

Fehlertolerante Frequenzumrichter auf Basis der dreistufigen NPC-Topologie für den Einsatz in Windenergieanlagen

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften

(Dr.-Ing.)

der Technischen Fakultät

der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

vorgelegt von

Matthias Böttcher

Kiel

2016

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

2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Mario Pacas

Datum der mündlichen Prüfung: 01.03.2016

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel. Die ihr zugrunde liegenden Forschungsarbeiten wurden mit Mitteln des Europäischen Fonds für regionale Entwicklung (EFRE) im Rahmen des „Zukunftsprogramms Wirtschaft“ (2007-2013) und mit Landesmitteln im Rahmen des Projektes „CEwind-Kompetenzzentrum Windenergie in Schleswig-Holstein Phase II“ gefördert.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs, der mir die Chance zu wissenschaftlicher Arbeit und die Möglichkeit zur Promotion eröffnet hat. Seine Betreuung und Unterstützung während meiner Tätigkeit am Lehrstuhl, vor allem aber auch danach in der Zeit der Fertigstellung, haben zum Gelingen der Arbeit beigetragen. Weiterhin möchte ich ihm für die Bereitstellung der ausgezeichneten Lehrstuhl- und Laborinfrastruktur danken. Ferner möchte ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Marco Liserre, der die Lehrstuhl-Nachfolge angetreten hat, für die Möglichkeit zur Nutzung der Infrastruktur bis zum Beenden meiner Laborarbeiten danken. Ebenso gilt mein ausdrücklicher Dank Herrn Prof. Dr.-Ing. Mario Pacas für die Übernahme des Korreferats.

Bei allen meinen ehemaligen Kolleginnen und Kollegen möchte ich mich für die angenehme und sehr freundschaftliche Arbeitsatmosphäre, aber auch für viele anregende Diskussionen und den fachlichen Austausch bedanken. Dabei möchte ich Nils Hoffmann, Fabian Gebhardt, Sönke Grunau, Jens Schröder, Jan Reese und Lars Jessen als längste Wegbegleiter einen besonderen Dank aussprechen, ebenso Petra Bekendorf für die administrative Unterstützung und Bernd Doneit für die Unterstützung im Labor. Weiterhin bedanke ich mich bei allen Studenten, die mir im Rahmen von Studien- und Diplomarbeiten wertvolle Anregungen gegeben haben.

Mein herzlichster Dank gilt meiner Freundin Sarah und meinen Eltern Brunhilde und Klaus, ohne deren seelischen Beistand und bedingungslose Unterstützung ich die Kraft zur Beendigung der Arbeit nicht hätte aufbringen können.

Deutsche Kurzfassung

Die dreistufige Neutral Point Clamped (kurz: 3L-NPC) Topologie gilt als vielversprechendster Typ für das elektrische Umrichtersystem in Windenergieanlagen mit hoher Leistung oberhalb von 3 MW und kommt dort bereits heutzutage am häufigsten zum Einsatz. Dennoch stellt die im Vergleich zu anderen Topologien geringere Zuverlässigkeit aufgrund fehlender Hardware-Redundanz einen bedeutenden Nachteil dar. Weiterhin ist die Behandlung der Konkurrenzsituation zwischen der Ausbalancierung der für diesen Umrichtertyp charakteristischen Neutralpunktspannung und den Optimierungszielen der Ansteuerverfahren als Herausforderung anzuführen.

In dieser Arbeit wird die Ausstattung dieses Umrichtertyps mit der Eigenschaft der Fehlertoleranz gegenüber Fehlern in den Leistungshalbleiter-Ventilen als mögliche Strategie für die Erhöhung der Zuverlässigkeit untersucht. Dabei steht die für Mittelspannungsumrichter typische Presspack-Bauform im Fokus. Für denkbare fehlertolerante Topologien werden die Fehlertoleranz und der Nutzen für die Zuverlässigkeit, der technische Aufwand und die Kosten sowie die Auswirkungen auf den Betrieb analysiert und bewertet. Als Resultat dieser Analysen gehen zwei Topologien auf Basis zusätzlicher Halbbrücken hervor, die sich als besonders geeignet und sinnvoll erweisen, um die Zuverlässigkeit des Systems unter vertretbarem Mehraufwand wirksam zu erhöhen. Dies sind zum einen eine passiv redundante 3L-NPC-Zusatzhalbbrücke und zum anderen eine aktiv redundante dreistufige Flying Capacitor (kurz: 3L-FC) basierte Zusatzhalbbrücke. Beide ermöglichen die Aufrechterhaltung des Umrichterbetriebs ohne Leistungseinbußen in allen denkbaren Fehlerfällen seitens einzelner Ventile.

Die Topologie mit 3L-FC-basierter Zusatzhalbbrücke stellt zusätzliche Vorteile in Aussicht, da sie im Normalbetrieb die Möglichkeit bietet, die Aufgabe der Ausbalancierung der Neutralpunktspannung vollständig zu übernehmen. Daher wird zunächst ein geeignetes Ansteuerverfahren entwickelt und in Theorie, Simulation und Praxis mit Hilfe eines selbst konzipierten Laborteststandes näher untersucht. Dabei erweist sich die Verwendung diskontinuierlicher Verfahren der Pulsweitenmodulation (PWM) für die Ansteuerung der Basishalbbrücken als vorteilhaft, um ein verlustloses Schalten der Zusatzhalbbrücke zu gewährleisten. Weiterhin wird der tatsächliche Nutzen der Topologie für den vorliegenden Anwendungsfall analysiert. Dabei besteht der größte Vorteil darin, dass die Gesamtschaltverluste im oberen Modulationsbereich ($M > 1$) reduziert werden können.

Als Schlüssel für die Umschaltung zwischen Normal- und Notbetrieb werden weiterhin die Fehlerdetektion, Fehlerisolierung und Rekonfiguration für beide fehlertolerante Topologien in Theorie und Praxisanteilen untersucht. Dabei werden für alle zu tolerierenden Fehler Strategien aufgezeigt, die eine derartige Umschaltung ermöglichen.

English Summary

The three-level Neutral Point Clamped (short: 3L-NPC) topology is considered to be the most promising type of power electronic converter in high power wind turbine systems above 3 MW. In such applications it is already the most frequently used type of converter nowadays. Nevertheless, the reduced reliability due to lack of hardware redundancy in contrast to other topologies is an important disadvantage. Furthermore the competitive situation between the neutral-point voltage balance, which is distinctive to this type of converter, and the objectives of the modulation methods is a challenge.

In this work the endowment of this type of power electronic converter with the ability of fault tolerance towards failures in power semiconductor switches is investigated as a strategy to increase the reliability, whereas focus is set on presspack devices, which are typically used for medium voltage converters. The fault tolerance and the benefit in regard to reliability, the technical effort and the costs as well as the impact on operation are analysed and evaluated for possible fault tolerant topologies. As the result from this analysis two topologies based on additional legs arise to be very suitable and reasonable to effectively increase the system reliability at justifiable expenses. These are a passive redundant additional 3L-NPC leg and an active redundant three-level Flying Capacitor (3L-FC) based additional leg. They both enable maintenance of operation in case of every possible fault case in single power semiconductor switches in the converter without power reduction.

The topology with 3L-FC based leg promises additional advantages, since it provides the possibility to completely manage the task of voltage balancing in normal operation mode. Therefore a suitable method to control the converter is developed and analysed by means of theory, simulation and experimental results, which are taken from a self-built laboratory test bench. Discontinuous pulse-width modulation (PWM) methods for control of the main legs turn out to be advantageous for lossless switching of the additional leg. Afterwards the benefit of this topology is analysed in regard to this specific application. The main advantage is the reduction of overall switching losses in the upper modulation range ($M > 1$).

As the key for switching between normal and fault operation mode both topologies are investigated in terms of fault detection, fault isolation and reconfiguration by means of theory and experimental parts. It is shown that there are strategies to change operation mode in case of any fault that is to be tolerated.

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	III
Deutsche Kurzfassung	V
English Summary	VII
Inhaltsverzeichnis	XII
Verwendete Formelzeichen und Abkürzungen	XIII
1 Einleitung	1
2 Problemstellung, Zielsetzung und Beitrag der Arbeit	3
2.1 Problemstellung	3
2.1.1 Stand der Technik und Trends in Windenergieanlagen	3
2.1.1.1 Antriebskonzepte	4
2.1.1.2 Umrichterkonzepte	7
2.1.2 Zuverlässigkeit des elektrischen Umrichtersystems	12
2.1.2.1 Begriffe und Definitionen zur Zuverlässigkeit	12
2.1.2.2 Bedeutung für die Anlagenverfügbarkeit	14
2.1.2.3 Strategien zur Erhöhung der Umrichterzuverlässigkeit	15
2.2 Zielsetzung und Randbedingungen	19
2.3 Beitrag der Arbeit	21
2.4 Zusammenfassung des Kapitels	22
3 Vergleich fehlertoleranter Umrichtertopologien	23
3.1 Grundlagen zum 3L-NPC-Umrichter	23
3.1.1 Topologie und Schaltzustände	23
3.1.2 Kommutierung und Verluste	25
3.1.3 Spannungsraumzeiger	28
3.2 Kriterien zur Bewertung der Topologien	30
3.2.1 Aufwand und Kosten	30
3.2.2 Auswirkungen auf den Normalbetrieb	31
3.2.3 Fehlertoleranz	32
3.2.4 Gesamtzuverlässigkeit	33
3.3 Maßnahmen zur Ermöglichung von Fehlertoleranz	36
3.3.1 Nutzung der natürlichen Redundanz der Basistopologie	36
3.3.2 Modifizierung der Halbbrücken der Basistopologie	39
3.3.2.1 Pfadwiederherstellung durch Thyristoren	39
3.3.2.2 Neutralpunkt-Abgriff über antiparallele Thyristoren	40
3.3.2.3 Active NPC	41
3.3.2.4 Sicherungen im Clamping-Zweig	42
3.3.2.5 Redundante Leistungshalbleiter	43
3.3.2.6 Vergleich und Bewertung	44

3.3.3	Erweiterung der Basistopologie um Halbbrücken	52
3.3.3.1	Vorüberlegungen zur Fehlerisolierung	54
3.3.3.2	Verfahren zur Fehlerisolierung	55
3.3.3.3	Erweiterung um klassische 3L-NPC-Halbbrücke	59
3.3.3.4	Erweiterung um 3L-NPC-basierte resonante Halbbrücke	60
3.3.3.5	Erweiterung um 3L-FC-basierte Halbbrücke	62
3.3.3.6	Vergleich und Bewertung	64
3.4	Zusammenfassung des Kapitels	71
4	Ansteuerung des fehlertoleranten Umrichters	75
4.1	Modulationsverfahren für den klassischen 3L-NPC-Umrichter	75
4.1.1	Überblick und Grundprinzipien	76
4.1.2	Kontinuierliche Modulationsverfahren	80
4.1.2.1	Sinus-Dreieck-Pulsweitenmodulation (S-PWM)	80
4.1.2.2	S-PWM mit injizierter 3. Harmonischen	81
4.1.2.3	Raumzeigermodulation	81
4.1.3	Diskontinuierliche Modulationsverfahren	83
4.1.3.1	120°-diskontinuierliche Pulsweitenmodulation	84
4.1.3.2	60°-diskontinuierliche Pulsweitenmodulation	85
4.1.3.3	30°-diskontinuierliche Pulsweitenmodulation	87
4.1.4	Aspekte bei der praktischen Umsetzung	87
4.1.4.1	Nichtlinearitäten bei der Pulsgenerierung	88
4.1.4.2	Gleichtaktspannungen	89
4.1.4.3	Ausbalancierung der Neutralpunktspannung	90
4.2	Ansterverfahren für den fehlertoleranten Umrichter	92
4.2.1	Ansteuerung im Normalbetrieb	92
4.2.1.1	Grundprinzip zur Ansteuerung der Zusatzhalbbrücke	93
4.2.1.2	Einfluss des NPE-Stroms auf die Ansteuerung	96
4.2.1.3	Umschaltvorgang bei einem NPE-Strom von Null	97
4.2.1.4	Umschaltvorgang bei einem NPE-Strom ungleich Null	97
4.2.1.5	Häufigkeit und Zeitpunkt der Umschaltvorgänge	102
4.2.1.6	Ansteuerung der Basishalbbrücken	104
4.2.2	Ansteuerung im Notbetrieb	105
4.2.2.1	Ansteuerung bei Fehlerfall in Zusatzhalbbrücke	105
4.2.2.2	Ansteuerung bei Fehlerfall in Basishalbbrücke	105
4.3	Zusammenfassung des Kapitels	106
5	Untersuchung der Ansteuerung der Zusatzhalbbrücke	109
5.1	Einfluss von Modulationsverfahren, Modulationsgrad und Abtastung	109
5.1.1	Theoretische Analyse	110
5.1.1.1	Analyse für kontinuierliche Modulationsverfahren	110
5.1.1.2	Analyse für diskontinuierliche Modulationsverfahren	112
5.1.2	Experimentelle Validierung	117
5.2	Ausbalancierung der Ersatz-Neutralpunktspannung	118
5.2.1	Spannungsbalance ohne Einwirkung äußerer Einflüsse	120
5.2.1.1	Messergebnisse für verlustlose Ausbalancierung	120
5.2.1.2	Messergebnisse für verlustbehaftete Ausbalancierung	121

5.2.2	Spannungsbalance bei unsymmetrischen Phasenströmen	121
5.2.2.1	Messergebnisse für verlustlose Ausbalancierung	124
5.3	Aufwand und Hindernisse bei der technischen Umsetzung	124
5.3.1	Aufwand seitens Hardware und Software	124
5.3.2	Messung und Verarbeitung des NPE-Stroms	125
5.3.3	Umschaltvorgang zu Beginn einer Abtastperiode	126
5.4	Nutzen der Zusatzhalbbrücke für den Anwendungsfall	127
5.4.1	Verlustloses Schalten der Zusatzhalbbrücke	127
5.4.2	Ausbalancierung der Ersatz-Neutralpunktspannung	128
5.4.2.1	Spannungsbalance ohne Einwirkung äußerer Einflüsse	129
5.4.2.2	Spannungsbalance bei Netzunsymmetrien	132
5.4.2.3	Spannungsbalance bei Netzharmonischen	134
5.4.3	Nutzen für die Reduzierung der Gesamtschaltverluste	134
5.4.4	Nutzen für die Aufteilung der Leistungsverluste	136
5.4.5	Nutzen für die Reduzierung von Schaltharmonischen	136
5.4.6	Nutzen für die Bauteildimensionierung	137
5.5	Zusammenfassung des Kapitels	137
6	Fehlerdetektion und Rekonfiguration	141
6.1	Fehlerbetrachtung	141
6.2	Detektion und Diagnose von Ventilfehlern	144
6.2.1	Ventilfehler in den Basishalbbrücken	145
6.2.2	Leerlauf-Ventilfehler in der Zusatzhalbbrücke	146
6.2.3	Kurzschluss-Ventilfehler in der Zusatzhalbbrücke	149
6.3	Rekonfiguration der fehlertoleranten Topologien	151
6.4	Zusammenfassung des Kapitels	152
7	Zusammenfassung, Fazit und Ausblick	153
7.1	Zusammenfassung und Fazit	153
7.2	Ausblick	155
8	Literaturverzeichnis	157
9	Eigene Veröffentlichungen	169
10	Anhang	171
10.1	Überblick über die fehlertoleranten Umrichtertopologien	171
10.2	Zur Ermittlung der Zuverlässigkeitsfunktionen	172
10.2.1	Verknüpfungen von Ereignissen	172
10.2.2	Verwendete Grundregeln der Stochastik	172
10.2.3	Erläuterungen und Herleitungen	172
10.3	Grundlage der theoretischen und simulativen Betrachtungen	175
10.3.1	Basisparameter des dimensionslosen Per-Unit-Systems	175
10.3.2	Randbedingungen im Überblick	175
10.3.3	Schaltfrequenz und Modulationsverfahren	178
10.3.4	Netzfilter	181
10.3.5	Zwischenkreisspannung und Zwischenkreiskapazität	185

10.3.6	Simulationsmodelle	187
10.4	Grundlage der experimentellen Betrachtungen	188
10.4.1	Überblick über den Laborteststand	188
10.4.2	Leistungsteil des Umrichters	188
10.4.3	Steuerteil des Umrichters	190
10.4.4	Komponenten und Kenngrößen des Umrichters	192
10.4.5	Verwendete Geräte und Messmittel	194
	Kurzlebenslauf	197

Verwendete Formelzeichen und Abkürzungen

Variablendarstellung

u	Zeitabhängige Größe
U	Zeitkonstante Größe
\hat{u}	Spitzenwert von u
u^*	Sollwert von u
u^{ref}	Referenzwert von u
u^1	Grundschiwingung von u
u^ν	Oberschiwingung der Ordnung ν von u
u^μ	Zwischenharmonische der Ordnung μ von u
$ u $	Betrag von u
\bar{u}	Durchschnittswert von u
\underline{U}	Phasor U
$ \underline{U} $	Betrag eines Phasors U
$\angle(\underline{U})$	Winkel eines Phasors U
\underline{u}	Raumzeiger u
$ \underline{u} $	Betrag eines Raumzeigers u
$\angle(\underline{u})$	Winkel eines Raumzeigers u

Formelzeichen

a	Komplexer Drehoperator
A	Verfügbarkeit
c	Trägerfunktion
C	Kapazität
CF	Kostenfaktor
d	Tastverhältnis
f	Frequenz
g	Grenzwert
G	Übertragungsfunktion
i, I	Strom
k	Kostengewichtungsfaktor
λ	Ausfallrate
L	Induktivität
m	Modulationsfunktion
M	Modulationsgrad

<i>MTBF</i>	Mittlerer Ausfallabstand
<i>MTTF</i>	Mittelwert der ausfallfreien Arbeitszeit
<i>MTTR</i>	Mittelwert der Reparaturzeit
ϕ	Phasenwinkel
<i>P</i>	Wirkleistung
<i>PFM</i>	Gütefaktor der Fehlertoleranz
<i>PFPP</i>	Faktor für maximale Leistung nach Fehler
<i>R</i>	Widerstand; oder Zuverlässigkeit
\bar{R}	Ausfallwahrscheinlichkeit
<i>RFM</i>	Gütefaktor der Zuverlässigkeit
<i>s</i>	Schaltfunktion
<i>S</i>	Scheinleistung
<i>SCR</i>	Netzkurzschlussleistungsverhältnis
<i>t</i>	Zeit
<i>u, U</i>	Spannung
\vec{V}	Basis-Spannungsraumzeiger
ω	Kreisfrequenz
<i>WTHD</i>	Faktor der gewichteten harmonischen Verzerrung
<i>X</i>	Reaktanz
<i>Z</i>	Impedanz
ζ	Dämpfungsfaktor

Tiefgestellte Indizes

0	Bezugspunkt (hier: Neutralpunkt); oder mittlerer Schaltzustand
0'	Virtuelles Hilfspotential
1	Grundschwingungskomponente
I...XVI	Nummer der betreffenden Topologie
III-II	Vollumrichter mit Top. III auf Generator- und Top. II auf Netzseite
<i>a</i>	Phase a; oder Abtast...
α	Realteil der komplexen RZ-Ebene
<i>b</i>	Phase b
<i>B</i>	Bemessungs...
β	Imaginärteil der komplexen RZ-Ebene
<i>c</i>	Phase c; oder umrichterseitig; oder Träger...
<i>cm</i>	Gleichtaktanteil
<i>d</i>	Dämpfung; oder Totzeit
<i>D</i>	Diode
<i>DC</i>	Zwischenkreis
<i>diskont</i>	Diskontinuierlich
<i>eff</i>	Effektiv...
<i>f</i>	Filter
<i>FC</i>	Flying Capacitor
<i>g</i>	Netzseitig
<i>ges</i>	Gesamt...

