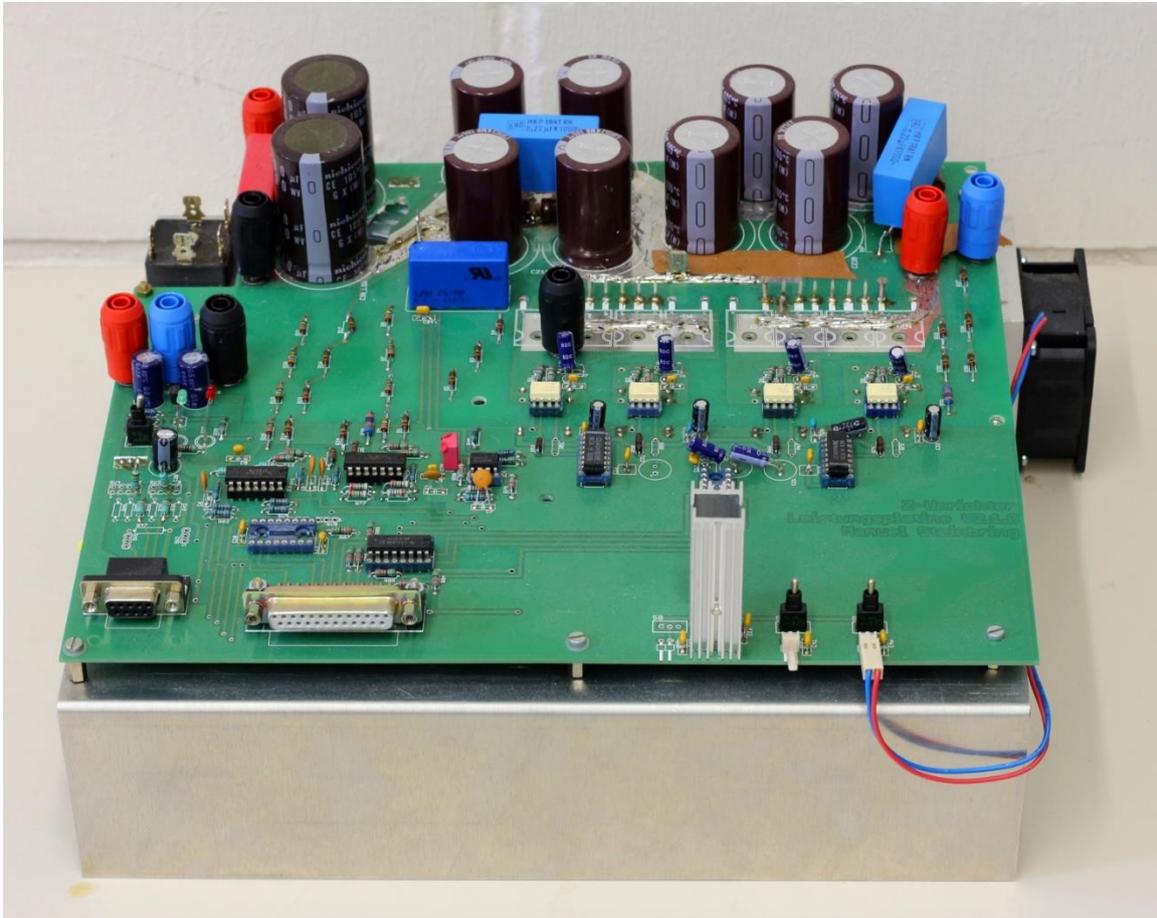


Abb. 5.17: Die Leistungsteil des selbstentworfenen ZSI

Zum Betrieb des ZSI werden die Spannungen U_{EIN} , U_{CZ} und U_{AUS} gemessen. Sie werden über einen Operationsverstärker in Differenzenverstärkerschaltung quasi potentialfrei aufgenommen. Dabei beträgt der Eingangswiderstand etwas mehr als ein Megaohm. Dieses Signal wird auf ein differenzielles Signal mit einem Spannungsbereich von $\pm 20\text{V}$ gebracht und über ein Kabel an die Steuerungsbaugruppe weitergegeben. Der Strom i_{L} wird mit einem LEM Wandler aufgenommen, mit einer Operationsverstärkerschaltung aufbereitet und ebenfalls differenziell an die Steuerungsbaugruppe übertragen.

Die Spannungsversorgung der Elektronik erfolgt mit $\pm 15\text{V}$ aus einem Labornetzteil. Daraus werden die 5V und die $3,3\text{V}$ Spannungsebene mit einem Linearregler erzeugt. Zusätzlich wird für jeden Gatetreiber eine galvanisch getrennte Versorgungsspannung von $+15\text{V}$ benötigt. Diese wird mit Hilfe geregelter DC/DC Schaltwandler erzeugt. Es kommen vier davon zum Einsatz, einer für jeden IGBT. Für optimale Isolierstrecken

sind sie von unten an der Baugruppe angelötet. Über das Kabel werden die benötigten Versorgungsspannungen auch an die Steuerungsbaugruppe weitergeben.

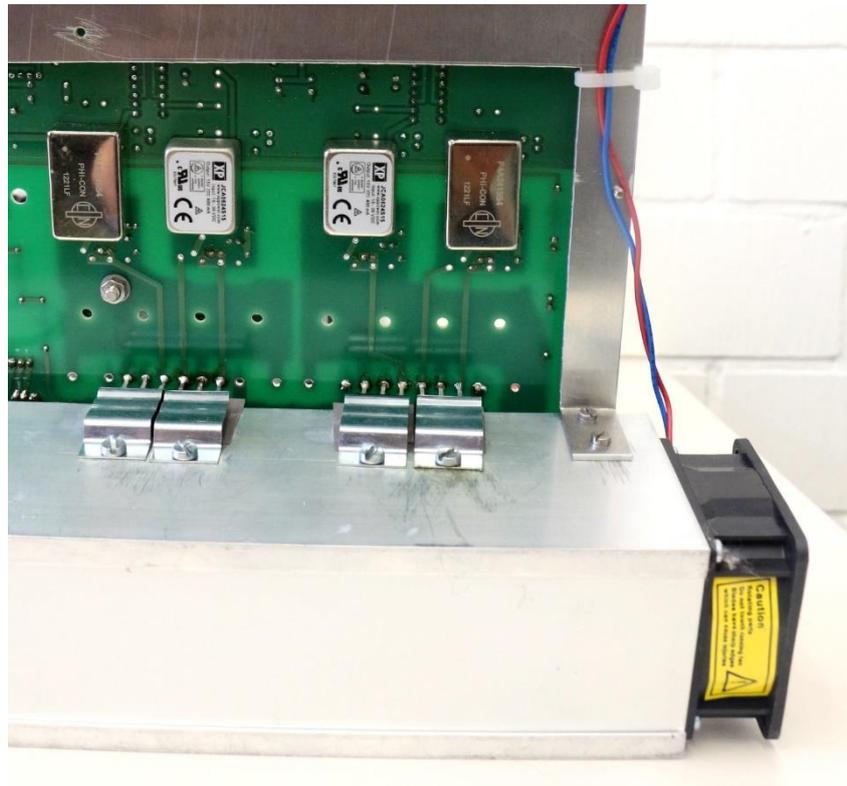


Abb. 5.18: Leistungsteil, Detailansicht von unten, Montage der IGBTs auf dem Kühlkörper

Die Schaltsignale vom μC werden ebenfalls differenziell übertragen. Dabei kommen fertige Differenzverstärker-IC zum Einsatz. Die empfangenen, differenziellen Schaltsignale werden auf der Hauptplatine aufbereitet und steuern einen Optokoppler an. Dieser wiederum steuert dann galvanisch getrennt die eigentlichen IGBTs an.

Als weitere Peripherie findet man noch einen Freigabeschalter, eine einfache Steuerung für den Lüfter und einige Status LEDs auf der Hauptplatine.

5.5.2 Steuerungsbaugruppe mit dem Mikrocontroller

Die Steuer- oder Mikrocontrollerbaugruppe (μC -Baugruppe) ist in Abb. 5.19 zu sehen. Sie ist auf einem Developerboard von Microchip aufgebaut, das bereits ein Teil der Peripherie enthält. Es wurde dazu ein eigener Träger entwickelt, der mittels eines Steckers mit dem Developer Board verbunden werden kann.

Auf der μC -Baugruppe befindet sich als Kernkomponente ein 16bit dsPIC30f Mikrocontroller der Firma Microchip. Er verfügt über alle erforderlichen Peripheriefunktionen, um den ZSI zu steuern: ADC Wandler, binäre Ein- und Ausgänge, PWM Module, DMA, Timer Module und eine effiziente Akkumulatoreinheit. Er taktet mit 40Mhz und verfügt über 256kB Speicher.

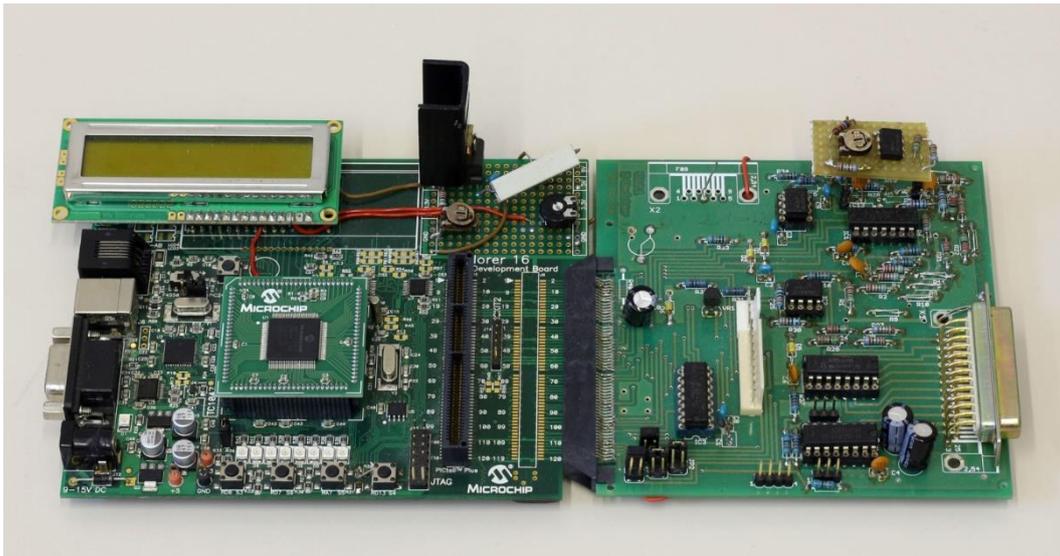


Abb. 5.19: Selbst entworfene μ C-Baugruppe. Kernkomponente ist der dsPIC Mikrokontroller. Der linke Teil ist das Developerboard, der rechte Teil ist die selbst entwickelte Zusatzbaugruppe.

Damit die gemessenen und differenziell übertragenen Signale der Spannungen und des Stromes vom ADC-Wandler des dsPIC verarbeitet werden können, werden sie mit einer Operationsverstärkerschaltung in ein unipolares Signal mit maximal 3,3V gewandelt. Sie werden dann simultan mit 10bit Auflösung abgetastet.

Die Schaltbefehle der PWM werden vom erwähnten Differenzenverstärker aufbereitet und durch das Kabel an ihre Counterparts auf der Leistungsplatine gesendet. Als User-Interface stehen weiterhin ein einfaches Display sowie vier Taster zu Verfügung.

Die Regelungs- und Steuerungsprogramme wurden in der Sprache C geschrieben. Um die effiziente Akkumulatoreinheit nutzen zu können, wurden einige Grundfunktionen jedoch in Assembler geschrieben. Die Standard C-Bibliothek verwendete zum Multiplizieren lediglich die einfachen Multiplikationsbefehle, die keinen Gebrauch von Akkumulator machten. Über diese Einheit war es möglich eine schnelle Multiplikation mit 40bit Wortlänge durchzuführen. Bei geschickter Anwendung hatte die Verwendung des Akkumulators insbesondere bei Reglern einige Vorteile bei der Verarbeitungsgeschwindigkeit.

5.6 Hardware zur Steuerung und Regelung des dreiphasigen Z-Umrichters

Der Laboraufbau für den dreiphasigen ZSI ist eine Weiterentwicklung des einphasigen Aufbaus. Er wird wie das einphasige Pendant aus einem verstellbaren Trafo oder einer Maschine gespeist. Die verkettete Ausgangsspannung kann dabei bis zu 400V betragen bei einem Strom von 4A pro Phase, also eine maximale Leistung von 2,7kW.

Im Gegensatz zum einphasigen ZSI ist das dreiphasige System in der Lage, sowohl passive Lasten zu versorgen als auch in das öffentliche Netz einzuspeisen.

Der grundsätzliche Aufbau ist der gleiche, das konkrete Design erfährt jedoch eine Weiterentwicklung und Erweiterung. Zurückzuführen sind diese Änderungen natürlich auf den dreiphasigen Aufbau und die damit verbundenen zusätzlichen Messungen, aber auch auf den Verzicht des Developerboards sowie Layout Verbesserungen.

5.6.1 Hauptplatine

Das dreiphasige Leistungsteil beherbergt grundsätzlich die gleichen Komponenten, wie beim einphasige System. Von den Komponenten des ZSI selbst zählen dazu auch hier: der Eingangskondensator C_{EIN} , die Eingangsdiode D , die Z-Kondensatoren C_Z und die IGBTs. Außerhalb der Platine sind der Gleichrichter am Eingang und die Drosseln untergebracht (Abb. 5.20).

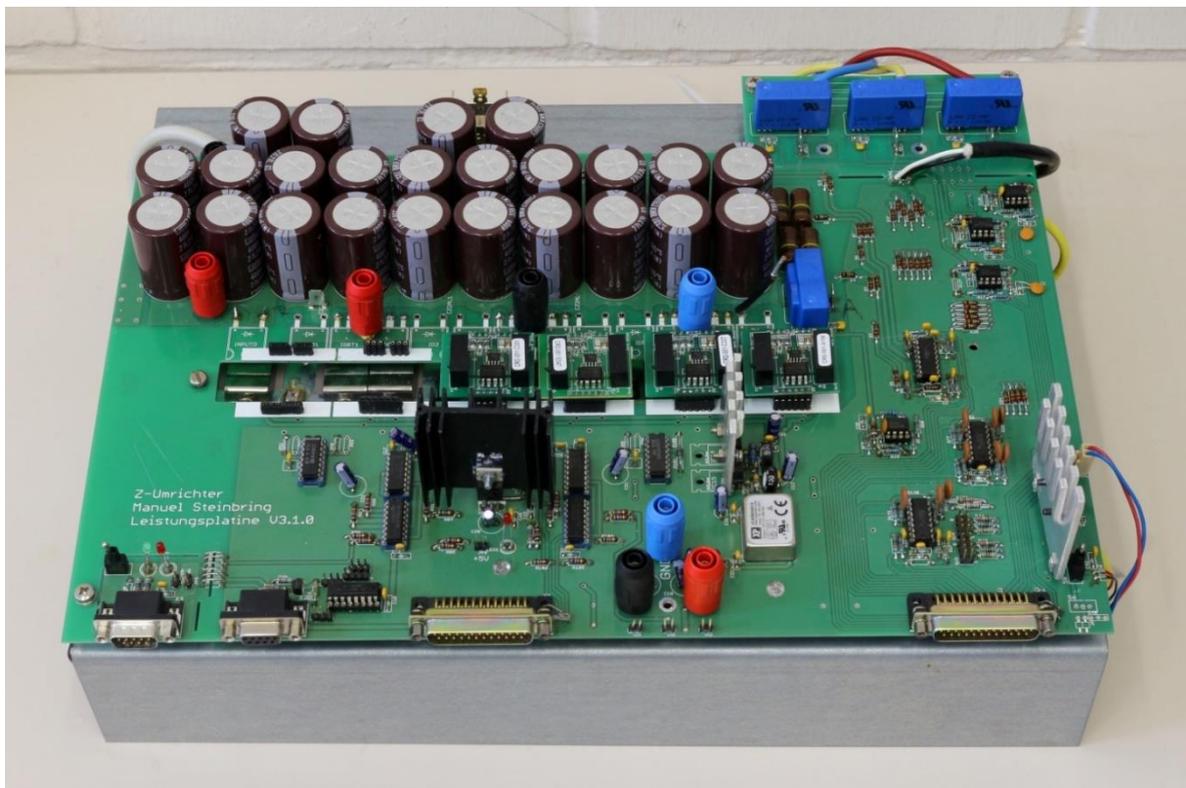


Abb. 5.20: Selbst entworfene Leistungsbaugruppe für den drei phasigen ZSI. Die beiden linken Gatetreiber sind entfernt worden um die Sicht auf die darunter liegenden Halbleiter zu ermöglichen.

Da auch der Einsatz von schnell schaltenden SiC Halbleitern im Rahmen der Untersuchung geplant war, wurde beim Layout verstärkt auf eine möglichst geringe Streuinduktivität geachtet. Dazu wurden z.B. bei den Z-Kondensatoren die oberen und unteren verschachtelt angeordnet, sodass die jeweiligen Ströme in entgegengesetzte Richtungen fließen und sich die magnetischen Felder so weit wie möglich aufheben.

Durch die Erweiterung auf eine dritte Phase sind natürlich zwei zusätzliche IGBTs und die damit verbundenen Treiber und Gateschaltungen erforderlich. Die entsprechenden Komponenten, d.h. die IGBTs selbst, die Gatetreiber, die Optokoppler und die Signalverarbeitung für die symmetrische Signalübertragung werden einfach ein weiteres Mal in das Layout aufgenommen.

Um eine maximale Flexibilität für spätere Untersuchungen zu gewährleisten, wurde die Anzahl der Messungen stark erhöht. Neben den für den Betrieb unbedingt erforderlichen und schon in der einphasigen Version vorhandenen Messungen von u_{EIN} , u_{CZ} und i_L werden zusätzlich die drei Leiter-Leiter Spannungen sowie die Ausgangsströme gemessen. Insgesamt erhöht sich die Anzahl der Messungen damit auf neun. Die Messung der Signale erfolgt auf bewährte Weise bei Spannungen mit hochohmigen Differenzverstärkern und bei Strömen mit LEM Wandlern. Die Signale werden auch hier zu einem differenziellen Signal aufgearbeitet und über Kabel an die Mikrocontrollerbaugruppe weitergereicht.

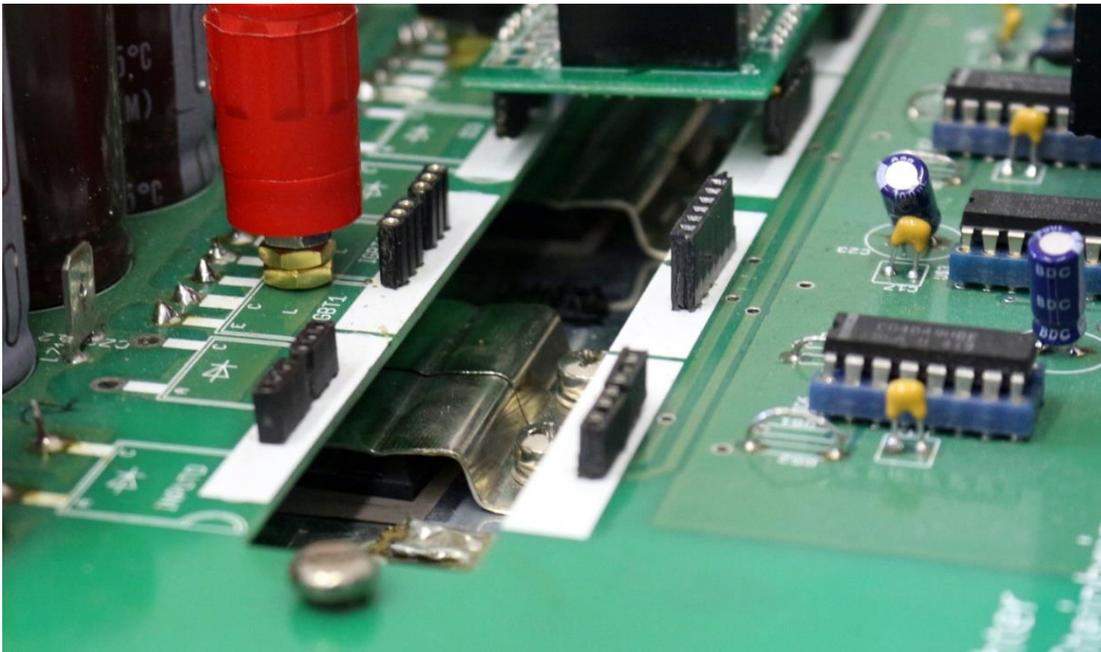


Abb. 5.21: Blick auf die Befestigung der MOSFETS mittels Clipsen und Silikonfolie. Die Beine der FETs sind um 90° nach oben gebogen. Für einen besseren Zugang sind die Gatetreiber aufgesteckt.

Die Kühlung erfolgt auch bei diesem Modell mit einem Strangkühlkörper, der von einem Lüfter gekühlt wird. Auch hier wurde mit diskreten Leistungshalbleitern gearbeitet (TO 247 Gehäuse) die von oben auf den Kühlkörper montiert und mit Clipsen gehalten wurden. Falls erforderlich wurde auch hier mit isolierender Silikonfolie gearbeitet, um das Potential der Rückseite der Halbleiter vom Kühlkörperpotential zu trennen (Detailansicht in Abb. 5.21).

Im Gegensatz zum einphasigen Design kommen andere Gatetreiber zum Einsatz. Es wurden fertige Treiber der Firma Cree verwendet, die eine galvanische Trennung von Versorgungsspannung und Gatesignal enthalten. Diese Treiber sind in der Lage, den Halbleiter mit einer bipolaren Spannung zu betreiben. Das war insbesondere für die SiC-MOSFETs erforderlich, die mit +20V ein- und mit -5V ausgeschaltet werden sollen. Über die Versorgungsspannung der Treiber konnte die Spannung manipuliert werden, mit der die Halbleiter geschaltet werden. Die Treiber wurden steckbar montiert und konnten entfernt werden, um den Zugang zu den Halbleitern zu ermöglichen.

5.6.2 Steuerungsbaugruppe mit Mikrocontroller

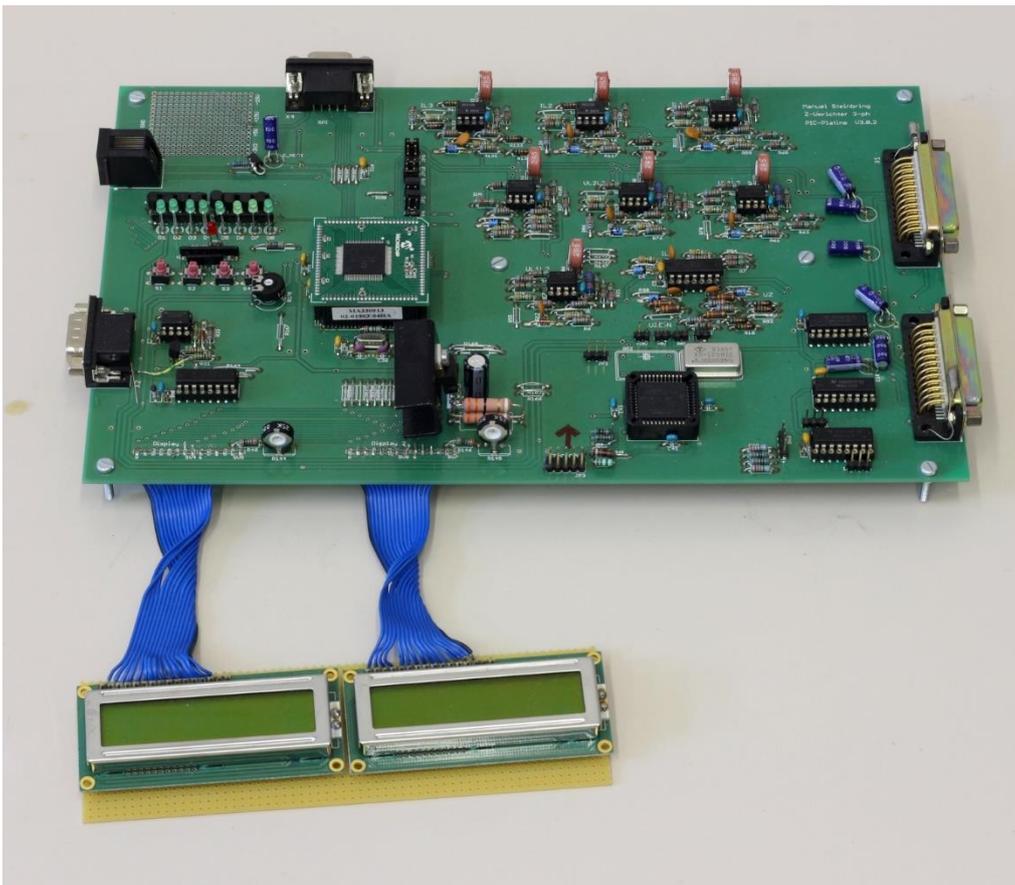


Abb. 5.22: Mikrocontrollerbaugruppe des dreiphasigen ZSI. In der Mitte links der dsPIC, unten, rechts der CPLD

Die größte Veränderung im Design fand bei der Mikrocontrollerbaugruppe statt, die in Abb. 5.22 zu sehen ist. Dazu zählt vor allem der Verzicht auf das Developerboard. Die verschiedenen integrierten Peripherie-Module des Developerboard sind ein offensichtlicher Vorteil, da diese Funktionen nicht mehr mit zusätzlicher Elektronik realisiert werden müssen. Ein gravierender Nachteil ist aber, dass es zu lästigen Doppelbelegungen kommt und nicht alle Peripheriemodule gleichzeitig genutzt werden konnten. So waren z.B. die Kontakte des Displays auf die Pins des μC gelegt worden, die auch als Ausgang der PWM Module dienten. So war eine Verwendung des Displays des Developerboards praktisch nicht möglich, da die PWM immer aktiv war. Aus

diesem Grund wurde die Mikrocontrollerbaugruppe komplett neu entworfen. Die Komponenten, die sich zuvor auf dem Developerboard befunden haben (Quarz, Programmierschnittstelle, Spannungsversorgung, Taster, LEDs, Display), fallen durch dessen Verzicht weg, und müssen neu entwickelt werden. Als neue Komponente enthält die Mikrocontrollerbaugruppe einen einfachen CPLD. Dieser wurde als zusätzliche Signalverarbeitungsstufe eingefügt, da die Möglichkeiten des μC nicht ausreichten (siehe Kapitel 3.4.5). Das CPLD wurde mit den PWM Ausgängen sowie einigen zusätzliche I/O Pins des μC verbunden. Die aufgearbeiteten Gatesignale gehen dann an die Treiber, welche die Gatesignale differenziell an das Leistungsteil weitergeben.

Der Entwurf aller weiteren Komponenten wurde genauso wie beim einphasigen Aufbau durchgeführt. Dazu zählt die Umwandlung der Gatesignale in differenzielle Signale, die Umwandlung der gemessenen Werte in unipolare Signale. Da sich die Anzahl der Signale und Messungen erhöht hat, wird ein zweites Kabel eingeführt, das Leistungsteil- und Mikrocontrollerbaugruppe verbindet. Da beim verwendeten Mikrocontroller nur acht Kanäle gleichzeitig verarbeitet werden können, wurde die Möglichkeit geschaffen, mittels Jumper die benötigten Messungen auszuwählen. Zusätzlich wurden die Verwendung der SPI Schnittstelle und ein zweites Display vorgesehen.

5.7 Zusammenfassung von Kapitel 5

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit der Realisierung des experimentellen Aufbaus des ZSI. Entstanden sind zwei Labormuster des ZSI, ein einphasiges und ein dreiphasiges System. Zunächst wurde untersucht, welchen Belastungen die Bauteile des ZSI ausgesetzt sind, um eine geeignete Auswahl zu treffen. Für einen sinnvollen Betrieb des ZSI sind 1200V sperrende Halbleiter erforderlich. Bei der Wahl des Gatetreibers ist darauf zu achten, dass der zur Erzeugung von Dauerimpulsen zur dauerhaften Einschaltung der Halbleiterschalter geeignet ist. Durch die gesteigerte Robustheit des ZSI sind lediglich einfache Schutzmaßnahmen erforderlich.

Das endgültige Design ist ein Layout mit zwei Baugruppen, eine für das Leistungsteil des ZSIs und die Messeinrichtungen, sowie eine für die Steuerungselektronik. Als Recheneinheit findet ein einfacher dsPIC von Microchip Verwendung, der in C und Assembler programmiert wurde.

Um im Labor die Möglichkeit zu erhalten, den ZSI hinter einer Wasserturbine zu testen, ohne über ein Wasserlabor zu verfügen, wurde als Teil experimentellen Aufbaus eine Emulation entwickelt, die das Verhalten einer Wasserturbine nachbildet. Dazu wurden zwei Maschinen gekuppelt. Die eine ist als Generator mit dem ZSI verbunden, die andere mit einem Frequenzumrichter. Der Frequenzumrichter betreibt die Maschine entsprechend der Drehzahl- Drehmoment Kennlinien der Turbine. In der Emulation lassen sich Fallhöhe, Wasserfluss und Turbinengröße einstellen.

6 Messungen und Ergebnisse

Dieses Kapitel stellt neben Messungen und Ergebnissen zum ein- und dreiphasigen ZSI auch Maßnahmen vor, um den ZSI zu verbessern.

6.1 Messergebnisse einphasiger ZSI

Ausgangspunkt der experimentellen Arbeiten ist die Untersuchung des einphasigen ZSI. Zunächst erfolgt die Erprobung des entwickelten Regelungsverfahrens. Im weiteren Verlauf liegt das Augenmerk dann auf dem Wirkungsgrad und der Verbesserung des Aufbaus.

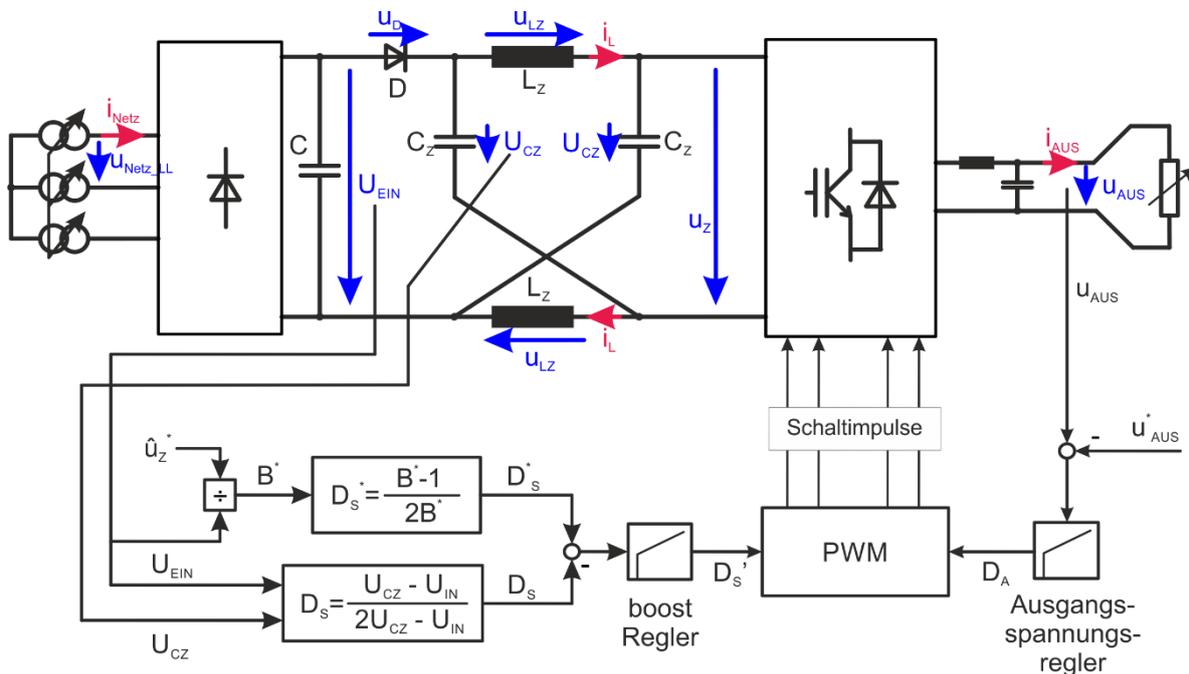


Abb. 6.1: Reglerstruktur des einphasigen ZSI

Bei diesen Untersuchungen wird die in Abb. 6.1. gezeigte Struktur zugrunde gelegt. Entsprechend dem Regelungsverfahren aus Abschnitt 4.1 wird dabei die Spannung u_z geregelt. Dazu wird mit U_{EIN} und dem Sollwert \hat{u}_z^* die benötigte Verstärkung B^* und daraus dann der Sollwert für die relative Einschaltdauer des Kurzschlusses D_s^* berechnet. Das aktuell vorliegende D_s wird aus der gemessenen Eigenspannung U_{EIN} und der Z-Kondensatorspannung U_{Cz} berechnet. Ein PI-Regler regelt die Differenz zwischen D_s und D_s^* , indem ein korrigiertes D_s' an die PWM weitergeleitet wird. Ein zweiter Regler regelt die Ausgangsspannung, da die Einflüsse des Lückbetriebs vom boost-Regler nicht erfasst werden können. D_A und D_s' werden innerhalb der PWM verarbeitet und die IGBTs entsprechend angesteuert.

Als Quelle der Gesamtkonfiguration dient zunächst ein verstellbarer Transformator, die Last besteht aus einer ohmsch-induktiven Last. Die Ausgangsspannung soll sinusförmig sein mit einem Effektivwert von $U_{\text{AUS}} = 230\text{V}$.

Das aktuell vorliegende D_S wird aus U_{EIN} und U_{CZ} berechnet und die Differenz in eine PI-regler gespeist der den Wert für D_S korrigiert. Ein weiterer Regler regelt die Ausgangsspannung nach. Über eine PWM werden die vier IGBTs angesteuert.

6.1.1 Detailliertes Verhalten des Z-Umrichters

Einleitende Messungen zeigen zunächst das detaillierte Verhalten des ZSI. In Abb. 6.2 und Abb. 6.3 sind die wichtigen Spannungen des ZSI zu finden: die Eingangsspannung U_{EIN} (blau), die Z-Kondensatorspannung U_{CZ} (rot) und die für den Wechselrichter wirksame Spannung u_Z (gelb). Als vierte Größe ist der Z-Drosselstrom i_{LZ} in grün aufgezeichnet. Für beide Abbildungen gilt:

- Der Effektivwert des Ausgangstroms i_{AUS} beträgt 4A, entsprechend einer Ausgangsleistung von 920W
- Der ZSI wird mit einer Modulationsfrequenz $f_{\text{PWM}} = 18\text{kHz}$ betrieben. Entsprechend ist $f_s = 36\text{kHz}$. Man erkennt in den Verläufen, dass die Periodendauer $T_s = 27,7\mu\text{s}$ beträgt.
- Die Werte des Z-Netzwerks sind: $L_Z = 600\mu\text{H}$, $C_Z = 470\mu\text{F}$

Für den in Abb. 6.2 dargestellten Betriebspunkt beträgt der Mittelwert der Eingangsspannung $U_{\text{EIN}}=300\text{V}$ und für den Fall in Abb. 6.3 ist $U_{\text{EIN}}=150\text{V}$. Man erkennt gut, wie der Momentanwert von u_Z während der Kurzschlussdauer zu null wird. Während der Dauer des Kurzschlusses wird der Strom in L_Z aufgebaut. Zwischen zwei Kurzschlüssen ist die Last an die Zwischenkreisspannung verbunden oder befindet sich in Freilauf. Es wird dabei ersichtlich, dass die Dauer des Kurzschlusses bei großer Eingangsspannung kurz ist und für kleinere Eingangsspannungen ansteigt. In beiden Fällen ist die Spannung $U_{\text{CZ}} = 350\text{V}$ gleich groß, da sie durch die Regelung auf diesem Wert gehalten wird. Für $U_{\text{EIN}} = 150\text{V}$ wird die Eingangsspannung um den Faktor $B = 2,1$ verstärkt. Das entspricht einem D_S von 0,26, also fast ein Drittel von T_s . Wie in 5.1.3 beschrieben, entspricht der Mittelwert von i_L dem Mittelwert von i_D . Da die Leistungsabgabe des Umrichters in beiden Fällen gleich groß ist, muss der Eingangsstrom bei kleiner Eingangsspannung größer sein. Dies wird durch die Abbildungen bestätigt.

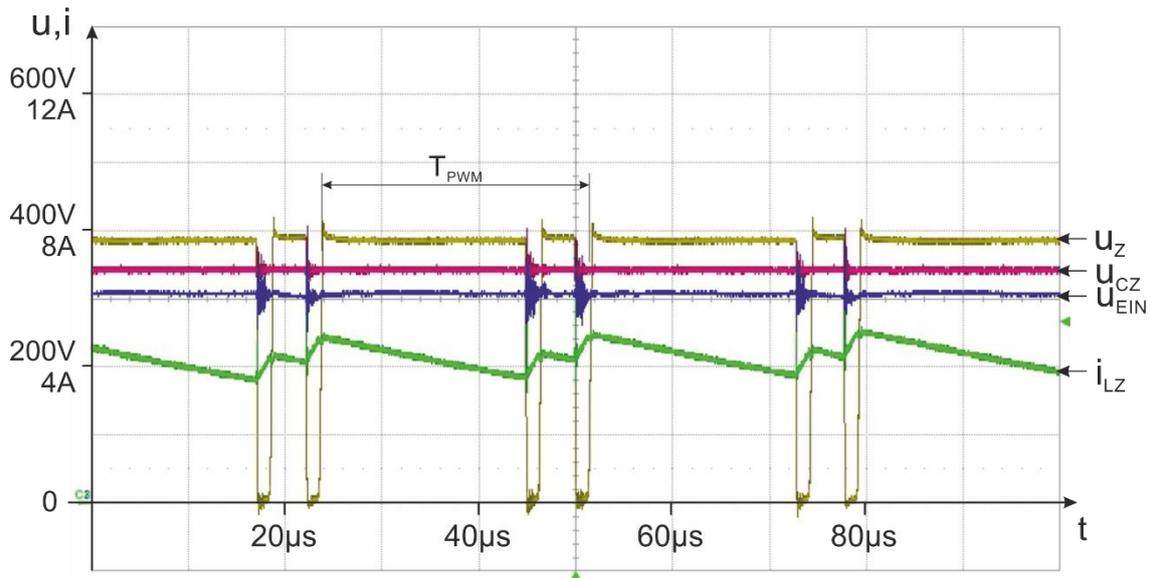


Abb. 6.2: Darstellung von u_{EIN} , u_{CZ} , u_Z sowie i_{LZ} bei einer Eingangsspannung von 300V

Während der Zeiten, in denen kein Kurzschluss anliegt, fällt der Strom i_{LZ} und die Spannung u_{LZ} über L_Z wird negativ. Wie in (3.16) und (3.17) beschrieben ist die Spannung u_{LZ} gleich der Differenz der Spannungen u_{EIN} und u_{CZ} sowie die Differenz zwischen u_{CZ} und \hat{u}_Z . Auch dieser Zusammenhang ist in den Abbildungen zu erkennen. Das wird gerade in Abb. 6.3: deutlich, wo u_{EIN} leichten Schwankungen unterlegen ist. Diese sind auch in u_Z invertiert wieder zu finden.

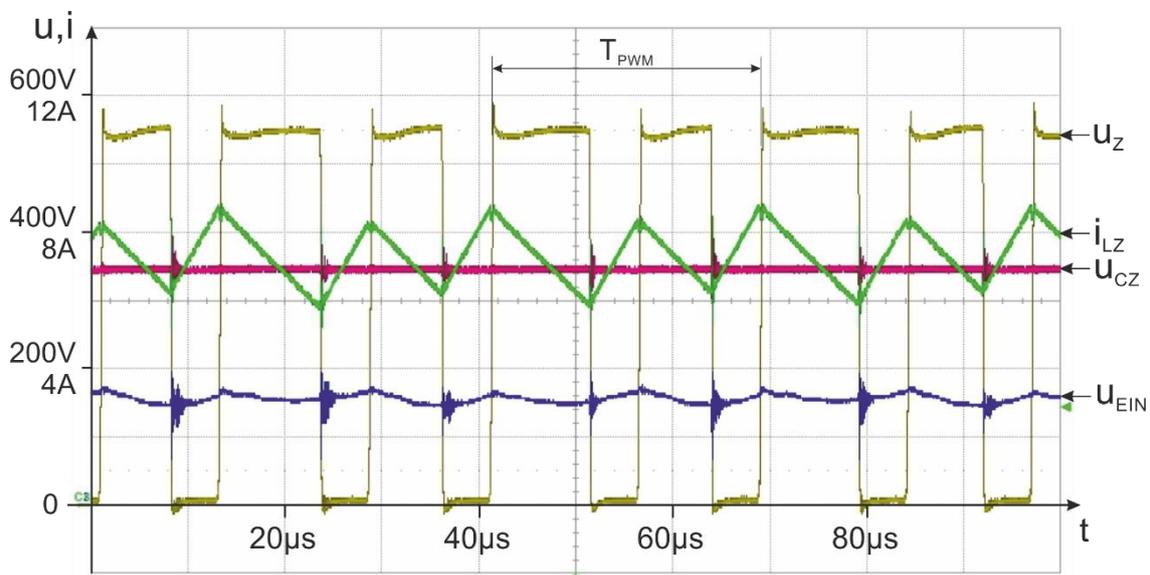


Abb. 6.3: Darstellung von u_{EIN} , u_{CZ} , u_Z und i_{LZ} bei einer Eingangsspannung von 150V

Man kann erkennen, dass die tatsächlichen Spannungsverläufe mit den, in Abschnitt 3.2.3 theoretisch gewonnenen Ergebnissen gut übereinstimmen.

6.1.2 Ein- und Ausgangsverhalten des Z-Umrichters

Für die folgenden Experimente wurde der entwickelte ZSI aus einem einstellbaren Trenntransformator gemäß Abb. 6.1 gespeist. So ist es möglich ihn in verschiedene Betriebszustände zu versetzen. Als Last dienen verstellbare Widerstände. Die Konfiguration ist zum vorrangegangenen Kapitel unverändert.

Abb. 6.4 zeigt das Ein- und Ausgangsverhalten des Umrichters bei verschiedenen Lasten. Der eingangsseitige Transformator wurde während der Messungen so nachgestellt, dass U_{EIN} stets 200V beträgt. Der Strom einer Phase am Eingang des Gleichrichters ist rot gezeigt (i_{Netz}), in Gelb ist die Leiter-Leiter-Spannung am Eingang des Gleichrichters ($u_{\text{Netz_LL}}$). Ausgangseitig (unten im Bild) wird die Leistung des Umrichters stückweise erhöht. Links ist Leerlauf dargestellt, in der Mitte der Abbildung beträgt die Ausgangsleistung 500W und rechts 1kW. Durch die Gleichrichtung wird die Eingangsspannung mit zunehmendem Strom verzerrt. Im Strom sind die typischen doppelten Strompulse erkennbar, die im Zusammenhang mit der Diodengleichrichtung auftreten. Ausgangseitig erkennt man gut, wie der Ausgangsstrom (grün) von links nach rechts ansteigt. In blau ist die Ausgangsspannung U_{AUS} zu sehen. Sie ist in allen Fällen gleich groß und zeigt, dass die Ausgangsspannungsregelung über den gesamten Lastbereich zuverlässig arbeitet.

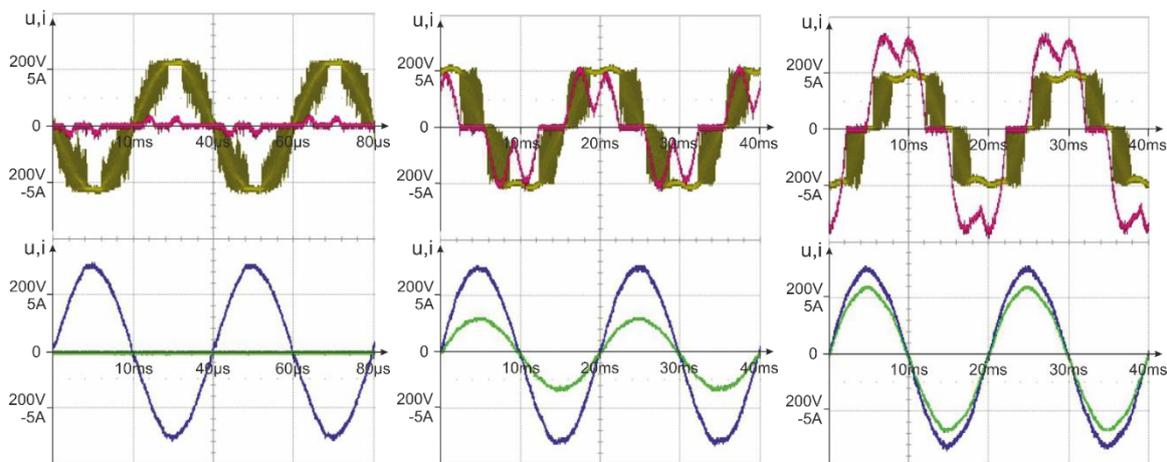


Abb. 6.4: Ein- und Ausgangsseitige Größen für $P_{\text{AUS}} = 0\text{W}$, $P_{\text{AUS}} = 500\text{W}$, $P_{\text{AUS}} = 1000\text{W}$ (v.l.n.r.).

Farbcode: $u_{\text{Netz_LL}}$: gelb; i_{Netz} : rot; u_{AUS} : blau; i_{AUS} : grün

Abb. 6.5 stellt auf ähnliche Weise das Verhalten des ZSI bei veränderlicher Eingangsspannung dar. Bei der betrachteten Messung wurde der Umrichter ebenfalls aus einem verstellbaren Trenntransformator gespeist (siehe Abb. 6.1). Die Last wurde mit Schiebewiderständen auf eine Leistung von 800W eingestellt. Bei einer Ausgangsspannung von $u_{\text{AUS}} = 230\text{V}$ fließt dann ein Strom von $i_{\text{AUS}} = 3,3\text{A}$. Dann wurde die Eingangsspannung mit Hilfe des Transformators auf 140V (links), 180V (mitte) und auf 220V Effektivwert (rechts) eingestellt. Es ergaben sich dann für die gleichgerichtete

Spannung U_{EIN} , Werte von 150V, 215V und 270V. Durch die Belastung mit einem Gleichrichter wird die Spannung des Transformators stark verformt, so dass die Kurvenform stark von einer Sinusschwingung abweicht.

Stellt man (3.29) nach D_s um ergibt sich:

$$D_s = \frac{\frac{U_{\text{CZ}}}{U_{\text{EIN}}} - 1}{2 \frac{U_{\text{CZ}}}{U_{\text{EIN}}} - 1} \quad (6.1)$$

So lassen sich die zugehörigen Werte für D_s errechnen. Es ergeben sich für D_s die Werte: 0,186, 0,278 und 0,36. Ein $D_s = 0,36$ entspricht einer Verstärkung von $B = 3,66$. Durch die verringerte Eingangsspannung steigt der Eingangsstrom an.

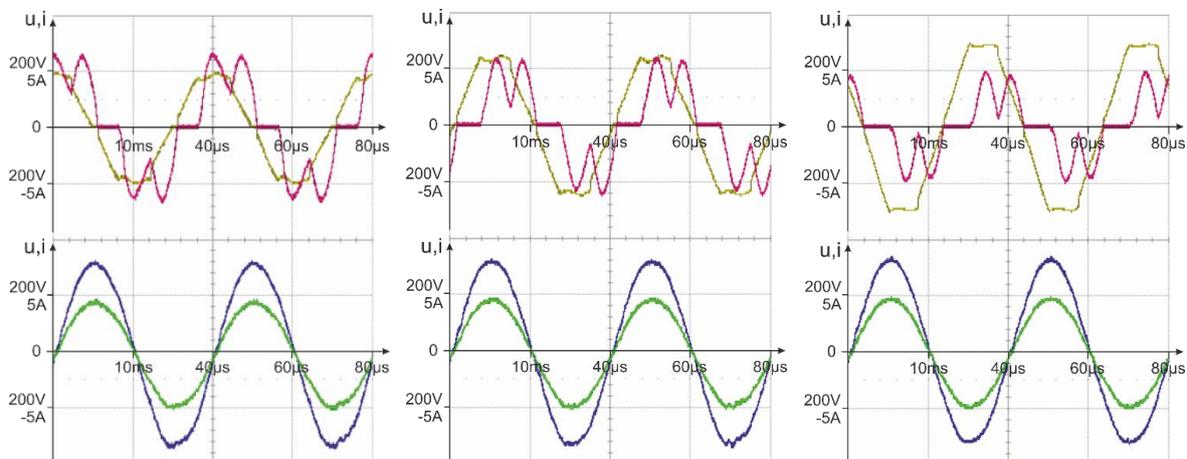


Abb. 6.5: Verhalten des ZSI für verschiedene Eingangsspannungen (v.l.n.r.) $U_{\text{Netz_LL}} = 140\text{V}$, $U_{\text{Netz_LL}} = 180\text{V}$; $U_{\text{Netz_LL}} = 220\text{V}$.
Farbcode: $u_{\text{Netz_LL}}$: gelb; i_{Netz} : rot; u_{AUS} : blau; i_{AUS} : grün

Ausgangsseitig zeigt sich in allen drei Fällen das gleiche Bild. Der Ausgangsspannungsregler hält die Ausgangsspannung auf dem vorgegebenen Wert von 230V, unabhängig vom Zustand der Eingangsspannung oder der Last. Lediglich bei kleiner Verstärkung, also hoher Eingangsspannung, wird die Ausgangsspannung ein paar Volt kleiner. Zu keinem Zeitpunkt verletzt sie die Vorgaben des Netzbetreibers. Da es sich um eine ohmsche Last handelt, stellt sich der Strom entsprechend der Spannung ein. Demzufolge unterliegt er auch denselben Schwankungen wie die Spannung.

6.1.3 Verhalten an einer Wasserturbine als Primärenergieträger

Der ZSI wird nun mit einem an einen geregelten Antrieb gekoppelten, permanenterregten Generator gespeist. Der Antrieb gemäß der Beschreibungen im Abschnitt 5.4 wird so gesteuert, dass sein Verhalten dem einer Wasserturbine entspricht. Als elektrische Quelle dient deshalb hier nicht mehr ein Transformator sondern die

permanenterregte Synchronmaschine. Im Gegensatz zu den vorangegangenen Messungen verändert sich hier neben der Eingangsspannung auch die Frequenz der zu Verfügung stehenden Spannung. Das elektrische Ersatzschaltbild ist in Abb. 6.6 zu sehen, die Regelungsstruktur und die weitere Konfiguration bleibt unverändert.

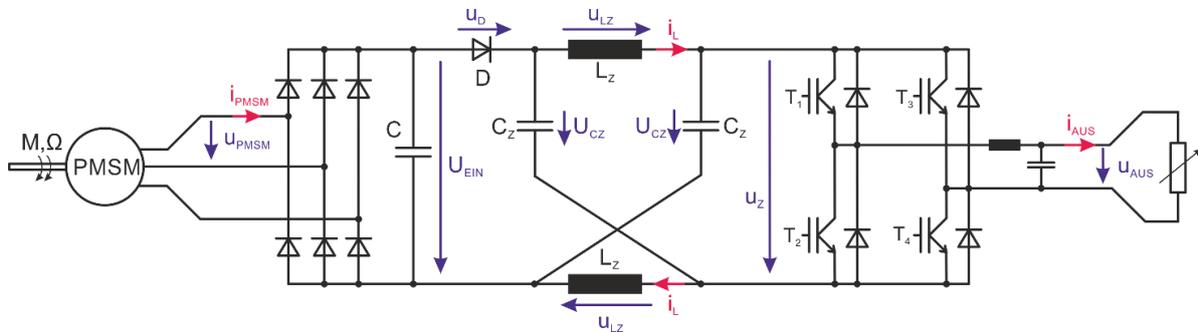


Abb. 6.6: Elektrisches Ersatzschaltbild des Systems „Wasserturbine-ZSI“.

Ein Betrieb des Systems ist nur auf dem rechten Arm der Drehmoment Drehzahl-Kennlinie der Turbine möglich (Abb. 5.15). Daher wird die Drehgeschwindigkeit des Maschinensatzes zunächst auf den größten Wert gebracht. Entsprechendes würde auch mit dem realen System passieren: Solange die Turbine nicht belastet wird, sorgt der Wasserstrom dafür, dass die Drehgeschwindigkeit den größten Wert erreicht. Wird das System nun belastet, sorgt die Stromaufnahme des ZSI für ein Lastmoment, das dazu führt dass sich die Drehgeschwindigkeit des Maschinensatzes verringert. Die Emulation korrigiert nun das Drehmoment entsprechend der Kennlinie, die abgegebene mechanische Leistung der Turbine steigt. Der Betriebspunkt wandert nun solange den rechten Teil der Kennlinie herauf, bis sich ein Gleichgewicht einstellt. Da hier ein Inselbetrieb untersucht wird, soll dem Wasserstrom genau so viel Leistung entnommen werden, wie Last und Umrichter benötigen. Ein MPPT wird nicht durchgeführt. Demzufolge ist die, dem System maximal entnehmbare Leistung begrenzt. Wird zu viel Leistung an der Welle der Turbine gefordert, wird der Punkt maximaler Leistung überschritten und der Betriebspunkt irgendwann über die Spitze auf den linken Teil der Kennlinie. Auf der linken Seite führt eine Erhöhung des Drehmoments genauso zu einer Verringerung der Drehgeschwindigkeit, die zur Verfügung stehende Leistung verringert sich jedoch. Betriebspunkte auf der linken Seite der Kennlinie sind instabil, die Turbine wird zum Stillstand gebracht. Praktisch muss man einen gewissen Abstand zum Maximum der Kennlinie einhalten, damit man bei Schwankungen nicht gleich in den instabilen Bereich gerät.