<i>HB</i>	Halbbrücke
<i>k</i>	Kurzschluss...
<i>kont</i>	Kontinuierlich
<i>l</i>	Last
<i>L</i>	Induktivität; oder Punkt des Phasenleiters
<i>LCL,R</i>	LCL-Filter mit Dämpfungswiderstand
<i>LL</i>	Leiter-Leiter-...
<i>LN</i>	Leiter-Null-...
<i>max</i>	Maximal
<i>med</i>	Mittel
<i>min</i>	Minimal
<i>N</i>	Nenn...; oder Punkt des Nulleiters
<i>NP</i>	Neutralpunkt
<i>NPE</i>	Ersatz-Neutralpunkt
<i>PCC</i>	Netzanschlusspunkt
<i>res</i>	Resonanz...
<i>s</i>	Schalt...
<i>S</i>	Leistungshalbleiterventil
<i>x</i>	Stellvertretend für eine Phase, $x \in \{a,b,c\}$

Spezielle Formelzeichen

I_{CN}	Nennwert des Kollektorstroms eines IGBTs
I_{FAVM}	Höchstzulässiger Mittelwert des Diodenstroms
I_{TAVM}	Höchstzulässiger Mittelwert des Durchlassstroms eines Thyristors
U_{CES}	Maximale Sperrspannung eines IGBTs
U_{DRM}	Höchstzulässige periodische Spitzensperrspannung eines Thyristors in Vorwärtsrichtung
U_{RRM}	Höchstzulässige periodische Spitzensperrspannung einer Diode in Rückwärtsrichtung

Abkürzungen

2L	Zwei-Level
3L	Drei-Level
ANPC	Active Neutral Point Clamped
ARS	Asymmetric Regular Sampling
ASM	Asynchronmaschine
BDEW	Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft e.V.
CF	Cost Factor
CHB	Cascaded H-Bridge
CM	Common Mode
DGASM	Doppeltgespeiste Asynchronmaschine

DPWM	Diskontinuierliche Pulsweitenmodulation
FC	Flying Capacitor
FESM	Fremderregte Synchronmaschine
FFT	Fast Fourier Transformation
FIT	Failures in Time
FPRF	Fault Power Rating Factor
GTO	Gate Turn-Off Thyristor
HZ	Hilfszustand
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Insulated Gate Commutated Thyristor
KS	Kurzschluss
LHL	Leistungshalbleiter
LL	Leerlauf
LWL	Lichtwellenleiter
M2C	Modular Multi-Level Converter
ML	Multi-Level
MTBF	Mean Time Between Failures
MTTF	Mean Time to Failure
MTTR	Mean Time to Repair
NP	Neutralpunkt
NPC	Neutral Point Clamped
NPE	Ersatz-Neutralpunkt
NTV	Nearest-Three Space Vectors
PCC	Point of Common Coupling
PD	Phase Disposition
PFM	Power Figure of Merit
PFPF	Post Fault Performance Factor
PLL	Phase-Locked Loop
PMSM	Permanenterregte Synchronmaschine
POD	Phase Opposition Disposition
PWM	Pulsweitenmodulation
p.u.	Per Unit
RFM	Reliability Figure of Merit
RZ	Raumzeiger
RZD	Raumzeigerdiagramm
RZM	Raumzeigermodulation
SCR	Short Circuit Ratio
SPST	Single Pole Single Throw
S-PWM	Sinus-Dreieck-Pulsweitenmodulation
SRS	Symmetric Regular Sampling
SZ	Schaltzustand
THD	Total Harmonic Distortion
THI-PWM	Third Harmonic Injection S-PWM
WEA	Windenergieanlage
WTHD	Weighted Total Harmonic Distortion
ZK	Zwischenkreis

1 Einleitung

Windenergieanlagen werden heutzutage in zunehmendem Maße in Gegenden mit einer erschwerten Zugänglichkeit aufgestellt. Dies ist insbesondere auch dem wachsenden Offshore-Einsatz geschuldet. Da eine regelmäßige Wartung und rasche Reparatur im Falle eines Defektes somit immer problematischer werden, kommt der Zuverlässigkeit der Anlagenkomponenten eine immer größere Bedeutung zu. Dies gilt auch für das elektrische Umrichtersystem, das im Vergleich zu anderen Komponenten eine hohe Ausfallrate aufweist.

Der dreistufige Neutral-Point-Clamped Umrichter in Ausführung als Vollumrichter auf Mittelspannungsebene mit der üblicherweise für die Leistungshalbleiter verwendeten Presspack-Bauform ist eine Topologie, die bei hohen Anlagenleistungen aufgrund ihrer Vorteile als besonders vielversprechend angesehen wird und bereits heutzutage am häufigsten zum Einsatz kommt. Er offenbart jedoch auch einen großen Nachteil. Im Gegensatz zur klassischen Parallelschaltung von Zwei-Level Umrichtern weist er keinerlei inhärente Hardware-Redundanz auf. So können im Falle eines Defektes in einem der Leistungshalbleiter der Ausfall des Umrichters und der gesamten Anlage die Folge sein. Aus diesem Grund erscheinen Modifikationen der Topologie zur Ermöglichung von fehlertolerantem Betrieb, also der Aufrechterhaltung des Betriebs trotz Vorliegens eines Defektes, als vielversprechende Strategie, um die Zuverlässigkeit des Umrichters wirksam zu erhöhen. In der Vergangenheit wurden verschiedene fehlertolerante Topologien auf Basis des Neutral-Point-Clamped Umrichters entwickelt und veröffentlicht, allerdings meistens in allgemeiner Form ohne konkreten Anwendungsbezug. Bis zum heutigen Zeitpunkt konnten keine Hinweise für einen bereits erfolgenden Einsatz solcher Topologien in Windenergieanlagen gefunden werden.

In dieser Arbeit sollen die Möglichkeiten für fehlertoleranten Betrieb auf Basis des Neutral-Point-Clamped Umrichters für den Einsatz in Windenergieanlagen unter Berücksichtigung der zuvor genannten Randbedingungen erforscht werden. Dazu werden in Kapitel 2 zunächst die Problemstellung genauer verdeutlicht, die Ziele vorgegeben und der Beitrag der Arbeit dargelegt. Anschließend erfolgt in Kapitel 3 eine ausführliche Untersuchung der Möglichkeiten für fehlertoleranten Betrieb, wobei der Aspekt der Zuverlässigkeit im Vordergrund steht. Eine der beiden Topologien, die sich als besonders geeignet erweisen, stellt zusätzliche Vorteile in Bezug auf die Ansteuerung im Normalbetrieb in Aussicht. Daher wird in Kapitel 4 zunächst eine geeignete Strategie für die Ansteuerung erarbeitet, bevor diese dann in Kapitel 5 genauer untersucht wird, insbesondere um den Nutzen für den Normalbetrieb festzustellen. Danach werden die beiden geeigneten Topologien in Kapitel 6 im Hinblick auf Fehlerarten und die damit verbundenen Aspekte Fehlerdetektion und Rekonfiguration näher betrachtet. Kapitel 7 fasst die wichtigsten Ergebnisse der Arbeit zusammen und schließt mit einem Fazit.

2 Problemstellung, Zielsetzung und Beitrag der Arbeit

In diesem Kapitel sollen zunächst die Problemstellung exakt verdeutlicht werden und anschließend die daraus abgeleiteten Ziele der Arbeit vorgegeben werden. Weiterhin soll der Beitrag der Arbeit mit Abgrenzung zu existierenden wissenschaftlichen Veröffentlichungen dargelegt werden. Abschnitt 2.1 startet mit einer Verdeutlichung der Problemstellung unter Darlegung der erforderlichen Grundlagen. Im Anschluss werden in Abschnitt 2.2 die Ziele der Arbeit unter Vorgabe von Randbedingungen definiert. Nachdem Abschnitt 2.3 den Beitrag der Arbeit offenlegt, wird in Abschnitt 2.4 eine kurze Zusammenfassung gegeben.

2.1 Problemstellung

Zur Verdeutlichung der Problemstellung ist zunächst die Darlegung einiger Grundlagen erforderlich. Das Maß an Zuverlässigkeit und Verfügbarkeit des elektrischen Umrichtersystems einer Windenergieanlage (WEA) variiert mit der verwendeten Umrichter-topologie. Jedoch sind es neben der Zuverlässigkeit auch andere Aspekte, die über die Wahl einer bestimmten Topologie entscheiden und im Folgenden deutlich werden. Weiterhin kann das Umrichtersystem nicht unabhängig vom Antriebssystem betrachtet werden. Aus diesen Gründen wird in Unterabschnitt 2.1.1 zunächst auf den Stand der Technik und Zukunftstrends in Bezug auf Antriebs- und Umrichterkonzepte in WEAs eingegangen. Anschließend werden in Unterabschnitt 2.1.2 die Rolle des elektrischen Umrichtersystems in Bezug auf die Verfügbarkeit einer WEA herausgearbeitet und mögliche Strategien zur Erhöhung selbiger diskutiert.

2.1.1 Stand der Technik und Trends in Windenergieanlagen

Das Ziel einer WEA ist die Nutzbarmachung von Windenergie durch Umwandlung in elektrische Energie. Dazu wird die im Wind enthaltene Energie zunächst mit Hilfe eines Rotors in mechanische Energie konvertiert und diese wiederum mit einem Generator in elektrische Energie. Bei WEAs mit drehzahlvariablem Antrieb hat ein Frequenzumrichter weiterhin die Aufgabe, die elektrische Energie zu wandeln. Auf diese Weise kann die Drehgeschwindigkeit von Rotor und Generator von der Netzfrequenz entkoppelt werden, so dass für unterschiedliche Windgeschwindigkeiten jeweils die maximale Leistungsentnahme erfolgen kann [1]. Für den Prozess der Energiewandlung wurden sowohl für den gesamten Antrieb als auch für den Umrichter als Teil des Antriebs

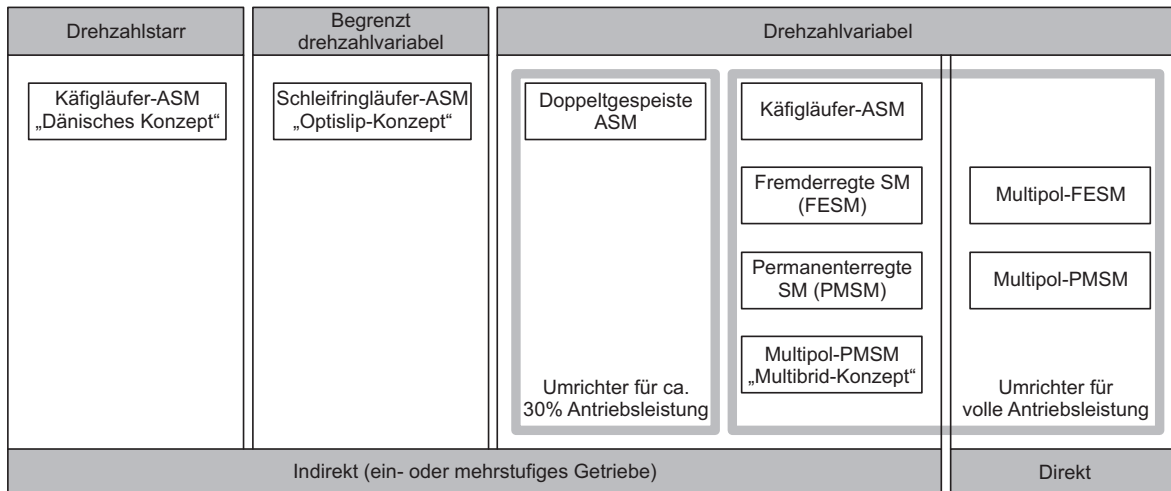


Abb. 2.1: Klassifizierung der wichtigsten Antriebskonzepte in WEAs

unterschiedliche Konzepte entwickelt und eingesetzt. Im Folgenden werden der Stand der Technik dargelegt und Zukunftstrends herausgearbeitet, insbesondere in Hinblick auf den Offshore-Einsatz, bei dem Aspekte wie Zuverlässigkeit, Größe und Gewicht im Vordergrund stehen.

2.1.1.1 Antriebskonzepte

Antriebe in WEAs lassen sich hinsichtlich verschiedener Kriterien klassifizieren. Eine grobe Einteilung lässt sich zunächst in drehzahlstarre, begrenzt drehzahlvariable und drehzahlvariable Konzepte vornehmen [2]. Vom Blickpunkt der Antriebsmechanik aus ist es möglich, zwischen indirekten und direkten, also Konzepten mit und ohne Getriebe zu unterscheiden. Aus der Sicht der Elektrotechnik hingegen lässt sich eine Unterteilung nach der Umrichterleistung, aber auch nach Generatortyp vornehmen. Abbildung 2.1 dient als Übersicht über die wichtigsten Antriebskonzepte.

Bei den sogenannten drehzahlstarrten Antrieben kommt in der Regel eine Käfigläufer-Asynchronmaschine (Käfigläufer-ASM) zum Einsatz, die in einem engen Bereich nahe der Synchrodrehzahl betrieben wird [2]. Dabei sind die Statorwindungen direkt mit dem Netz verbunden, so dass kein Umrichter verwendet wird. Dieses Antriebskonzept wird auch als das „Dänische Konzept“ bezeichnet, da es zwischen 1980 und 1990 von vielen dänischen Herstellern von WEAs verwendet wurde [2]. Neben der Notwendigkeit eines mehrstufigen Getriebes liegen diesem Konzept große Nachteile zu Grunde, die sich aus der nahezu starren Drehzahl ergeben. Eine maximale Leistungsentnahme bei unterschiedlichen Windgeschwindigkeiten durch Anpassung der Drehzahl ist nur begrenzt mit Hilfe der Getriebeübersetzung möglich. Weiterhin führen Fluktuationen der Windgeschwindigkeit direkt zu erhöhter mechanischer Belastung von Rotor, Getriebe und Generator und somit zu schnellerer Materialermüdung [2]. Des Weiteren sind zusätzliche Kondensatoren zur Blindleistungskompensation erforderlich, um einen normkonformen Betrieb der WEA zu gewährleisten [2]. WEAs nach dem „Dänischen

Konzept“ gelten heutzutage als veraltet und werden immer stärker durch drehzahlvariable Antriebe verdrängt. Im Jahre 2010 betrug der Marktanteil drehzahlstarrer Antriebe in Europa nur noch 15 % [3].

Bei einem begrenzt drehzahlstarrten Antrieb wird meistens eine Schleifringläufer-ASM verwendet, deren Statorwindungen direkt mit dem Netz verbunden sind. Über variable Widerstände, die an den Rotorwindungen angeschlossen sind, wird die Drehzahl in einem begrenzten Bereich eingestellt, wobei das Drehzahlmaximum üblicherweise bei weniger als 10 % über der Synchrondrehzahl liegt [2]. Das Gewicht der bereits genannten Nachteile, die sich aus einer nahezu starren Drehzahl ergeben, ist somit nur etwas gemindert. Weiterhin sind bei dieser Topologie ebenfalls ein Getriebe und Kondensatoren zur Blindleistungskompensation sowie außerdem ein Softstarter erforderlich [2]. Dieses sogenannte „Optislip-Konzept“ hatte im Jahre 2010 noch einen Marktanteil von 5 % [3], gehört jedoch auch zu den veralteten Antrieben.

Drehzahlvariable Antriebskonzepte zeichnen sich dadurch aus, dass sie über einen Umrichter verfügen, mit dem direkt oder indirekt Einfluss auf die Rotordrehzahl genommen werden kann. Weiterhin ermöglichen sie die kontrollierte Wirk- und Blindleistungsabgabe ins Netz [1]. Die Antriebstopologie mit dem derzeit größten Marktanteil in Europa von ca. 55 % im Jahre 2010 [3] ist in Abbildung 2.2 abgebildet. Als Generatortyp kommt eine doppeltgespeiste Asynchronmaschine (DGASM) zum Einsatz, deren Statorwindungen direkt mit dem Netz verbunden sind. Die Einstellung der Rotordrehzahl geschieht über die Momentenregelung eines rotorseitig über Schleifringe angeschlossenen Umrichters [4]. Neben dem geringen Gewicht, der geringen Größe und den geringen Kosten der DGASM im Vergleich zu Generatoren in direkten Antrieben [4] sowie den guten Eigenschaften bei der Netzstützung [2] gilt die Auslegung des Umrichters für nur einen Teil der Antriebsleistung als großer Vorteil dieses Konzeptes. Typischerweise wird der Umrichter aufgrund des Drehzahlbereiches von $\pm 30\%$ der Synchrondrehzahl für 25 - 30 % der Generatorleistung ausgelegt [2]. Dieser Vorteil rückt jedoch mit fortschreitender Entwicklung und sinkenden Kosten der leistungselektronischen Komponenten des Umrichters [2] immer weiter in den Hintergrund. Demgegenüber stehen große Nachteile hinsichtlich der Zuverlässigkeit, die insbesondere beim Offshore-Einsatz von Bedeutung sind. So ist eine regelmäßige Wartung der Bürsten und Schleifringe der DGASM erforderlich [2]. Weiterhin ist bei dieser Antriebstopologie immer ein mehrstufiges Getriebe erforderlich [4], das sich nicht nur negativ auf die Gesamtzuverlässigkeit auswirkt, sondern auch auf Gewicht und Platz in der Gondel. Doch auch die Schwierigkeiten bei der Einhaltung der Netzanschlussregeln könnten in der Zukunft den Einsatz dieses Antriebskonzeptes reduzieren [4].

Der Marktanteil aller übrigen drehzahlvariablen Antriebstopologien betrug im Jahre 2010 in der Summe 25 % [3]. Als Gemeinsamkeit verfügen sie über einen Umrichter zwischen den Statorwindungen des Generators und dem Netz, der für die volle Antriebsleistung auszulegen ist. Die stetige Weiterentwicklung der Leistungshalbleiter (LHL) und sinkende Preise aufgrund wachsender Nachfrage führen dazu, dass die Nachteile hinsichtlich des Wirkungsgrades und der Kosten des Umrichters bei diesem Antriebstyp immer weiter in den Hintergrund rücken. Auf der anderen Seite bieten diese Antriebe große Vorteile. Sie alle ermöglichen bei Verwendung eines Vollumrichters

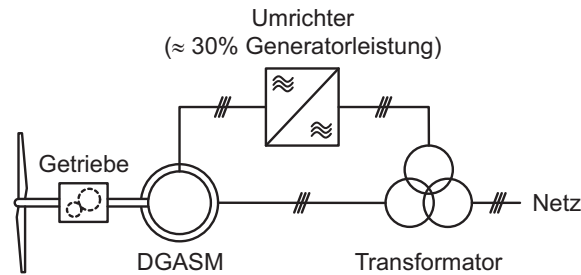


Abb. 2.2: Antriebskonzept mit Getriebe, DGASM und rotorseitigem Umrichter für ca. 30 % der Generatorleistung

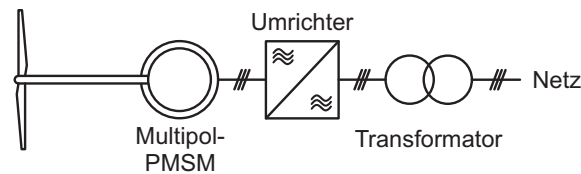


Abb. 2.3: Antriebskonzept ohne Getriebe, mit Multipol-PMSM und statorseitigem Umrichter für volle Generatorleistung

(back-to-back) die volle Kontrolle über Wirk- und Blindleistungsabgabe, da der Generator über den Zwischenkreis (ZK) im Umrichter vollständig vom Netz entkoppelt ist [1]. Somit gestalten sich auch die Einhaltung von Netzanschlussregeln und der Betrieb ganzer Windparks als weniger problematisch [2]. Weitere Vor- und Nachteile bedürfen einer differenzierteren Betrachtung nach Generatortyp.