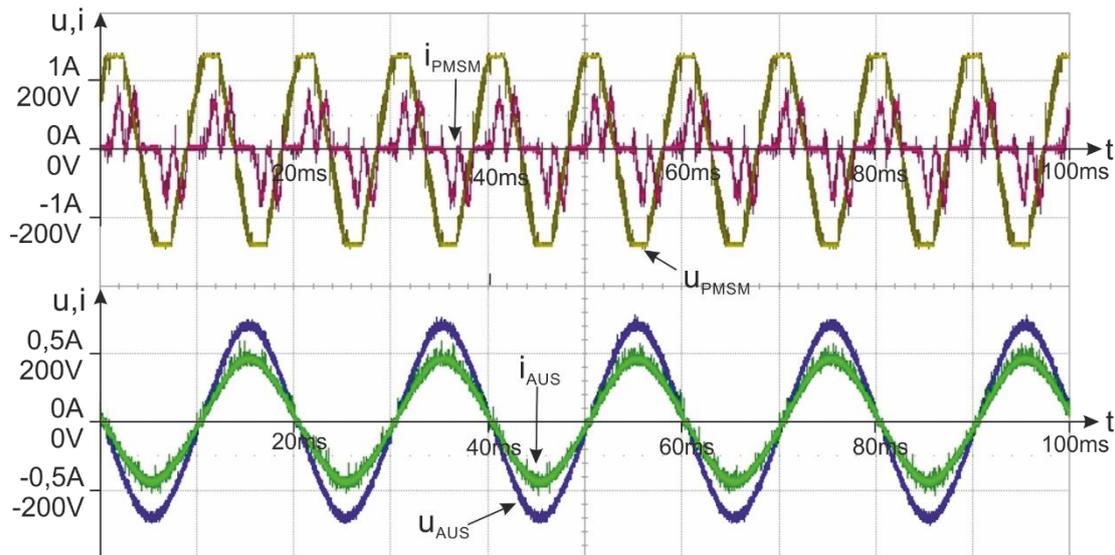


Abb. 6.7: Ein- und Ausgangsgrößen bei Emulation der Wasserturbine bei 50W Last.
Farbcode: u_{PMSM} : gelb; i_{PMSM} : rot; u_{AUS} : blau; i_{AUS} : grün

Die experimentellen Untersuchungen wurden mit der Emulation der mittleren Kennlinie durchgeführt. Die emulierte Turbine wurde mit einem Wasserfluss von 75 l/s betrieben und stellt unter den gegebenen Bedingungen maximal 1kW mechanischer Leistung zur Verfügung. Zunächst wird der Maschinensatz beschleunigt und auf den rechten Leerlaufpunkt gebracht, es stellt sich eine Drehzahl 2100 min^{-1} ein. Abb. 6.7 und Abb. 6.8 stellen sowohl die Bedingungen am Eingang (oben) als auch am Ausgang (unten) dar. Zu sehen sind i_{PMSM} (rot), u_{PMSM} (gelb), i_{AUS} (grün) und u_{AUS} (blau). In Abb. 6.7 liegt eine Last von 50W an, in Abb. 6.8 sind es 600W.

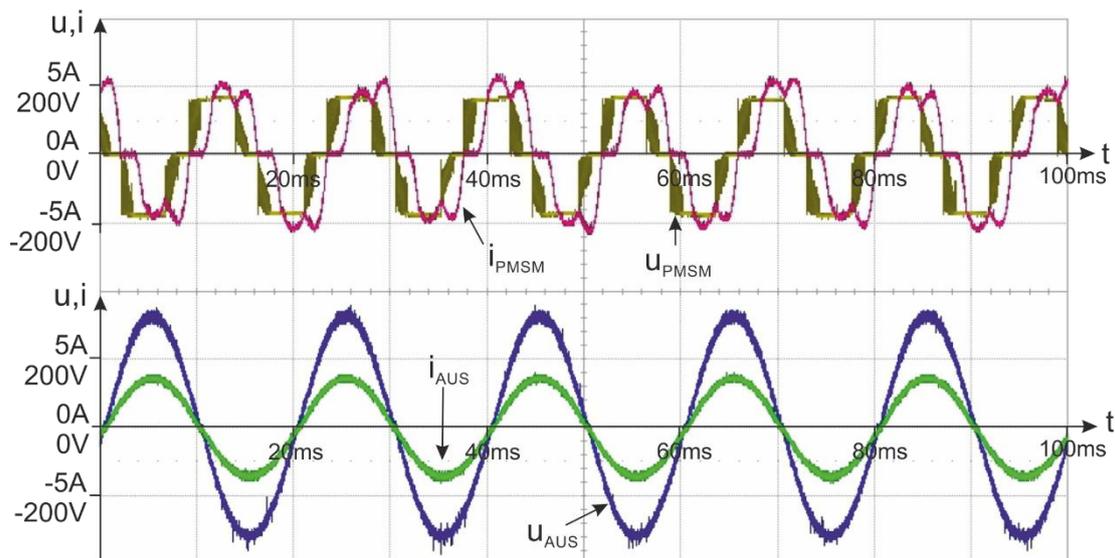


Abb. 6.8: Ein- und Ausgangsgrößen bei Emulation der Wasserturbine bei 600W Last.
Farbcode: u_{PMSM} : gelb; i_{PMSM} : rot; u_{AUS} : blau; i_{AUS} : grün

Durch die geringe Belastung wandert der Betriebspunkt etwas nach links die Kennlinie hoch. Es stellt sich bei der Turbine eine Drehzahl von 2060 min^{-1} ein, also

etwas unter der Leerlaufdrehgeschwindigkeit. Die Eingangsspannung u_{PMSM} hat eine Frequenz von 103Hz und einen Effektivwert von 206V. In diesem Betriebspunkt werden 100W mechanischer Leistung an den ZSI abgegeben.

Mit zunehmender Last, sinkt die Drehgeschwindigkeit der Turbine weiter, der Betriebspunkt wandert die Kennlinie weiter hinauf in Richtung Maximum. Bei einer Belastung von 600W beträgt die Drehgeschwindigkeit noch 1410 min^{-1} . Die Spannung u_{PMSM} hat eine Frequenz von 72Hz und einen Effektivwert von 144V. Vergleicht man das Verhältnis von $\frac{u_{\text{PMSM}}}{u_{\text{AUS}}}$ wird ein Boost Faktor von 1,57 erreicht. Die mechanische

Leistung beträgt 744W. Eine weitere Erhöhung der Last ist nicht möglich, da sonst der Betriebspunkt über das Maximum auf den linken Teil der Kennlinie rutscht. Durch kleine Regelvorgänge und Veränderungen im System, steht der Betriebspunkt nicht still. Es muss deshalb ein gewisser Abstand zum instabilen Bereich eingehalten werden, damit das System nicht kippt. Hier reicht bereits ein kurzer Moment links vom Maximum und das System wird instabil.

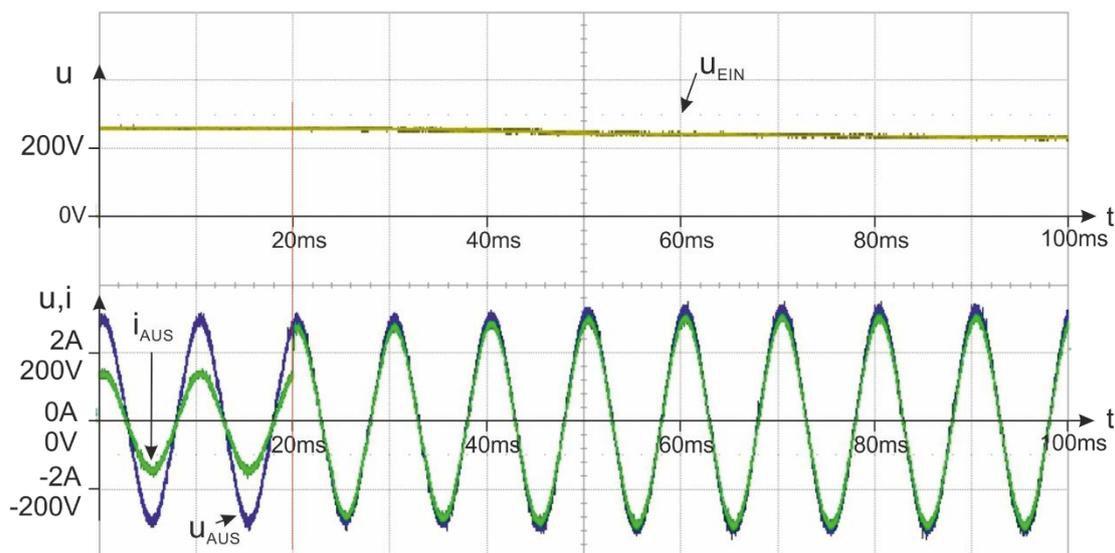


Abb. 6.9: Verhalten der Turbinenemulation bei einem Lastsprung von 200W auf 500W
Farbcode: u_{EIN} : gelb; u_{AUS} : blau; i_{AUS} : grün

In einem weiteren Experiment, wurde das Verhalten des Systems bei Lastsprüngen untersucht. Dabei wurde die Last sprunghaft vergrößert oder verkleinert und das Verhalten beobachtet. Abb. 6.9 stellt eine Veränderung des Lastwiderstandes von 256Ω auf 106Ω dar, das entspricht einem Sprung von 200W auf 500W in der Leistung. Im oberen Teil ist u_{EIN} in gelb zu sehen, also die gleichgerichtete Eingangsspannung, unten ist u_{AUS} und i_{AUS} zu erkennen. Die rote Linie markiert den Zeitpunkt, an dem sich der Lastwiderstand sprunghaft verkleinert. Der Ausgangsstrom vergrößert sich, die Spannung ist geregelt und bleibt nahezu konstant. Das System bleibt stabil und man erkennt wie u_{EIN} langsam kleiner wird. Das ist darauf zurückzuführen, dass sich der neue

Betriebspunkt zu kleineren Drehgeschwindigkeiten hin verschiebt und u_{PMSM} kleiner wird.

Abb. 6.10 stellt den umgekehrten Fall dar, hier wird ein Teil der Last abgeworfen. Der Lastwiderstand wird von 106Ω zurück auf 256Ω verändert, entsprechend fällt die Leistung von 500W auf 200W . Auch hier bleibt das System stabil. Nach dem Lastabwurf kann man erkennen, wie u_{EIN} langsam ansteigt. Hier wandert der Betriebspunkt zurück in Richtung Leerlaufdrehgeschwindigkeit. Mit ihr erhöht sich auch u_{PMSM} .

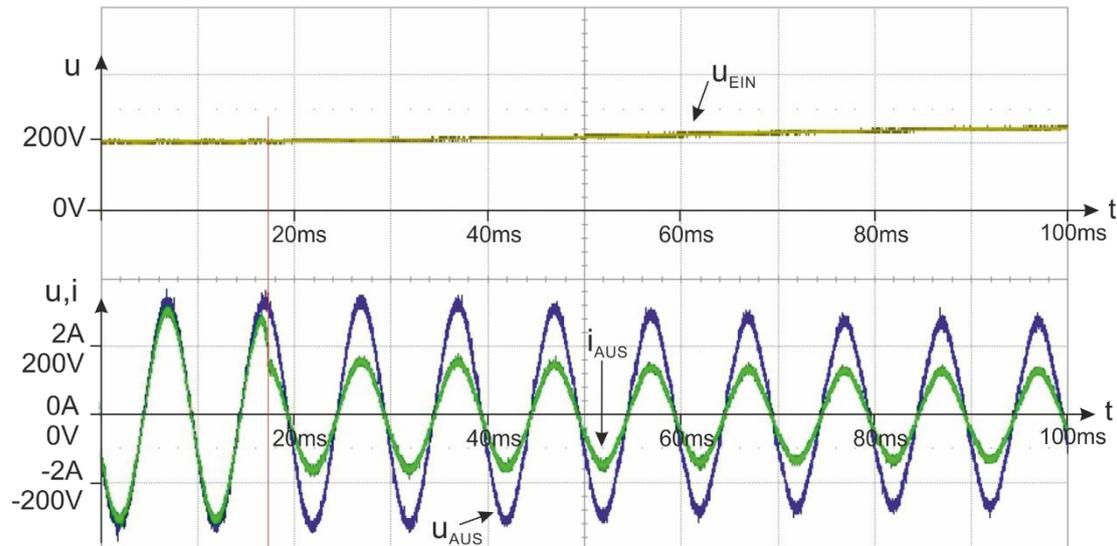


Abb. 6.10: Verhalten der Turbinenemulation bei einem Lastsprung von 500W auf 200W
 Farbcode: u_{EIN} : gelb; u_{AUS} : blau; i_{AUS} : grün

6.1.4 Wirkungsgrad

Bei der Gewinnung regenerativer Energien ist der Wirkungsgrad des Gesamtsystems ein wichtiger Faktor. Da meistens die zur Verfügung stehende Energie des Primärträgers nicht beeinflusst werden kann, ist es wichtig möglichst viel davon dem Verbraucher zur Verfügung zu stellen. Deshalb erfolgt hier eine Untersuchung des Wirkungsgrades.

Zur Bestimmung des Wirkungsgrades, wurde der Eingangskondensator C_{EIN} des ZSI über einen Stelltransformator gespeist, um ihn gezielt in die gewünschten Betriebszustände versetzen zu können (entsprechend Abb. 6.1).

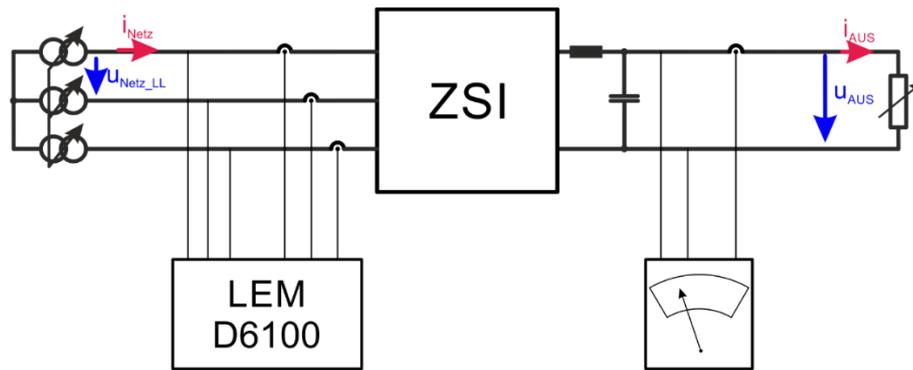


Abb. 6.11: Aufbau zur Messung des Wirkungsgrades beim einphasigen ZSI

Die Leistung wurde am Eingang und am Ausgang des Umrichters gemessen und daraus der Wirkungsgrad bestimmt. Die Messung der Eingangsgrößen erfolgte mit einem Leistungsmessgerät vom Typ LEM D6100. Das Gerät berechnet die Leistung mithilfe der Messung der drei Eingangsströme (i_{NETZ}) und der drei Spannungen ($u_{\text{NETZ_LL}}$). Es wurde direkt hinter dem Transformator angeschlossen gemäß Abb. 6.11. Der D6100 ist in der Lage, auch nicht sinusförmige Spannungen und Ströme mit hoher Genauigkeit zu messen. Da die Messung der Ausgangsgrößen hinter dem Filter erfolgte und das Signal fast nur 50 Hz Anteile enthält, konnte die Bestimmung der Ausgangsleistung mit einem einfachen Leistungsmessgerät erfolgen. Die Messung der Ausgangsleistung erfolgte mit einer Genauigkeit von 0,5% (genaue Daten zu den Messgeräten finden sich im Anhang, Abschnitt 12.1). Die Ermittlung des Wirkungsgrades schließt alle Komponenten (Gleichrichtung, Filter) in die Berechnung mit ein. Tab. 6.1 listet die wichtigsten Kenngrößen der Konfiguration des ZSI bei dieser Messung auf:

Tab. 6.1: Wichtige Kenngrößen des ZSI

maximale Ausgangsleistung	1 kW
Ausgangsspannung u_{AUS}	230V AC, 50Hz
L_Z	600 μ H
C_Z	470 μ F
f_s	36 kHz

Für die Messung wurde die Spannung U_{EIN} von 150V bis 300V variiert und der Lastwiderstand so angepasst, dass die Ausgangsleistung 100W bis 1kW beträgt. Bei einer Eingangsspannung von 150V beträgt $D_s = 0,26$, entsprechend ist $B = 2,1$. Vergleicht man die Wechselgrößen, also $u_{\text{NETZ_LL}}$ mit u_{AUS} , wird sogar eine Verstärkung von erreicht. Das Ergebnis der Messungen ist in Abb. 6.12 dargestellt.

Man erkennt, dass mit steigender Eingangsspannung der Wirkungsgrad des ZSI steigt. Bei kleinen Eingangsspannungen muss D_s erhöht werden, um den nötigen boost

zu erzielen. Dadurch steigen die Ströme i_{LZ} , i_{EIN} und i_D und dadurch auch die Verluste, die in den Halbleiterschaltern und passiven Komponenten, wie Drosseln und Kondensatoren entstehen. Bei hoher Verstärkung, also $u_{EIN} = 150V$ erreicht die Kurve bei etwa halber Last 65% Wirkungsgrad und steigt auf knapp 70% bei maximaler Ausgangsleistung an. Mit der doppelten Eingangsspannung verhält es sich ähnlich, der maximale Wirkungsgrad liegt dann bei etwas unter 90%. Selbst für ein einfaches Labormodell, das im Gegensatz zu einem industriellen Produkt nicht optimiert wurde, wären bessere Werte wünschenswert. Vor dem Hintergrund, dass der ZSI zur Gewinnung kleiner Energiemengen in entlegenen Regionen verwendet werden soll, zählt jedes Watt, das man aus dem vorhandenen Primärenergieträger gewinnen kann. An dieser Stelle zeigen sich die konzeptionellen Nachteile des ZSI gegenüber der Kombination aus HSS und WR wie sie im Abschnitt 5.1.1 beschrieben wurden. Die nun folgenden Untersuchungen beschäftigen sich daher mit dem Wirkungsgrad und wie er gesteigert werden kann.

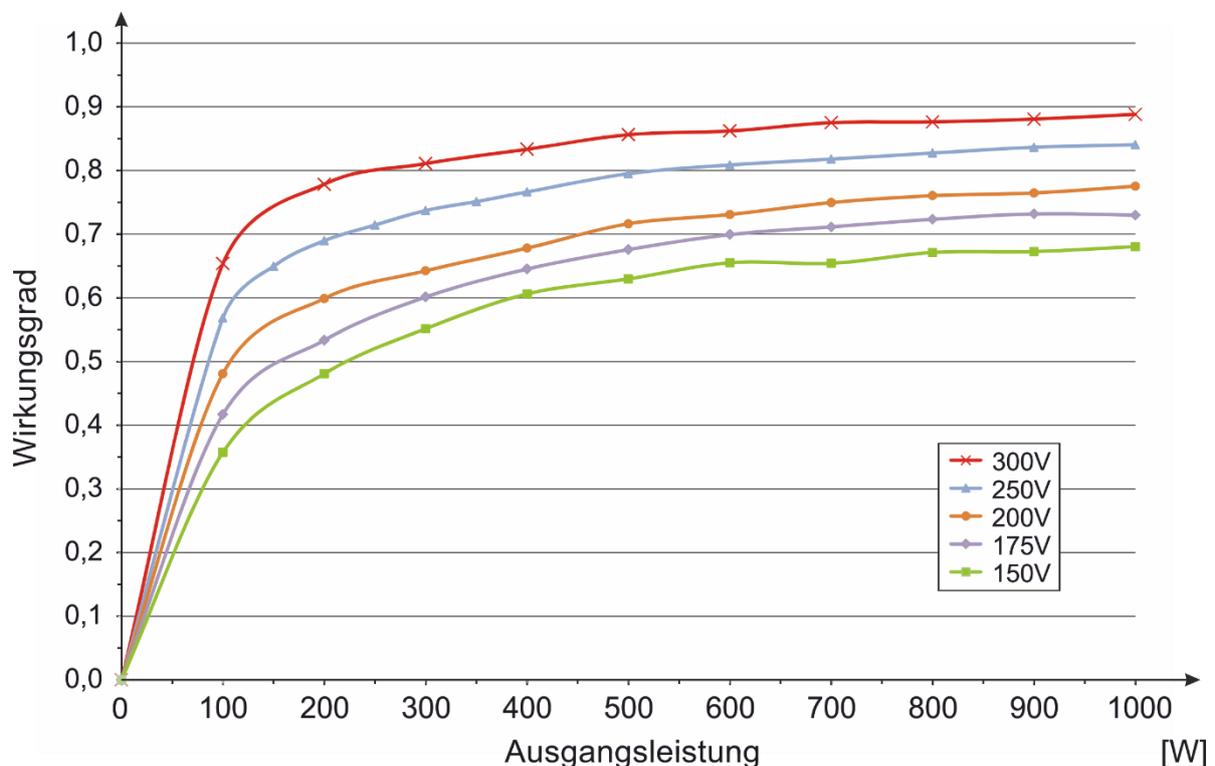


Abb. 6.12: Wirkungsgradkennlinien des ZSI für verschiedene u_{EIN} und variabler Last

6.2 Verbesserung des Betriebsverhaltens des ZSI

6.2.1 Bestimmung der Verlustaufteilung des einphasigen ZSI

Um Verbesserungen am ZSI vornehmen zu können, ist es wichtig zu wissen, wo die Verluste entstehen. Die folgende Messung ermittelt, welcher Anteil der Gesamtverluste in den Halbleitern entsteht und welche Verluste an anderer Stelle entstehen [51]. Von Vorteil ist dabei, dass alle Halbleiter, also die Eingangsdiode D und alle IGBTs des

Wechselrichters auf einem gemeinsamen, großen Kühlkörper montiert sind. Die in allen Halbleitern erzeugten Schalt- und Durchlassverluste werden über einen Kühlkörper abgeführt. Abb. 6.13 zeigt den prinzipiellen Aufbau der Halbleiter sowie das dazugehörige thermische Ersatzschaltbild. Bei der Betrachtung wird davon ausgegangen, dass die Temperatur des Kühlkörpers auf der Oberfläche überall gleich ist.

Sind die einzelnen thermischen Widerstände bekannt, lassen sich aus der Übertemperatur des Kühlkörpers der Wärmestrom und damit die Verluste innerhalb der Halbleiter berechnen. Da die einzelnen thermischen Widerstände des Aufbaus nicht bekannt waren, musste eine Referenzmessung durchgeführt werden um die thermischen Widerstände zu ermitteln. Dazu wurde ein Strom durch die antiparallelen Dioden der vier IGBTs geführt. Durch den Spannungsabfall entsteht eine Verlustleistung, die über den Kühlkörper abgeführt wird. Nach einer ausreichend langen Zeit wird ein thermischer Beharrungszustand erreicht, in dem sich eine bestimmte Übertemperatur einstellt. Da die erzeugte Verlustleistung genau bekannt ist kann der thermische Ersatzwiderstand der gesamten Ordnung ermittelt werden. Dieser Wert enthält eine gewisse Ungenauigkeit, für den vorgesehenen Zweck reicht er aber aus.

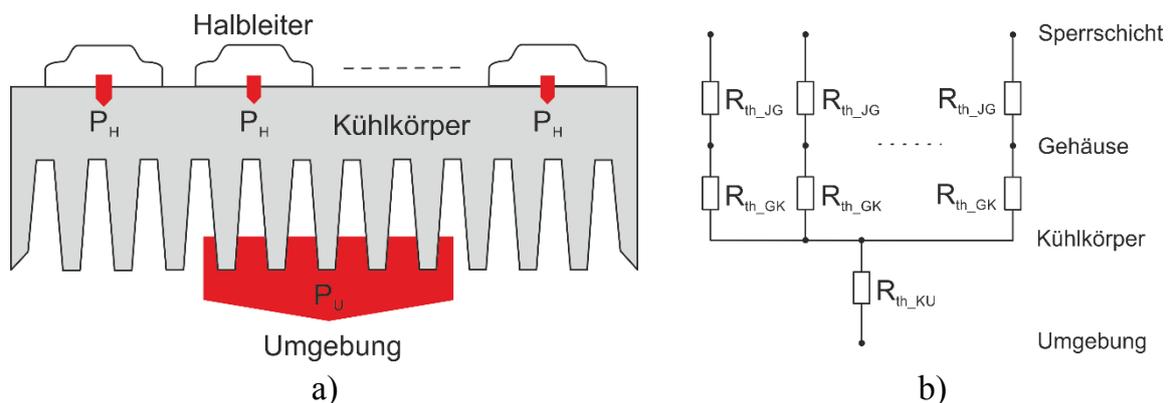


Abb. 6.13: Schematische Anordnung der Halbleiter auf dem Kühlkörper (a) und das zugehörige thermische Ersatzschaltbild (b)

Bei der eigentlichen Messung wird der gewünschte Betriebspunkt mit dem ZSI angefahren und die Temperatur des Kühlkörpers ermittelt. Dazu kam ein PT100 zum Einsatz. Nach dem Erreichen des thermischen Gleichgewichts, konnte die Übertemperatur ermittelt und die Verlustleistung hervorgerufen durch die Halbleiter daraus berechnet werden. Das Ergebnis dieser Messreihe ist in Abb. 6.14 dargestellt. Es zeigt die Aufteilung der Verluste, die in den Halbleitern, und Verluste, die in den passiven Komponenten (Drossel, Kondensatoren), entstehen. Die Messreihe wurde aufgenommen bei $U_{EIN} = 200V$.

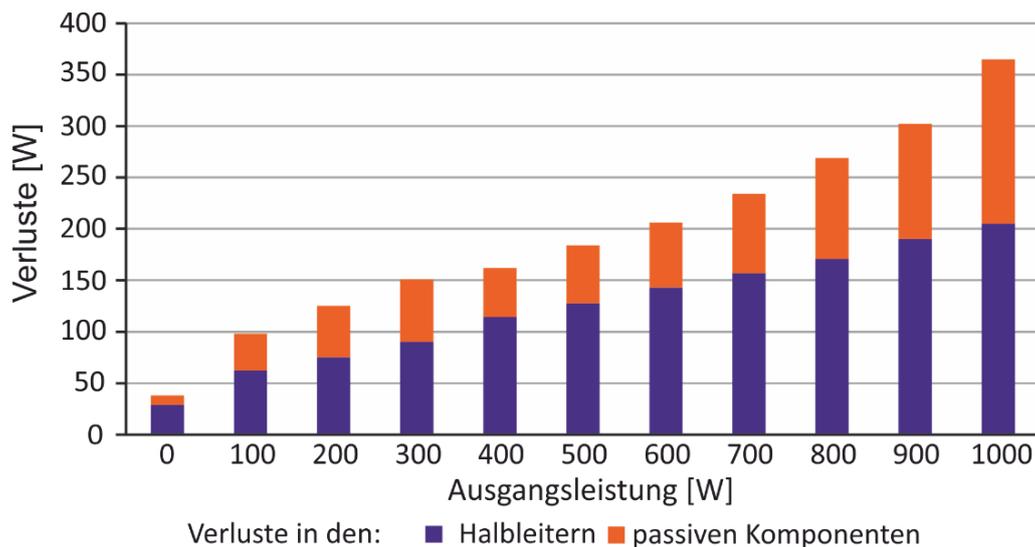


Abb. 6.14: Aufteilung der Verluste des ZSI

Es zeigt sich, dass der größere Teil der Verluste in den Halbleitern entsteht. Sie tragen zu etwa 60 - 70% an den gesamten Verlusten bei. Als nächster Schritt werden daher die Halbleiterverluste verringert.