Die Käfigläufer-ASM besitzt zwar die Vorteile einer einfachen und robusten Bauweise, wird jedoch relativ selten verwendet [4]. Gründe dafür sind der verhältnismäßig geringe Gesamtwirkungsgrad des Antriebs [2] und die Notwendigkeit eines Getriebes, da der getriebeleose Betrieb mit Hilfe einer Multipol-ASM technisch nicht möglich ist [4]. Im Gegensatz dazu ist die Nutzung sowohl der fremderregten Synchronmaschine (FESM) als auch der permanentenerregten Synchronmaschine (PMSM) als Multipol-Maschine technisch realisierbar [1]. Auf diese Weise ist eine langsamere Generatordrehzahl möglich, so dass bei ausreichender Anzahl an Polen auf ein Getriebe zwischen Rotor und Generator verzichtet werden kann [2]. Dies ist aus mehreren Gründen ein großer Vorteil. Zum einen fallen die Verluste des Getriebes weg, wodurch wiederum die Verluste des Umrichters egalisiert werden [2]. Zum anderen fällt mit dem Getriebe eine derjenigen Komponenten weg, die im Fehlerfall die längsten Ausfallzeiten einer WEA nach sich ziehen, wie in Unterabschnitt 2.1.2 dargelegt wird. Die folglich höhere Zuverlässigkeit und Verfügbarkeit, aber auch die Einsparung von Platz und Gewicht sowie die Senkung des Lärmpegels stellen insbesondere für den Offshore-Einsatz große Vorteile dar. Als Nachteil ist anzuführen, dass die niedrigere Generatordrehzahl von Multipol-Maschinen ein größeres Drehmoment und somit ein größeres Maschinenvolumen als bei indirekten Antrieben erfordert. Es ist herauszuheben, dass dem Umrichtersystem bei direkten Antrieben hinsichtlich der Zuverlässigkeit eine noch größere Bedeutung beikommt, da sich die Belastung von der Mechanik auf die Leistungselektronik verlagert [5].

Die FESM und die PMSM ohne Multipol-Ausführung können zwar auch in Antrieben mit mehrstufigem Getriebe verwendet werden. Aufgrund der genannten Vorteile

des direkten Antriebs zeichnet sich jedoch ein Trend hin zur Multipol-Ausführung ab [4]. Dabei ist die Multipol-PMSM der Generatortyp mit dem besseren Wirkungsgrad, dem geringeren Gewicht und der höheren Zuverlässigkeit [2]. Dennoch sind die geringeren Kosten der Grund dafür, dass die Multipol-FESM derzeit noch der am häufigsten verwendete Generatortyp bei direkten Antrieben ist [2]. Außerdem kann der Rotorfluss unabhängig mit Hilfe eines rotorseitigen Umrichters geregelt werden, wengleich dieser wiederum Kosten verursacht und die Gesamtzuverlässigkeit senkt. Trotz der größeren Kosten und derzeit vorherrschenden Weltmarktprobleme hinsichtlich der Verfügbarkeit der für die Herstellung von Permanentmagneten erforderlichen Seltenerdmetalle wird die Multipol-PMSM als derjenige Generatortyp angesehen, der für Offshore-Anwendungen am geeignetsten erscheint [4]. Die Antriebstopologie mit einer Multipol-PMSM ist in Abbildung 2.3 dargestellt. Ein weiteres vielversprechendes Konzept könnte jedoch auch ein Kompromiss aus getriebelosen Antrieben und Antrieben mit mehrstufigem Getriebe sein. Beim sogenannten „Multibrid-Konzept“ wird zum einen ein nur einstufiges Getriebe verwendet, das im Vergleich zu mehrstufigen Getrieben leichter, platzsparender, zuverlässiger und kostengünstiger ist. Zum anderen wird eine Multipol-PMSM für mittlere Drehzahlen eingesetzt, so dass ein kleineres Maschinenvolumen erforderlich ist, was geringere Kosten und ein geringeres Gewicht nach sich zieht [4].

Zusammenfassend lässt sich insbesondere für den Offshore-Einsatz ein Trend zu Antrieben feststellen, bei denen die im Generator erzeugte Energie für die Netzeinspeisung vollständig den Weg über einen Umrichter nehmen muss. Diesem, der somit für volle Generatorleistung ausgelegt werden muss, kommt daher hinsichtlich Zuverlässigkeit und Verfügbarkeit der gesamten Anlage eine tragende Bedeutung zu. Der folgende Absatz diskutiert die heutzutage gängigsten Umrichterkonzepte und arbeitet die Zukunftstrends heraus.

2.1.1.2 Umrichterkonzepte

Die in WEAs bislang am häufigsten eingesetzte Umrichtertopologie ist der Zwei-Level (2L) Umrichter in Ausführung als Vollumrichter (back-to-back) mit Spannungszwischenkreis [6]. Das ist insbesondere dem Umstand geschuldet, dass dies der vorherrschende Umrichtertyp beim Antriebskonzept mit DGASM ist. Die Umrichter arbeiten auf Niederspannungsebene, wobei typischerweise Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) Module mit einer Sperrspannung von 1700 V zum Einsatz kommen, um die übliche Ausgangsspannung von 690 V (verkettet) zu ermöglichen [4]. Die Schaltfrequenz liegt üblicherweise bei 2 - 5 kHz [7]. Die höchste Stromtragfähigkeit von derzeit 2,4 kA bieten die IGBT-Module der HiPak-Familie, so dass einzelne Umrichtermodule mit Leistungen von über 500 kW möglich sind [8]. Bei höheren Leistungen ist die Parallelschaltung ganzer Umrichtermodule üblich [9], wie in Abbildung 2.4 dargestellt. So wird beispielsweise in der WEA G10x 4,5 MW vom Hersteller Gamesa eine Parallelschaltung von sechs Umrichtermodulen mit jeweils 770 kW / 950 kVA [10] für einen Antrieb mit Multipol-PMSM verwendet, wobei jedes Modul mit Bremschopper sowie Filter-, Mess- und Regeleinrichtungen ausgestattet ist [11]. Die Parallelschaltung ganzer Umrichtermodule bietet drei entscheidende Vorteile [11]. Durch synchronisiertes

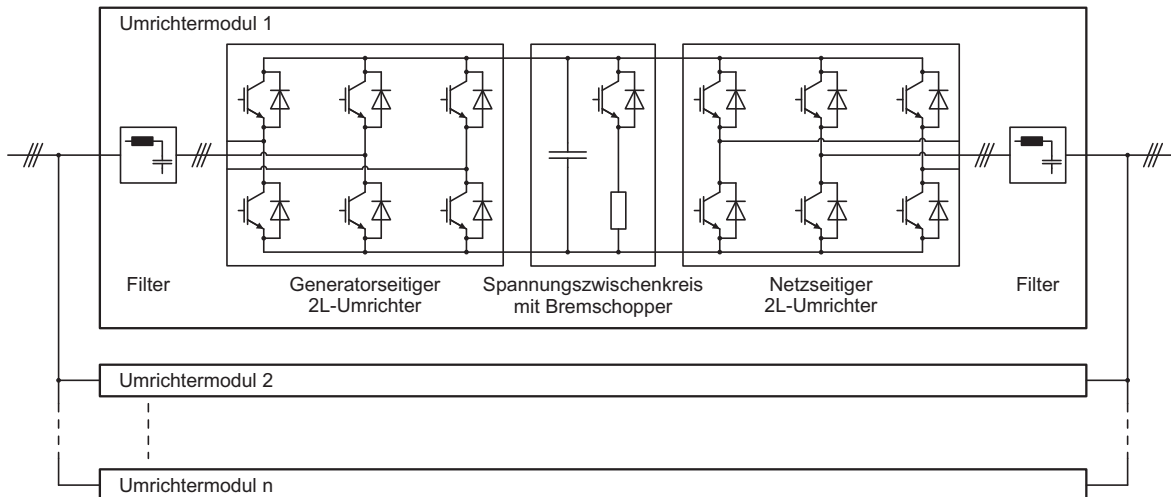


Abb. 2.4: Umrickerkonzept mit parallelgeschalteten 2L-Vollumrichtern

versetztes Schalten (interleaved modulation) der einzelnen Module können schalthandlungsbedingte Oberschwingungen gegenseitig ausgelöscht werden. Weiterhin ist es möglich, die Anzahl der aktiven Umrickermodule an die erforderliche Momentanleistung je nach Windgeschwindigkeit anzupassen. Dadurch wird ein Betrieb gewährleistet, bei dem jedes Modul näher am Bemessungspunkt arbeitet, wodurch sich der Wirkungsgrad erhöht. Der wohl bedeutendste Vorteil liegt jedoch in der vorhandenen Redundanz. Im Falle eines Schadens in einem der Umrickermodule ist es möglich, den Betrieb mit einem Teil der Leistung oder bei erfolgter Überdimensionierung sogar mit voller Leistung aufrechtzuerhalten. Neben der Möglichkeit zur modularen Erweiterung liefern zudem die einfache Struktur des 2L-Umrichters, seine geringe Anzahl an Komponenten und umfassende Erfahrungen Gründe für die Popularität dieser Technologie [6].

Der 2L-Vollumrichter ist aufgrund der genannten Vorteile der am häufigsten anzutreffende Umrichtertyp in WEAs mit Anlagenleistungen von 1,5 - 3 MW, vorwiegend als Teilleistungsumrichter in Antrieben mit DGASM [4], aber auch als Volleistungsumrichter [10]. Bedingt durch den technischen Fortschritt und dem Wunsch nach höherer Energieausbeute ist ein Trend hin zu größeren Anlagenleistungen zu verzeichnen. Anlagen mit 7,5 MW und 10 MW sind derzeit in der Entwicklung [4]. Leistungen von 20 MW erscheinen laut einer Studie als Grenze des technisch Möglichen [12]. Der 2L-Umrichter auf Niederspannungsebene erweist sich jedoch mit steigender Anlagenleistung als immer ungeeigneter [4], insbesondere beim Einsatz als Volleistungsumrichter. Denn zum einen würde sich aufgrund der zur Realisierung von hohen Leistungen erforderlichen Parallelschaltung einer größeren Anzahl an Umrickermodulen eine im Vergleich zu anderen Umrichtertopologien niedrige Leistungsdichte ergeben [4]. Eine hohe Leistungsdichte stellt jedoch aufgrund der Bedeutung von Platzbedarf und Gewicht in der Gondel einer WEA ein wichtiges Kriterium dar, insbesondere beim Offshore-Einsatz [13]. Zum anderen resultiert aus einer hohen Leistung in Verbindung mit der Ausgangsspannung auf Niederspannungsebene ein hoher Ausgangsstrom. So würde bereits eine Anlagenleistung von 6 MW bei der üblichen Ausgangsspannung von 690 V einen Strom von ca. 5 kA nach sich ziehen. Mit dem Strom steigen die Kosten für die Leitungen zwischen Umrichter und Transformator [9], aber auch für Netzfilter und den Transfor-

mator selbst [14]. Weiterhin würde ein relevanter Spannungsabfall auf den Leitungen zu Buche schlagen, sofern der Transformator nicht dicht am Umrichter in der Gondel positioniert wird, was sich wiederum negativ auf den Platzbedarf und das Gewicht der Gondel niederschlagen würde [9]. Für steigende Anlagenleistungen oberhalb von 3 MW ist daher eine Erhöhung der Ausgangsspannung des Umrichters anzustreben, um den Ausgangsstrom zu senken [4].

Für größere Anlagenleistungen oberhalb von 3 MW erweisen sich Multi-Level (ML) Umrichter gegenüber 2L-Umrichtern als vorteilhaft, da sie in diesem Leistungsbereich einen höheren Wirkungsgrad und eine höhere Leistungsdichte aufweisen [4], [6]. Im Vergleich zum 2L-Umrichter, bei dem die maximal mögliche Ausgangsspannung durch die Spannungsfestigkeit eines einzelnen Ventils bestimmt wird, besteht der wohl bedeutendste Vorteil von ML-Umrichtern zudem darin, dass die Anordnung der Ventile innerhalb der ML-Topologie höhere Ausgangsspannungen ermöglicht, so dass auch Ausgangsspannungen des Umrichters direkt auf Mittelspannungsebene möglich sind [4]. Es sei angemerkt, dass sich eine Erhöhung der Ausgangsspannung beim 2L-Umrichter theoretisch auch durch Reihenschaltung von LHL-Ventilen erreichen ließe [6]. Allerdings würde dadurch die Komplexität bei der Ansteuerung stark erhöht [8] und die Zuverlässigkeit aufgrund einer größeren Anzahl von Ventilen gesenkt [6]. Zwei der wichtigsten Argumente für den Einsatz des 2L-Umrichters wären damit hinfällig. Weitere Vorteile des ML-Umrichters ergeben sich aus der höheren Spannungsstufigkeit [15]. Bei gleicher Schaltfrequenz sinkt mit steigender Anzahl der Levels die harmonische Verzerrung (Total Harmonic Distortion, THD) und somit der erforderliche Filteraufwand. Im Umkehrschluss sinkt zum Erreichen eines gewünschten THD-Wertes mit steigender Anzahl der Levels die erforderliche Schaltfrequenz. Weiterhin sorgt eine höhere Stufigkeit auch für eine geringere Spannungsdifferenz zwischen den Spannungslevels und somit für eine geringere Belastung von Generator und Transformator [6], [16].

Zur Realisierung eines ML-Umrichters sind unterschiedliche Topologien möglich. Die klassischen Topologien unterteilen sich in den Neutral Point Clamped (NPC), den Flying Capacitor (FC) und den kaskadierten H-Brücken (Cascaded H-Bridge, CHB) Umrichter [15], [16]. Eine gesonderte Topologie stellt weiterhin der noch junge Modulare Multi-Level Umrichter (Modular Multi-Level Converter, M2C) dar [17]. Weitere hybride oder modifizierte Topologien auf Basis dieser vier Hauptgruppen sind ebenfalls möglich [14].

Die in der Industrie verwendeten ML-Topologien sind breit gefächert, da ihre Eignung mit dem Anwendungsbereich variiert [14]. In WEAs kommen ML-Umrichter hauptsächlich als Volleistungsumrichter bei Anlagenleistungen von 3 - 7 MW zum Einsatz [6]. Der Drei-Level NPC (3L-NPC) Umrichter in Ausführung als Vollumrichter ermöglicht die Entkopplung von Generator- und Netzseite durch den Spannungs-ZK sowie eine hochdynamische Regelung der Generatordrehzahl für maximale Leistungsentnahme auf Generatorseite einerseits und die Regelung von Wirk- und Blindleistung auf Netzseite andererseits [14]. Aufgrund seiner weiten Verbreitung in vielen Teilen der Leistungselektronik gibt es zudem umfassende Erfahrungen [6]. Aus diesen Gründen ist der 3L-NPC-Vollumrichter die am häufigsten anzutreffende ML-Topologie in WEAs [4], [6], [8]. Mit typischen Ausgangsspannungen von 3,3 kV oder 4,16 kV (verkettet)

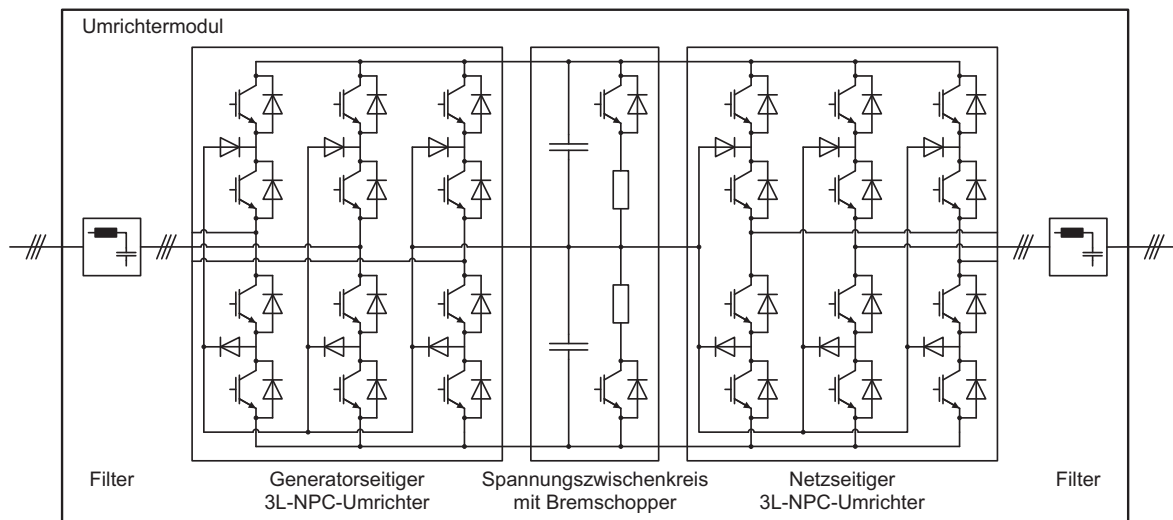


Abb. 2.5: Umrichterkonzept mit einem 3L-NPC-Vollumrichter

arbeiten diese Umrichter auf Mittelspannungsebene [18], [19]. Als LHL kommen entweder der IGBT oder der Integrated Gate Commutated Thyristor (IGCT) zum Einsatz [8]. Für die IGBTs wird hierbei meistens die Presspack-Bauweise verwendet, wobei die Spannungsfestigkeit im Bereich von 4,5 - 6,5 kV liegt [20]. Es existieren zwar auch HiPak-Module mit einer maximalen Sperrspannung von 6,5 kV, allerdings sind diese für die Verwendung in 3L-NPCs weniger geeignet [8]. Der IGCT, der ebenfalls Sperrspannungen von 4,5 - 6,5 kV ermöglicht, ist eine Weiterentwicklung des Gate Turn-Off Thyristors (GTO) mit einem ausschaltbaren Gate und weist ebenfalls eine Presspack-Bauweise auf [8]. Diese hat im Gegensatz zur Modul-Bauweise mit Bonddrähten den großen Vorteil, dass die LHL im Fehlerfall mit reduziertem Risiko, Folgeschäden am Umrichter zu verursachen, in den leitenden Zustand übergehen, so dass mit Hilfe von Reihenschaltung Redundanz geschaffen werden kann [7], [18], [19]. Als kommerzielle Beispiele für den 3L-NPC-Umrichter sind der „PCS 6000 Wind“ von ABB unter Verwendung von IGCTs [18] und der „MV7000“ von Convertteam unter Verwendung von Presspack IGBTs [19] zu nennen.