6.3 Verbesserung des Wirkungsgrades des einphasigen ZSI

6.3.1 Verwendung von SiC Halbleitern

Zur Verringerung der Schalt- und Durchlassverluste in den Halbleitern, wurde der Einsatz von leistungselektronischen Halbleitern auf Basis von SiC untersucht [55]. Die Vorteile von SiC als Material für Halbleiter wurden im Abschnitt 3.7 bereits erörtert. Um die verschiedenen Materialien vergleichen zu können, wurde mit Si Halbleiter zunächst eine Referenzmessung durchgeführt. Im konkreten Fall wurden im Wechselrichter als Si Halbleiter IGBTs der Firma IXYS verwendet. Es handelt sich um diskrete IGBTs vom Typ IXA27IF1200HJ mit einer antiparallel geschalteten Diode im TO 247 Gehäuse. Laut Datenblatt ist der maximale Gleichstrom bei 25°C Sperrschichttemperatur mit 43A angegeben. Die Einschaltenergie laut Datenblatt bei $U_{CE} = 600V$ und $I_C = 25A$ ist angegeben mit 2,5mJ, die entsprechende Ausschaltenergie mit 3mJ.

Diese IGBTs wurden ersetzt durch SiC MOSFets der Firma Cree² vom Typ CMF20120D. Sie sind ebenfalls im TO 247 Gehäuse erhältlich und erlauben daher einen Austausch, ohne irgendeine Veränderung am Layout der Leiterplatte vorzunehmen. Das Datenblatt gibt für den maximalen Gleichstrom bei 25°C einen Wert von 42A an, beide Halbleiter versprechen also eine ähnliche Belastbarkeit. Die Schaltenergien werden bei Cree bei $U_{GS} = 800V$ und $I_D = 20 A$ angegeben, sie liegen bei $E_{ON} = 420\mu J$ und $E_{OFF} =$

² Die Firma Cree hat ihr SiC Halbleitergeschäft unter dem Firmennamen Wolfspeed abgespalten

380 μ J. Selbst bei größerer Spannung und korrigiertem Strom (lineare Skalierung von 20A auf 25A) sind die Werte laut Datenblatt um den Faktor 5,5 kleiner.

Auch die Diode am Eingang wurde ersetzt durch eine SiC Schottky Diode. Hier wurde eine Diode von Cree vom Typ C4D20 120A verwendet.

Ein wichtiger Unterschied zwischen beiden Halbleiterschaltern, ist die empfohlene Ansteuerung. Der Si-IGBT wird mit einer Spannung von $U_{GE} = 15V$ eingeschaltet und mit $U_{GE} = 0V$ wieder ausgeschaltet. Mit dem passend zu diesem IGBT entworfenen Gatetreiber ist es jedoch nicht möglich, mit einer negativen Spannung auszuschalten. Für den SiC-MOSFET wird eine Spannung von $U_{GS} = 20V$ zum Einschalten und $U_{GS} = -5V$ zum Ausschalten empfohlen. Dennoch wurden die MOSFETs mit +15V und 0V betrieben. Diese Art der Ansteuerung funktioniert soweit problemlos, hat gegenüber der Empfehlung des Herstellers aber einige Nachteile. Die verringerte Einschaltspannung führt dazu, dass der MOSFET nicht ganz eingeschaltet ist, dadurch vergrößert sich der Durchlasswiderstand $R_{DS(ON)}$ und damit die Durchlassverluste. Die Veränderung bewegt sich in der Größenordnung von 20m Ω oder 20%. Das Ausschalten mit negativer Spannung geschieht aus Gründen der Störfestigkeit. Mit $U_{GS} = 0V$ ist der MOSFET bereits komplett ausgeschaltet, jedoch können Störungen dazu führen, dass er sich kurzzeitig ungewollt einschaltet. Diese Sicherheit geht also bei $U_{GS} = 0V$ verloren. Beim ZSI ist ein unbeabsichtigtes Einschalten kein größeres Problem und wird in Kauf genommen. Im praktischen Betrieb zeigen sich durch die nicht eingehaltene Empfehlung des Herstellers jedoch keine Probleme.

Die Bestimmung des Wirkungsgrades erfolgte genauso wie in Abschnitt 6.1.4 bereits beschrieben und wurde aus der aufgenommenen und der abgegebenen Leistung errechnet. Eingangsseitig wurde wieder das Leistungsmessgerät LEM D6100 verwendet (siehe 12.1). Ausgangsseitig wurden Spannung und Strom getrennt gemessen und daraus die Leistung berechnet. Die Ausgangsleistung wurde so mit einer Genauigkeit von 0,1% gemessen. Die Messung erfolgte bei $U_{EIN} = 150 V$, 200 V und 250 V für verschiedene Ausgangsleistungen, jeweils mit einem ZSI mit Si - IGBTs und einem mit SiC-MOSFETs, ausgerüstet Um gleiche Bedingungen zu schaffen, wurden beide Umrichter mit $f_s = 18kHz$ betrieben. Die Ergebnisse zeigt Abb. 6.15.

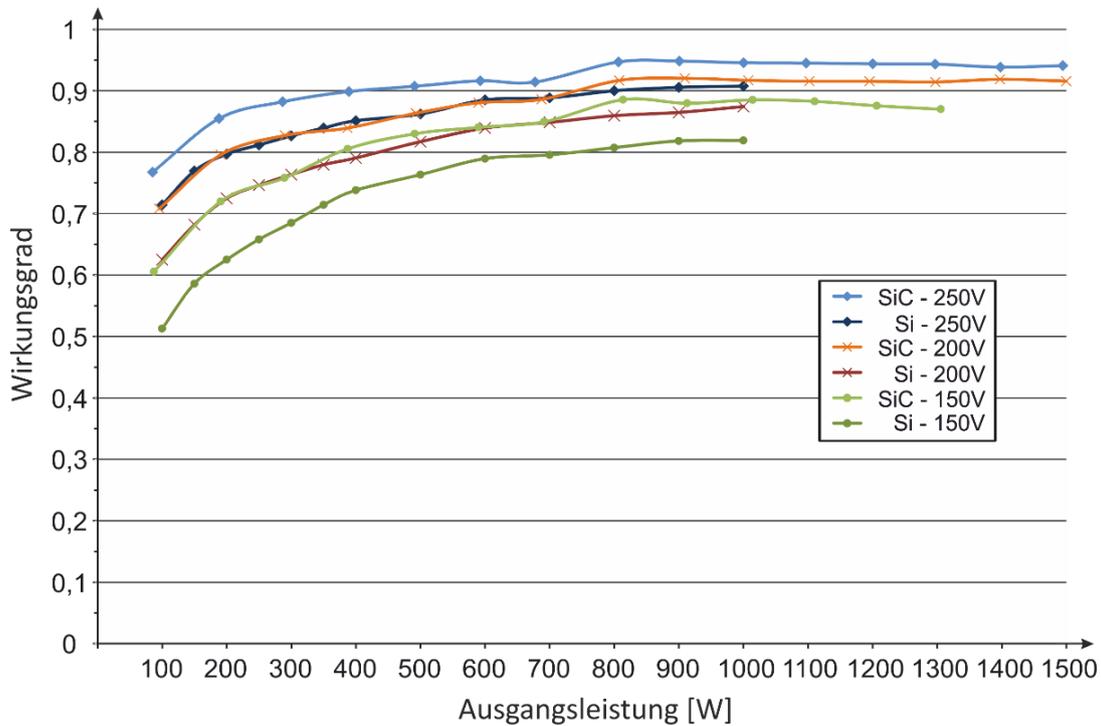


Abb. 6.15: Wirkungsgrad des ZSI einmal ausgestattet mit SiC-IGBTs und einmal mit SiC-MOSFETs für unterschiedliche Lasten und unterschiedliches U_{EIN}

Man erkennt, dass der Tausch der Halbleiter eine deutliche Steigerung des Wirkungsgrades erzielt. Am deutlichsten ist die Verbesserung bei $U_{\text{IN}} = 150$ sichtbar, die Steigerung liegt bei etwa 6% und es wird das Niveau der Si IGBTs bei 200V erreicht. Bei 200V sind es immerhin noch 5%, bei 250V noch 4% Steigerung. Die Verbesserung ist durch den gesamten Leistungsbereich sichtbar, in manchen Fällen konnte sogar eine höhere Ausgangsleistung erreicht werden, ohne dass der ZSI abschaltet [55].

Im weiteren Verlauf wurde dann die Schaltfrequenz schrittweise auf $f_s = 42\text{kHz}$ erhöht und der Wirkungsgrad erneut aufgezeichnet. Alle anderen Größen bleiben unverändert. Das Ergebnis der Messung ist in Abb. 6.16 zu sehen. Es zeigt sich, dass selbst eine starke Erhöhung der Schaltfrequenz keinen nennenswerten Einfluss auf den Wirkungsgrad hat. Es lässt sich also daraus schlussfolgern, dass die Schalt- und Durchlassverluste der Halbleiter keinen großen Anteil mehr an den Gesamtverlusten haben. Die Schaltfrequenz kann fast beliebig eingestellt werden, ohne Einbußen beim Wirkungsgrad befürchten zu müssen.

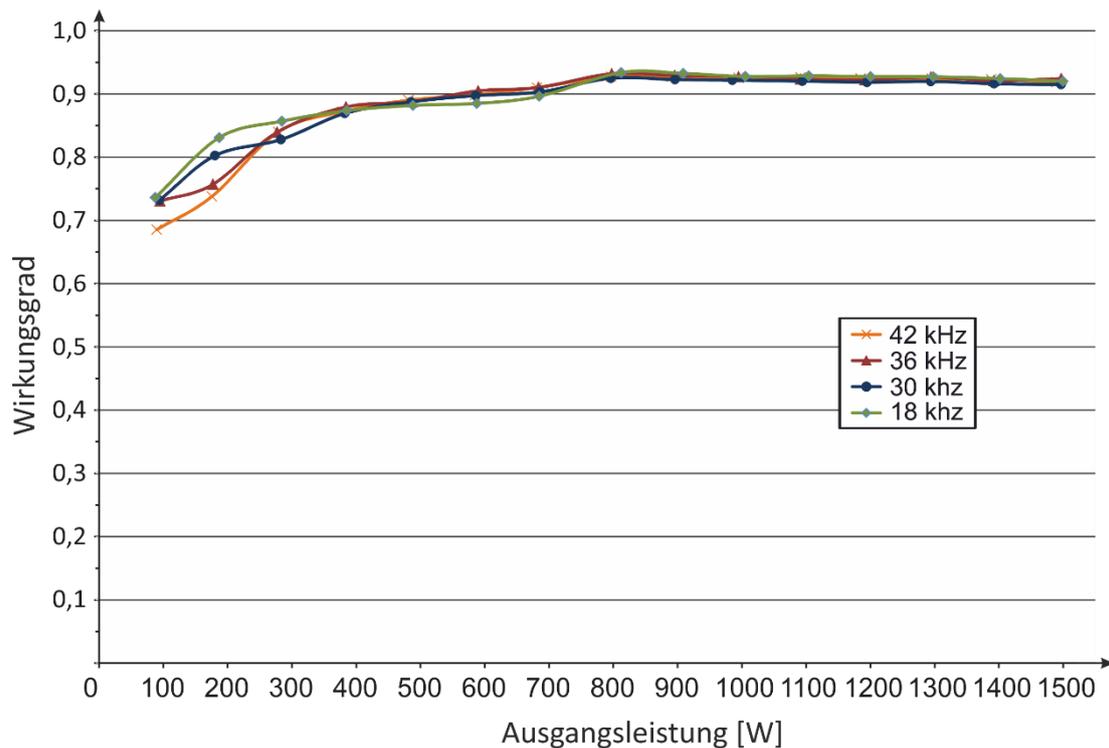


Abb. 6.16: Einfluss der Schaltfrequenz f_s auf den Wirkungsgrad des ZSI

Durch eine Erhöhung der Schaltfrequenz eröffnen sich einige Freiheitsgrade und Vorteile. So verringern sich im ZSI die Welligkeiten von i_{LZ} und u_{CZ} . Unter Einhaltung der gleichen Welligkeit ist es also möglich, eine Drossel mit kleinerer Induktivität zu verwenden. Dadurch verringern sich die Kosten, das Volumen, das Gewicht und die Verluste der Drosseln, entsprechend gilt dies auch für Kondensatoren. Weiterhin ergeben sich Vorteile bei der Spannungs- und Stromqualität am Ausgang. Durch die höhere Schaltfrequenz ergibt sich eine geringere Verzerrung.

6.3.2 Verbesserung der passiven Elemente

Durch die Reduzierung der Verluste in den Halbleitern, treten nun die Verluste der passiven Komponenten, also Hauptdrossel, Kondensatoren und Filter, wieder stärker in den Vordergrund. Zusätzlich ergeben sich durch die höhere mögliche Schaltfrequenz neue Freiheitsgarde im Design der Drosseln. Aus diesem Grunde wurden in einem weiteren Schritt die Z-Drosseln (L_Z) und die Drossel des Ausgangsfilters verbessert. Für das erste Design wurden einfach zwei gerade im Labor zur Verfügung stehende, passende Drosseln genommen, denn der Fokus lag zunächst hauptsächlich auf der Funktionalität des Systems. Es handelte sich um einfache Eisenpulverdrosseln (siehe Tab. 6.2), die nicht für den konkreten Anwendungsfall optimiert waren. Selbst bei einem Betrieb mit geringer Schaltfrequenz, also 18kHz, erreichten sie hohe Übertemperaturen, was auf hohe Verluste hindeute.

In einem zweiten Schritt wurden die Drosseln optimiert, als Kernmaterial wurde Ferrit ausgewählt, um die durch die hohe Schaltfrequenz hervorgerufene Ummagnetisierungsverluste zu minimieren. Um dem Skineneffekt und den daraus resultierenden, erhöhten Verlusten im Kupfer entgegen zu wirken, wurde HF-Litze verwendet. Da sich die Schaltfrequenz stark erhöht hatte, konnte die Induktivität reduziert werden, ohne die Stromwelligkeit zu vergrößern. Obwohl der maximale Strom erhöht wurde, wies die neue Drossel ein kleineres Volumen und ein geringeres Gewicht auf (siehe Tab. 6.2 und Abb. 6.17) als das alte Model [59].

Tab. 6.2: Vergleich der wichtigsten Kenndaten der alten Z-Drosseln mit der neu entworfenen Z-Drossel

	alte Drossel	neue Drossel
Typ:	Eisenpulver, massive Drähte	Ferrit, HF-Litze
Nenninduktivität:	1 mH	0,55 mH
maximaler Strom:	16 A	30 A
Gleichstromwiderstand:	32 mΩ	16 mΩ
Volumen:	402 cm ³	343 cm ³
Gewicht:	2,3 kg	1,42 kg

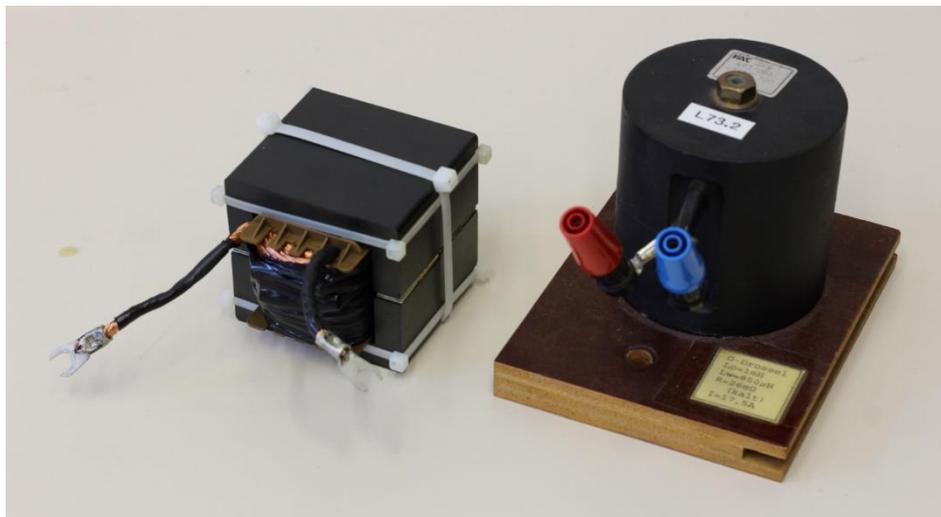


Abb. 6.17: Neu entworfene (links) und alte (rechts) Drossel im Vergleich

Die Drossel des Ausgangsfilters wurde einem ähnlichen Verfahren unterzogen und gegen ein Modell ausgetauscht, das für die hohen Schaltfrequenzen besser geeignet ist.

Erneut wurde der Wirkungsgrad vom ZSI gemessen. Dabei wurde eine Schaltfrequenz von $f_s = 42$ kHz in Kombination mit den neuen Drosseln verwendet und

den SiC-Halbleiterbauelementen. Es zeigt sich das trotz erhöhter Schaltfrequenz gegenüber der Messung aus Abschnitt 6.3.1 der Wirkungsgrad um weitere 3% gesteigert werden konnte. Das Ergebnis ist in der oberen Kurve in Abb. 6.18 dargestellt, zusammen mit Kurven aus vorherigen Messungen um den gesamten Fortschritt zu sehen.

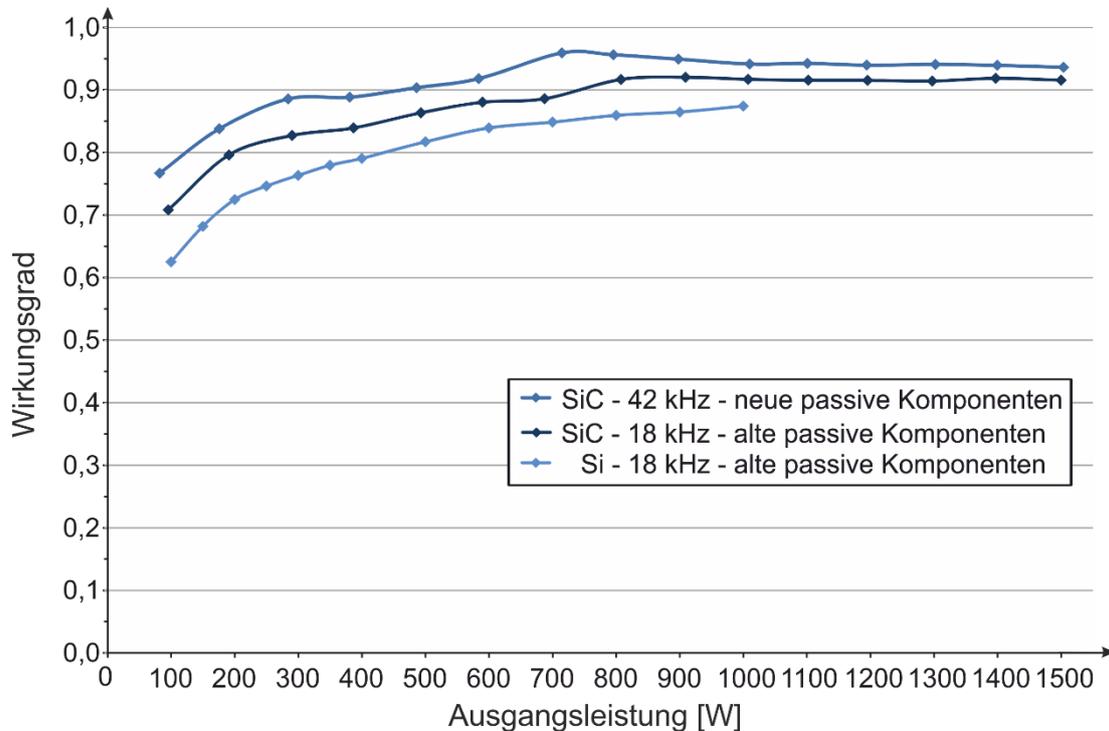


Abb. 6.18: Übersicht der Verbesserungen des Wirkungsgrads des ZSI

Erst der Einsatz von SiC Halbleitern ermöglicht eine Reihe von Verbesserungen, die zu dieser Steigerung des Wirkungsgrads führen. Die Verringerung der durch die Leistungshalbleiter erzeugten Verluste, erlaubt es, die Schaltfrequenz zu erhöhen und so grundlegende Designparameter der passiven Komponenten zu verändern. Neben Verbesserung der Spannungs- und Stromqualität erreicht man so einen doppelten Effekt in Bezug auf den Wirkungsgrad.

Trotz aller Maßnahmen bleibt der Wirkungsgrad des ZSI hinter dem der klassischen Lösungen zurück. Das wurde mithilfe einer Simulation bestätigt. Nachgebildet wurden dabei der Verluste jedes Schaltvorgangs für den ZSI und für die Kombination aus VSI und HSST und die Verluste über die Zeit aufgetragen. Bei gleichen Bedingungen für beide Topologien weist der ZSI durchweg deutlich höhere Schaltverluste auf. Das ist hauptsächlich auf die Art und Weise zurück zu führen, wie der ZSI seinen Boost erzeugt.

6.4 Messergebnisse des dreiphasigen ZSI beim Betrieb mit PWM

Im Verlaufe der Messungen zeigte sich der einphasige ZSI als ein robuster Wechselrichter. Ein konzeptioneller Nachteil, den er mit jedem anderen einphasigen

Umrichter teilt, ist die nicht konstante Ausgangsleistung. Im Gegensatz zum dreiphasigen System ist die Leistungsabnahme der Last über die Zeit nicht konstant. Die momentane Ausgangsleistung weist die doppelte Ausgangsfrequenz, also 100Hz auf. Dadurch sind wie bei jedem anderen einphasigen Umrichter, im Zwischenkreis des ZSIs, Pulsationen mit dieser Frequenz zu finden, insbesondere bei der Spannung U_{CZ} und den Strom I_{LZ} . Bei einer großzügigen Dimensionierung von C_Z und L_Z können diese Pulsationen aufgefangen werden. Die Vergrößerung der passiven Komponenten widerspricht allerdings dem Ziel der Untersuchung, nämlich die Erzielung von kompakten und kostengünstigen Systemen. Verkleinert man dagegen die speichernden Komponenten, wirkt sich die Pulsation bis auf den Eingang aus und belastet die Quelle, also die speisende Maschine [56]. Daher wurde auch der dreiphasige ZSI untersucht.

Die Konfiguration für alle Messungen in diesem Kapitel entspricht Abb. 6.19. Beim Maximum Boost Verfahren ist es lediglich erforderlich, die Ausgangsspannung zu messen. Dabei wird nur die Amplitude geregelt. Da ein Inselnetz betrieben wird ist es nicht erforderlich die Phasenlage der Spannung zu beachten, es muss lediglich auf die richtige Frequenz der Ausgangsspannung geachtet werden. Daher wird der Winkel des Ausgangsspannungsraumzeigers als Sollwert vorgegeben, so dass sich die korrekte Frequenz einstellt.

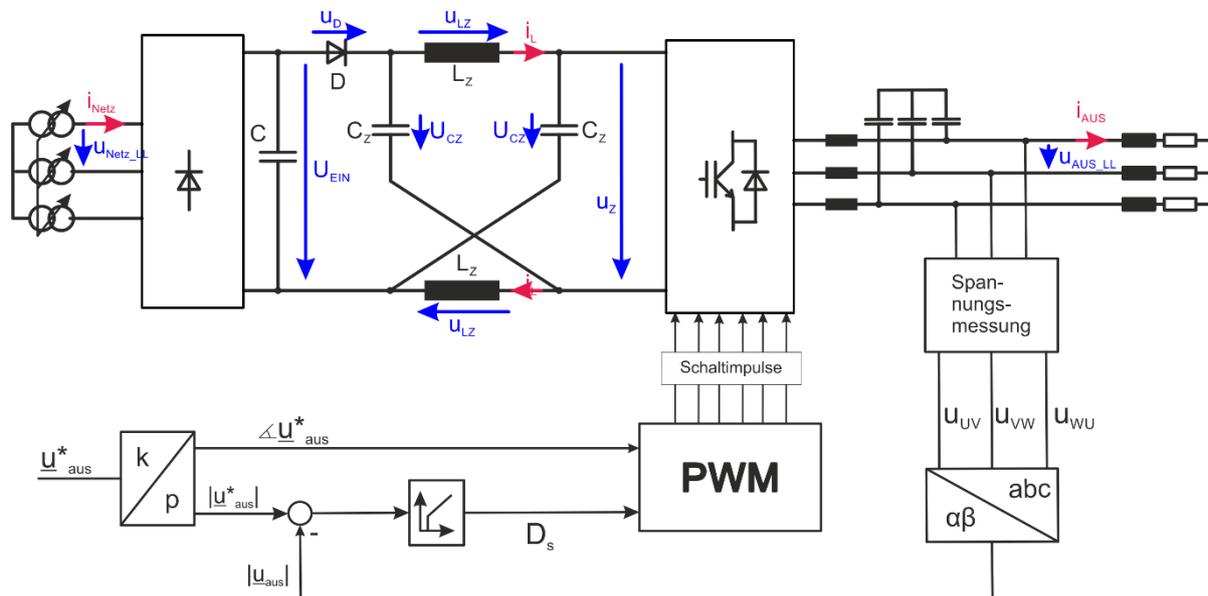


Abb. 6.19: Konfiguration des dreiphasigen ZSI für Messungen mit Maximum Boost

Wie im Abschnitt 3.4.5 erwähnt, war es aufgrund von Einschränkungen des PWM Moduls in der Steuerungshardware nur möglich, das Maximum Boost Verfahren zu implementieren (Abschnitt 3.4.3.1). Dazu müssen die Schaltsignale des Mikrocontrollers vom einem CPLD weiter bearbeitet werden. Im Mikrocontroller wurde eine ganz normale Raumzeigermodulation implementiert. Ist die Amplitude von u_{AUS} ausreichend groß, wird keine Modifikation vorgenommen, der CPLD reicht die Signale einfach an die Halbleiterschalter weiter. Erst wenn die Amplitude zu klein wird und die

Regelung die Nullraumzeiger gegen Kurzschlussraumzeiger ersetzt, verändert der CPLD die Signale des Mikrocontrollers. Dann schaltet der Mikrocontroller den CPLD in den Kurzschluss-Modus. Erkennt der CPLD in diesem Modus, dass ein Nullspannungsraumzeiger anliegt, werden alle Signale der Halbleiterschalter ersetzt und auf high gesetzt, so dass die Halbleiterschalter eingeschaltet werden. Der Kurzschluss wird demzufolge mit allen sechs Schaltern durchgeführt.

Der dreiphasige ZSI wurde dabei mit SiC-MOSFETs ausgestattet. Tab. 6.3 listet auch hier die Hauptkennwerte des dreiphasigen ZSI auf:

Tab. 6.3: Hauptkennwerte des dreiphasigen ZSI bei Verwendung des Maximum Boost Verfahrens

C_Z	1,1 mH
C_{EIN}	600 μ F
L_Z	660 μ F
f_s	60 kHz

6.4.1 Ein- und Ausgangsverhalten des dreiphasigen Z-Umrichters bei Steuerung mit Maximum Boost Verfahren

Im Folgenden wird experimentell das generelle Verhalten des dreiphasigen ZSIs beim Einsatz des bereits beschriebenen Maximum Boost Verfahrens dargestellt. Der ZSI wird mit konstantem Modulationsgrad unregelt betrieben, demzufolge ist die Spannungsverstärkung konstant und die Ausgangsspannung stellt sich entsprechend der Eingangsspannung ein.

In Abb. 6.20 wird zunächst das detaillierte Verhalten des ZSI betrachtet. Im oberen Teil der Graphik, in Gelb, ist u_{AUS_LL} dargestellt, im dargestellten Ausschnitt gerade im Nulldurchgang. In der unteren Hälfte ist u_{EIN} in Rot und u_Z in Blau dargestellt. Man erkennt wie u_Z in den Kurzschlussphasen in regelmäßigen Abständen zu null wird. Das bestätigt auch der Verlauf von i_{LZ} (in grün), der im gleichen Zeitraum ansteigt. Dazwischen befinden sich, wie bei der PWM eines normalen VSI üblich, zwei aktive Raumzeiger. Man erkennt gut die kurze Störung die auftritt, wenn von einem zum nächsten aktiven Raumzeiger gewechselt wird, ebenso die spiegelbildliche Anordnung der Schaltzustände von einer zur nächsten Periode. Während der aktiven Phase nimmt i_{LZ} ab. Die Dauer einer Schaltperiode ist von den Cursorsen markiert und beträgt 26 μ s, entsprechend einer Schaltfrequenz von rund 40kHz. Es zeigt sich ein sauberes Schaltverhalten mit nur einer geringen Schaltüberspannung. Es wird nur moderat geboostet, U_{EIN} beträgt etwa 544V, U_Z liegt bei 620V.

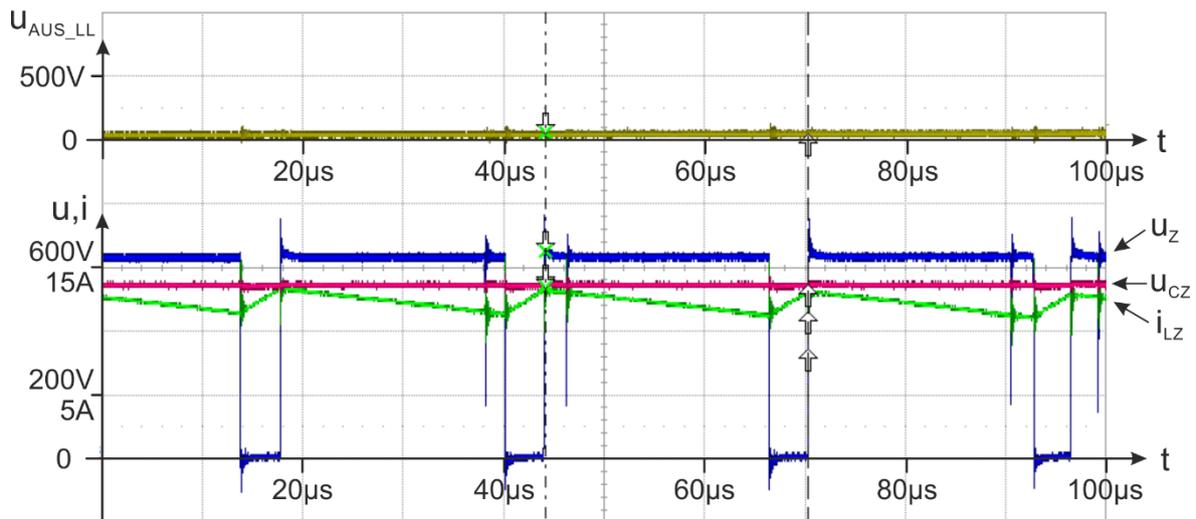


Abb. 6.20: Das Maximum Boost Verfahren im Detail.
 Obere Spur: $u_{\text{AUS_LL}}$: gelb
 Untere Spur: u_z : blau; u_{cz} : rot; i_{LZ} : grün

Betrachtet man diesen Betriebspunkt mit einer geringeren zeitlichen Auflösung (Abb. 6.21, die farbliche Codierung hat sich gegenüber Abb. 6.20 nicht verändert), ist der Verlauf der Ausgangsspannung über eine Periode erkennbar. Es zeigt sich, dass die Ausgangsspannung verzerrt ist und eher einem Trapez und nicht einem Sinus gleicht. Betrachtet man i_{LZ} und u_z , fällt die Pulsation mit der sechsfachen Ausgangsfrequenz auf. Deutlich sichtbar steigt der Strom i_{LZ} periodisch an, als Reaktion darauf steigt auch u_{LZ} an. Aufgrund der Funktionsweise des ZSI ist es bekannt, dass ein Anstieg von i_{LZ} meist auf eine Vergrößerung von D_s zurückzuführen ist und gleichzeitig auch einer Vergrößerung der Verstärkung. Diese Anstiege befinden sich bezogen auf den Sinus am Ausgang im Nulldurchgang sowie kurz vor und kurz nach dem Spitzenwert. Da die Pulsation die sechsfache Frequenz hat, trifft das für alle drei Phasen zu. Durch die höhere Verstärkung wird am Ausgang eine größere Spannung moduliert. Während des Nulldurchganges fällt dies nicht auf, da der Modulationsgrad für diese Phase ohnehin fast null ist. Aber um den Spitzenwert herum führt es zu einer höheren Ausgangsspannung und zu einer sichtbaren Verzerrung der Ausgangsspannung. Hier wird der Nachteil des Maximum Boost Verfahrens gut erkennbar (siehe auch 3.4.3.1).

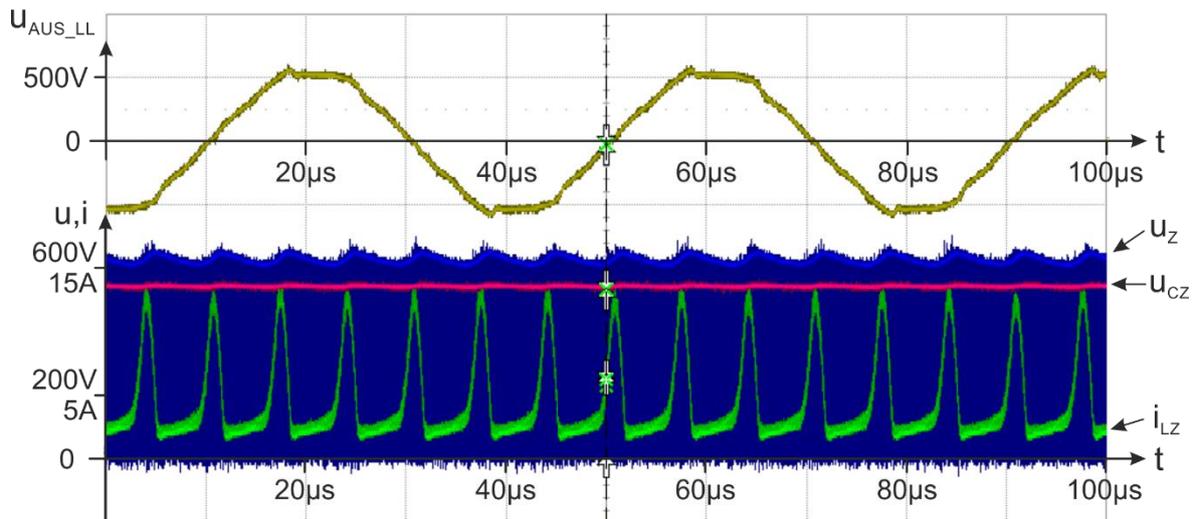


Abb. 6.21: Maximum Boost Verfahren mit geringerer zeitlicher Auflösung.
 Obere Spur: $u_{\text{AUS_LL}}$: gelb
 Untere Spur: u_Z : blau; u_{CZ} : rot; i_{LZ} : grün

Bei dieser Untersuchung befindet sich der ZSI im unregulierten Betrieb. Im geregelten Betrieb wird der Regler jedoch versuchen, die Verzerrung der Ausgangsspannung zu beseitigen. Um das zu erreichen muss das D_S permanent nachgeführt werden. Der Regler würde so mit der dreifachen Frequenz der Ausgangsspannung angeregt, in diesem Fall mit 600Hz. Das erfordert besondere Vorsicht bei der Parametrierung des PI-Reglers. Alternativ käme eine stärkere Filterung in Frage um die Verzerrungen zu dämpfen. Eine stärkere Filterung könnte durch Vergrößerung von L_Z und C_Z und C_{EIN} erreicht werden. Beides sind keine zufriedenstellenden Optionen, weshalb eine neue Methode entwickelt wurde, die ohne eine PWM auskommt und damit auch die Probleme umgeht, die durch einfache und kostengünstige PWM Modulatoren entstehen. Tiefergehende Untersuchungen mit dem Maximum Boost Verfahren wurden darum nicht durchgeführt.

6.4.2 Speisung einphasiger Lasten unter Verwendung eines Sternpunktbildners

Wie in den Abschnitten 2.2.1 und 3.5 bereits erläutert bietet ein VSI oder ZSI mit drei Halbbrücken nicht die Möglichkeit einphasige Lasten zwischen Leiter und Sternpunkt zu betreiben. Der Sternpunktbildner am Ausgang des ZSI vermeidet den Einsatz eines teuren Umrichters mit vier Halbbrücken bzw. eines Transformators. Der Sternpunktbildner erzeugt einen stabilen Sternpunkt und man gewinnt die Möglichkeit, mit einem dreiphasigen Wechselrichter sowohl Drehstromlasten als auch einphasige Lasten zu betreiben. Denn beim Betrieb eines Inselnetzes sind unsymmetrische Lasten nicht auszuschließen.

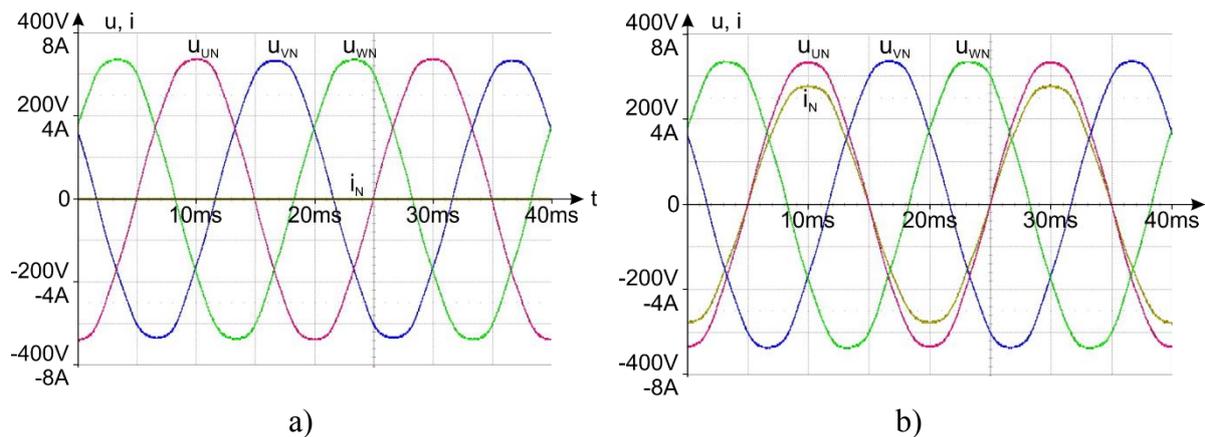


Abb. 6.22: Die Sternspannungen des Sternpunktbildners (rot, blau, grün) bei einphasiger Belastung der Phase U;
 a) bei Leerlauf, $i_N = 0$
 b) bei Nennstrom des Transformators, $i_N = 4A$

Um die Funktionsweise des Sternpunktbildners zu prüfen, wurde eine kurze Versuchsreihe durchgeführt. Dazu wurden drei einphasige, identische Transformatoren mit einem Übersetzungsverhältnis von 1:1 nach Abb. 3.40 verschaltet und zunächst vom Netz gespeist. Dabei wurden die Spannungen von den Außenleitern zum neu gebildeten Sternpunkt gemessen und die Anordnung einphasig belastet. Der Strom i_N (gelb) wurde von 0A bis zum 4A (entspricht Nennstrom eines Transformators) variiert. Man erkennt in Abb. 6.22, dass sich die Spannungen u_{UN} , u_{VN} , u_{WN} lediglich um wenige Volt verändern. Der Sternpunkt bleibt stabil.

Abb. 6.23 zeigt die Ströme, die vom Netz in die Anordnung fließen, sowie den Strom über die einphasige Last (i_N , gelb). Ist der Sternpunktbildner unbelastet (Abb. 6.23 a)), fließt nur ein Magnetisierungsstrom von etwa 270mA in jeder Phase. Bei vollem Nennstrom (Abb. 6.23 b)) wird der einphasige Strom gleichmäßig auf alle Phasen des Sternpunktbildners aufgeteilt. Als Resultat wird das Netz in Phase U mit $\frac{2}{3}i_N$ belastet und in den beiden anderen Phasen fließt jeweils $-\frac{1}{3}i_N$. Das Nullsystem ist verschwunden und die Summe der drei im Netz fließenden Ströme ist Null.

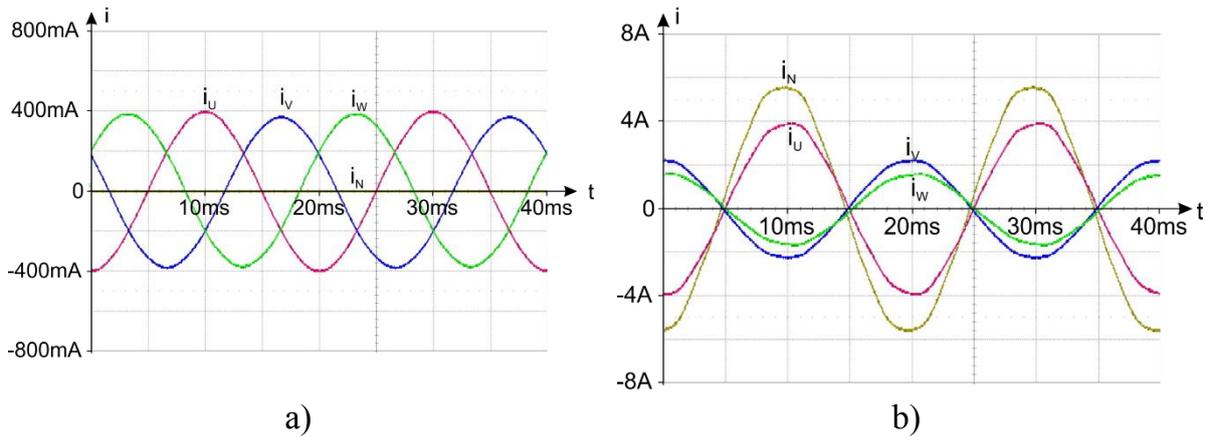


Abb. 6.23: Die drei Netzströme i_U , i_V , i_W und der Laststrom i_N (gelb) bei Verwendung des Sternpunktbildners für
 a) bei Leerlauf, $i_N = 0A$
 b) bei Nennstrom des Transformators, $i_N = 4A$

Nun wird der dreiphasige ZSI mit dem Sternpunktbildner verbunden und eine einphasige Last aus Phase U gespeist. Verwendet wird das Maximum Boost Verfahren wie in Kapitel 6.4 beschrieben. Die Leiter-Leiter Spannung des Umrichterausgangs beträgt 400V.

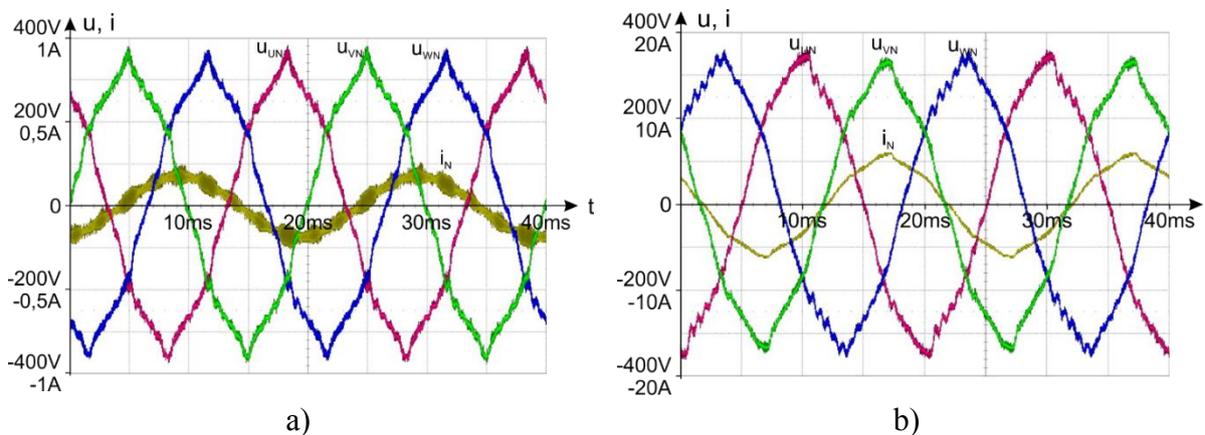


Abb. 6.24: Die Sternspannungen am Ausgang des ZSI beim Einsatz des Sternpunktbildners
 a) ohne Last
 b) $i_N = 4A$

Abb. 6.24 zeigt zunächst die drei Sternspannungen zusammen mit dem Strom der belasteten Phase. Wie im Abschnitt 6.4.1 erläutert, sind die Leiter-Leiter Spannungen des ZSI Maximum Boost Verfahren nicht sinusförmig. Durch die Transformatoren werden die Spannungen und Ströme noch weiter verzerrt. Dennoch kann man erkennen, dass alle drei Sternspannungen mit 230V Effektivwert etwa gleich groß sind und sich auch unter Last der Sternpunkt nicht verschiebt, Abb. 6.24 a) und b). Auch beim Einsatz an einem Umrichter teilen sich die Ströme wie in 3.5 beschrieben auf (Abb. 6.25). Es ist zu beachten, dass der Magnetisierungsstrom eines Transformators, also lediglich einer

Phase, 260mA beträgt. Die gesamte Leistungsaufnahme des Sternpunktbildners im Leerlauf beträgt damit 18W.

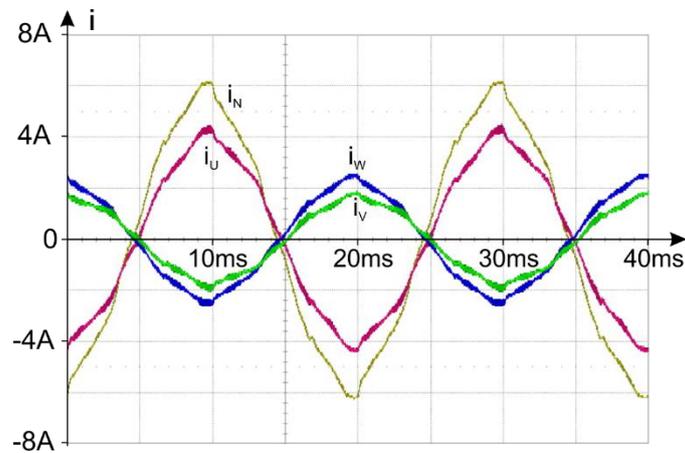


Abb. 6.25: Die Ausgangsströme des Umrichters (i_U , i_V , i_W) sowie der Laststrom (i_N) beim Einsatz des Sternpunktbildners am ZSI.

Da trotz Sternpunktbildner eine einphasige Last vorliegt, besteht weiterhin das Problem, das die Leistung im Zwischenkreis mit 100Hz pulsiert. Das Problem kann vom Sternpunktbildner nicht gelöst werden, da Transformatoren praktisch keine Energie speichern und somit die Pulsation nicht auffangen können. In Abb. 6.26 ist gut zu erkennen wie i_{LZ} (gelb) mit 100Hz pulsiert. Die Pulsation liegt genau in Phase mit der belasteten Phase U, in rot dargestellt.

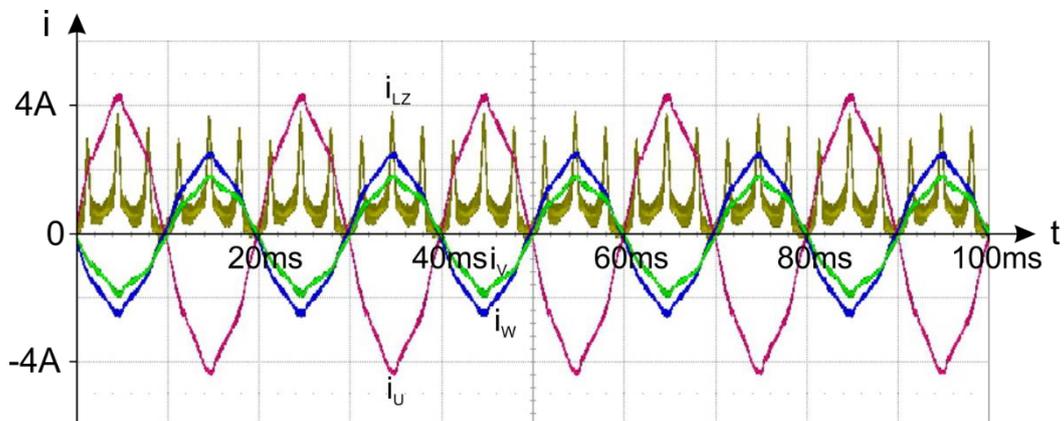


Abb. 6.26: Die Ausgangsströme des Umrichters (i_U , i_V , i_W) sowie der Drosselstrom i_{LZ} (gelb) beim Einsatz des Sternpunktbildners am ZSI. Erkennbar ist die Pulsation von i_{LZ} .

6.5 Messergebnisse des dreiphasigen ZSI unter Einsatz von DPC

Für den dreiphasigen ZSI wurde ebenfalls DPC implementiert, wie es in Abschnitt 3.6 beschrieben wurde. Im Gegensatz zum Maximum Boost Verfahren speist hier der ZSI keine Last, sondern ist mit dem Netz verbunden. In dieser Konfiguration wurde der ZSI sowohl eingangsseitig wie auch ausgangseitig über einen Stelltransformator mit

dem Netz verbunden. Auf diese Weise können die Ein- und Ausgangsspannungen des ZSI nach den eigenen Bedürfnissen verändert werden. Denkbar ist aber auch die Speisung des ZSI aus einer regenerativen Quelle, beispielweise über einen von einer Turbine angetriebenen Generator oder über eine PV-Anlage. Das hier behandelte Regelverfahren sieht eine Einspeisung ins Netz vor, wobei die Eingangsspannung konstant oder variabel sein kann. Die Konfiguration für alle folgenden Messungen mit DPC ist in Abb. 6.27 dargestellt [57].

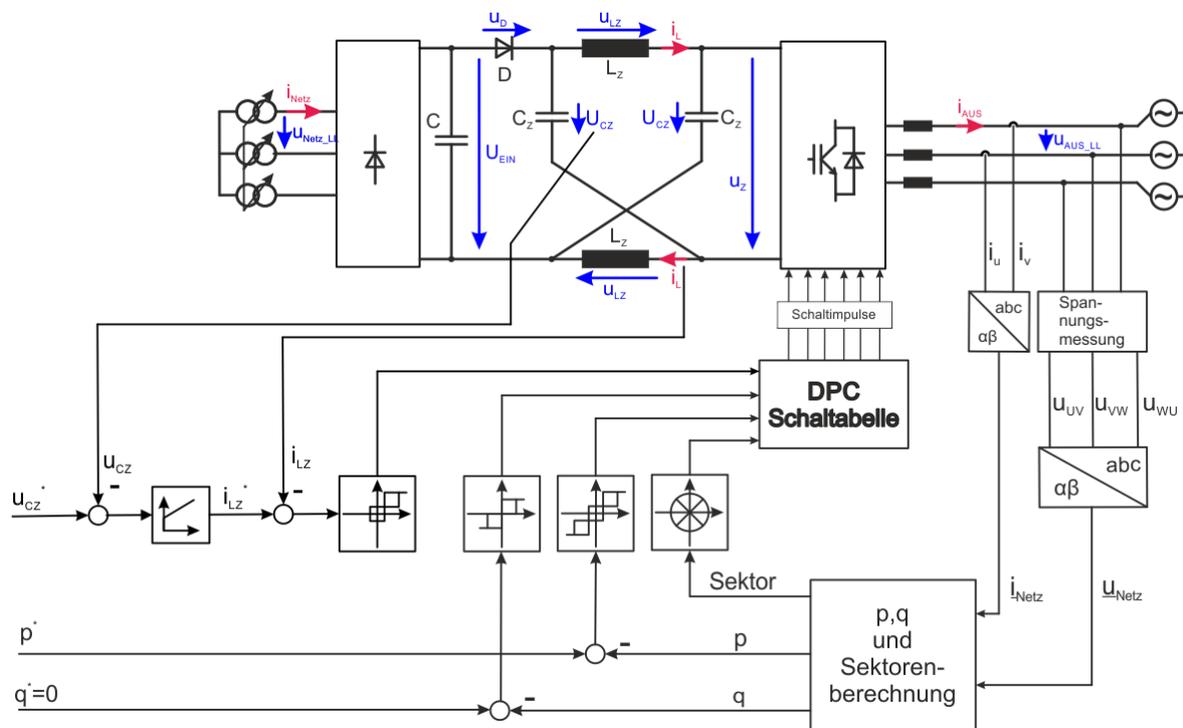


Abb. 6.27: Konfiguration für alle Messungen am drei phasigen ZSI mit DPC

Für DPC werden am Ausgang sowohl die Spannungen als auch die Ströme gemessen und jeweils die dazugehörigen komplexen Raumzeiger gebildet. Daraus werden dann die momentanen Werte von p und q berechnet sowie der Sektor, in dem sich der Raumzeiger der Netzspannung befindet. Die Größen $p(t)$ und $q(t)$ werden dann mit ihren Sollwerten verglichen und die Differenz in die jeweiligen Regler gespeist. Bei der Wirkleistung kommt ein Dreipunktregler, bei der Größe $q(t)$ ein Vierpunktregler zum Einsatz. Damit eine Einspeisung in das Netz möglich ist, müssen die Ausgangsspannung des ZSI und deshalb auch u_{cz} ausreichend groß sein. Eine überlagerte kaskadierte Regelung sorgt für die richtige Einstellung des ZSI. Die Regelung von u_{cz} wird von einem PI-Regler übernommen, dessen Ausgang den Stromsollwert für i_{Lz} stellt. Hier kommt ein Dreipunktregler zum Einsatz. Entsprechend den Ausgängen der drei Regler und des Sektors, in dem sich der Raumzeiger der Netzspannung befindet, wird aus der Schalttabelle der geeignete Raumzeiger für den nächsten Zyklus ausgewählt. In Tab. 6.4 sind wieder die wichtigsten Kennwerte der untersuchten Konfiguration aufgelistet:

Tab. 6.4: Konfiguration des dreiphasigen ZSI bei Verwendung von DPC

DPC Zykluszeit t_{DPC}	15 μ s
Toleranzband für p h_p	± 10 W
inneres Toleranzband für q h_{Q1}	± 10 VA
äußeres Toleranzband für q h_{Q2}	± 20 VA
inneres Toleranzband für i_{LZ} h_{I1}	$\pm 0,5$ A
äußeres Toleranzband für i_{LZ} h_{I2}	$\pm 1,5$ A
C_{EIN}	600 μ F
C_Z	660 μ F
L_Z	1,1 mH
L_{Netz}	18 mH

6.5.1 Stationäres Verhalten beim Einsatz von DPC

Zunächst steht das grundsätzliche Verhalten des ZSI unter DPC im Mittelpunkt. In Abb. 6.28 erkennt man, dass sich die Funktionsweise im Detail nicht wesentlich vom Betrieb mit Maximum Boost Verfahren unterscheidet. In regelmäßigen Abständen wird geboostet um u_Z anzuheben. Man erkennt gut wie i_{LZ} ansteigt und \hat{u}_Z deutlich größer ist als u_{EIN} . Die Dauer der Kurzschlüsse entspricht genau der DPC Zykluszeit von 15 μ s. Ähnlich wie beim Betrieb mit den Maximum Boost Verfahren kann man den Wechsel von einem zum nächsten aktiven Spannungsraumzeiger an der kurzen Störung in u_Z erkennen, der Zustand wird also nicht zwangsläufig mit jedem Abtastschritt gewechselt. Man erkennt ebenfalls gut den Lückbetrieb des ZSI. Er stellt mit DPC jedoch kein Problem dar, da er von den Reglern erkannt und korrigiert wird.