Im Gegensatz zum 2L-Umrichter auf Niederspannungsebene ist beim 3L-NPC-Umrichter auf Mittelspannungsebene eine Parallelschaltung von Umrichtermodulen zur Realisierung der in WEAs erforderlichen Leistungen nicht erforderlich [13]. So ermöglicht z.B. ein einzelnes Umrichtermodul „PCS 6000 Wind“ von ABB Leistungen von 9 MVA ohne Reihen- oder Parallelschaltung von IGCTs [18]. Für die nahe Zukunft werden bedingt durch deren stetige Weiterentwicklung Leistungen oberhalb von 10 MVA prognostiziert [18]. Das Umrichterkonzept bestehend aus einem einzelnen 3L-NPC-Vollumrichtermodul unter Verwendung von IGBTs ist in Abbildung 2.5 dargestellt, wobei auch hier wieder ein Bremschopper im Spannungs-ZK sowie Filter berücksichtigt sind. Die im Vergleich zu einem einzelnen 2L-Vollumrichter doppelt so große Anzahl an LHL-Ventilen birgt zwar auf den ersten Blick eine größere Gefahr für einen Ausfall. Allerdings bietet der 3L-NPC-Umrichter im Vergleich mit anderen Lösungen zur Realisierung gleicher Leistungen, wie etwa der Parallelschaltung von 2L-Umrichtermodulen, eine recht hohe Zuverlässigkeit [18]. Weiterhin erweisen sich die im 3L-NPC-Umrichter

meistens verwendeten Presspacks als weitaus zuverlässiger als die im 2L-Umrichter üblicherweise eingesetzten IGBT-Module [18]. Als großer Nachteil ist jedoch die im Gegensatz zur Parallelschaltung von 2L-Umrichtern fehlende Redundanz zu werten. So würde ein Defekt in einem der Leistungshalbleiter gleich den Ausfall des gesamten Umrichters und somit der WEA nach sich ziehen. Ein weiterer Nachteil ist die bei dieser Topologie erforderliche Ausbalancierung der Spannungen über den beiden ZK-Kondensatoren, der bei der Ventilansteuerung immer Rechnung getragen werden muss [6]. Die ungleiche Aufteilung der Verluste zwischen den inneren und äußeren Ventilen stellt ein weiteres Problem dar, das durch Umwandlung des NPC-Umrichters in einen Active NPC (ANPC) Umrichter entschärft werden kann [21].

Neben dem am weitaus häufigsten eingesetzten 3L-NPC-Vollumrichter sind noch weitere ML-Topologien denkbar. So besteht bei Antrieben mit PMSM die Möglichkeit, Topologien mit unidirektionalem Leistungsfluss zu verwenden, da dieser Generatortyp keine Blindleistung benötigt [6]. Eine Variante stellt dabei die Verwendung eines Diodengleichrichters mit Hochsetzsteller auf Generatorseite und eines 3L-NPC-Umrichters auf Netzseite dar [22]. Den geringeren Kosten, dem geringeren Aufwand und der höheren Zuverlässigkeit stehen allerdings große Nachteile wie etwa eine hohe Verzerrung der Statorströme, mechanische Belastungen aufgrund von niederfrequenten Schwingungen des Drehmoments und höhere Wirbelstromverluste im Rotor gegenüber [4]. Weitere geeignete Topologien, die bidirektionalen Leistungsfluss ermöglichen, wären der drei- oder fünfstufige CHB-Vollumrichter [6]. Im Vergleich zum 3L-NPC-Umrichter wären die Clamping-Dioden eingespart, das Problem der ungleichen Verluste zwischen den Ventilen umgangen sowie aufgrund der Möglichkeit eines modularen Aufbaues in einem begrenzten Maße fehlertoleranter Betrieb möglich [6]. Allerdings erfordert diese Lösung auf Generator- und Transformatorseite drei unabhängige Windungen je Phase, was wiederum Kosten und Gewicht der Leitungen erhöht sowie zusätzliche Induktivitäten und Verluste nach sich zieht [6]. Weitere modulare Anordnungen der CHB sowie hybride Topologien aus 3L-NPC und CHB sind ebenfalls denkbar [6]. Der M2C könnte für den Einsatz in WEAs aufgrund seiner hohen Modularität ebenfalls sinnvoll sein, allerdings erfordert diese Möglichkeit zunächst weitere Forschung bis zu einer möglichen Umsetzung. ML-Lösungen zur direkten Anbindung der WEA am Netzanschlusspunkt unter Einsparung des heutzutage dafür erforderlichen Transformators, der hinsichtlich Volumen und Gewicht eine entscheidende Rolle spielt, sind ebenfalls Gegenstand heutiger Forschung [6].

Abschließend lassen sich für den Einsatz in Multi-MW-WEAs zwei übergeordnete Umrichterlösungen feststellen, zum einen die Parallelschaltung von 2L-Umrichtermodulen mit Ausgangsspannungen auf Niederspannungsebene und zum anderen ein einzelner ML-Umrichter mit Ausgangsspannungen auf Mittelspannungsebene. Aufgrund der steigenden Anlagenleistungen ist ein deutlicher Trend hin zur zweiten Variante, insbesondere in Verbindung mit SM-basierten Antrieben, erkennbar. Der 3L-NPC-Vollumrichter erweist sich dabei als die geradlinigste und am häufigsten verwendete Topologie. Er offenbart jedoch in Hinblick auf die Zuverlässigkeit einen wesentlichen Nachteil. Ein Defekt im Umrichter, insbesondere der LHL, würde aufgrund der fehlenden Redundanz zum Ausfall des Umrichters und somit der gesamten Anlage führen.

2.1.2 Zuverlässigkeit des elektrischen Umrichtersystems

In diesem Unterabschnitt soll zum einen die Bedeutung der Zuverlässigkeit des elektrischen Umrichtersystems für die Verfügbarkeit der gesamten WEA verdeutlicht werden. Zum anderen sollen theoretisch mögliche Strategien zur Erhöhung der Zuverlässigkeit des Umrichtersystems aufgezeigt und diskutiert werden. Dazu werden zunächst einige Grundlagen aus dem Themengebiet der Zuverlässigkeitsanalyse gelegt.

2.1.2.1 Begriffe und Definitionen zur Zuverlässigkeit

Da die Zuverlässigkeit in vielen technischen Bereichen eine wichtige Rolle spielt, gibt es trotz der Bemühungen zur Vereinheitlichung teilweise noch Unterschiede in Bezug auf Begrifflichkeiten und Definitionen [23]. Um in dieser Arbeit diesbezüglich Eindeutigkeit zu gewährleisten, werden im Folgenden die wichtigsten Begriffe und Definitionen in der verwendeten Form dargelegt.

Die Zuverlässigkeit beschreibt die Eigenschaft eines Systems, in funktionsfähigem Zustand zu bleiben [24]. Sie wird durch die Wahrscheinlichkeit R ausgedrückt, dass die geforderte Funktion für eine festgelegte Zeitdauer korrekt ausgeführt wird [24]. Befindet sich das betrachtete System nicht mehr im funktionsfähigen Zustand, so spricht man ab dem Zeitpunkt, zu dem die geforderte Funktion nicht mehr korrekt ausgeführt wird, von einem Ausfall des Systems. Ausfälle können hinsichtlich Art, Ursache und Auswirkung unterschieden werden [24]. Somit ist immer eine eindeutige Definition erforderlich, in welchen Fällen ein System als ausgefallen angesehen wird. In dieser Arbeit wird das Umrichtersystem als ausgefallen bezeichnet, sobald der Betrieb des Umrichters, selbst mit reduzierter Leistung, nicht mehr möglich ist.

In der englischsprachigen Fachliteratur wird oftmals zwischen dem „failure“ als Ereignis und dem „fault“ als Zustand eines Systems unterschieden [23]. In dieser Arbeit wird ein Fehler bzw. Defekt als Ausfall einer Einzelkomponente des Gesamtsystems behandelt, wobei nach der Art des Fehlers differenziert werden muss. Ein Beispiel wäre ein defektes LHL-Ventil innerhalb des Umrichters. Da letztlich alle LHL-Fehlermechanismen in einem Kurzschluss oder Leerlauf münden, wird zwischen diesen beiden Fehlerarten unterschieden. Es ist darauf hinzuweisen, dass nicht jeder Fehler im System einen Ausfall des Systems zur Folge haben muss. Von diesem Zusammenhang rührt die Bezeichnung fehlertolerantes System her. Als Fehlertoleranz gegenüber einem definierten Fehler bezeichnet man die Fähigkeit eines Systems, die geforderte Funktion trotz Eintritts des Fehlers aufrechterhalten zu können [23]. Würde also beispielsweise ein Kurzschluss in einem LHL-Ventil auftreten und der Umrichterbetrieb mit oder ohne Reduzierung der maximal möglichen Leistung aufrechterhalten werden können, so wäre der Umrichter fehlertolerant gegenüber diesem Fehlerfall.

Als Grundlage für die Berechnung der Zuverlässigkeit einer Komponente oder eines Systems wird meistens dessen Ausfallrate herangezogen, die üblicherweise in FIT (Failures in Time) angegeben wird:

$$1 \text{ FIT} = 10^{-9} \text{ Fehler/h} \quad (2.1)$$

Auf Basis einer Ausfallrate $\lambda(t)$ lässt sich eine Zuverlässigkeitsfunktion $R(t)$ aufstellen, mit deren Hilfe sich die eingangs definierte Zuverlässigkeit R zu einem bestimmten Zeitpunkt t angeben lässt [23]:

$$R(t) = e^{-\lambda(t) \cdot t} \quad (2.2)$$

Entsprechend lässt sich auch zu einem bestimmten Zeitpunkt t die Ausfallwahrscheinlichkeit \bar{R} angeben [25]:

$$\bar{R}(t) = 1 - R(t) \quad (2.3)$$

Weiterhin lässt sich durch Integration der Zuverlässigkeitsfunktion der Mittelwert der ausfallfreien Arbeitszeit $MTTF$ (Mean Time To Failures) gewinnen [24]:

$$MTTF = \int_0^{\infty} R(t) dt \quad (2.4)$$

Dieser Wert gibt die durchschnittliche Zeit zwischen der Inbetriebnahme einer Komponente oder eines Systems bis zum Ausfall an, ohne dass Reparaturen berücksichtigt werden. Nach dem Ausfall wird also von einem Austausch der Komponente oder des Systems ausgegangen.

Im Gegensatz dazu beschreibt der mittlere Ausfallabstand $MTBF$ (Mean Time Between Failures) die mittlere Zeit zwischen zwei aufeinander folgenden Ausfällen für ein reparierbares System unter Berücksichtigung von Reparaturen. Er ergibt sich aus der Summe des Mittelwertes der ausfallfreien Arbeitszeit $MTTF$ und des Mittelwertes der Reparaturzeit $MTTR$ (Mean Time To Repair) [23]:

$$MTBF = MTTF + MTTR \quad (2.5)$$

Unter dem Begriff der Verfügbarkeit A versteht man die Wahrscheinlichkeit, dass ein reparierbares System zu einem beliebigen Zeitpunkt in funktionsfähigem Zustand angetroffen wird [23]:

$$A = \frac{\text{Zeitdauer im funktionsfähigen Zustand}}{\text{Gesamtzeitdauer}} = \frac{MTTF}{MTBF} \quad (2.6)$$

Die Zuverlässigkeitsanalyse in der Leistungselektronik geschieht üblicherweise mit Hilfe von zeitlich konstanten Ausfallraten innerhalb der in Absatz 2.1.2.3 beschriebenen Nutzungsphase, so dass sich der Mittelwert der ausfallfreien Arbeitszeit $MTTF$ aus dem Kehrwert der Ausfallrate λ ergibt [23]:

$$MTTF \stackrel{\lambda \text{ const.}}{=} \int_0^{\infty} e^{-\lambda t} dt = \frac{1}{\lambda} = MTBF \quad (2.7)$$

In diesem Fall ist der Mittelwert der ausfallfreien Arbeitszeit $MTTF$ gleich dem mittleren Ausfallabstand $MTBF$, der sich per Definition aus dem Kehrwert der Ausfallrate λ ergibt [25].

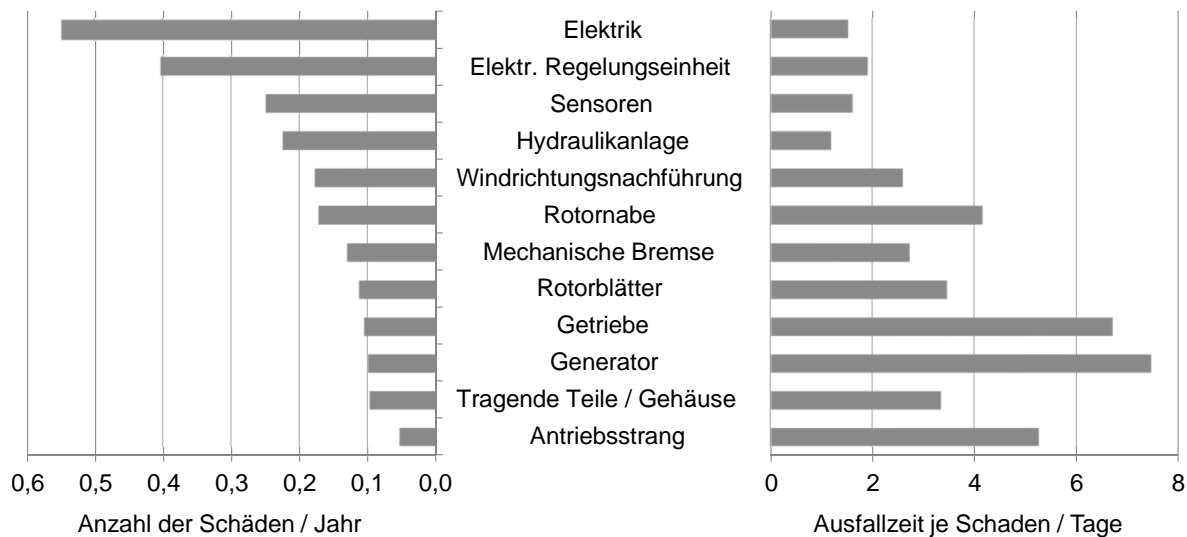


Abb. 2.6: Gegenüberstellung der durchschnittlichen Schadenshäufigkeit und der dadurch bedingten durchschnittlichen Ausfallzeit je Anlagenkomponente [30]

2.1.2.2 Bedeutung für die Anlagenverfügbarkeit

Mit dem Ziel des Erkenntnisgewinns über Ausfallursachen und Ausfallhäufigkeiten beim Betrieb von WEAs wurden in der Vergangenheit diverse Studien mit unterschiedlichem Umfang durchgeführt [26], [27], [28], [29], [30] und ausgewertet [5], [28], [31], [32]. Weiterhin lassen sich auch Studien über die Zuverlässigkeit des elektrischen Umrichtersystems in WEAs [32] oder in anderen Anwendungen [33], [34] auffinden. Da eine ausführliche Zusammenfassung der verschiedenen Datenquellen und eine Auswertung der Statistiken bereits in [MB3] durchgeführt wurde, werden an dieser Stelle nur die wichtigsten Erkenntnisse dargelegt.

Der Anteil der Anlagenausfälle, der auf technische Fehler ohne Einwirkung äußerer Einflüsse wie z.B. Sturm, Blitzschlag oder Netzüberspannungen zurückzuführen ist, kann mit Hinweis auf Variationen je nach Datenquelle auf durchschnittlich ca. 60% [30] beziffert werden. Um einen Eindruck von der Verteilung der Schäden unter den einzelnen Anlagenkomponenten zu bekommen, ist in Abbildung 2.6 links stellvertretend eine Statistik aus [30] gezeigt. Es wird deutlich, dass der Elektrik, die auch das Umrichtersystem inkludiert, die meisten Schäden zuzuschreiben sind. Weitere Statistiken belegen, dass der Anteil des elektrischen Systems an den Ausfallursachen einer WEA mit steigender Anlagenleistung deutlich zunimmt. Als eine der Ursachen lässt sich anführen, dass der Anteil drehzahlvariabler Antriebe sowie direkter Antriebe ohne Getriebe mit steigender Anlagenleistung zunimmt und sich somit die Beanspruchung der Komponenten von der Mechanik auf die Leistungselektronik verlagert, wie bereits in Unterabschnitt 2.1.1 erläutert wurde. Tiefgreifendere Studien zur Zuverlässigkeit des Umrichtersystems lassen weiterhin das Fazit zu, dass die LHL-Ventile, gefolgt von den ZK-Kondensatoren, die ausfallrelevantesten Komponenten eines Umrichters darstellen.

Die in Abbildung 2.6 dargestellte Statistik basiert fast ausschließlich auf Erfahrungswerten von Onshore-WEAs [30]. Die auf der rechten Seite dargestellten durchschnitt-

lichen Ausfallzeiten je Schaden müssen daher vor dem Hintergrund betrachtet werden, dass regelmäßige Wartung und zeitnahe Reparatur im Falle eines Schadens meistens möglich sind. Aus diesem Grund weisen heutige Onshore-Anlagen eine hohe Verfügbarkeit von ca. 95...99 % auf [32]. Anhand der Statistik wird deutlich, dass diejenigen Komponenten mit den längsten Ausfallzeiten in etwa die geringsten Ausfallhäufigkeiten aufweisen und umgekehrt. Das elektrische System hat neben der Hydraulikanlage die geringste Ausfallzeit zu verzeichnen, so dass die hohe Ausfallhäufigkeit im Hinblick auf die Anlagenverfügbarkeit nicht so stark ins Gewicht fällt. Diese Aussage wird durch Umformung der Definitionsgleichung 2.6 deutlich:

$$A = \frac{1}{1 + \frac{MTTR}{MTTF}} \quad (2.8)$$

Der Anteil der WEAs, der in Gegenden mit einer reduzierten Zugänglichkeit errichtet wird, wächst jedoch kontinuierlich an. Dies ist insbesondere dem wachsenden Anteil von Offshore-Anlagen geschuldet, bei denen äußere Einflüsse wie Wellengang oder Sturm dafür sorgen können, dass die Anlage über einen längeren Zeitraum hinweg nicht gewartet oder repariert werden kann. Hinzu kommt die Tatsache, dass aufgrund der wachsenden Anlagenleistungen der finanzielle Schaden im Falle eines Ausfalls immer größer wird. Eine reduzierte Zugänglichkeit würde sich bei allen Komponenten mit einem Anstieg der Ausfalldauer je Schaden äußern. Ein steigender Mittelwert der Reparaturzeit $MTTR$ führt wiederum bei gleichbleibendem Mittelwert der ausfallfreien Arbeitszeit $MTTF$ gemäß Gleichung 2.8 zu einer Senkung der Verfügbarkeit A . Den größten Einfluss auf diese Senkung werden dabei diejenigen Komponenten mit der höchsten Ausfallrate aufweisen, zu dem auch das elektrische Umrichtersystem gehört. Um einer Reduzierung der Verfügbarkeit A infolge eines Anstiegs des Mittelwertes der Reparaturzeit $MTTR$ entgegenzuwirken, ist als Stellschraube nur der Mittelwert der ausfallfreien Arbeitszeit $MTTF$ gegeben. Das bedeutet, dass Strategien gefunden werden müssen, um die Zuverlässigkeit der einzelnen Komponenten der WEA zu erhöhen. Wie bereits begründet besteht insbesondere bei den Komponenten mit den höchsten Ausfallhäufigkeiten Handlungsbedarf. Dabei sind auch die LHL-Ventile des elektrischen Umrichtersystems von großer Bedeutung.

2.1.2.3 Strategien zur Erhöhung der Umrichterzuverlässigkeit

Wie bereits im vorangegangenen Absatz erläutert wurde, kann der Anlagenausfall infolge eines defekten LHL-Ventils im Umrichter zu großen finanziellen Einbußen führen. Vor dem Hintergrund, dass die Leistungselektronik nur einen kleinen Anteil an den Gesamtkosten einer WEA trägt, wobei er in [35] auf ca. 7 % beziffert wird, erscheint ein potentieller Zusatzaufwand zur Minimierung dieser Gefahr als gerechtfertigt. Im Folgenden sollen mögliche Strategien zur Erhöhung der Zuverlässigkeit des Umrichters mit Fokus auf die LHL-Ventile dargestellt und diskutiert werden, wobei für eine zusätzliche Betrachtung der ZK-Kondensatoren auf [MB3] verwiesen sei.

Um die Wirkung der Strategien einschätzen zu können, ist zunächst eine Unterscheidung der möglichen Fehlerarten erforderlich. Üblicherweise können die Phasen der Lebensdauer einer technischen Komponente in drei Abschnitte unterteilt werden, die an-

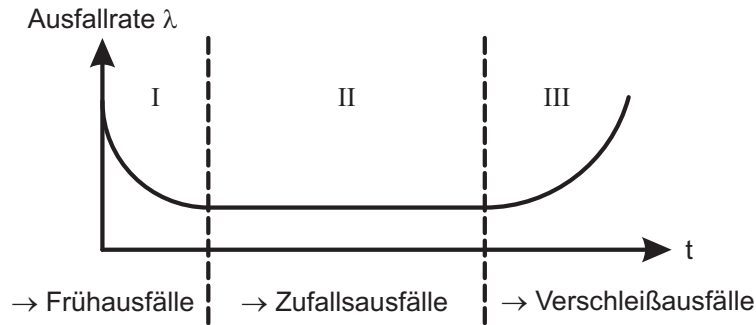


Abb. 2.7: Sogenannte Badewannenkurve: Klassischer Zeitverlauf einer Ausfallrate

hand der sogenannten Badewannenkurve [36] gemäß Abbildung 2.7 deutlich werden. Phase I zu Beginn der Lebenszeit ist dadurch charakterisiert, dass es in verstärktem Maße zu Ausfällen kommen kann, die z.B. auf Fabrikations- oder Materialfehler zurückzuführen sind. Die Gefahr eines solchen Ausfalls reduziert sich jedoch sehr schnell, wodurch die Phase der Frühausfälle durch einen stark abfallenden Verlauf der Ausfallrate gekennzeichnet ist. Anschließend beginnt die Nutzungsphase II mit einem je nach Überschneidung mit den anderen beiden Phasen annähernd konstanten Verlauf der Ausfallrate, in dem es zu sogenannten Zufallsfehlern aufgrund vielfältiger Ursachen kommen kann. Die letzte Phase III ist durch eine ansteigende Ausfallrate aufgrund von Alterung und Verschleiß charakterisiert.

Bevor die konkreten Strategien mit Bezug auf das Umrichtersystem und den LHL-Ventilen im Speziellen diskutiert werden, sollen in diesem Absatz zunächst die generellen Möglichkeiten dargelegt werden. Eine triviale Einflussmöglichkeit zur Senkung der Ausfallraten in allen drei Phasen der Lebensdauer besteht in der Verbesserung der Materialien, der Bauweise und der Herstellungsprozesse. Weiterhin wäre es denkbar, eine Testphase bis zum Anfang von Phase II durchzuführen, um Frühausfälle während des Nutzbetriebs weitestgehend zu vermeiden. Verfahren zum Condition Monitoring haben das Ziel, mit Hilfe von Messungen den Zustand einer Komponente oder eines Systems in Echtzeit zu ermitteln und bei einem Abdriften vom erwarteten Normalzustand rechtzeitig geeignete Gegenmaßnahmen einzuleiten [37]. Wird Condition Monitoring auf ein System angewendet, so kann im Falle eines detektierten Überschreitens von zulässigen Grenzwerten und der Einleitung geeigneter Maßnahmen eine Überlastung von Komponenten verhindert werden. Somit würde auch hier eine Senkung der Ausfallraten in allen drei Phasen der Lebensdauer erfolgen. Sofern messbare Indikatoren zur Feststellung des Alterungszustandes vorhanden sind, können durch Anwendung von Condition Monitoring auf eine Komponente der Eintritt in die Phase III der Verschleißausfälle frühzeitig erkannt und rechtzeitig geeignete Maßnahmen ergriffen werden oder Wartungsstrategien optimiert werden. Ähnliche Optionen wären bei Anwendung von Prognoseverfahren möglich, wobei ein größerer Zeithorizont bei einer geringeren Aussagezuverlässigkeit besteht. Prognoseverfahren haben das Ziel, ausgehend vom aktuellen Alterungszustand eines Systems eine Vorhersage über den Alterungszustand zu einem bestimmten Zeitpunkt in der Zukunft zu machen [37]. Auf die Eigenschaft der Fehlertoleranz, die bei Defekten in allen drei Phasen der Lebensdauer greifen würde, wurde bereits in Absatz 2.1.2.1 näher eingegangen. Sie kann beispielsweise durch redundan-

te Erweiterungen des Systems realisiert werden. Darüber hinaus sind natürlich auch Kombinationen aus den vorgestellten Strategien denkbar.

Im Bereich der LHL-Bauelemente findet in Bezug auf Materialien, Verbindungstechniken und Herstellungsprozesse eine intensive Forschung und permanente Weiterentwicklung, immer vor dem Hintergrund der erforderlichen Kosten, statt [38]. Die Art der Ausfälle von LHLs lässt sich zunächst in Spontanausfälle und Verschleißausfälle einteilen [39]. Spontanausfälle sind unabhängig von der Betriebsdauer und kommen in der Regel durch Überlastungen wie z.B. Übertemperatur, Überspannung, Überstrom oder dynamische Überlastung zustande. Verschleißausfälle hingegen sind eine Folge intrinsischer Fehlermechanismen. Sie sind abhängig von der Betriebsdauer und den Betriebsbedingungen [39]. Bezüglich der Herkunft eines Ausfalls ist zwischen dem Halbleiterchip und dem sogenannten Packaging, also der konstruktiven Integration des Chips in das Bauelement, zu unterscheiden [37], [40]. Ausfälle des Chips, wie z.B. ein Zusammenbruch des Gate-Oxids, kommen in der Regel durch Überlastungen zustande, die wiederum auch eine Folge intrinsischer Fehlermechanismen seitens des Packagings sein können [37]. Die weitaus häufigeren Ausfälle sind dem Packaging zuzuordnen [37]. Die treibende Kraft sind dabei Diskrepanzen zwischen den thermischen Ausdehnungskoeffizienten der verschiedenen Materialien in Verbindung mit den Temperaturschwankungen infolge der Lastzyklen [37]. Bei den IGBTs in Modul-Bauweise sind die häufigsten Verschleißausfälle auf die Alterungsmechanismen der zwei wesentlichen Schwachstellen zurückzuführen, nämlich auf das Ablösen der Bondverbindungen und auf die thermomechanische Ermüdung der Lotverbindungen [41]. Die Wahrscheinlichkeit für einen Verschleißausfall ist bei Presspack-Bauteilen hingegen aufgrund des Fehlens von Bonddrähten und der Möglichkeit einer doppelseitigen Kühlung deutlich niedriger [37]. Dafür kann es hier infolge von chemischen Vorgängen zwischen dem Kühlmittel und den leitenden Schichten zu Materialermüdung kommen [37].

Condition Monitoring für ein elektrisches Umrichtersystem zielt darauf ab, die oben genannten Überlastungserscheinungen zu vermeiden, um Spontanausfälle bei den beteiligten Komponenten zu vermeiden. In Bezug auf die LHL-Ventile sind insbesondere thermische Überlastungen von zentraler Bedeutung [42]. Darüber hinaus ist es jedoch auch möglich, die Zyklenbelastung mit Hilfe eines thermischen Managementsystems zu reduzieren, um somit den Eintritt in die Phase der Verschleißausfälle hinauszuzögern [43]. Die zum Condition Monitoring des Umrichters zugeordneten Verfahren können jedoch meist nicht als universell angesehen werden, sondern müssen individuell im Zusammenhang mit dem jeweiligen Anwendungshintergrund betrachtet werden [43].

Das Ziel beim Condition Monitoring für die LHL-Ventile besteht darin, sich anbahnende Verschleißausfälle im Vorfeld zu erkennen, um einerseits größere Folgeschäden am Umrichter zu vermeiden und andererseits rechtzeitig geeignete Maßnahmen einleiten zu können, wie z.B. eine Reduzierung der Leistung [37]. Ausfälle des Chips sind weitestgehend irrelevant in Bezug auf Verfahren zum Condition Monitoring, da sie meist durch Spontanausfälle zustande kommen, deren Vorhersage nicht möglich ist [37]. Im Gegensatz zu den Presspack-Bauteilen, bei denen es nur eine geringe Wahrscheinlichkeit für Ausfälle aufgrund des Packagings gibt, ist Condition Monitoring bei der Modul-Bauweise Gegenstand viel beachtetem Interesse und ausgiebiger Forschung [37]. Auch

wenn keine Hinweise über einen bereits erfolgenden Einsatz in der Praxis gefunden werden konnten, liefert die Forschung jedoch einige vielversprechende Ansätze. Hier werden insbesondere die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung als Indikator für das Ablösen der Bondverbindungen sowie der thermische Widerstand zwischen Sperrschicht und Kühlkörper als Indikator für die Ermüdung der Lotverbindungen als vielversprechend angesehen [37], [41], [44], [45]. Dabei stellen die Methodik zur Messung von Größen, die im laufenden Umrichterbetrieb schwierig oder sogar nur indirekt zu erfassen sind, und die erforderliche hohe Messgenauigkeit aufgrund der geringen Veränderungen der Indikationsparameter zwei der größten Herausforderungen dar [37], [45].

Ebenso wie beim Condition Monitoring stehen auch im Bereich Prognose wieder die LHL in Modul-Bauweise im Mittelpunkt. Hier wurden in der Vergangenheit mit dem Ziel einer Abschätzung der Lebensdauer verschiedene Modelle entwickelt, wie z.B. das Coffin-Manson-Modell oder das LESIT-Modell [46]. Eines der heutzutage exaktesten Vorhersagemodelle ist das sogenannte CIPS2008-Modell [47], welches noch weitere Größen in die Abschätzung mit einfließen lässt, die einen erwiesenen Einfluss auf die Lebensdauer ausüben [46]. Neben der Tatsache, dass diese Modelle nur auf die Vorhersage von Verschleißausfällen abzielen können, besteht zudem auch immer eine gewisse Ungenauigkeit. Diese ist vor allem der Diskrepanz zwischen den real auftretenden und den für die Berechnung zu Grunde gelegten Lastzyklen geschuldet. Hier besteht insbesondere beim Anwendungsgebiet einer realen WEA eine große Herausforderung, da die Lastzyklen von den Windgeschwindigkeiten beeinflusst werden, die über einen langen Zeitraum von mehreren Jahren nur geschätzt werden können [48].

Fehlertoleranter Betrieb lässt sich bei einem Umrichtersystem generell durch Ausnutzung hardwareseitiger Redundanz ermöglichen. Bei einigen Umrichtertypen kann bereits ein gewisses Maß an natürlicher Redundanz enthalten sein. In den meisten Fällen sind jedoch zusätzliche Modifikationen zur Schaffung von Redundanz erforderlich. Um die fehlertoleranten Eigenschaften beurteilen zu können, ist immer die Wirkung der Modifikationen für jeden möglichen Fehlerfall in den einzelnen Ventilen separat zu analysieren, wobei z.B. die maximal mögliche Leistung im Notbetrieb ein wichtiges Kriterium darstellt. Für den gewöhnlichen 2L-Umrichter wurde in der Vergangenheit eine Reihe unterschiedlicher Topologien entwickelt und veröffentlicht. Bei einigen wird im Falle eines Fehlers die fehlerhafte Ausgangsphase mit dem Nullpunkt des Umrichters verbunden, so dass der Betrieb noch mit reduzierter Leistung aufrechterhalten werden kann [49]. Weitere Topologien nutzen in Verbindung mit Drehstromantrieben den Nullleiter der Maschine, sofern dieser zugänglich ist, um ihn im Fehlerfall mit dem Nullpunkt des Umrichters zu verbinden [50], [51] oder über eine redundante Zusatzhalbbrücke ansteuern zu können [52], so dass auch hier eine reduzierte Leistung in Kauf genommen werden muss. Eine Beibehaltung der maximal möglichen Leistung ließe sich neben einer Parallelschaltung ganzer Umrichtermodule [53] durch Bereitstellung einer redundanten Zusatzhalbbrücke ermöglichen, die im Falle eines Fehlers die fehlerhafte Halbbrücke substituiert [54]. In Bezug auf ML-Umrichter sind die Möglichkeiten aufgrund der höheren Anzahl an Ventilen, Raumzeigern und Schaltzuständen noch vielfältiger [55]. Darauf sei an dieser Stelle jedoch nicht weiter eingegangen, da die Möglichkeiten in Bezug auf den 3L-NPC-Umrichter in Kapitel 3 noch eingehend untersucht werden. Es ist jedoch hervorzuheben, dass zur Realisierung von fehlertolerantem

Betrieb ebenfalls die Fehlerisolierung und die Rekonfiguration, also der Umschaltvorgang vom Normal- in den Notbetrieb, wichtige Aspekte in Bezug auf die Schaltungstopologie darstellen. Zudem sind Verfahren zur Fehlerdetektion unabdingbar, um die Eigenschaft der Fehlertoleranz überhaupt erst nutzen zu können.

Von allen betrachteten Strategien zur Erhöhung der Zuverlässigkeit des elektrischen Umrichtersystems ist der fehlertolerante Betrieb die einzige, die nicht nur auf die Verhinderung eines möglichen LHL-Defektes abzielt, sondern eine konkrete Lösungsmöglichkeit im Falle eines bereits erfolgten Schadens anbietet. Weiterhin ist dies die einzige Strategie, die eine Wirkung gegenüber Ausfällen in allen drei Phasen der Lebensdauer entfalten kann, sofern keine schwerwiegenden Folgeschäden die Fortführung des Betriebs verhindern. Aus diesen Gründen wird der fehlertolerante Betrieb insbesondere im Hinblick auf den Einsatz in WEAs als vielversprechende Alternative zu Condition Monitoring und Prognoseverfahren beurteilt und in dieser Arbeit näher untersucht.

2.2 Zielsetzung und Randbedingungen

Die Zielsetzung dieser Arbeit besteht im Wesentlichen in der Beantwortung der folgenden Fragen im Rahmen wissenschaftlicher Untersuchungen:

- Welche technischen Möglichkeiten bestehen, um ein 3L-NPC-Vollumrichtersystem in einer WEA mit der Eigenschaft der Fehlertoleranz gegenüber Ausfällen von Leistungshalbleiterventilen auszustatten?
- Wie groß ist ihr Nutzen in qualitativer und quantitativer Hinsicht, insbesondere in Hinblick auf die Erhöhung der Zuverlässigkeit unter Berücksichtigung des Mehraufwandes bezüglich Kosten und praktischer Umsetzbarkeit?
- Welche Variante(n) erweist (erweisen) sich dabei als die vielversprechendste(n)?
- Welche Besonderheiten ergeben sich im Vergleich zum klassischen 3L-NPC-Vollumrichtersystem, insbesondere bei der Ansteuerung?

Zur Beantwortung dieser Fragen ist als Basis für die Betrachtungen zunächst die Festlegung einiger grundlegender Randbedingungen in Bezug auf die Topologie des Gesamtsystems, relevante Kenngrößen und Vorgaben zur Fehlertoleranz unabdingbar. Alle Randbedingungen sind auch in Anhang 10.3.2 in einer Übersicht aufgelistet, wobei die Angabe der Seitenzahl den Bezug zur entsprechenden Textstelle herstellt. Dabei sind nur Angaben aufgeführt, die für diese Arbeit eine Relevanz haben. Es sei darauf hingewiesen, dass in diesem Abschnitt nur die grundlegenden Randbedingungen auf Basis der bislang dargestellten Grundlagen vorgegeben werden. Weiterführende Randbedingungen werden erst im Kontext des jeweiligen Themenabschnittes festgelegt, da sie einer Darlegung weiterer Grundlagen bedürfen. Weiterhin sei betont, dass die Festlegung von Randbedingungen in dieser Arbeit lediglich eine sinnvolle Basis für die Untersuchungen gewährleisten soll, wie z.B. für den Vergleich von Umrichtertopologien oder Ansteuerungsverfahren, aber nicht die Optimierung von Auslegungsparametern, wie beispielsweise der ZK-Kapazitäten, das Ziel ist.

Da für steigende Anlagenleistungen ein Trend hin zu drehzahlvariablen Antriebskonzepten mit Synchrongenerator und Volleistungsumrichter festzustellen ist, wie in Absatz 2.1.1.1 dargelegt wurde, soll ein derartiges Antriebskonzept gemäß Abbildung 2.3 die Basis der Betrachtungen in dieser Arbeit sein. Als Generatortyp wird eine PMSM angenommen, da sie bei rotierendem Rotor aufgrund ihrer permanenten Erregung durch die Dauermagneten immer eine Klemmenspannung aufweist, die nur durch Feldschwächung beeinflusst werden kann. Im Hinblick auf LL-Fehler und im Hinblick auf die Trennung von möglicherweise nach Eintritt eines KS-Fehlers entstehenden KS-Pfaden mit Hilfe einer Fehlerisolierung im Rahmen des Rekonfigurationsvorganges wird sie daher als problematischster Generatortyp angesehen.

Da sich der 3L-NPC-Vollumrichter für den gewählten Antriebtyp in Absatz 2.1.1.2 als vielversprechendster und am häufigsten verwendeter Umrichtertyp herausgestellt hat, wird er in dieser Arbeit zentraler Gegenstand der Untersuchungen sein. Es wird angenommen, dass der Umrichter wie üblich über einen 3,3kV-Anschluss und ein Netzfilter am Mittelspannungsnetz mit einer Netzfrequenz von 50 Hz betrieben wird. Als repräsentativer Wert für die geforderte Wirkleistungsabgabe am Netzanschlusspunkt (PCC = Point of Common Coupling) werden 6 MW zu Grunde gelegt. Als LHL-Ventile werden IGBTs in Presspack-Bauweise angenommen. Es sei aber darauf hingewiesen, dass viele grundlegende Erkenntnisse auch bei der Verwendung von IGCTs Gültigkeit haben, wobei leichte Unterschiede insbesondere bei der Zuverlässigkeits- und Kostenanalyse aufgrund möglicherweise anderer Ausfallraten und Kostenfaktoren zu erwarten sind.

In dieser Arbeit wird ausschließlich die Fehlertoleranz gegenüber Fehlern in den LHL-Ventilen betrachtet. Dabei werden der Kurzschluss (KS) und der Leerlauf (LL) als die beiden einzigen Fehlerarten angesehen, in die letztlich alle möglichen Ausfallmechanismen eines Ventils münden. Sie schließen auch den Fall einer defekten Ansteuerung durch den Gate-Treiber ein. Presspack-Bauteile haben zwar die Eigenschaft, im Falle eines Defektes ohne große Gefahr von Folgeschäden am Umrichter meistens in den KS-Zustand überzugehen [7], [18], [19]. Weiterhin wäre auch ein Einsatz spezieller Gate-Treiber, die im Fehlerfall ein positives Gate-Signal bereitstellen können [56], denkbar. Dennoch wird in dieser Arbeit nicht nur Fehlertoleranz gegenüber KS-Fehlern, sondern auch gegenüber LL-Fehlern anvisiert, da diese trotz möglicher Vorkehrungen aufgrund der Vielzahl an möglichen Fehlerursachen niemals ausgeschlossen werden können. Zudem soll eine generelle Übertragbarkeit der Erkenntnisse über fehlertoleranten Betrieb beim 3L-NPC-Umrichter auch auf die Modulbauweise, bei der LL-Fehler infolge von abgelösten Bonddrähten häufiger anzutreffen sind, möglich sein.