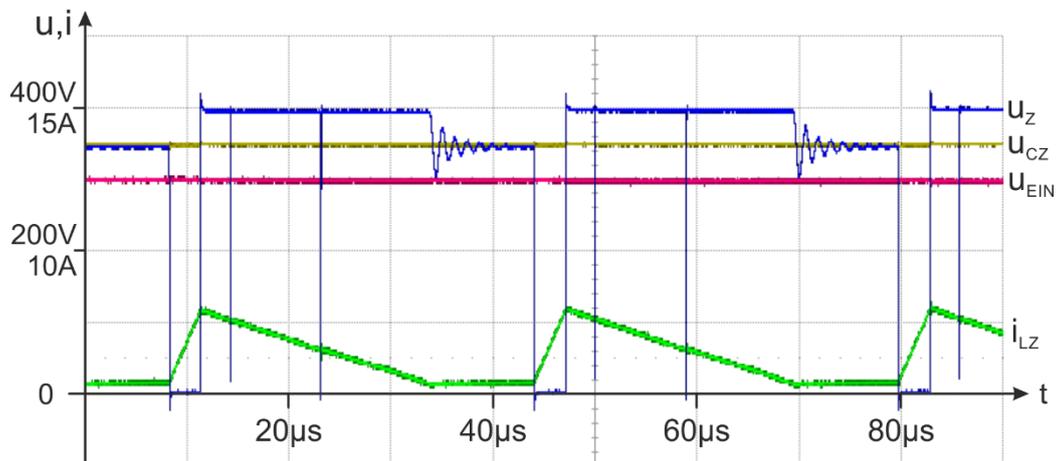


Abb. 6.28: Funktionsweise des DPC für ZSI im Detail.
 u_{EIN} : rot; u_{CZ} : gelb; u_Z : blau; i_{LZ} grün

Der große Unterschied zum Maximum Boost Verfahren ist, dass der Kurzschluss nur bei Bedarf aktiviert wird. Die Verstärkung wird über die Häufigkeit des Kurzschlusses geregelt, und nicht über die Veränderung der relativen Einschaltdauer. Im Abb. 6.29 erkennt man wie u_{CZ} einbricht. Es baut sich eine Regeldifferenz auf, die schließlich dazu führt, dass der Stromregler den Kurzschluss in kurzen Abständen immer wieder aktiviert. Dadurch erhöht sich u_{CZ} und sobald das Spannungsniveau ausreichend angehoben wurde, werden die Kurzschlüsse wieder eingestellt. Sobald u_{CZ} wieder zu weit absinkt, beginnt der Stromregler erneut dem mit Kurzschlüssen entgegen zu wirken.

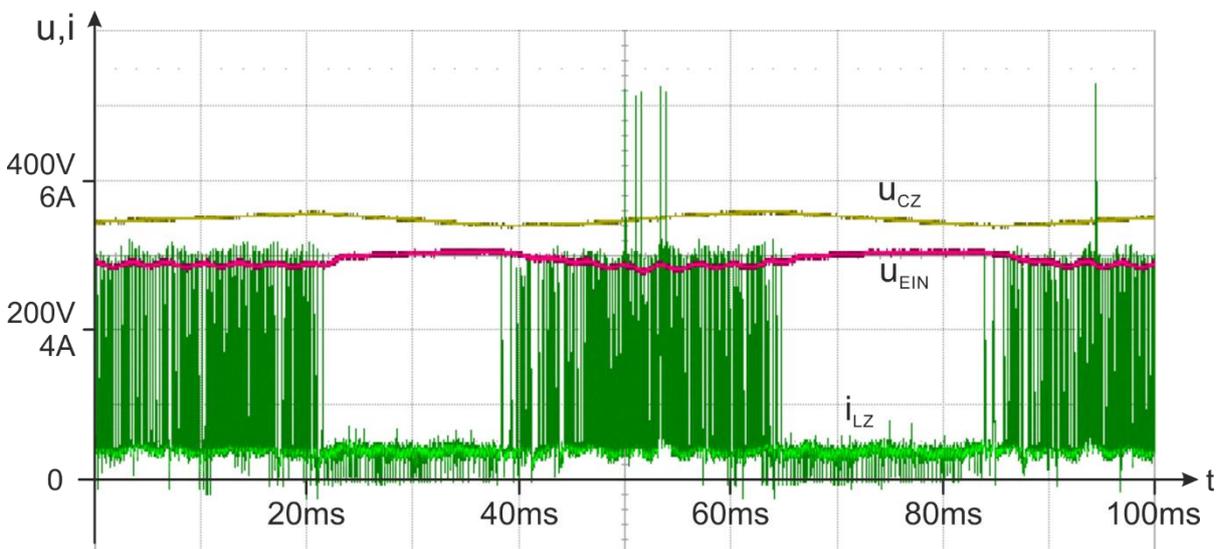


Abb. 6.29: Funktionsweise des DPC für ZSI.
 u_{EIN} : rot; u_{CZ} : gelb; i_{LZ} grün

In beiden Messungen erkennt man, wie i_{LZ} bei jedem Kurzschluss um etwa 6A ansteigt. Dadurch, dass der Kurzschluss mindestens für die Dauer eines Abtastschrittes aktiviert wird, kann der Anstieg nur über die Drosseln begrenzt werden. Bei vernünftiger Auslegung ist das kein Problem. Interessant wird es nur, wenn der Kurzschluss in kurzer

Folge wiederholt aktiviert wird, bevor i_{LZ} wieder auf null abgesunken ist. Dann baut sich der Strom immer weiter auf und kann kritische Werte erreichen. Dies ist in Abb. 6.29 zu erkennen (Mitte und rechts im Bild), wo sich i_{LZ} kurzzeitig bis auf 11 A aufbaut. Für die verwendete Konfiguration ist das noch kein kritischer Wert. Sollte i_{LZ} weiter steigen, greift die Schutzeinrichtung und schaltet den ZSI ab.

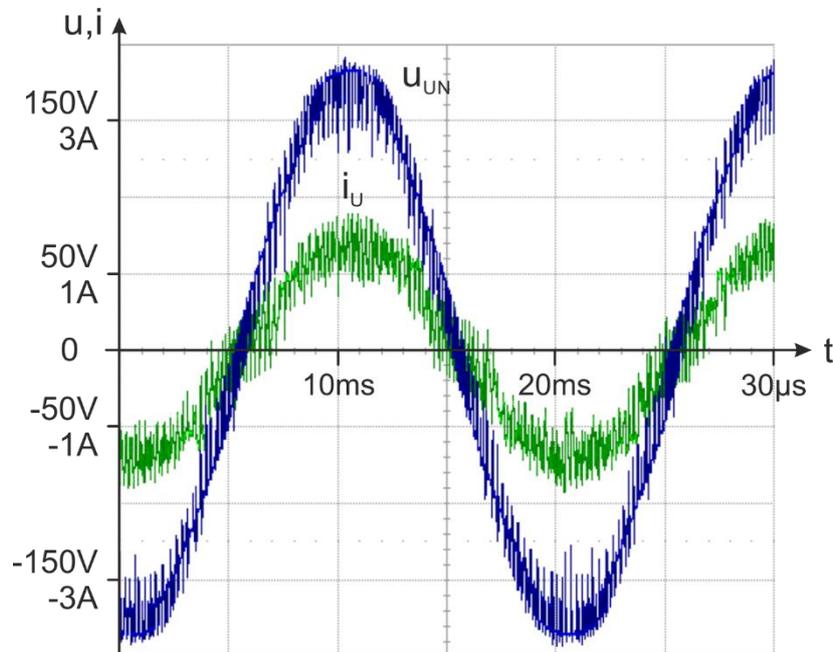


Abb. 6.30: Die Strangspannung u_{UN} , sowie der Ausgangsstrom i_U des ZSI bei Einsatz von DPC.

In Abb. 6.30 ist die Strangspannung u_{UN} sowie der Ausgangsstrom i_U unter Verwendung von DPC zu erkennen. Man sieht, dass sich der Strom innerhalb des Toleranzbandes bewegt. Durch die Kurzschlüsse im Wechselrichter, die für die Funktion des ZSI erforderlich sind, wird auch das Netz kurzgeschlossen. Im Versuchsstand wurde der ZSI ausgangsseitig über einen kleinen Transformator mit dem Netz verbunden. Das führt zu einem schwachen Netzanschluss, und die Spannung am Trafo bricht bei jedem Kurzschluss etwas ein, was in Abb. 6.30 gut erkennbar ist. Bei einem direkten und damit starken Netzanschluss sollten die Einbrüche in der Spannung nicht auftreten. In der Regelung wird für $q^* = \text{null}$ vorgegeben um $\lambda = 1$ zu erreichen. Dies bestätigt sich in den Messungen, da Strom und Spannung in Phase sind. Die eingespeiste Leistung beträgt zu diesem Zeitpunkt 400W bei einer Leiter-Leiter-Spannung von $U_{UV} = 230V$ RMS.

6.5.2 Dynamisches Verhalten beim Einsatz von DPC

Die folgende Untersuchung beschäftigt sich mit dem dynamischen Verhalten des ZSI unter Verwendung von DPC. Der ZSI ist weiterhin wie in Abschnitt 6.5 beschrieben konfiguriert. Auch hier wird eine Leiter-Leiter Spannung von 230V an Ausgang des ZSI eingestellt. Die Eingangsspannung u_{EIN} wird mithilfe des eingangsseitigen

Transformators auf 300V gebracht, also ein Wert, der nicht ausreicht um eine klassischen VSI bei der gegebenen Ausgangsspannung einen Strom ins Netz zu speisen. Als Sollwert für p werden 1kW eingestellt. Der ZSI wird nun eingeschaltet, der Vorgang ist in Abb. 6.31 dargestellt.

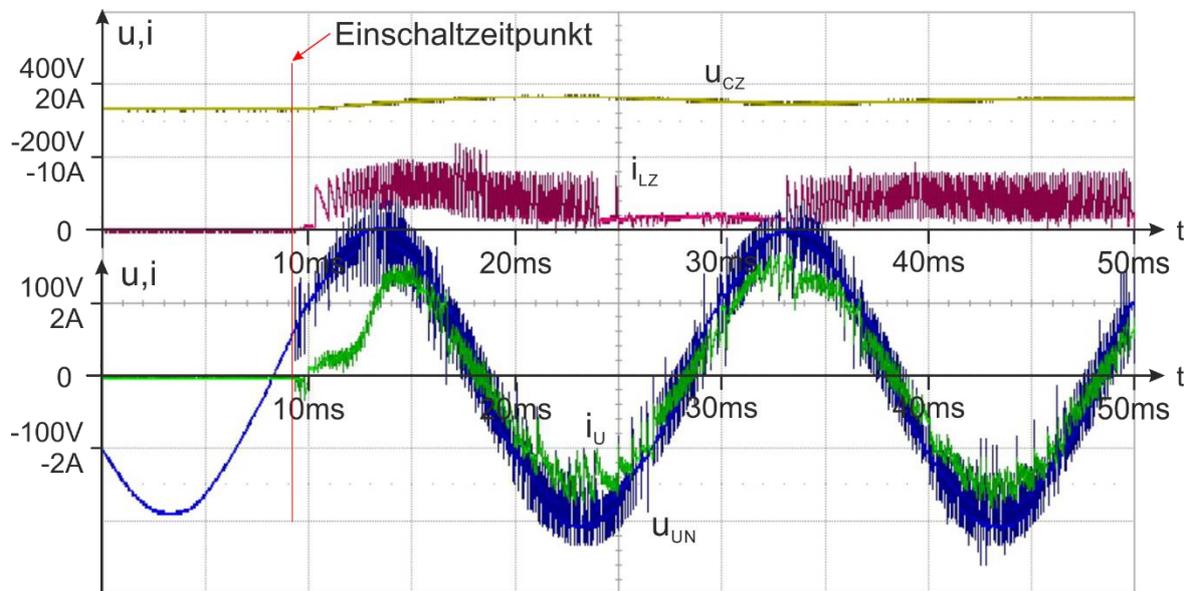


Abb. 6.31: Einschaltvorgang des dreiphasigen ZSI mit DPC.
 obere Spur: rot: i_{LZ} ; gelb, u_{CZ}
 untere Spur: blau: u_{UN} ; grün: i_U

Im Moment des Einschaltens, in Abb. 6.31 rot markiert, müssen zwei Dinge gleichzeitig geschehen. Zum einen muss die Zwischenkreis Spannung angehoben und gleichzeitig der Ausgangsstrom eingepreßt werden. Man erkennt in der oberen Spur von Abb. 6.31, dass die Regelung anfängt Kurzschlussvektoren auszuwählen. Der Strom i_{LZ} (rot) steigt immer wieder um einige Ampere an. Als Reaktion darauf wird die Spannung u_{CZ} (gelb) größer, bis sie dem Sollwert entspricht, in diesem Fall sind 360V vorgegeben. Dann werden die Kurzschlüsse ausgesetzt, bis u_{CZ} erneut zu klein wird. In der unteren Spur der Abbildung kann man erkennen, dass der Ausgangsstrom (grün) innerhalb von 5ms auf den Sollwert gebracht wird. Auch hier ist zu erkennen, dass er in Phase mit der Spannung (blau) ist.

DPC ist in der Lage den Strom ins Netz einzupreßen, auch wenn die Zwischenkreisspannung zum einschaltzeitpunkt nicht groß genug ist. Das Verfahren zeigt ein gutes dynamisches Verhalten und einen stabilen Betrieb.

6.5.3 Wirkungsgrad

Um einen Anhaltspunkt zu haben, wie sich der Wirkungsgrad des dreiphasigen gegenüber dem einphasigen ZSI verhält, wurde auch der Wirkungsgrad mit dem dreiphasigen ZSI untersucht. Ausgehend vom Aufbau in Abb. 6.27 wurde der eingangsseitige Transformator so nach geregelt, dass sich $U_{EIN} = 300V$ ergibt. Ausgangsseitig

wurde der ZSI ebenfalls an einen Stelltransformator angeschlossen und $U_{\text{AUS_LL}}$ auf 230V im Leerlauf eingestellt.

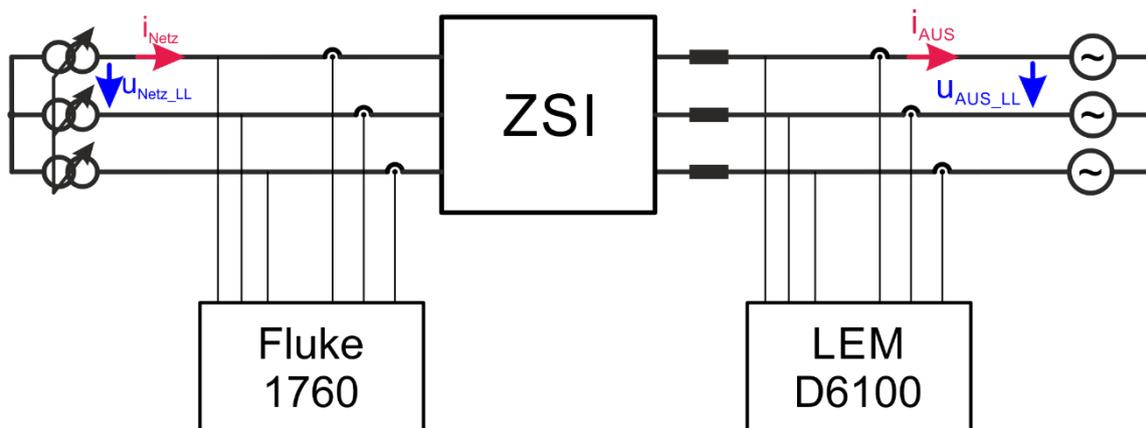


Abb. 6.32: Anordnung zur Messung des Wirkungsgrades bei DPC

Die ins Netz eingespeiste Leistung wurde schrittweise auf etwa 2kW erhöht und die elektrische Leistung am Eingang und am Ausgang gemessen. Eingangsseitig wurde ein Leitungsmessgerät Fluke 1760 verwendet, am Ausgang ein Leitungsmessgerät LEM D6100 (Siehe Anhang, Abschnitt 12.1). Daraus wurde dann der Wirkungsgrad bestimmt und in Abb. 6.33 sieht man wie der Wirkungsgrad auch bei kleiner Leistung rasch auf 83% ansteigt und sich bei 93% einpendelt. Bis etwa 1700 W Ausgangsleistung wechselt der Stromregler zwischen Stufe 0 und Stufe 2 hin und her, der Kurzschluss wird periodisch aktiviert. Ab etwa 1700W befindet er sich nur noch in Stufe 2, der Kurzschluss ist dauerhaft aktiviert. Das zeigt sich im Wirkungsgrad, der etwas zurückgeht. Verglichen mit dem verbesserten, einphasigen ZSI (entsprechend Kapitel 6.3.2) liegt der Wirkungsgrad auf gleichem Niveau. Im Bereich kleiner Leistungen ist der Wirkungsgrad etwas besser als beim einphasigen ZSI unter Berücksichtigung aller Verbesserungen, bei hohen Leistungen dagegen einige Prozentpunkte schlechter.

Aus thermischer Sicht ist der Aufbau noch zu einer größeren Ausgangsleistung fähig, sowohl die Halbleiterbauelemente, als auch die Drosseln blieben durchweg kühl. Begrenzend war hier der Wert der Z- Drosseln, mit etwa 1,2mH waren sie noch zu klein. Deshalb kann insbesondere bei hohem Verstärkungsbedarf zu einem schnellen Anstieg von i_{LZ} kommen. Diese Grenze musste bei der Einstellung des maximalen Stromes und der maximalen Leistung berücksichtigt werden. Bei größerer Ausgangsspannung und größerer Leistung haben die Schutzeinrichtungen angesprochen und den ZSI ausgeschaltet. Mit einer größeren Drossel kann der Anstieg von i_{LZ} während eines DPC Zyklus verkleinert werden und ein höherer Wert für i_{LZ} zugelassen werden. Auf eine Modifikation des Laboraufbaus und weitere Messungen wurde allerdings verzichtet.

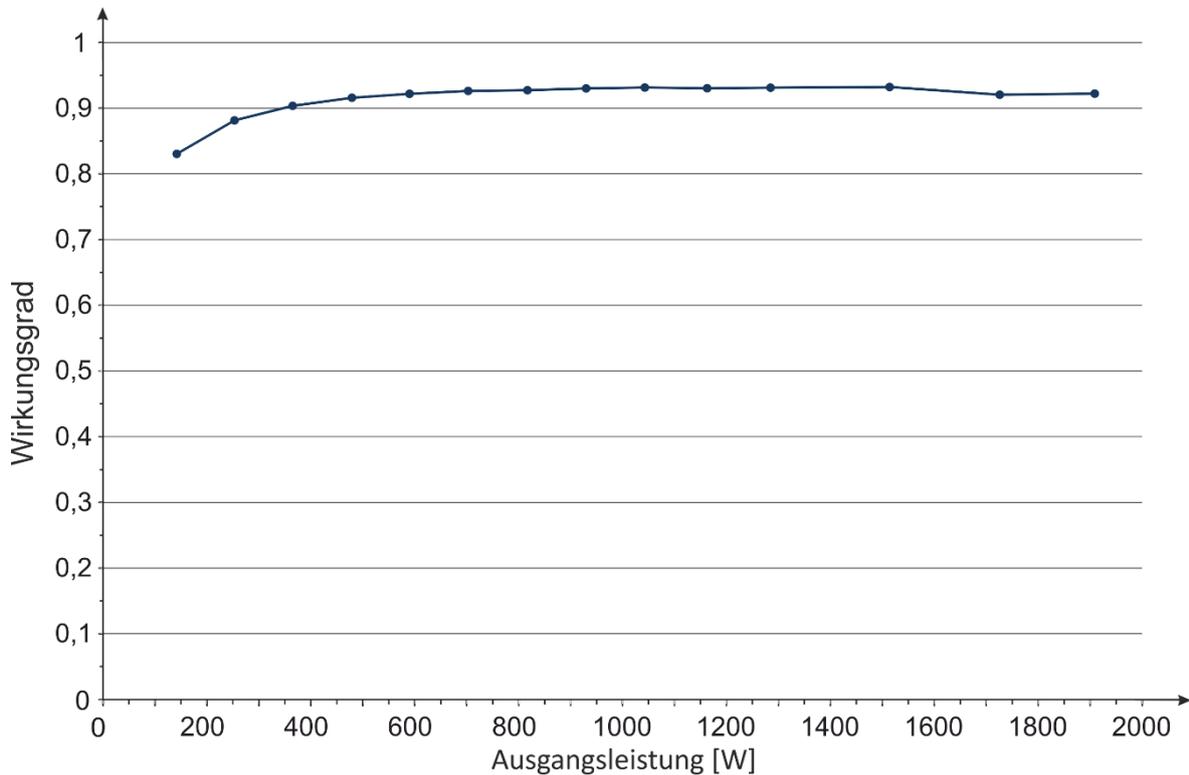


Abb. 6.33: Wirkungsgrad des dreiphasigen ZSI unter Einsatz von DPC

Der schnelle Anstieg von i_{LZ} ist auch der Grund, warum die Messungen mit DPC nur bei einer Leiter-Leiter Spannung von 230V durchgeführt wurden und nicht, wie im deutschen Netz üblich, mit 400V. Eine Verringerung der Ausgangsspannung erlaubt auch eine Verringerung der Spannung u_Z . Entsprechend den Überlegungen in Abschnitt 5.1.4 reduziert das den Anstieg von i_{LZ} während eines DPC Zyklus und ermöglichte so die Messungen.

6.5.4 Verzerrung des Ausgangsstromes

Wie in 6.5.3 bereits erwähnt, ist das ausgangsseitig verwendete Leistungsmessgerät LEM D6100 in der Lage, die Verzerrung einer Größe zu ermitteln. Als Kenngröße kommt dabei der THD-Wert (total harmonic distortion) zum Einsatz. Untersucht wird der THD des Ausgangsstroms I_{AUS} , der nach folgender Formel berechnet wird:

$$\text{THD}_{I_{AUS}} = \sqrt{\frac{I_{AUS2}^2 + I_{AUS3}^2 + I_{AUS4}^2 + \dots + I_{AUSn}^2}{I_{AUS1}^2}} \quad (6.2)$$

Dabei ist I_{AUS1} die Amplitude der Grundschwingung des Stroms einer Phase, und I_{AUS2} bis I_{AUSn} die Amplituden der Harmonischen.

Der THD wurde für jede Phase getrennt berechnet und die Werte gemittelt. Der Messaufbau und die Messung erfolgte genau wie in 6.5.3. Das Toleranzband für p und

q wurde über die gesamte Messung unverändert gelassen. Die Ergebnisse sind in Abb. 6.34 dargestellt.

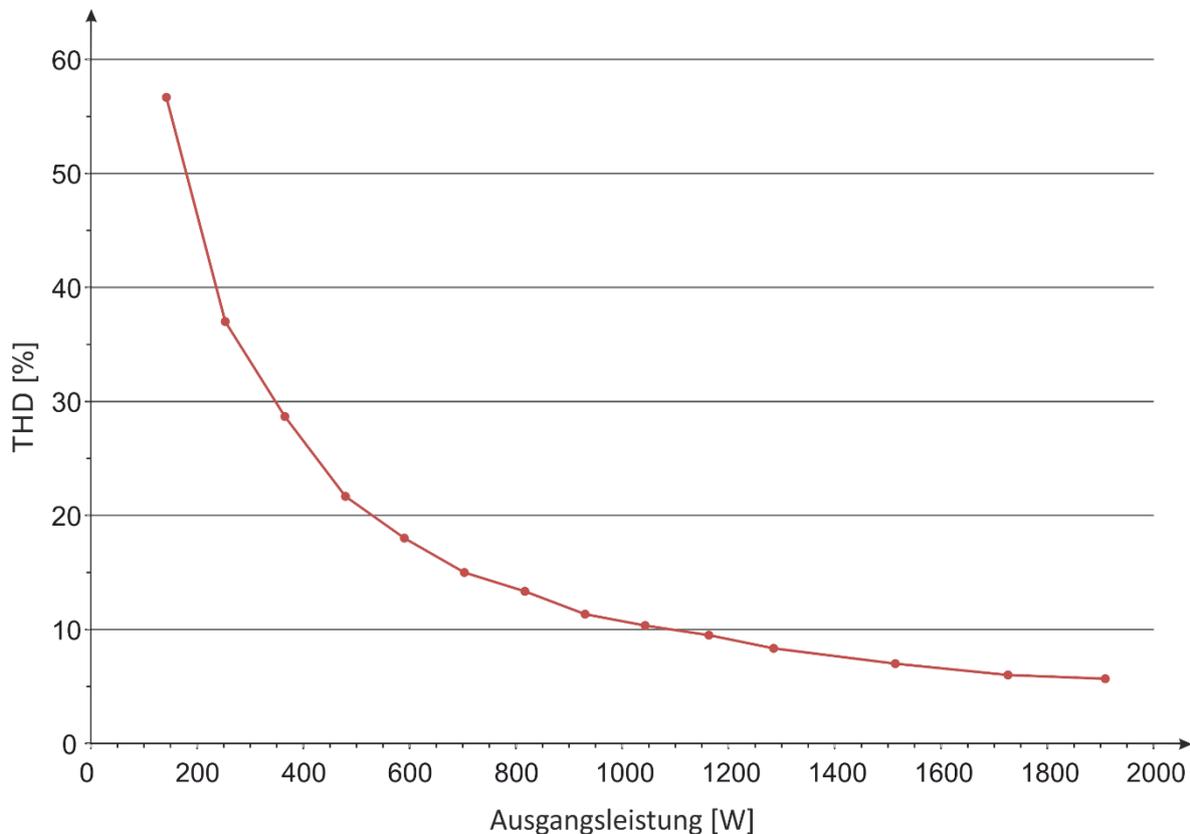


Abb. 6.34: THD des dreiphasigen ZSI unter Einsatz von DPC

Da mit steigender Leistung auch die Grundschiwingung des Ausgangsstroms ansteigt, verbessert sich der THD zunehmend. Unveränderte Toleranzbänder für p und q spiegeln sich in einem gleichbleibenden Toleranzband für den Strom wieder. So ist der absolute Wechselanteil konstant, relativ gesehen wird er kleiner. Sinnvoll wäre es hier sicher, die Toleranzbänder entsprechend des Stromes zu verändern.