Es ist das erklärte Ziel, im gesamten 3L-NPC-Vollumrichter insgesamt einen einzigen Fehler der beiden genannten Arten in einem beliebigen LHL-Ventil tolerieren zu können, ohne dabei Einbußen hinsichtlich der maximal möglichen Leistung hinnehmen zu müssen. Neben der Vorgabe, dass der Zugang zum Sternpunkt der Maschine nicht als gegeben vorausgesetzt wird, ist die Beibehaltung der Leistung ein weiterer Grund dafür, dass fehlertolerante Varianten, die vom Sternpunkt der Maschine Gebrauch machen, nicht in den Untersuchungen berücksichtigt werden. Als Voraussetzung wird hingegen angesehen, dass keine Folgeschäden auftreten, die eine Aufrechterhaltung des Betriebs verhindern.

2.3 Beitrag der Arbeit

In der Vergangenheit wurden zahlreiche fehlertolerante Topologien auf Basis des 3L-NPC-Umrichters entwickelt und publiziert. In der großen Mehrheit dieser Veröffentlichungen stehen die generelle Schaltungstopologie und die generelle Ansteuerung im Normal- und Notbetrieb sowie während des Rekonfigurationsvorganges im Vordergrund. Es existieren jedoch nur wenige Veröffentlichungen, die auf einen konkreten Anwendungsbezug abzielen und den Nutzen der fehlertoleranten Topologie im Hinblick auf das Hauptziel, nämlich einer Erhöhung der Zuverlässigkeit, quantifizieren.

In dieser Arbeit wird erstmals eine umfangreiche Untersuchung von fehlertoleranten 3L-NPC-Topologien vor dem Anwendungshintergrund einer WEA präsentiert. Dazu werden zunächst die bekannten Topologien zusammengetragen und teilweise durch Modifikation oder Kombination zu neuen Topologien weiterentwickelt. Die anschließenden Untersuchungen zielen primär darauf ab, den Einfluss der fehlertoleranten Eigenschaften der einzelnen Topologien auf die Erhöhung der Zuverlässigkeit zu untersuchen. Dabei wird für viele der Topologien zum ersten Mal die Herleitung einer Zuverlässigkeitsfunktion durchgeführt. Neu ist dabei insbesondere auch die Ausweitung der Betrachtungen auf das gesamte Vollumrichtersystem. Um weiterhin den Gewinn an Zuverlässigkeit mit den dafür erforderlichen Kosten in Relation zu stellen, wird in dieser Arbeit mit dem Gütefaktor der Zuverlässigkeit RFM eine neue Größe definiert und verwendet. Die dafür erforderlichen Kostenfaktoren wurden anhand einer eigens durchgeführten Studie der Marktpreise ermittelt. Zwei neuartige Vollumrichterkonzepte, die aus Teilen bekannter Topologien bestehen, gehen aus der Analyse, der Bewertung und dem Vergleich als diejenigen hervor, die für den Einsatz in WEAs unter den gegebenen Randbedingungen am geeignetsten und sinnvollsten erscheinen. Dabei stellt insbesondere eines der beiden Konzepte aufgrund der Fähigkeit einer von den Basishalbbrücken entkoppelten Ausbalancierung der Neutralpunktspannung zusätzliche Vorteile für den Normalbetrieb in Aussicht. Die Ansteuerung des Umrichters mit dieser Zusatzhalbbrücke war bereits Thema einiger weniger Veröffentlichungen. In Anlehnung an die dort vorgestellten Erkenntnisse und auf Basis neuer Überlegungen wird in dieser Arbeit ein Ansteuerungsverfahren für die Zusatzhalbbrücke entwickelt und erstmals in Theorie, Simulation und Praxis untersucht. Dabei wird in dieser Arbeit auch zum ersten Mal der tatsächliche Nutzen der Zusatzhalbbrücke für den Normalbetrieb vor dem Hintergrund des Einsatzzweckes in einer WEA analysiert. Die praktischen Untersuchungen wurden mit Hilfe eines für diesen Zweck eigenständig konzipierten und aufgebauten Laborteststandes vorgenommen. Zuletzt werden die beiden neuartigen fehlertoleranten Umrichterkonzepte im Hinblick auf Fehlerdetektion und Rekonfiguration näher betrachtet, wobei erstmalig Strategien zur Fehlerdetektion für die Zusatzhalbbrücken vorgestellt werden.

Auf Seite 169 ist die Liste eigener Veröffentlichungen dargelegt. Dabei sind zwei Publikationen anderen Themengebieten aus den Bereichen Regelungstechnik [MB1] und Schaltungstechnik [MB2] gewidmet. In [MB3] wird mit einer Motivation, einem Überblick zum Stand der Technik und einer Diskussion von Strategien zur Erhöhung der Zuverlässigkeit von Umrichtern in WEAs die Basis für den Einstieg in das Themengebiet gelegt. Teile davon wurden in Unterabschnitt 2.1.2 aufgegriffen. [MB4] stellt die

Ergebnisse dar, die bei der Untersuchung von Verfahren zur Fehlerfrüherkennung und Lebensdauerprognose von LHL-Modulen anhand eines selbst konzipierten und aufgebauten Lastwechselteststandes entstanden sind. Diese Ergebnisse werden in der vorliegenden Arbeit jedoch nicht aufgegriffen, da der fehlertolerante Betrieb im Mittelpunkt steht. Diesbezüglich fasst [MB5] die wichtigsten theoretischen Ergebnisse aus der Untersuchung, der Bewertung und dem Vergleich der unterschiedlichen Topologien zusammen. Es sei jedoch darauf hingewiesen, dass eine der dort vorgestellten Topologien (Top. mit 3L-FC-basierter Zusatzhalbbrücke) im Vergleich zu den Ausführungen in dieser Arbeit geringfügig modifiziert wurde, so dass hier leichte Abweichungen im Hinblick auf Kostenfaktoren und Zuverlässigkeitsberechnungen bestehen.

2.4 Zusammenfassung des Kapitels

In diesem Kapitel wurde zunächst unter Darlegung der erforderlichen Grundlagen die Problemstellung verdeutlicht. Im Folgenden werden die wichtigsten Erkenntnisse kurz zusammengestellt:

- Für steigende Anlagenleistungen, insbesondere in Hinblick auf den Offshore-Einsatz, ist ein Trend hin zu Antriebskonzepten mit Synchrongenerator und Vollleistungsumrichter zu erkennen.
- Für derartige Antriebe erscheint der 3L-NPC-Vollumrichter als vielversprechendste und am häufigsten anzutreffende Umrichtertopologie.
- Die Auswertung von Ausfallstatistiken zeigt, dass die LHL-Ventile im Vergleich zu anderen Komponenten einer WEA eine relevante Ausfallrate aufweisen und somit für die Anlagenverfügbarkeit infolge reduzierter Zugänglichkeit immer bedeutender werden.
- Im Gegensatz zu parallel geschalteten 2L-Umrichtermodulen würde ein defektes LHL-Ventil beim 3L-NPC-Umrichter aufgrund fehlender Hardware-Redundanz zu einem Ausfall des Umrichters und somit der gesamten Anlage führen.
- Fehlertoleranter Betrieb stellt somit insbesondere beim 3L-NPC-Umrichter eine vielversprechende Strategie dar, um die Zuverlässigkeit des elektrischen Umrichtersystems zu erhöhen.

Auf Basis dieser Erkenntnisse wurden dann die Ziele dieser Arbeit unter Vorgabe von Randbedingungen definiert. Anschließend wurde der Beitrag dieser Arbeit offengelegt und von bereits existierenden wissenschaftlichen Veröffentlichungen abgegrenzt.

3 Vergleich fehlertoleranter Umrichtertopologien

In diesem Kapitel sollen die technischen Möglichkeiten, um das elektrische Umrichtersystem einer WEA unter den gegebenen Randbedingungen mit der Eigenschaft der Fehlertoleranz auszustatten, dargelegt und untersucht werden. Ihr Nutzen soll qualitativ und quantitativ analysiert werden, wobei insbesondere der Einfluss auf die Zuverlässigkeit und der Mehraufwand hinsichtlich Kosten und praktischer Umsetzbarkeit im Fokus stehen sollen. Anhand ausgewählter Kriterien sollen die vielversprechendsten Topologien herausgearbeitet werden. Dazu startet Abschnitt 3.1 zunächst mit den erforderlichen Grundlagen zum 3L-NPC-Umrichter. Bevor dann in Abschnitt 3.3 die technischen Möglichkeiten zur Fehlertoleranz dargestellt, analysiert, bewertet und verglichen werden, gibt Abschnitt 3.2 Kriterien als Bewertungsgrundlage vor. Abschnitt 3.4 fasst die wichtigsten Ergebnisse zusammen.

3.1 Grundlagen zum 3L-NPC-Umrichter

3.1.1 Topologie und Schaltzustände

Die erste Veröffentlichung zum 3L-NPC-Umrichter geht mit [57] auf das Jahr 1981 zurück. Seine Topologie inklusive der in dieser Arbeit verwendeten Notation ist in Abbildung 3.1 dargestellt. Sie besteht aus 12 LHL-Ventilen $S_{x1} \dots S_{x4}$ mit jeweils antiparalleler Freilaufdiode $D_{x1} \dots D_{x4}$ und 6 Clamping Dioden D_{x5}, D_{x6} . Dabei steht

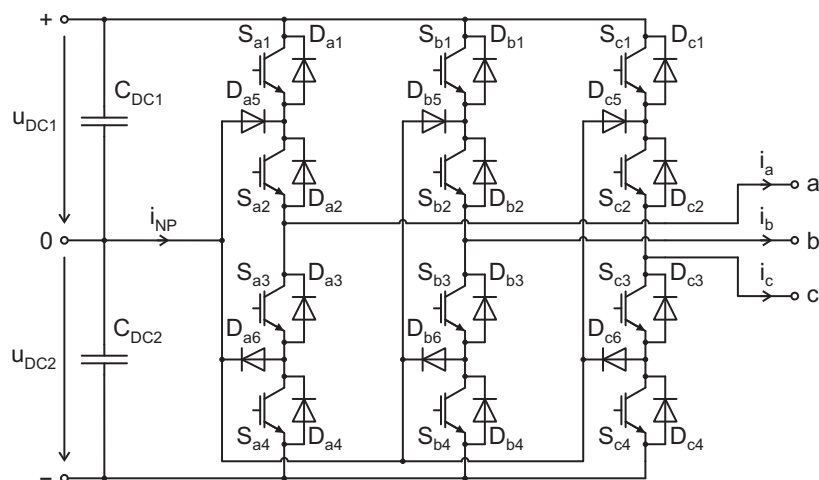


Abb. 3.1: Topologie des 3L-NPC-Umrichters mit hier verwendeter Notation

SZ	$u_{x,L0}$	S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}
+	$\frac{U_{DC}}{2}$	1	1	0	0
0	0	0	1	1	0
-	$-\frac{U_{DC}}{2}$	0	0	1	1

Tab. 3.1: Schaltzustände für eine 3L-NPC-Halbbrücke

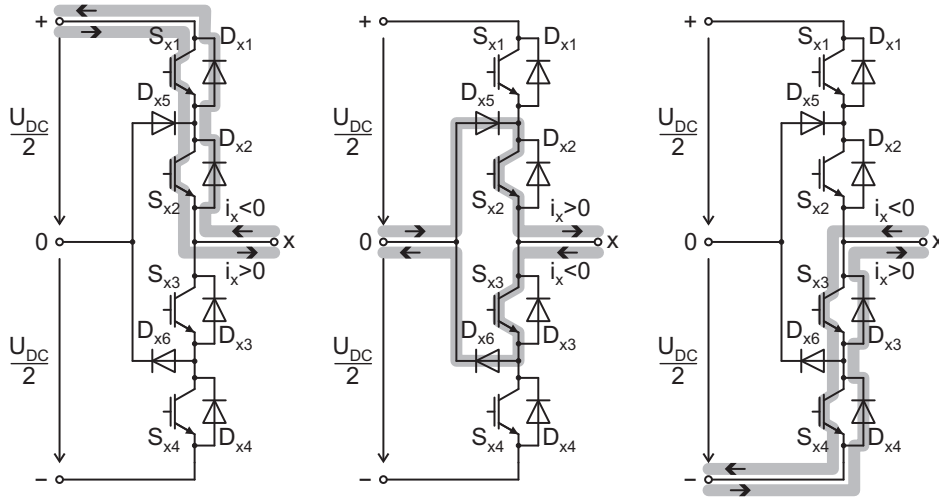


Abb. 3.2: Strompfade in einer 3L-NPC-Halbbrücke für die 3 Schaltzustände + (links), 0 (Mitte) und - (rechts)

$x \in \{a, b, c\}$ stellvertretend für eine Phase. S_{x1} und S_{x4} werden als äußere, S_{x2} und S_{x3} als innere Ventile bezeichnet. Im Gegensatz zum 2L-Umrichter, bei dem jede Phase entweder auf positives oder negatives ZK-Potential (+ oder -) gezogen werden kann, steht beim 3L-NPC-Umrichter mit dem Neutralpunkt (NP) noch ein weiteres Potential 0 zur Verfügung. Bei ideal ausbalanciertem NP-Potential teilt sich die ZK-Spannung U_{DC} symmetrisch auf die beiden ZK-Kondensatoren $C_{DC1} = C_{DC2}$ auf:

$$u_{DC1} = u_{DC2} = \frac{U_{DC}}{2} \quad (3.1)$$

Tabelle 3.1 zeigt die zur Realisierung der 3 Schaltzustände (SZ) erforderliche Ansteuerung der Ventile. Dabei ist ein geschlossenes Ventil durch 1 und ein offenes Ventil durch 0 gekennzeichnet. Abbildung 3.2 veranschaulicht die physikalischen Strompfade in einer einzelnen Halbbrücke. Die Verläufe der gepulsten Ausgangsspannung sind zusammen mit ihrer Grundschwingungskomponente beispielhaft in Abbildung 3.3 dargestellt. Auf die Pulsmustergenerierung wird im Rahmen von Kapitel 4 näher eingegangen. Die Wahl des NPs als Bezugspotential 0 für die Ausgangsleiterspannung der Phasen a und b führt zu folgender Berechnung für die verkettete Ausgangsspannung:

$$u_{ab,LL} = u_{a,L0} - u_{b,L0} \quad (3.2)$$

Es ist zu sehen, dass diese eine Stufigkeit von 5 aufweist und somit im Vergleich zum 2L-Umrichter 2 zusätzliche Spannungsstufen bietet, was die in Absatz 2.1.1.2 genann-

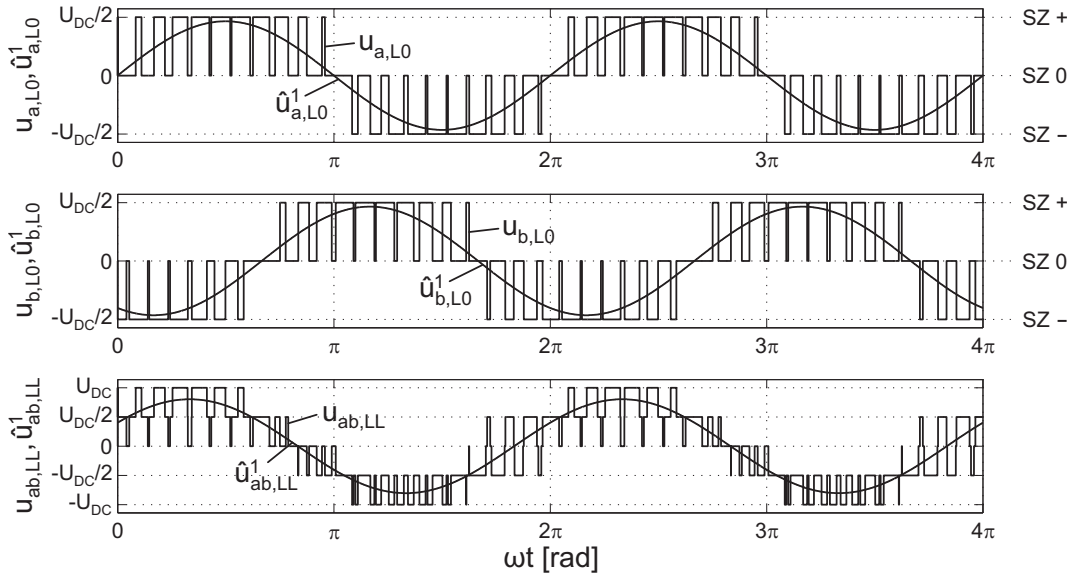


Abb. 3.3: Beispielhafte Verläufe der gepulsten Umrichterausgangsspannungen und ihrer Grundschwingungskomponente in einem 3L-NPC-Umrichter: Leiter-Null-Spannungen Phase a (oben), Phase b (Mitte), verkettet (unten)

ten Vorteile mit sich bringt. Anhand der Verläufe können ebenfalls die Nachteile des 3L-NPC-Umrichters nachvollzogen werden. Eine ausbalancierte NP-Spannung ist die Grundvoraussetzung für den Betrieb des Umrichters. Schwankungen der NP-Spannung schlagen sich negativ auf die Qualität der Ausgangsspannungen, aber auch auf die erforderliche Spannungsfestigkeit der Ventile und ZK-Kondensatoren nieder. Die Aufgabe der NP-Balancierung kann heutzutage zwar weitestgehend als gelöst angesehen werden [58], allerdings erfordert sie zusätzliche Maßnahmen bei der Modulation und somit Abstriche im Hinblick auf andere Optimierungsziele [59], [60]. Diese Thematik wird in Absatz 4.1.4.3 ausführlicher behandelt. Ein weiterer Nachteil ergibt sich in Folge der Schalthandlungen. Um höhere Schaltverluste und eine größere Spannungsbelastung der Ventile infolge der Kommutierung bei 4 schaltenden Ventilen je Halbbrücke zu vermeiden, werden direkte Übergänge zwischen SZ + und – umgangen [61]. Das bedeutet, dass zwischen SZ + und 0 bzw. SZ 0 und – geschaltet wird, wie es auch aus den Verläufen der Leiter-Null-Spannungen hervorgeht. Daher kommt es zu einer un-symmetrischen Aufteilung der Schalt- und Durchlassverluste zwischen den äußeren und inneren Ventilen einer Halbbrücke [62], [63]. Abhilfe ließe sich durch Erweiterung auf einen ANPC-Umrichter schaffen, bei dem durch Austausch der Clamping-Dioden gegen schaltende Ventile mit antiparalleler Freilaufdiode zusätzliche Freiheitsgrade entstehen, die zur Symmetrierung der Verluste genutzt werden können [21], [62].

3.1.2 Kommutierung und Verluste

Als Kommutierung bezeichnet man den Vorgang, der beim Schalten der Ventile zu einer kurzen Überlappung der Stromführungszeiten in den Ventilzweigen führt [64]. Die Kommutierungsvorgänge bei der 3L-NPC-Topologie werden im Folgenden beispielhaft für den Übergang zwischen SZ 0 und + bzw. umgekehrt für positiven Phasenstrom

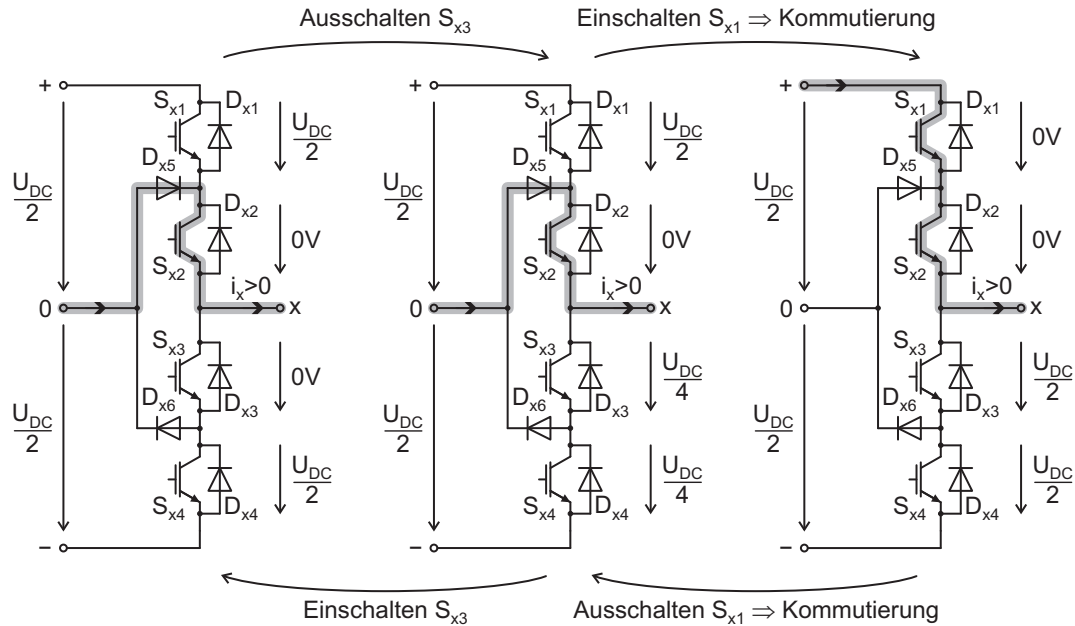


Abb. 3.4: Kommutierung in einer 3L-NPC-Halbbrücke zwischen den Schaltzuständen 0 und + bei positivem Phasenstrom (Durchlassverluste vernachlässigt)

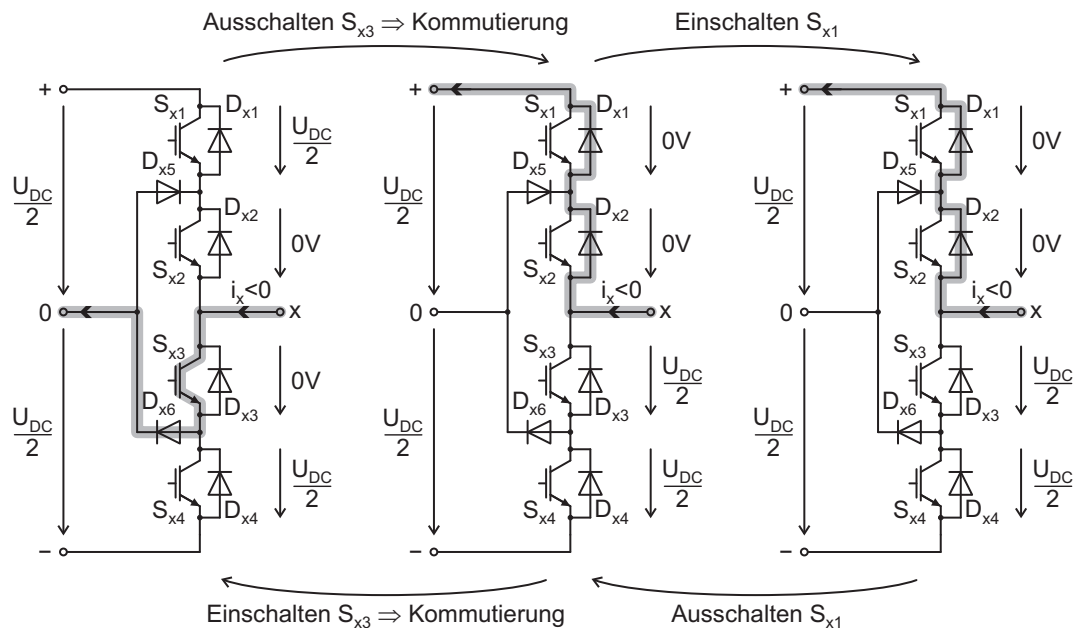


Abb. 3.5: Kommutierung in einer 3L-NPC-Halbbrücke zwischen den Schaltzuständen 0 und + bei negativem Phasenstrom (Durchlassverluste vernachlässigt)

anhand von Abbildung 3.4 und für negativen Phasenstrom anhand von Abbildung 3.5 dargestellt und erläutert. Dazu wird angenommen, dass sich die ZK-Spannung symmetrisch auf die ZK-Kondensatoren aufteilt. Weiterhin wird vorausgesetzt, dass sich die Spannung über den beiden oberen bzw. beiden unteren Ventilen im gesperrten Zustand symmetrisch aufteilt. Dies lässt sich in der Praxis entweder durch zu den inneren Ventilen parallelgeschaltete Symmetrierungswiderstände [21] oder durch äußere LHL mit einem geringeren Kollektor-Emitter-Reststrom als die inneren LHL erreichen [61].

	SZ	S_{x1}	D_{x1}	S_{x2}	D_{x2}	S_{x3}	D_{x3}	S_{x4}	D_{x4}	D_{x5}	D_{x6}
$i_x > 0$	+	●		●							
	$+ \leftrightarrow 0$	○								○	
	0			●						●	
	$0 \leftrightarrow -$			○					○		
	-						●		●		
$i_x < 0$	+		●		●						
	$+ \leftrightarrow 0$		○			○					
	0					●					●
	$0 \leftrightarrow -$							○			○
	-					●		●			

Tab. 3.2: Durchlassverluste (●) und Schaltverluste (○) in einer 3L-NPC-Halbbrücke

Die Halbbrücke befinde sich bei positivem Phasenstrom zunächst im SZ 0. Über den äußeren Ventilen liegt jeweils die halbe ZK-Spannung an. Dann werde S_{x3} ausgeschaltet, wobei die Berücksichtigung einer Totzeit den Übergang des LHLs in seinen vollständigen Sperrzustand gewährleisten soll. Die halbe ZK-Spannung teilt sich nach diesem Vorgang über die beiden unteren Ventile auf. Sobald S_{x1} eingeschaltet wird, beginnt die Kommutierung des Stroms von der Clamping-Diode D_{x5} auf das Ventil S_{x1} . Danach ist der SZ + erreicht und die ZK-Spannung teilt sich auf die beiden unteren Ventile auf. Im umgekehrten Fall für den Übergang von SZ + nach 0 wird die Kommutierung des Stroms von S_{x1} auf D_{x5} durch Ausschalten von S_{x1} eingeleitet, wobei auch hier wieder eine Totzeit berücksichtigt wird. Die Kommutierung beim Schaltvorgang von SZ 0 nach + bei negativem Phasenstrom beginnt mit dem Ausschalten von S_{x3} . Der Strom wird in diesem Fall gezwungen, von Ventil S_{x3} und Clamping-Diode D_{x6} auf die antiparallelen Dioden D_{x1} und D_{x2} abzukommutieren. Die ZK-Spannung teilt sich danach auf die beiden unteren Ventile auf. Das Einschalten des Ventils S_{x1} nach Ablauf der Totzeit zum Erreichen von SZ + hat hier keinen weiteren Einfluss. Die Übergänge zwischen SZ 0 und - laufen analog ab und werden an dieser Stelle nicht weiter ausgeführt.

Es ist herauszuheben, dass alle Ventile und Dioden auch während des Kommutierungsvorganges in der theoretischen Betrachtung keiner höheren als der halben ZK-Spannung ausgesetzt werden. Der maximale Strom, der durch Ventile und Dioden fließt, ist der maximale Phasenstrom. Diese Parameter sind somit für die Auslegung der LHL maßgebend [21].

In Tabelle 3.2 sind die Durchlassverluste und Schaltverluste, die in den jeweiligen Schalt- und Übergangszuständen einer 3L-NPC-Halbbrücke auftreten, zusammengefasst. Durchlassverluste treten jeweils im stationären Zustand in den leitenden Bauelementen auf. Dabei sei darauf hingewiesen, dass die Durchlassverluste in den Abbildungen 3.4 und 3.5 durch Angabe einer Spannung von 0 V über den leitenden Ventilen zur Vereinfachung vernachlässigt wurden. Die Schaltverluste resultieren aus der Kommutierung und den endlichen Übergangszeiten zwischen dem leitenden und sperrenden Zustand der Bauelemente beim Schalten von Ventilen. Sie setzen sich aus den Ein- und

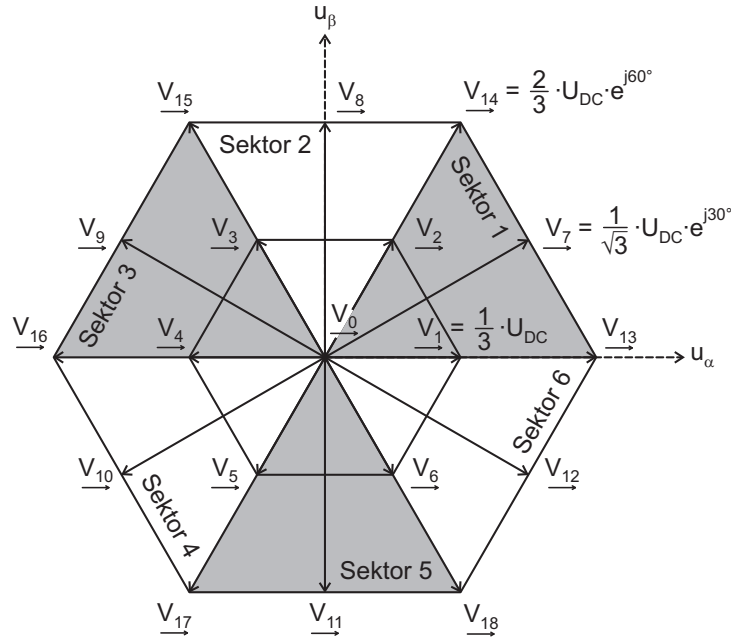


Abb. 3.6: Basis-Spannungsraumzeiger des 3L-NPC-Umrichters

Ausschaltverlusten der Bauelemente zusammen, wobei dies per Definition Ventile und Dioden einschließt [65]. Trotz der Beteiligung von 4 Bauelementen an den Kommutierungsvorgängen ergeben sich nur Schaltverluste in jeweils 2 Bauelementen. So treten etwa beim Übergang von SZ 0 nach + bei positivem Phasenstrom Ausschaltverluste aufgrund des Diodenrückstroms in D_{x5} und Einschaltverluste in S_{x1} auf. Im umgekehrten Fall beim Übergang von SZ + nach 0 ergeben sich Ausschaltverluste in S_{x1} und Einschaltverluste in D_{x5} , wobei Letztere in Dioden weitaus geringer sind [65].

3.1.3 Spannungsraumzeiger

Ein 3-phasiger 3L-NPC-Umrichter besitzt $3^3 = 27$ unterschiedliche Schaltzustände [62]. Die dazugehörigen Umrichterausgangsspannungen können bei einem System ohne Nullleiter mit Hilfe des komplexen Drehoperators $\underline{a} = e^{j2\pi/3}$ auf folgende Weise in die Raumzeigerdarstellung (RZ-Darstellung) überführt werden [61], wobei α die reelle und β die imaginäre Achse der komplexen RZ-Ebene kennzeichnet:

$$\begin{aligned} \underline{V} &= \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot [u_{a,L0} + \underline{a} \cdot u_{b,L0} + \underline{a}^2 \cdot u_{c,L0}] \\ &= \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{a,L0} \\ u_{b,L0} \\ u_{c,L0} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Es ergeben sich insgesamt 19 unterschiedliche Basis-Spannungs-RZs \underline{V}_i , die in Abbildung 3.6 in der RZ-Ebene dargestellt und in Tabelle 3.3 aufgelistet sind. Entsprechend ihres Betrages werden die Raumzeiger in Null-RZ, innere, mittlere und äußere RZs eingeteilt. Während die 6 äußeren und 6 mittleren Raumzeiger eindeutig einem

RZ-Typ	RZ	SZ	$\angle(\underline{V}_i)$	$ \underline{V}_i $
Null-RZs	\underline{V}_0	+++	0°	0 V
		0 0 0		

Innere RZs	\underline{V}_1	+ 0 0	0°	$\frac{1}{3} \cdot U_{DC}$
		0 --		
	\underline{V}_2	0 0 -	60°	
		++ 0		
	\underline{V}_3	0 + 0	120°	
		- 0 -		
	\underline{V}_4	- 0 0	180°	
		0 ++		
	\underline{V}_5	0 0 +	240°	
		-- 0		
	\underline{V}_6	0 - 0	300°	
		+ 0 +		
Mittlere RZs	\underline{V}_7	+ 0 -	30°	$\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot U_{DC}$
		0 +-		
	\underline{V}_9	- + 0	150°	
		- 0 +		
	\underline{V}_{10}	0 - +	270°	
		+ - 0		
\underline{V}_{11}	+ - 0	330°		
	0 - +			
Äußere RZs	\underline{V}_{13}	+ - -	0°	$\frac{2}{3} \cdot U_{DC}$
		++ -		
	\underline{V}_{15}	- + -	120°	
		- + +		
	\underline{V}_{16}	- + +	180°	
		- - +		
\underline{V}_{17}	- - +	240°		
	+ - +			
\underline{V}_{18}	+ - +	300°		
	0 0 0			

Tab. 3.3: Basis-Spannungsraumzeiger nach Betrag und Phase bei jeweiligem Schaltzustand des 3L-NPC-Umrichters

Schaltzustand zugeordnet sind, liegt bei den inneren 6 Raumzeigern einfache und beim Null-RZ doppelte Redundanz bezüglich der Schaltzustände vor. Redundante Schaltzustände sind vorteilhaft, da sie zum einen bei der Modulation zur Verfolgung von Optimierungszielen, wie z.B. der Verlustminimierung, genutzt werden können [21]. Zum anderen bieten sie ein begrenztes Maß an natürlicher Fehlertoleranz [55], die in Unterabschnitt 3.3.1 näher untersucht wird.

3.2 Kriterien zur Bewertung der Topologien

Für den Vergleich und die Bewertung der Maßnahmen zur Fehlertoleranz werden im Folgenden verschiedene Kriterien festgelegt. Diese lassen sich 4 Hauptaspekten zuordnen, erstens dem Aufwand und den Kosten, zweitens den Auswirkungen auf den Normalbetrieb, drittens dem hier im Fokus stehenden Aspekt der Fehlertoleranz und viertens der damit verbundenen Zuverlässigkeit des Gesamtsystems.

3.2.1 Aufwand und Kosten

Der Aufwand umfasst zum einen den Bauteilaufwand mit Anzahl und Dimensionierung der Komponenten, zum anderen aber auch den Realisierungsaufwand bei der technischen Umsetzung. Die Gesamtkosten des fehlertoleranten Umrichters werden nicht absolut, sondern im Verhältnis zum Standard-Umrichter abgeschätzt. Als Hilfsmittel für diese Abschätzung werden wie in [52] und [53] Gewichtungsfaktoren für die Kosten der einzelnen Bauelemente eingeführt, die sich an einem einzelnen IGBT inklusive Freilaufdiode orientieren. Als Grundlage für deren Festlegung dient ein im August 2012 durchgeführter Preisvergleich für die einzelnen Komponenten von unterschiedlichen Herstellern. Tabelle 3.4 zeigt die Ergebnisse dieser Studie und gibt die zu Grunde gelegten Werte der für den Preis relevanten Randbedingungen an.

Dabei ist anzumerken, dass die Gewichtungsfaktoren k approximierete Mittelwerte sind, da die Preise je nach Hersteller, Distributor und Stückzahl erheblich variieren können. Für andere Randbedingungen können sich die gewählten Gewichtungsfaktoren als unpassend erweisen. Weiterhin sei angemerkt, dass auf eine Offenlegung der Absolutpreise verzichtet wird, da diese Daten teilweise nicht frei zugänglich sind und somit firmeninterne Daten darstellen. Selbst ohne Nennung des jeweiligen Herstellers wäre eine Zuordnung aufgrund der Spezialität der Komponenten nicht auszuschließen.

Die grundlegenden Komponenten des gewöhnlichen 3L-NPC-Umrichters sind die LHL-Ventile inklusive antiparalleler Freilaufdiode und Gate-Treiber, die Clamping-Dioden und die beiden ZK-Kondensatoren. Mit Hinweis auf Absatz 10.3.5 wurde für den oberen und unteren ZK-Kondensator jeweils ein Aluminium-Elektrolyt-Kondensator mit einer Bemessungsspannung von $U_B = 3 \text{ kV}$ und einer Kapazität von $C_{DC} = 3 \text{ mF}$ angenommen. Für die LHL-Ventile wurden Presspack-IGBTs mit einer maximalen Sperrspannung von $U_{CES} = 4,5 \text{ kV}$ bei einem Nennkollektorstrom von $I_{CN} = 1,2 \text{ kA}$ zu Grunde gelegt. Als Clamping-Dioden wurden Fast Recovery Dioden in Presspack-Bauweise mit einer entsprechenden höchstzulässigen periodischen Spitzensperrspannung in Rückwärtsrichtung von $U_{RRM} = 4,5 \text{ kV}$ und einem höchstzulässigen Mittelwert des Diodenstroms von $I_{FAVM} = 1,2 \text{ kA}$ betrachtet. Weitere Komponenten, die im Zuge der Maßnahmen zur Fehlertoleranz zur Anwendung kommen, sind der Vollständigkeit halber bereits in der Liste aufgeführt. Auf die zu Grunde gelegten Randbedingungen wird jedoch erst im Kontext des entsprechenden Abschnittes näher eingegangen. Im Falle einer Überdimensionierung von LHL-Bauelementen wird weiterhin angenommen, dass die Kosten im Bereich um den ermittelten Punkt ungefähr linear mit zunehmender Stromtragfähigkeit und Spannungsfestigkeit ansteigen [66].

Komponente	Randbedingungen	k
IGBT	Inkl. Freilaufdiode, Presspack-Bauweise, $U_{CES} = 4,5 \text{ kV}$, $I_{CN} = 1,2 \text{ kA}$	1
IGBT-Treiber	Passend für angegebenen IGBT	0,3
Clamping-Diode	Fast Recovery Diode, Presspack-Bauweise, $U_{RRM} = 4,5 \text{ kV}$, $I_{FAVM} = 1,2 \text{ kA}$	0,2
ZK-Kondensator	Aluminium-Elektrolyt-Kondensator, $C_{DC} = 3 \text{ mF}$, $U_B = 3 \text{ kV}$	1,5
Thyristor inkl. Treiber	Presspack-Bauweise, $U_{DRM} = 4,5 \text{ kV}$, $I_{TAVM} = 1,2 \text{ kA}$	0,5
Sicherung	Superflinke Halbleitersicherung, $U_B = 3 \text{ kV}$, $I_B = 1,25 \text{ kA}$	0,8
Trennschalter	Elektromechanisch, leistungsloses Schalten, „Single Pole Single Throw“ (SPST) $U_B = 6,9 \text{ kV}$, $I_B = 1,2 \text{ kA}$	0,2
Induktivität	Einphasige Drossel mit Eisenkern $L = 0,7 \text{ mH}$, $I_B = 1,2 \text{ kA}$	3

Tab. 3.4: Gewichtungsfaktoren k für die Kosten der einzelnen Umrichterkomponenten mit Angabe der zu Grunde gelegten Randbedingungen

Aus der Anzahl der beteiligten Bauelemente kann nun mit Hilfe der Gewichtungsfaktoren k ein Kostenfaktor CF (Cost Factor) berechnet werden, der das Verhältnis der Kosten des fehlertoleranten Umrichters zum Standard-Umrichter angibt [52]:

$$CF = \frac{\sum k(\text{Fehlertoleranter Umrichter})}{\sum k(\text{Standard-Umrichter})} \quad (3.4)$$

Es ist darauf hinzuweisen, dass weitere anfallende Kosten, wie beispielsweise für Bremschopper, Kühlung, Leitungen oder Montagevorrichtungen nicht berücksichtigt werden. Der Kostenfaktor ist daher als grobe Schätzung aufzufassen, die einen annähernden Vergleich zwischen den Topologien ermöglichen soll.