6.6 Zusammenfassung von Kapitel 6

In diesem Kapitel werden die Ergebnisse der Messungen am ZSI vorgestellt. Es zeigt sich, dass die entwickelte Hardware für den einphasigen ZSI zuverlässig ist und wie erwartet funktioniert. Das Regelkonzept erfüllt ebenfalls die Erwartungen und regelt zuverlässig die Verstärkung und die Ausgangsspannung, unabhängig von Eingangsspannung und Last. Der ZSI erweist sich als robuster Umrichter, dessen Hauptnachteil der mäßige Wirkungsgrad ist. Die für die Funktion benötigten Brückenkurzschlüsse rufen zusätzliche Verluste hervor. Um den Wirkungsgrad zu verbessern, wurden daher die Si-IGBTs durch SiC-MOSFETs ersetzt. Das verbesserte Schaltverhalten hat einen erheblichen Einfluss auf den Wirkungsgrad. Er verbessert sich um 3 bis 6 %, selbst bei höherer Schaltfrequenz. Mit der Neuentwicklung der Drosseln

konnte eine weitere Verbesserung erreicht werden. Dennoch bleibt der Wirkungsgrad hinter dem anderer Topologien zurück.

Das Zusammenspiel von ZSI und Turbinenemulation zeigt ebenfalls ein gutes Verhalten. Unabhängig von Lastzustand und Wasserfluss ist am Ausgang des ZSI eine konstante Spannung verfügbar. Es zeigt sich, dass der ZSI für diese Aufgabe der Gewinnung kleinerer Energiemengen in entlegenen Regionen eine geeignete Topologie ist.

Um die Nachteile eines einphasigen Konzepts zu umgehen, wurde ebenfalls der dreiphasige ZSI untersucht. Aufgrund von Einschränkungen bei der verwendeten Hardware, konnte nur das Maximum Boost Verfahren implementiert werden. Durch die schwankende Verstärkung zeigt es ein unruhiges Verhalten mit starken Pulsationen im ZSI und einer verzerrten Ausgangsspannung. Um die Probleme mit dem Maximum Boost Verfahren und den Einschränkungen der Hardwareplattform zu vermeiden, wurde das DPC Verfahren entwickelt, um den ZSI ohne PWM zu regeln. Im Gegensatz zu den vorherigen Konzepten wurde hier die Leistung ins Netz eingespeist. Diese Regelung funktioniert ebenfalls zuverlässig. Wie bei Systemen mit Mehrpunktreglern zeigt sich sofort ein stabiles Verhalten ohne aufwendige Parametrierung. Es zeigt sich ein gutes dynamisches Verhalten und einen für den ZSI guten Wirkungsgrad.

Es zeigt sich bei den Messungen ebenfalls, dass der Sternpunktsteller auch in der Praxis einen stabilen Sternpunkt bereitstellt. Er wurde hinter dem ZSI eingesetzt, der nach mit Maximum Boost Verfahren betrieben wurde. Der Sternpunktsteller wurde einphasig bis zum vollen Nennstrom eines Transformators belastet, ohne dass es zu einer nennenswerten Verschiebung des Sternpunktes gekommen ist.

7 Zusammenfassung

In dieser Arbeit steht der Z-Umrichter (ZSI) im Mittelpunkt. Er wird untersucht im Kontext der verteilten Erzeugung elektrischer Energie aus regenerativen Quellen in kleinen Leistungsbereich geeignet für entlegene Regionen. Dabei steht er in Konkurrenz zu anderen bekannten und erprobten Konzepten der Leistungselektronik. Die grundsätzliche Aufgabenstellung ist es, die zur Verfügung stehende Leistung nutzbar zu machen. Egal von welcher regenerativen Quelle der Umrichter gespeist wird, unterliegt sie einer unterschiedlich starken Schwankung. Je nach Wasserstand, Sonneneinstrahlung oder Windverhältnissen schwankt die Eingangsspannung und ist so nicht direkt nutzbar. Die Aufgabe der Leistungselektronik ist es, diese schwankende Spannung in geeigneter Weise in eine Wechsel- oder Drehspannung mit konstanter Spannung und konstanter Frequenz umzuwandeln. Der ZSI bietet dabei den besonderen Vorteil, dass er mit variablen Eingangsspannungen, wie sie sich aus regenerativen Quellen oft ergeben, betrieben werden kann. Er ist in der Lage, die Eingangsspannung sowohl hoch als auch herunter zu setzen. Des Weiteren stellt ein Brückenkurzschluss keine Gefahr dar. Er ist vielmehr Teil des Funktionsprinzips und ermöglicht erst die Spannungsverstärkung des ZSI.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden als regenerative Energiequellen Wasserturbinen im Leistungsbereich $P < 2\text{kW}$ untersucht. Als Standardlösung für die elektrische Energieumwandlung bietet sich hier die weitverbreitete Struktur bestehend aus einem Hochsetzsteller mit nachgeschaltetem Wechselrichter an. Es stellt sich heraus, dass der ZSI zur Erfüllung dieser Aufgabe sehr flexibel ist und einen weiten Bereich der Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien abdecken kann.

Für die niedrige verfügbare Leistung der untersuchten Wasserturbine wurde zunächst eine einphasige Lösung angestrebt. Der einphasige ZSI wurde in der Literatur bisher selten behandelt, deshalb musste im Rahmen der Arbeit eine geeignete Regelung entworfen werden. Diese sieht eine Linearisierung des Zusammenhangs zwischen der Dauer des Kurzschlusses und der Spannungsanhebung zur Einstellung der Spannungsverstärkung vor. In einer kaskadierten Struktur werden dann die Spannungsverstärkung (boost) und die Ausgangsspannung geregelt. Die Funktion der vorgeschlagenen Regelung wurde durch Messungen an einem eigens dazu entworfenen Laboraufbau verifiziert. Die Messungen bestätigten die theoretischen Überlegungen.

Im weiteren Verlauf der Forschungsarbeit, wurde der dreiphasige ZSI untersucht. Die Realisierung bekannter Regelungs- und Modulationsverfahren, z.B. PWM nach dem Maximum Boost Verfahren für einen dreiphasigen ZSI erweist sich als schwierig und nicht zielführend. Deshalb ergibt sich die Anwendung von einer PWM-freien DPC (Direct Power Control)-Regelung als geeignete Alternative. Dabei wird nicht der Inselsondern der Verbundbetrieb untersucht. Die aktuell ins Netz eingespeiste Leistung wird

in festen Intervallen abgetastet und für das nächste Intervall ein passender Spannungsraumzeiger so gewählt, dass die eingespeiste Wirk- und Blindleistung den Sollwerten folgt. Eine dazu überlagerte Regelung hält die Zwischenkreisspannung konstant. Die Erprobung des vorgeschlagenen Regelverfahrens erfolgte auf einem eigens dazu entworfenen Laboraufbau und zeigte einen zuverlässigen Betrieb. Die Messungen bestätigten auch hier die theoretischen Überlegungen.

Für die Gewinnung kleinerer Energiemengen, spielt neben der Robustheit, den Kosten und der Komplexität des Systems auch der Wirkungsgrad eine Rolle. Darum wurde in dieser Arbeit der Wirkungsgrad des Systems untersucht. Durch den Einsatz von SiC – MOSFETS und die Neuentwicklung der Drosseln konnte der Wirkungsgrad auch im Teillastbetrieb erheblich gesteigert werden.

Verglichen mit der klassischen Lösung bestehend aus Hochsetzsteller und Wechselrichter zeigt der ZSI eine erhöhte Robustheit gegenüber versehentlichen Brückenkurzschlüssen. Da die Umwandlung in nur einer Stufe erfolgt, sind keine getrennten Regelungen für Hochsetzsteller und Wechselrichter erforderlich. Die Steuerungs- und Regelungselektronik lässt sich auf einer günstigen Hardware realisieren und die Systemkomplexität wird geringer.

Insgesamt scheint der ZSI für regenerative, dezentrale Systeme der Energieerzeugung eine geeignete leistungselektronische Topologie zu sein. Die Ergebnisse der vorliegenden Forschung zeigen jedoch, dass der Wirkungsgrad trotz Verwendung neuester Halbleiterschalter nicht besser ist als bei anderen Topologien, denn die für die Funktion des ZSI erforderlichen Brückenkurzschlüsse rufen zusätzliche Verluste hervor und beeinträchtigen die Effizienz.

Weiterer Forschungsbedarf

Da sich der Wirkungsgrad des einphasigen ZSI als sein Hauptnachteil erweist, ist es sinnvoll, weitere Untersuchungen dort anzuschließen. Zunächst sollten die einzelnen Bauelemente, besonders die Drosseln und Halbleiter weiter optimiert werden. Durch eine weitere Optimierung der Pulsmuster lassen sich die Schaltverluste reduzieren. Bei dem in Abschnitt 4.1.2 vorgestellten Muster wird die Kurzschlussdauer auf zwei Intervalle aufgeteilt. Konzentriert man die Kurzschlussphase auf einen Abschnitt, werden Schaltverluste eingespart, allerdings auf Kosten der Welligkeit von i_{LZ} . In weiteren Forschungsarbeiten lässt sich auch die Pulsation des einphasigen ZSI adressieren. Untersuchungen in dieser Hinsicht [56] führten nicht zum gewünschten Ziel, es müssten in diesem Bereich neue Ideen eingebracht werden.

Die Größe der Z-Drossel spielt für den Betrieb von DPC für ZSI eine wichtige Rolle. Weitere Arbeiten sollten sich mit dessen Dimensionierung beschäftigen, um die

optimale Balance aus Stromwelligkeit von i_{LZ} , Abtastfrequenz, benötigte Rechenleistung des Mikrokontrollers und den Eigenschaften der Drossel zu finden. In diesem Zusammenhang sollte man sich ebenfalls mit der Einstellung der Toleranzbänder aller Regler beschäftigen und den Einfluss auf das Verhalten des ZSI untersuchen. Ebenso sollte der Einfluss der Anzahl der Hysteresestufen der p- und q-Regler auf das Betriebsverhalten untersucht werden. Die Vereinfachung der kaskadierten Reglerstruktur zur Regelung des Boostes ist ein weiterer Punkt. Wie in Abb. 6.27 gezeigt ist der Ausgang des Stromreglers der Sollwert des Boostreglers und der Stromregler als einziger Regler nicht als Mehrpunktregler ausgeführt. Um einen PI-Regler und die damit verbundenen Nachteile komplett zu vermeiden, sollte die Frage beantwortet werden, ob ein stabiler Betrieb ohne diese kaskadierte Struktur möglich ist.

8 Abstract

The present doctoral investigation focuses on the Z-Source Inverter (ZSI) and its application in distributed generation of electrical energy out of renewable sources. The range of low powers is especially considered as it is important for the energy supply in remote and rural regions. The ZSI is considered here as a feasible alternative to other well-known and proven concepts of power electronic systems for the energy conversion. The basic task for the power generation system is to harvest the available energy under the special conditions imposed by the renewable source. Depending on the water level, sunlight or wind conditions the voltage of the primary source has fluctuations and is not directly usable. Therefore, the power electronics has to convert the fluctuating voltage in an alternating voltage with constant amplitude and frequency. The ZSI seems to be especially suitable for this purpose as it allows an operation with variable input –as it is often the case in renewable sources- and constant output voltage. In addition, it offers an inherent robustness since a shoot through in the power bridge is not dangerous, it is rather part of the functional principle and allows the voltage boosting of the ZSI.

The research was concentrated to the water turbines in the power range $P < 2\text{kW}$ as energy sources. As standard and widespread choice for the power electronics consist of a boost converter with a voltage source inverter. Nevertheless, it turns out that the ZSI can also satisfy the system demands and can cover a wide range of the speed -torque characteristics of the water turbine.

Due to the low power available in the investigated water turbine a single phase system was first considered. The single-phase ZSI was previously rarely treated in the literature, therefore a novel, suitable control scheme had to be designed in the context of work. The proposed control provides a linearization of the relationship between the length of the shoot-trough and the necessary boost to adjust the voltage gain. In a cascaded structure, the voltage gain (boost) and the output voltage are both regulated. The function of the proposed scheme was verified by measurements on a specially designed laboratory setup that confirmed the theoretical considerations.

In the course of the research, the three-phase ZSI was also investigated. The realization of common control and modulation techniques described in the literature, such as the maximum-boost-PWM for a three-phase ZSI led to cumbersome implementations and were discarded as not suitable. Therefore the application of the DPC (direct power control)-scheme that does not need a PWM is proposed as an appropriate alternative for three-phase systems connected to the grid and not in isolated operation. In this scheme the power injected to the grid is sampled at fixed intervals and for the next interval a suitable voltage space-phasor is selected so that the injected active and reactive power follows the desired values. A superimposed control loop maintains constant the DC-bus and the output voltage. This proposal was also tested on laboratory

setup especially designed for the purpose of this investigation and showed a reliable operation. The measurements confirmed the theoretical considerations.

In low power generation for rural areas in addition to the robustness, the cost and the complexity of the system, the efficiency also plays a crucial role. Therefore, the efficiency of the ZSI was examined in this work. Through the use of SiC- MOSFET and the appropriate design of the chokes of the intermediate Z-circuit the efficiency could be significantly increased even in at partial load operation.

Compared to the classical solution consisting of a boost converter and an inverter, the ZSI exhibits a higher robustness due to the immunity against shoot-through failures in the inverter bridge. The conversion is performed in a single inverter and thus no separate control for boost and inverter units are required. Finally the control electronics is rather simple and can be implemented by using standard components yielding a reduced complexity of design and programming.

In the overall evaluation the ZSI seems to be a very suitable power electronics topology for systems of distributed power generation. Nevertheless the results of the present work show that the efficiency is not better than in the alternative topologies even if semiconductor switches of the newest generation. The shot-through actions in the half-bridges of the inverter that are necessary for the operation of the ZSI produce additional losses that have a negative impact on its efficiency and reduce the suitability of the ZSI for such purposes.

9 Abbildungsverzeichnis

Abb. 1.1:	Umwandlungsschritte die benötigt werden um die Energie dem Verbraucher zur Verfügung zu stellen.....	15
Abb. 2.1:	Kennlinienfeld der PowerPal Propellerturbine für veränderlichen Wasserfluss	19
Abb. 2.2:	Drehmomentverlauf der PowerPal Propellerturbine für verschiedene Wasserflüsse.	20
Abb. 2.3:	P-n-Kennlinie der PowerPal Propellerturbine für verschieden Fallhöhen	20
Abb. 2.4:	M-n-Kennlinie der PowerPal Propellerturbine für verschiedene Fallhöhen	21
Abb. 2.5:	Drehmoment einer Windenergieanlage für verschieden Windgeschwindigkeiten aufgetragen über die Schnelllaufzahl [19].....	22
Abb. 2.6:	Leistungsbeiwert einer Windenergieanlage für verschiedene Windgeschwindigkeiten [18].....	23
Abb. 2.7:	Drehmomentbeiwert für verschiedene Pitchwinkel [19].....	24
Abb. 2.8:	Leistungsbeiwerte für verschiedene Pitchwinkel [19].....	24
Abb. 2.9:	Einfluss der Bestrahlungsstärke E auf den Verlauf der I-U-Kennlinie einer Solarzelle	26
Abb. 2.10:	Die abgegebene Leistung einer Solarzelle bei unterschiedlichen Bestrahlungsstärken.....	27
Abb. 2.11:	Einfluss der Temperatur auf die I-U-Kennlinie der Solarzelle	27
Abb. 2.12:	Einfluss der Temperatur auf die P-U-Kennlinie einer Solarzelle.....	28
Abb. 2.13:	Reihenschaltung (a)) und Parallelschaltung (b)) von Solarzellen	29
Abb. 2.14:	Einfaches System ohne zusätzliche Leistungselektronik	29
Abb. 2.15:	Erweitertes System mit Hochsetzsteller	30
Abb. 2.16:	Erweitertes System mit ZSI.....	31
Abb. 3.1:	Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis und einphasigem Ausgang	33
Abb. 3.2:	Synchronisierte Taktung eines VSI	35
Abb. 3.3:	Alternierende Taktung eines VSI	36
Abb. 3.4:	Prinzipielle Funktionsweise der sinusbewerteten Pulsweitenmodulation im Detail für eine Phase.....	38
Abb. 3.5:	Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis und dreiphasigem Ausgang	39
Abb. 3.6:	Anordnung der acht natürlichen Spannungsraumzeiger eines dreiphasigen VSI in der komplexen Raumzeigerebene.....	40

Abb. 3.7:	Modulation der Ausgangsspannung mittels Raumzeigermodulation.....	41
Abb. 3.8:	Nutzbarer Drehzahlbereich bei Einsatz des Basissystems ohne weitere Leistungselektronik.....	43
Abb. 3.9:	Nutzbarer Drehgeschwindigkeitsbereich bei Einsatz eines Hochsetzstellers im Zwischenkreis	45
Abb. 3.10:	Prinzipieller Aufbau eines Spannungszwischenkreisumrichters (links) und eines Stromzwischenkreisumrichters (rechts).....	46
Abb. 3.11:	Prinzipieller Aufbau des ZSI, a) als Spannungswechselrichter, b) als Stromwechselrichter	48
Abb. 3.12:	Aufbau des ZSI	49
Abb. 3.13:	Vereinfachte Struktur des ZSI während eines aktiven Zustandes	50
Abb. 3.14:	Vereinfachte Struktur des ZSI während des Freilaufs.....	50
Abb. 3.15:	Vereinfachte Struktur des ZSI während eines Kurzschlusses	51
Abb. 3.16:	ZSI ist im shoot through Zustand.	51
Abb. 3.17:	Ersatzschaltbild im Falle des Brückenkurzschlusses des ZSI	52
Abb. 3.18:	Aktiver Schaltungszustand des ZSI.....	53
Abb. 3.19:	Spannungsverstärkung B als Funktion der relativen Einschaltdauer D_s	55
Abb. 3.20:	Spannungsverläufe des ZSI dargestellt.....	56
Abb. 3.21:	Der ZSI im Freilaufzustand	56
Abb. 3.22:	Schaltung des ZSI für die Untersuchungen bei unsymmetrischem Z-Netzwerk.....	57
Abb. 3.23:	Ströme im ZSI bei unsymmetrischen Z-Drosseln	58
Abb. 3.24:	Ströme im ZSI bei unsymmetrischen Z-Kondensatoren	59
Abb. 3.25:	Lückbetrieb des ZSI.....	60
Abb. 3.26:	Die Kombination eines 3-Punkt Wechselrichter mit dem ZSI, links kommen zwei Z-Netzwerke zum Einsatz, rechts nur eines.....	61
Abb. 3.27:	Darstellung eines Quasi ZSI (a)) und eines Trans-Quasi ZSI (b))	62
Abb. 3.28:	Auslegungsvarianten bei Verwendung eine ZSI, das den gesamten Drehzahlbereich abdeckt	63
Abb. 3.29:	Auslegungsvarianten bei Verwendung eine ZSI mit optimalerer Wahl des Drehzahlbereichs	64
Abb. 3.30:	Auslegungsvarianten bei Verwendung eine ZSI bei Beschränkung auf 650V Halbleiterbauelemente	65
Abb. 3.31:	Vollständiges Schaltbild vom einphasigen ZSI.....	65
Abb. 3.32:	Vollständiges Schaltbild vom dreiphasigen ZSI	67

Abb. 3.33: Darstellung des Maximum Boost Verfahrens in der komplexen Raumzeigerebene.....	69
Abb. 3.34: PWM Muster beim Maximum Boost Verfahren bei sinusbewerteter PWM.....	70
Abb. 3.35: PWM Muster beim Maximum Boost Verfahren bei RZM	70
Abb. 3.36: PWM Muster für Simple Boost Verfahren bei sinusbewerteter PWM	71
Abb. 3.37: PWM Muster für Simple Boost Verfahren bei RZM	71
Abb. 3.38: PWM Muster für Constant Maximum Boost Verfahren bei sinusbewerteter PWM.....	72
Abb. 3.39: Reglerstruktur für PWM basierte Modulationen des dreiphasigen ZSI im Inselbetrieb	74
Abb. 3.40: Sternpunktbildner zur Bereitstellung eines stabilen Sternpunktes	75
Abb. 3.41: Back to Back Konfiguration zweier Wechselrichter	77
Abb. 3.42: Struktur eines aktiven Gleichrichters zur Speisung eines Zwischenkreises nach Malinowsky	78
Abb. 3.43: Einphasiges Ersatzschaltbild und Zeigerdiagramm für $\cos\varphi=1$	78
Abb. 3.44: Reglerstruktur eines aktiven Wechselrichters nach Malinowski [45].....	80
Abb. 3.45: Links die sechsfach, rechts die zwölfmal unterteilte α,β -Ebene	81
Abb. 4.1: Struktur des boost-Reglers zur Steuerung der Spannungsverstärkung	87
Abb. 4.2: Vollständige Struktur zur Regelung des ZSI. Zu sehen ist je ein Regler für die Spannungsverstärkung und ein Regler für die Ausgangsspannung.	89
Abb. 4.3: Modifizierte Schaltmuster für den ZSI bei positiver Ausgangsspannung	92
Abb. 4.4: Modifizierte Schaltmuster für den ZSI bei negativer Ausgangsspannung	93
Abb. 4.5: Aufbau des ZSI beim Einsatz von DPC	94
Abb. 4.6: Einphasiges Ersatzschaltbild sowie die Raumzeigerdarstellung.....	95
Abb. 4.7: Vier verschiedene Fälle für die Anordnung von U_L , U_{Netz} und U_{UM} . Je nach dem, in welchem Quadranten sich die Spitze von U_L befindet ist p zu groß und q zu groß (links oben), p zu groß und q zu klein (rechts oben), p zu klein und q zu groß (links unten) oder p zu klein und q zu groß (rechts unten).	96
Abb. 4.8: Einteilung der komplexen α,β -Ebene für ZSI-PDC	97
Abb. 4.9: Wirkung des natürlichen Raumzeiger auf \underline{u}_L	98
Abb. 4.10: Zweipunktregler für p und q.....	99
Abb. 4.11: Dreipunktregler für p und q.....	100

Abb. 4.12: Einsatz eines Dreipunktreglers für p und Vierpunktreglers für q.....	100
Abb. 4.13: Verwendeter Dreipunktregler für die Regelung von I_{LZ}	102
Abb. 4.14: Komplette Regelstruktur für PDC für den ZSI.....	103
Abb. 4.15: Regelstruktur für PDC für den ZSI erweitert um ein MPPT.....	104
Abb. 5.1: Verlauf der Spannung u_Z	108
Abb. 5.2: Abfolge der Schaltzustände jeweils für positive (oben) und negative (unten) Ausgangsspannung. Eine rote Linie zeigt an, dass der Kurzschlussstrom fließt, eine schwarze zeigt an, dass der Ausgangsstrom fließt.	109
Abb. 5.3: Abfolge der Schaltzustände bei Verwendung des Maximum Boost Verfahren. Eine rote Linie zeigt an, dass der Kurzschlussstrom fließt, eine schwarze zeigt an, dass der Ausgangsstrom fließt.....	110
Abb. 5.4: Abfolge der Schaltzustände bei Verwendung vom Simple Boost und Constant Maximum Boost. Eine rote Linie zeigt an, dass der Kurzschlussstrom fließt, eine schwarze zeigt an, dass der Ausgangsstrom fließt.	111
Abb. 5.5: Verlauf des Diodenstroms i_D	112
Abb. 5.6: Spannungsverlauf von u_D	113
Abb. 5.7: Verlauf des Drosselstromes i_{LZ}	114
Abb. 5.8: Spannungsverlauf von u_{LZ}	114
Abb. 5.9: Welligkeit des Stroms von HSST und ZSI als Funktion der Spannungsverstärkung B	116
Abb. 5.10: Verlauf des Stromes I_{CZ} über den Z-Kondensator.....	118
Abb. 5.11: Schaltung des zunächst verwendeten Gatetreibers, der nicht geeignet war	120
Abb. 5.12: Schaltung des neu gestalteten Gatetreibers	120
Abb. 5.13: Bild der verwendeten Power Pal Wasserturbine (a)), sowie der Maschinensatz zur Emulation des Verhaltens der Turbine (b)). Die Asynchronmaschine befindet sich rechts und wird über einen Frequenzumrichter betrieben.	122
Abb. 5.14: Struktur des Aufbaus zur Emulation des Verhaltens der Turbine	123
Abb. 5.15: M-n-Kennlinien der in der Emulation verfügbaren Turbinen	124
Abb. 5.16: Aufbau des ZSI in der Übersicht	125
Abb. 5.17: Die Leistungsteil des selbstentworfenen ZSI	126
Abb. 5.18: Leistungsteil, Detailansicht von unten, Montage der IGBTs auf dem Kühlkörper	127

Abb. 5.19:	Selbst entworfene μ C-Baugruppe. Kernkomponente ist der dsPIC Mikrokontroller. Der linke Teil ist das Developerboard, der rechte Teil ist die selbst entwickelte Zusatzbaugruppe.....	128
Abb. 5.20:	Selbst entworfene Leistungsbaugruppe für den drei phasigen ZSI. Die beiden linken Gatetreiber sind entfernt worden um die Sicht auf die darunter liegenden Halbleiter zu ermöglichen.....	129
Abb. 5.21:	Blick auf die Befestigung der MOSFETS mittels Clipsen und Silikonfolie. Die Beine der FETs sind um 90° nach oben gebogen. Für einen besseren Zugang sind die Gatetreiber aufgesteckt.	130
Abb. 5.22:	Mikrocontrollerbaugruppe des dreiphasigen ZSI. In der Mitte links der dsPIC, unten, rechts der CPLD.....	131
Abb. 6.1:	Reglerstruktur des einphasigen ZSI.....	133
Abb. 6.2:	Darstellung von u_{EIN} , u_{CZ} , u_Z sowie i_{LZ} bei einer Eingangsspannung von 300V	135
Abb. 6.3:	Darstellung von u_{EIN} , u_{CZ} , u_Z und i_{LZ} bei einer Eingangsspannung von 150V	135
Abb. 6.4:	Ein - und Ausgangsseitige Größen für $P_{AUS} = 0W$, $P_{AUS} = 500W$, $P_{AUS} = 1000W$ (v.l.n.r.). Farbcode: u_{Netz_LL} : gelb; i_{Netz} : rot; u_{AUS} : blau; i_{AUS} : grün.....	136
Abb. 6.5:	Verhalten des ZSI für verschiedene Eingangsspannungen (v.l.n.r.) $U_{Netz_LL} = 140V$, $U_{Nnetz_LL} = 180V$; $U_{Netz_LL} = 220V$. Farbcode: u_{Netz_LL} : gelb; i_{Netz} : rot; u_{AUS} : blau; i_{AUS} : grün.....	137
Abb. 6.6:	Elektrisches Ersatzschaltbild des Systems „Wasserturbine-ZSI“.	138
Abb. 6.7:	Ein- und Ausgangsgrößen bei Emulation der Wasserturbine bei 50W Last. Farbcode: u_{PMSM} : gelb; i_{PMSM} : rot; u_{AUS} : blau; i_{AUS} : grün.....	139
Abb. 6.8:	Ein- und Ausgangsgrößen bei Emulation der Wasserturbine bei 600W Last. Farbcode: u_{PMSM} : gelb; i_{PMSM} : rot; u_{AUS} : blau; i_{AUS} : grün	139
Abb. 6.9:	Verhalten der Turbinenemulation bei einem Lastsprung von 200W auf 500W Farbcode: u_{EIN} : gelb; u_{AUS} : blau; i_{AUS} : grün.....	140
Abb. 6.10:	Verhalten der Turbinenemulation bei einem Lastsprung von 500W auf 200W Farbcode: u_{EIN} : gelb; u_{AUS} : blau; i_{AUS} : grün.....	141
Abb. 6.11:	Aufbau zur Messung des Wirkungsgrades beim einphasigen ZSI.....	142
Abb. 6.12:	Wirkungsgradkennlinien des ZSI für verschiedene u_{EIN} und variabler Last	143
Abb. 6.13:	Schematische Anordnung der Halbleiter auf dem Kühlkörper (a) und das zugehörige thermische Ersatzschaltbild (b)	144
Abb. 6.14:	Aufteilung der Verluste des ZSI.....	145
Abb. 6.15:	Wirkungsgrad des ZSI einmal ausgestattet mit SiC-IGBTs und einmal mit SiC-MOSFETs für unterschiedliche Lasten und unterschiedliches U_{EIN}	147

Abb. 6.16:	Einfluss der Schaltfrequenz f_s auf den Wirkungsgrad des ZSI	148
Abb. 6.17:	Neu entworfene (links) und alte (rechts) Drossel im Vergleich.....	149
Abb. 6.18:	Übersicht der Verbesserungen des Wirkungsgrads des ZSI.....	150
Abb. 6.19:	Konfiguration des dreiphasigen ZSI für Messungen mit Maximum Boost	151
Abb. 6.20:	Das Maximum Boost Verfahren im Detail. Obere Spur: u_{AUS_LL} : gelb Untere Spur: u_Z : blau; u_{CZ} : rot; i_{LZ} : grün	153
Abb. 6.21:	Maximum Boost Verfahren mit geringerer zeitlicher Auflösung. Obere Spur: u_{AUS_LL} : gelb Untere Spur: u_Z : blau; u_{CZ} : rot; i_{LZ} : grün	154
Abb. 6.22:	Die Sternspannungen des Sternpunktbildners (rot, blau, grün) bei einphasiger Belastung der Phase U; a) bei Leerlauf, $i_N = 0$ b) bei Nennstrom des Transformators, $i_N = 4A$	155
Abb. 6.23:	Die drei Netzströme i_U , i_V , i_W und der Laststrom i_N (gelb) bei Verwendung des Sternpunktbildners für a) bei Leerlauf, $i_N = 0A$ b) bei Nennstrom des Transformators, $i_N = 4A$	156
Abb. 6.24:	Die Sternspannungen am Ausgang des ZSI beim Einsatz des Sternpunktbildners a) ohne Last b) $i_N = 4A$	156
Abb. 6.25:	Die Ausgangsströme des Umrichters (i_U , i_V , i_W) sowie der Laststrom (i_N) beim Einsatz des Sternpunktbildners am ZSI.	157
Abb. 6.26:	Die Ausgangsströme des Umrichters (i_U , i_V , i_W) sowie der Drosselstrom i_{LZ} (gelb) beim Einsatz des Sternpunktbildners am ZSI. Erkennbar ist die Pulsation von i_{LZ}	157
Abb. 6.27:	Konfiguration für alle Messungen am drei phasigen ZSI mit DPC	158
Abb. 6.28:	Funktionsweise des DPC für ZSI im Detail. u_{EIN} : rot; u_{CZ} : gelb; u_Z : blau; i_{LZ} grün.....	160
Abb. 6.29:	Funktionsweise des DPC für ZSI. u_{EIN} : rot; u_{CZ} : gelb; i_{LZ} grün	160
Abb. 6.30:	Die Strangspannung u_{UN} , sowie der Ausgangstrom i_U des ZSI bei Einsatz von DPC.....	161
Abb. 6.31:	Einschaltvorgang des dreiphasigen ZSI mit DPC. obere Spur: rot: i_{LZ} ; gelb, u_{CZ} untere Spur: blau: u_{UN} ; grün: i_U	162
Abb. 6.32:	Anordnung zur Messung des Wirkungsgrades bei DPC	163
Abb. 6.33:	Wirkungsgrad des dreiphasigen ZSI unter Einsatz von DPC.....	164
Abb. 6.34:	THD des dreiphasigen ZSI unter Einsatz von DPC	165
Abb. 12.1:	Genauigkeit der Stromzange, Fehler in % vom Messwert, Strom in A ..	191

10 Tabellenverzeichnis

Tab. 2.1:	Übersicht der Eigenschaften der wichtigsten Wasserturbinen [15]	18
Tab. 3.1:	Sinnvolle Schaltzustände des einphasigen VSI.....	34
Tab. 3.2:	Sinnvolle Schaltzustände des dreiphasigen VSI.....	40
Tab. 3.3:	Wichtigsten Schaltzustände des einphasigen ZSI.	66
Tab. 3.4:	Wichtigsten Schaltzustände des dreiphasigen ZSI.	68
Tab. 3.5:	Schalttabelle für DPC bei einer 6-fach a) und einer 12-fach b) unterteilten α, β -Ebene.....	81
Tab. 3.6:	Eigenschaften verschiedener Materialien in Bezug auf die Verwendung in Leistungshalbleiter [60].....	83
Tab. 4.1:	Wirkung der natürlichen Raumzeiger auf p und q.	99
Tab. 4.2:	Schalttabelle bei Einsatz jeweils eines Zweipunktreglers für p und q	100
Tab. 4.3:	Schalttabelle bei Einsatz eines Dreipunktreglers für p und eines Vierpunktreglers für q	101
Tab. 5.1:	Eckdaten der Simulation zur Charakterisierung der Größen.....	107
Tab. 6.1:	Wichtige Kenngrößen des ZSI	142
Tab. 6.2:	Vergleich der wichtigsten Kenndaten der alten Z-Drosseln mit der neu entworfenen Z-Drossel	149
Tab. 6.3:	Hauptkennwerte des dreiphasigen ZSI bei Verwendung des Maximum Boost Verfahrens	152
Tab. 6.4:	Konfiguration des dreiphasigen ZSI bei Verwendung von DPC	159

11 Literaturverzeichnis

- [1] *G. Bayerl*
Wind- und Wasserkraft - Die Nutzung regenerierbarer Energiequellen in der Geschichte
VDI Verlag GmbH, 1989, Düsseldorf
- [2] *M. Heymann*
Die Geschichte der Windenergienutzung
Campus Verlag, 1995, Frankfurt am Main New York
- [3] *J. M. A. Myrzik, M. Calais*
String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems - a review
IEEE Power Tech Conference Proceedings, 2003 Bologna
- [4] *T. Dragičević, X. Lu, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero*
DC Microgrids—Part II: A Review of Power Architectures, Applications, and Standardization Issues
IEEE Transactions on Power Electronics, May 2016
- [5] *J. Esch*
High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies
Proceedings of the IEEE, vol. 103, no. 5, May 2015
- [6] *M. Malinowski, A. Milczarek, R. Kot, Z. Goryca, J. T. Szuster*
Optimized Energy-Conversion Systems for Small Wind Turbines: Renewable energy sources in modern distributed power generation systems
IEEE Power Electronics Magazine, Sept. 2015
- [7] *M. Rolak, R. Kot, M. Malinowski, Z. Goryca, J. T. Szuster*
Design of Small Wind Turbine with Maximum Power Point Tracking Algorithm
IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Gdansk, 2011
- [8] *U. A. Miranda, L. G. B. Rolim, M. Aredes*
A DQ Synchronous Reference Frame Current Control for Single-Phase Converters
IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, Recife, 2005
- [9] *P. Młodzikowski, A. Milczarek, M. Malinowski*
Control algorithm of a DC/AC converter applied in a small wind turbine
2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2011, Gdansk, 2011

- [10] *J. M. Shen, H. L. Jou, J. C. Wu*
Transformer-less three-port grid-connected power converter for distribution power generation system with dual renewable energy sources
IET Power Electronics, April 2012
- [11] *M. Sędlak, S. Stynski, M. P. Kazmierkowski, M. Malinowski*
Operation of four-leg three-level flying capacitor grid-connected converter for RES
39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON, 2013, Vienna
- [12] *M. Michels*
Leistungselektronik - Einführung in Schaltungen und deren Verhalten
Springer Verlag, 2001, Berlin Heidelberg, 5. bearbeitete und ergänzte Auflage
- [13] *V. Quaschnig*
Regenerative Energiesysteme
Hanser Verlag, 2013, München
- [14] *J. Giesecke, S. Heimerl, E. Mosonyi*
Wasserkraftanlagen, Planung, Bau und Betrieb
Springer Vieweg ,Verlag, 2014, Berlin Heidelberg, 6., aktualisierte und erweiterte Auflage
- [15] Internetquelle: Bilder von **Jahobr**
Veröffentlicht unter Creative Commons CC0 1.0 Universal Public Domain Dedication, freigegeben zur freien Verfügung
<https://commons.wikimedia.org/wiki/User:Jahobr>
- [16] *A. Betz*
Windenergie und ihre Ausnutzung durch Windmühlen
Bandenhoed & Ruprecht Verlag, 1926, Göttingen,
- [17] *A. Schaffarczyk*
Einführung in die Windenergietechnik
Carl Hamner Verlag, 2012, München
- [18] *S. Heier*
Windkraftanlagen Systemauslegung, Netzintegration und Regelung
Teubner Verlag, 2005, Wiesbaden, 4. überarbeitete und aktualisierte Auflage
- [19] *R. Gasch, J. Twele*
Windkraftanlagen, Grundlagen Entwurf, Planung und Betrieb
Teubner Verlag, 2005, Wiesbaden, 4. vollständig überarbeitete und erweiterte Auflage

- [20] *V. Wesselak, S. Voswinckel*
Photovoltaik – Wie Sonne zu Strom wird
Springer Verlag, 2016, Berlin Heidelberg, 2. Auflage
- [21] *B. Semendjajew, M. Mühling*
Taschenbuch der Mathematik
Verlag Harri Deutsch, Frankfurt am Main, 5. überarbeitete und erweiterte Auflage, 2001
- [22] *F. Z. Peng*
Z-Source Inverter
IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 39, No. 2, March/April 2003
- [23] *P. C. Loh, D. M. Vilathgamuwa, Y. S. Lai, G. T. Chua, Y Li*
Pulse-Width Modulation of Z-Source Inverters
IEEE Industry Applications Conference, 3-7 Oct. 2004,
- [24] *C. Dang, H. Liu, X. Zhang*
The new and precise control base on Z-source inverter
25th Chinese Control and Decision Conference (CCDC), 25-27 May 2013, Guiyang
- [25] *F. Z. Peng, M. Shen, Z. Qian*
Maximum Boost Control of the Z-Source Inverter
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No. 4, July 2005
- [26] *M. Shen, J. Wang, A. Joseph, F. Z. Peng, L. M. Tolbert, D. J. Adams*
Constant Boost Control of the Z-Source Inverter to Minimize Current Ripple and Voltage Stress
IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 42, No. 3, May/June 2006
- [27] *Y. Tang, S. Xie, C. Zhang*
Single-Phase Z-Source Inverter
Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 2008, 24. - 28. February. 2008, Austin, TX
- [28] *X. Fang, M. Zhu, Z. Chen, J. Liu, X. Zhao*
Current-Fed Z-Source Inverter Modulation
International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Aug 2011, Peking
- [29] *X. Fang*
Maximum Boost Control of the Current-Fed Z-Source Inverter
IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), April 2008, Chengdu

- [30] *X. P. Fang, Z. M. Qian, Q. Gao, B. Gu, F. Z. Peng, X. M. Yuan*
Current Mode Source Inverter-Fed ASD System
EEE Power Electronics Specialists Conference, 2004, Aachen, Germany
- [31] *S. Rajakaruna, B. Zhang*
Design and Control of a Bidirectional Z-Source Inverter
Power Engineering Conference, AUPEC 2009, 27-30 Sept. 2009, Adelaide
- [32] *J. Rąbkowski*
The bidirectional Z-source inverter as an energy storage/grid interface
The International Conference on "Computer as a Tool" EUROCON, 9. – 12. September 2007, Warsaw
- [33] *P. C. Loh, F. Blaabjerg, C. P. Wong*
Comparative Evaluation of Pulsewidth Modulation Strategies for Z-Source Neutral-Point-Clamped Inverter
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 3, May 2007
- [34] *X. Xing, A. Chen, W. Wang, C. Zhang, V. Najmi*
A novel control method for neutral point clamped inverters with a single Z-source network
IECON 2014, Oct. 29 2014 - Nov. 1 2014, Dallas TX
- [35] *B. Ge, Q. Lei, W. Qian, F. Z. Peng*
A Family of Z-Source Matrix Converters
IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 1, January 2012
- [36] *X. Fang, C. Li, Z. Chen, J. Liu, X. Zhao*
Three-Phase Voltage-Fed Z-Source Matrix Converter
International Conference on Electrical Machines and Systems, CEMS, 20-23 Aug. 2011, Beijing
- [37] *J. Anderson, F. Z. Peng*
Four Quasi-Z-Source Inverters
IEEE Power Electronics Specialists Conference, 15-19 June 2008, Rhodes
- [38] *W. Qian, F. Z. Peng, H. Cha*
Trans-Z-Source Inverters
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, No 12, December 2011
- [39] *T. Lannert*
Dimensionierung und Betrieb des Quasi-Z-source-Umrichters als Antriebsstromrichter für permanentmagneterregte Synchronmaschinen
Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2015, Karlsruhe

- [40] *G. Herold*
Grundlagen der elektrischen Energieversorgung
B.G. Teubner, 2007, Stuttgart, S. 209
- [41] *H. Kiank, W. Fruth*
Planungsleitfaden für Energieverteilungsanlagen
Siemens Aktiengesellschaft, Berlin und München, Publics Publishing, Erlangen, 2011, S. 100
- [42] *N. Kaminski, O. Hilt*
SiC and GaN devices – wide bandgap is not all the same
IET Circuits, Devices & Systems, Januar 2014
- [43] *J. A. Carr, D. Hotz, J. C. Balda, H. A. Mantooth, A. Ong, A. Agarwal*
Assessing the Impact of SiC MOSFETs on Converter Interfaces for Distributed Energy Resources
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No. 1, January 2009
- [44] *A. Bolotnikov, P. Losee, A. Permuy, G. Dunne, S. Kennerly, B. Rowden, J. Nasadoski, M. Harfman-Todorovic, R. Raju, F. Tao, P. Cioffi, F. J. Mueller, L. Stevanovic*
Overview of 1.2kV – 2.2kV SiC MOSFETs targeted for industrial power conversion applications
Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 15-19 March 2015, Charlotte, NC
- [45] *M. Malinowski*
Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers
Dissertation, Warsaw University of Technology, Warsaw Poland, 2001
- [46] *H. Späth*
Leistungsbegriffe für Ein- und Mehrphasensysteme
VDE Verlag, 2000, Berlin und Offenbach
- [47] *V. Staudt*
Fryze - Buchholz - Depenbrock: A time-domain power theory
International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation, 2008, Łagów, Poland
- [48] *M. Depenbrock*
The FBD-method, a generally applicable tool for analyzing power relations
IEEE Transactions on Power Systems, vol. 8, no. 2, May 1993
- [49] *T. Ohnishi*
Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control

International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Kobe, 1991

- [50] *T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, I. Takahashi*
Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 3, May/June 1998
- [51] *H. Akagi, S. Ogasawara, H. Kim*
The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: a comprehensive approach
IEEE Industry Applications Conference, Thirty-Forth IAS Annual Meeting, 1999, Phoenix, AZ
- [52] *F. Z. Peng, G. W. Ott, D. J. Adams*
Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for three-phase four-wire systems
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 6, Nov 1998
- [53] *M. Steinbring, M. Pacas,*
Modified Control Structure for Single Phase Z-Source Inverter and Efficiency Analysis
PCIM Europe 2012, Nuremberg, Mai 2012
- [54] *M. Steinbring, M. Pacas, M. Alnajjar*
Emulation of a Micro-Hydro-Turbine for Stand-Alone Power Plants with Z-Source Inverter
IECON 2012, Montreal QC, Mai 2012
- [55] *M. Steinbring, M. Pacas,*
Increasing the Efficiency of a Single Phase Z-Source Inverter by utilizing SiC – MOSFETS
PCIM Europe 2014, Nuremberg, Mai 2014
- [56] *M. Steinbring, M. Pacas,*
Resonant circuit for the reduction of the power pulsation in the DC-link of a single phase ZSI
IECON 2014, Dallas TX, 2014
- [57] *M. Steinbring, M. Pacas,*
Direct Power Control for a Grid Connection of a Three Phase Z-Source Inverter
PCIM Europe 2016, Nuremberg, Mai 2016
- [58] *M. Alnajjar,*
Small-Scale Variable Speed Hydro Turbine Emulator Using an Inverter-Controlled Induction Motor

- Project Work, Lehrstuhl für Leistungselektronik und elektrische Antriebe,
Universität Siegen, January 2012
- [59] *K. Heupel*,
Dimensionierung einer Drossel für einen Z-Umrichter
Bachelorarbeit, Lehrstuhl für Leistungselektronik und elektrische Antriebe,
Universität Siegen, Juni 2014
- [60] *M. Sarges*,
**Aktueller Stand der Technik bei der Verwendung von Siliziumcarbid als
Leistungshalbleiter**
Seminararbeit, Lehrstuhl für Leistungselektronik und elektrische Antriebe,
Universität Siegen, Juli 2015
- [61] *D. Kram*,
**Untersuchung zur Energiegewinnung mittel PowerPal-Saugturbinen im
Auslauf von Kläranlagen**
Diplomarbeit, Forschungsinstitut Wasser und Umwelt, Universität Siegen, Juli
2008
- [62] *C. Stulz*,
Antriebssysteme II, Teil 3
Vorlesungsskript, ETH Zürich, Herbstsemester 2010
- [63] *H. Späth*
Elektrische Maschinen,
Springer Verlag Berlin, 1973, Heidelberg
- [64] *W. Loenard*
Control of Electrical Drives
Springer Verlag Berlin Heidelberg New York, 1996, Tokyo, 2nd ed.
- [65] *T. Chandrashekhar, M. Veerachary*,
Control of single-phase Z-source inverter for a grid connected system,
International Conference on Power Systems, *Kharagpur India, Dec. 2009*
- [66] *K. Yu, F. L. Luo, M. Zhu*
**Space vector pulse-width modulation based maximum boost control of
Z-source inverters**
IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Hangzhou,
2012
- [67] *R. Bharanikumar, R. Senthilkumar, A.C. Yazhini, A. Nirmal Kumar*,
**FPGA Controller Based Z-Source Inverter for wind turbine driven
permanent magnet generator**,
Joint International Conference on Power System Technology and IEEE Power
India Conference, New Delhi, 2008

- [68] *P. Gaur, Y. P. Verma and P. Singh,*
**Maximum power point tracking algorithms for photovoltaic applications:
A comparative study,**
2nd International Conference on Recent Advances in Engineering &
Computational Sciences (RAECS), Chandigarh, 2015,
- [69] *Shirazi, M.; Viki, A.H.; Babayi, O.,*
**A comparative study of maximum power extraction strategies in PMSG
wind turbine system,**
IEEE Electrical Power & Energy Conference (EPEC), Montreal, QC, 2009

12 Anhang

12.1 Kenndaten der verwendeten Leistungsmesser

LEM Norma Power Analyzer D6100

Dieses Gerät bietet sechs Messkanäle, wovon drei mit Shunts bestückt sind. So ist eine Messung aller drei Phasen eines Drehstromnetzes möglich. Neben den einfachen Messfunktionen (Strom, Spannung, Leistung, Phasenwinkel) ist diese Gerät auch in der Lage umfangreichere Berechnungen anzustellen, wie etwa Furieranalysen oder THD Berechnungen.

Kenndaten des LEM D6100

Bandbreite	DC - 2Mhz
Abtastrate:	35 - 70 kHz
Eingangswiderstand:	10M Ω \pm 0,5% bei ca. 12pF
Auflösung:	10 mV bei 180 – 670V

Messgenauigkeit des LEM D6100

Frequenzbereich:	AC + DC	AC
	Fehlergrenzen \pm (% v Mw. + % v. Mb.)	
0 Hz – 15 Hz	\pm (0,14 + 0,03)	
15 Hz – 45 Hz	\pm (0,12 + 0,03)	\pm (0,2 + 0,01)
45 Hz – 65 Hz	\pm (0,05 + 0,02)	\pm (0,05 + 0,005)
65 Hz – 1 kHz	\pm (0,12 + 0,03)	\pm (0,12 + 0,005)
1 kHz – 20 kHz	\pm (0,2 + 0,04)	\pm (0,2 + 0,02)
20 kHz – 50 kHz	\pm (0,5 + 0,05)	\pm (0,5 + 0,02)
50 kHz – 100 kHz	\pm (0,7 + 0,06)	\pm (0,7 + 0,03)
100 kHz – 200 kHz	\pm (1,5 + 0,08)	\pm (1,5 + 0,06)
200 kHz – 400 kHz	\pm (3,0 + 0,12)	\pm (3,0 + 0,1)
400 kHz – 1 MHz	-1% vom Mb /100 kHz	-1% vom Mb /100 kHz

Kenndaten des Shunts

Bandbreite:	>2,2 MHz
Grundgenauigkeit:	± 0,03 %
Winkelgenauigkeit:	± 0,1° / 100 kHz
Frequenzeinfluss:	± 0,0015 % / kHz
Shunt Technik	triaxial, ansteckbar

Fluke power quality recorder 1750

Das Fluke Gerät bietet die Messung von zwei Mal vier Kanälen, wahlweise acht Mal Spannung oder vier Mal Spannung und vier Mal Strom. So ist es möglich in einem Drehstromnetz sogar Spannung und Strom des Neutralleiters aufzunehmen. Möglich wäre auch eine Messung der vier Spannungen der Primär- und Sekundärseite eines Transformators. Für die vorliegend Messung wird auf die Messung des Neutralleiters verzichtet und lediglich sechs Kanäle verwendet, drei Mal Spannung und drei Mal Strom mittels Stromzangen.

Kenndaten des Fluke 1750

Qualitätssystem:	Entwickelt und produziert nach ISO 9001: 2000
Bandbreite:	DC – 5 kHz
Abtastrate:	10,24 kHz, die Abtastrate wird mit Netzfrequenz synchronisiert.
Messunsicherheit:	0,1 %
Eingangswiderstand:	10MΩ ± 0,5% bei ca. 12pF
Auflösung:	10 mV bei 180 – 670V

Kenndaten der Strommesszange:

Messbereich:	0,5A – 50A
Frequenzbereich:	40 Hz – 10 kHz (-3dB)
Grundfehler:	0,5 %

Genauigkeit der Stromzange

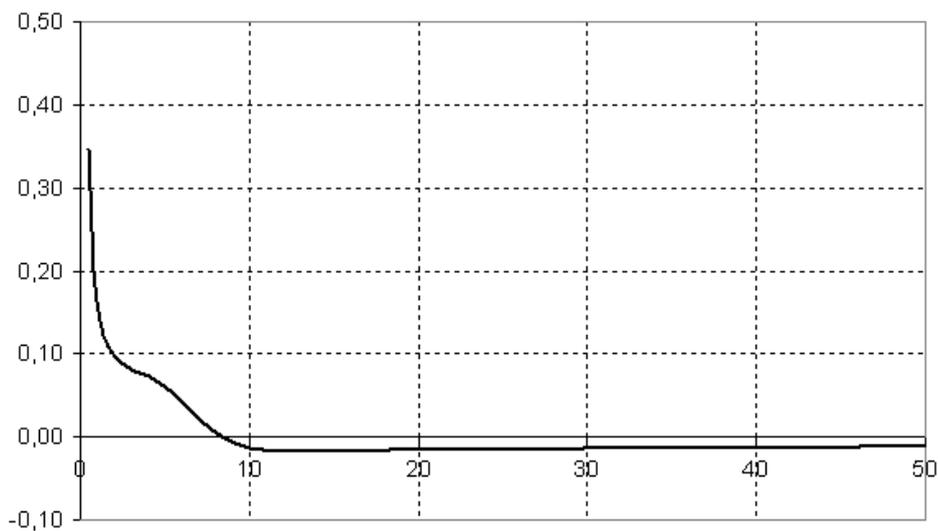
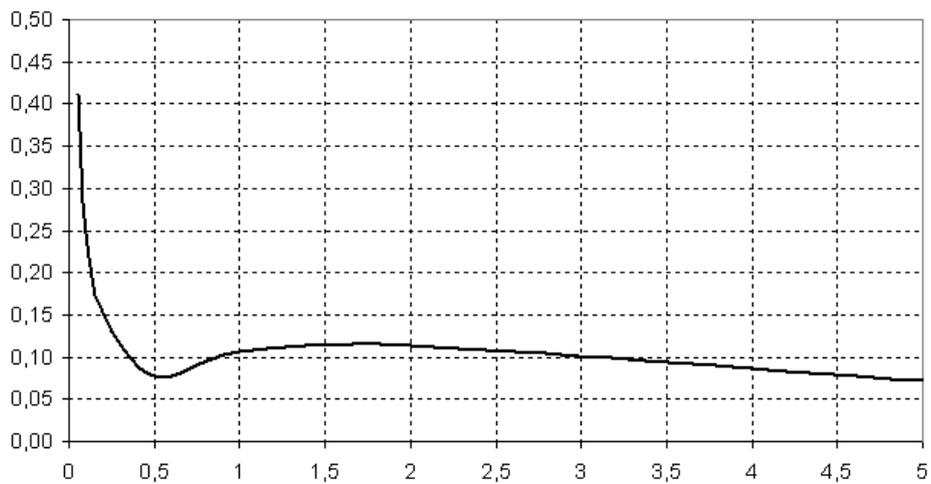


Abb. 12.1: Genauigkeit der Stromzange, Fehler in % vom Messwert, Strom in A

M&B - einphasiges Drehspulmessgerät

Für einphasige Messungen am Ausgang wurde ein einfaches, einphasiges analoges, Leistungsmessgerät verwendet. Die Einteilung der Messebereiche ist wie folgt gestaffelt: 240W, 600W, 1200W, 2400W. Es ist geeignet für Mischströme (AC und DC). Die Messung erfolgte stets hinter dem Filter, um hochfrequente Einflüsse zu vermeiden.

Kenndaten

Genauigkeitsklasse:	$\pm 0,5 \% \text{ v MBE}$
Bandbreite:	40 – 400 Hz
Nennstrom:	0 – 6A

12.2 Datenblätter der verwendeten Hardwarekomponenten

Leistungshalbleiter

- SiC-Diode: Cree C4D10120A, 1200V, 14A
Link zum Datenblatt:
<http://www.wolfspeed.com/media/downloads/82/C4D10120A.pdf>
- SiC-MOSFETS: Cree CMF20120D, 1200V, 42A, 80mΩ
Link zum Datenblatt:
<http://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/585/product/16/cm20120d.pdf>
- Si IGBT: IXYS IXA27IF1200HJ, 1200V, 43A, 1,8V
Link zum Datenblatt:
<http://ixapps.ixys.com/DataSheet/IXA27IF1200HJ.pdf>

Weitere Bauteile

- SiC-MOSFET Gatetreiber von Cree,
Link zum Datenblatt:
<http://www.wolfspeed.com/media/downloads/572/CPWRAN10.pdf>
- Transformator, verwendet beim Sternpunktbildner:
Link zum Datenblatt:
http://catalog.block-trafo.de/prodvardatasheet/393218-1376275_EN