3.2.2 Auswirkungen auf den Normalbetrieb

Die Eigenschaft der Fehlertoleranz wird erst dann genutzt, wenn der Umrichter nach Eintritt eines Defektes im Notbetrieb arbeitet. Vorher befindet sich der Umrichter jedoch im Normalbetrieb und sollte dabei möglichst keine Nachteile aus den Maßnahmen zur Fehlertoleranz erfahren. Mögliche Nachteile können sich insbesondere hinsichtlich des Wirkungsgrades ergeben. So würden zusätzliche stromtragende Ventile höhere Gesamtverluste bewirken. Dies wäre ebenso der Fall, wenn stromtragende Ventile hinsichtlich Spannungsfestigkeit oder Stromtragfähigkeit überdimensioniert werden und somit im Normalbetrieb des Umrichters nicht in ihrem Nennbetriebspunkt arbeiten. Positive Auswirkungen sind jedoch ebenfalls möglich und auch erwünscht. Hierbei ist insbesondere der Einfluss auf die Balancierung des NP-Potentials anzuführen.

3.2.3 Fehlertoleranz

In dieser Arbeit wird der Begriff der Fehlertoleranz in der Weise verwendet, dass ein Fehler als tolerierbar bezeichnet wird, sofern der Betrieb des Umrichters grundsätzlich fortgeführt werden kann, wenn auch möglicherweise nur unter eingeschränkten Bedingungen, wie z.B. unter Reduzierung der maximal möglichen Leistung. Es sei jedoch mit Hinweis auf Abschnitt 2.2 nochmals darauf hingewiesen, dass das Ziel dennoch Fehlertoleranz im Sinne einer Beibehaltung der maximal möglichen Leistung darstellt.

Die beiden naheliegendsten Aspekte zur Beurteilung der Fehlertoleranz stellen die Art und die Anzahl der zu tolerierenden Fehler dar. Letzteres soll hier jedoch einen untergeordneten Stellenwert einnehmen, da die Toleranz gegenüber einem einzelnen Fehler im Fokus steht. Dabei lassen sich die Fehlerarten mit KS oder LL für eines der inneren oder äußeren Ventile in 4 Fälle untergliedern. Die Güte der Fehlertoleranz lässt sich weiterhin beurteilen, indem anhand verschiedener Kriterien ein Vergleich zum Standard-Umrichter erfolgt. Das wichtigste Kriterium ist dabei zunächst der maximal mögliche Modulationsgrad M_{max} nach Eintritt eines Fehlers. Ohne Berücksichtigung von Übermodulation berechnet er sich aus dem Quotienten aus Spitzenwert der maximal zu stellenden Leiter-Null-Spannung $\hat{U}_{LN,max}$ und der halben ZK-Spannung [67]:

$$M_{max} = \frac{2 \cdot \hat{U}_{LN,max}}{U_{DC}} \quad (3.5)$$

Dieser muss beim netzseitigen Umrichter in WEAs auch im Notbetrieb die erforderliche Anschlussspannung gewährleisten können. In Bezug auf die 3L-NPC-Topologie stellt daher insbesondere die Verfügbarkeit der in Unterabschnitt 3.1.3 dargelegten Basis-RZs ein wichtiges Kriterium dar. Je nach RZ-Typ kann sich der vollständige Verlust eines Raumzeigers negativ auf den Modulationsgrad oder lediglich auf den THD-Wert und den Wirkungsgrad niederschlagen. Aber selbst der Verlust von redundanten Schaltzuständen bei einem einzelnen Raumzeiger würde sich schon aufgrund der geringeren Anzahl an Spannungsstufen in einer Phase negativ auf den THD-Wert auswirken. In der Folge würde eine ungünstigere Schaltfolge auch höhere Schaltverluste nach sich ziehen. Negative Auswirkungen auf die Ausbalancierung der NP-Spannung und somit wiederum auf den THD-Wert sind bei Verlust von Schaltzuständen ebenfalls möglich. Weiterhin kann dies größere Toleranzen bei der Bauteilauslegung, wie etwa hinsichtlich der Spannungsfestigkeit der ZK-Kondensatoren, und somit höhere Kosten erfordern.

Ein weiteres Kriterium ist die maximal mögliche Leistung im Notbetrieb. Dafür wird ein Faktor $PFPF$ (Post Fault Performance Factor) verwendet, der das Verhältnis von maximal möglicher Leistung des fehlertoleranten Umrichters im Fehlerfall zu der des Standard-Umrichters im Normalbetrieb angibt [52]:

$$PFPF = \frac{P_{max} \text{ (Notbetrieb des fehlertoleranten Umrichters)}}{P_{max} \text{ (Normalbetrieb des Standard-Umrichters)}} \quad (3.6)$$

In anderen Quellen, wie beispielsweise in [53] oder [68], wird dieser auch mit $FPRF$ (Fault Power Rating Factor) bezeichnet. Es ist anzumerken, dass der Faktor bei unverändertem Stromfluss durch die Halbbrücken keine neuen Informationen enthält, da

er sich proportional zum Modulationsgrad ändert. Um jedoch die maximal mögliche Leistung im Fehlerfall mit dem Kostenaufwand der dafür erforderlichen Maßnahmen in Relation zu stellen, wird weiterhin ein Gütefaktor der Fehlertoleranz hinsichtlich der Leistung *PFM* (Power Figure of Merit) definiert [52]:

$$PFM = \frac{PFPPF}{CF} \quad (3.7)$$

3.2.4 Gesamtzuverlässigkeit

Das entscheidende Kriterium zur Bewertung der fehlertoleranten Maßnahmen ist ihr Einfluss auf die Zuverlässigkeit des Gesamtsystems. Die Zuverlässigkeit hängt von vielen Faktoren ab, wie z.B. äußeren Randbedingungen (z.B. Temperatur, Luftfeuchtigkeit), Betriebsbedingungen (z.B. Betriebsdauer pro Tag, Betriebspunkt) oder Reparatur und Wartung. Bei technischen Systemen mit hoher Komplexität und geringen Ausfallwahrscheinlichkeiten sind Aussagen über die Zuverlässigkeit auf empirischem Weg nur sehr schwierig zu gewinnen und in der Regel nicht ausreichend [24], [25]. Zudem besteht heutzutage immer häufiger die Notwendigkeit, Informationen über die Zuverlässigkeit von technischen Systemen bereits in der Entwicklungsphase zu erhalten, um beispielsweise Schwachstellen im System frühzeitig erkennen und beseitigen zu können [25]. Aus diesen Gründen wird die Zuverlässigkeitsanalyse mit Hilfe von Zuverlässigkeitsmodellen immer bedeutender. Dabei wird die Struktur des technischen Systems z.B. mit Hilfe von Fehlerbäumen [69], [70], Ereignisbäumen [71], Zuverlässigkeitsblockdiagrammen [72] oder Zustandsmodellen, wie z.B. der Markov-Methode [25], modelliert. Mit Hilfe von Ausfallraten der Einzelkomponenten ist es dann möglich, Aussagen über die Zuverlässigkeit des Gesamtsystems zu generieren. Es sei jedoch angemerkt, dass derartige Modelle niemals exakt die Realität abbilden können, da nicht alle Einfluss auf die Zuverlässigkeit ausübenden Faktoren exakt im Modell berücksichtigt werden können.

Ein Vergleich der Zuverlässigkeiten von Umrichtersystemen ist aufgrund der großen Schwierigkeit, gleiche Randbedingungen für den Betriebszustand des Umrichters und der LHLs, wie z.B. hinsichtlich der thermischen Zyklenbelastung, als Vergleichsbasis vorzugeben, nie exakt [18]. Dennoch wird in dieser Arbeit eine Abschätzung der Zuverlässigkeiten vorgenommen, um einen Eindruck vom Einfluss der fehlertoleranten Maßnahmen zu erhalten. Dies geschieht auf Grundlage von bekannten Ausfallraten der einzelnen Komponenten. Mit ihrer Hilfe lassen sich gemäß Gleichung 2.2 Zuverlässigkeitsfunktionen für jede Einzelkomponente aufstellen. Die Reparatur des Umrichtersystems während des Notbetriebs wird aus Gefahrengründen als nicht möglich eingestuft. Somit kann auf die Verwendung komplexer Zustandsmodelle, bei denen der Zustand des Systems von seiner Vorgeschichte abhängt und auf diesem Wege Aspekte der Reparatur berücksichtigt werden können, verzichtet werden. Aufgrund der Anschaulichkeit und der Möglichkeit zur schrittweisen Verknüpfung von Zuverlässigkeitsfunktionen einzelner Elemente zu Zuverlässigkeitsfunktionen des Gesamtsystems wird in dieser Arbeit die Methode der Zuverlässigkeitsblockdiagramme zur Modellbildung gewählt. Im Folgenden werden die Berechnungsregeln vorgestellt, die in dieser Arbeit relevant sind.

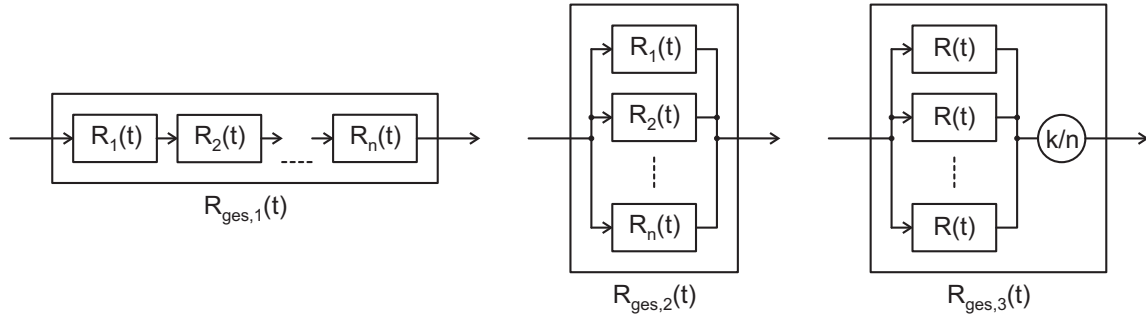


Abb. 3.7: Zuverlässigkeitsblockdiagramme für Systeme mit n verschiedenen überlebenswichtigen Elementen (links), 1 aus n redundanten verschiedenen Elementen (Mitte) und k aus n redundanten gleichen Elementen (rechts)

Das Szenario, dass ein Gesamtsystem ausfällt, sobald eine von n Komponenten ausgefallen ist, lässt sich mit Hilfe einer Reihenschaltung gemäß Abbildung 3.7 links verdeutlichen. Die Ausfallraten der einzelnen Komponenten können dann zu einer Gesamtausfallrate $\lambda_{ges,1}$ addiert werden [23]:

$$\lambda_{ges,1} = \sum_{i=1}^n \lambda_i \quad (3.8)$$

Da also mit Hinweis auf Gleichung 2.2 im Exponenten die Summe der Ausfallraten gebildet wird, ergibt sich die Zuverlässigkeitsfunktion $R_{ges,1}(t)$ aus dem sogenannten Produktgesetz der Zuverlässigkeit [23]:

$$R_{ges,1}(t) = \prod_{i=1}^n R_i(t) \quad (3.9)$$

Bei redundanten Systemen ist zwischen aktiver und passiver Redundanz zu unterscheiden. Während bei aktiver Redundanz das Redundanzelement von Beginn an der gleichen Belastung wie das arbeitende Element ausgesetzt ist, befindet sich das Redundanzelement bei passiver Redundanz bis zum Ausfall des Arbeitselements im Standby-Modus und ist keiner Belastung ausgesetzt [25].

Ein System, bei dem n verschiedene Komponenten aktiv redundant angeordnet sind und die Funktionsfähigkeit gewährleistet ist, solange mindestens eine Komponente intakt ist, lässt sich im Zuverlässigkeitsblockschaltbild mit Hilfe einer Parallelschaltung gemäß mittlerer Abbildung 3.7 beschreiben. Die Zuverlässigkeitsfunktion $R_{ges,2}(t)$ berechnet sich aus dem sogenannten Produktgesetz der Unzuverlässigkeit [23]:

$$\overline{R_{ges,2}}(t) = \prod_{i=1}^n \overline{R_i}(t) \quad (3.10)$$

$$\Rightarrow R_{ges,2}(t) = 1 - \prod_{i=1}^n (1 - R_i(t)) \quad (3.11)$$

Für das in Abbildung 3.7 rechts dargestellte System, bei dem n gleiche Komponenten

Komponente	Ausfallrate λ /FIT			Quelle
IGBT in Presspack-Bauweise	λ_1	=	120	[75]
Gate-Treiber je IGBT	λ_2	=	150	[75]
Beschaltung (Snubber) je IGBT	λ_3	=	50	[75]
Antiparallele Freilaufdiode je IGBT	λ_4	=	60	[75]
Clamping-Diode	λ_5	=	10	[75]
ZK-Kondensator	λ_6	=	120	[76]

Tab. 3.5: Angenommene Ausfallraten für die einzelnen Umrichterkomponenten

aktiv redundant angeordnet sind und die Funktionsfähigkeit gewährleistet ist, solange mindestens k von n Komponenten intakt sind, ergibt sich die Zuverlässigkeitsfunktion $R_{ges,3,aktiv}(t)$ zu [25]:

$$R_{ges,3,aktiv}(t) = \sum_{i=k}^n \binom{n}{i} \cdot R^i(t) \cdot [1 - R(t)]^{n-i} \quad (3.12)$$

Im Falle von passiver Redundanz ergibt sich für das gleiche Szenario folgende Zuverlässigkeitsfunktion $R_{ges,3,passiv}(t)$ [73]:

$$R_{ges,3,passiv}(t) = \sum_{i=0}^{n-k} \frac{(k \cdot \lambda \cdot t)^i}{i!} \cdot R^k(t) \quad (3.13)$$

Für komplexere Fälle, die mit Hilfe dieser Regeln nicht abgedeckt werden können, wie z.B. aktive Redundanz für k aus n unterschiedliche Komponenten, kommen in dieser Arbeit entsprechend der Vorgehensweise aus [74] die Grundregeln der Stochastik gemäß Anhang 10.2.2 zur Anwendung.

Aus der Zuverlässigkeitsfunktion des Gesamtsystems kann mit Hilfe von Gleichung 2.4 sein Mittelwert der ausfallfreien Arbeitszeit $MTTF$ berechnet werden. Dabei wird immer der gesamte Vollumrichter betrachtet, der im Zuverlässigkeitsblockdiagramm eine Reihenschaltung aus netz- und generatorseitigen Halbbrücken sowie dem ZK darstellt. Es sei angemerkt, dass die Zuverlässigkeitsanalyse recht aufwändig ist und daher nur für diejenigen Topologien durchgeführt wird, deren Eignung für den Einsatz in WEAs in den vorangegangenen Analysen festgestellt wurde.

Um den Gewinn an Zuverlässigkeit mit dem Kostenaufwand der dafür erforderlichen Maßnahmen in Relation zu stellen, wird in dieser Arbeit ein Gütefaktor der Zuverlässigkeit RFM (Reliability Figure of Merit) eingeführt. Dieser besteht aus dem Quotienten des auf den Standard-Umrichter normierten Mittelwertes $MTTF_{[p.u.]}$ der ausfallfreien Arbeitszeit und dem Kostenfaktor CF :

$$RFM = \frac{MTTF_{[p.u.]}}{CF} \quad (3.14)$$

Die für die Berechnung zu Grunde gelegten Ausfallraten je Komponente sind inklusive

Quellenangabe in Tabelle 3.5 aufgelistet. Für die LHL-Ventile, für deren Gate-Treiber und Beschaltung sowie für antiparallele Freilaufdioden und Clamping-Dioden dienen Angaben aus [75] auf Basis von 4,5 kV Presspack-IGBTs in einem 8 MVA 3L-NPC-Umrichter. Ausfallraten für den ZK-Kondensator werden [76] entnommen. Es sei nochmals betont, dass die Berechnung der Gesamtzuverlässigkeit lediglich eine Abschätzung sein kann. Denn neben der Annahme, dass die angegebenen Ausfallraten für die unterschiedlichen Umrichtertopologien gleichermaßen gültig sind, werden außerdem einige Komponenten, wie z.B. Sensoren und Leitungen, vernachlässigt.

3.3 Maßnahmen zur Ermöglichung von Fehlertoleranz

Die unterschiedlichen Möglichkeiten, die sich bei einem Umrichtersystem generell bieten, um einen fehlertoleranten Betrieb zu ermöglichen, wurden in Absatz 2.1.2.3 dargestellt. Diese werden nun für den vorliegenden Typ des 3L-NPC-Vollumrichters näher untersucht. Dabei wird zunächst die natürliche Redundanz der 3L-NPC-Topologie in Unterabschnitt 3.3.1 analysiert. Maßnahmen zu weiterführender Fehlertoleranz lassen sich beim 3L-NPC-Umrichter in 2 Kategorien unterteilen, zum einen in die Modifizierung der Halbbrücken der Basistopologie und zum anderen in die Erweiterung der Basistopologie um zusätzliche Halbbrücken. Die verschiedenen Möglichkeiten werden jeweils in den Unterabschnitten 3.3.2 und 3.3.3 näher untersucht, bezüglich der in Abschnitt 3.2 festgelegten Bewertungskriterien verglichen und ihre Eignung für den Einsatz in WEAs unter Einhaltung der gegebenen Randbedingungen festgestellt. Die betrachteten Topologien mit der verwendeten Nummerierung, einer Kurzbeschreibung und dem Seitenbezug zum Text sind zur Übersicht auch in Anhang 10.1 aufgeführt.

3.3.1 Nutzung der natürlichen Redundanz der Basistopologie

Die klassische 3L-NPC-Topologie (Top. I) weist aufgrund redundanter Schaltzustände ein gewisses Maß an inhärenter Fehlertoleranz auf [55]. Dies lässt sich anhand des Raumzeigerdiagramms (RZD) verdeutlichen [77]. Abbildung 3.8 zeigt die Auswirkungen auf das RZD im Fehlerfall an einem der inneren bzw. äußeren Ventile, wobei grau unterlegte Flächen den Wegfall von Raumzeigern und Schaltzuständen symbolisieren. Auf der linken Seite von Abbildung 3.8 ist beispielhaft das RZD für einen KS-Fehler in S_{a2} dargestellt. Der SZ $-$ ist für die erste Phase nicht mehr realisierbar, da im Falle des Einschaltens der unteren beiden Ventile ein Kurzschlusspfad über dem unteren ZK-Kondensator entstehen würde. Somit sind 3 äußere und 2 mittlere RZs nicht mehr verfügbar. Die 3 inneren RZs, bei denen jeweils ein SZ wegfällt, sind weiterhin über den zweiten redundanten SZ zu realisieren. Ebenso sind noch 2 der 3 SZs des Null-RZs vorhanden. Zur Bereitstellung einer symmetrischen dreiphasigen Ausgangsspannung ist somit nur noch das innere Hexagon verfügbar. Damit sinkt der maximal mögliche Modulationsgrad gemäß Gleichung 3.5 von $M_{max} = 1,15$ auf die Hälfte. Auf der rechten Seite von Abbildung 3.8 ist das RZD für einen KS-Fehler im äußeren Ventil S_{a1} gezeigt. In diesem Fall besteht für Phase a eine Verbindung zum oberen ZK-Potential, sobald S_{a2} geschlossen wird. Der SZ 0 ist also nicht mehr möglich. Weiterhin würde sich

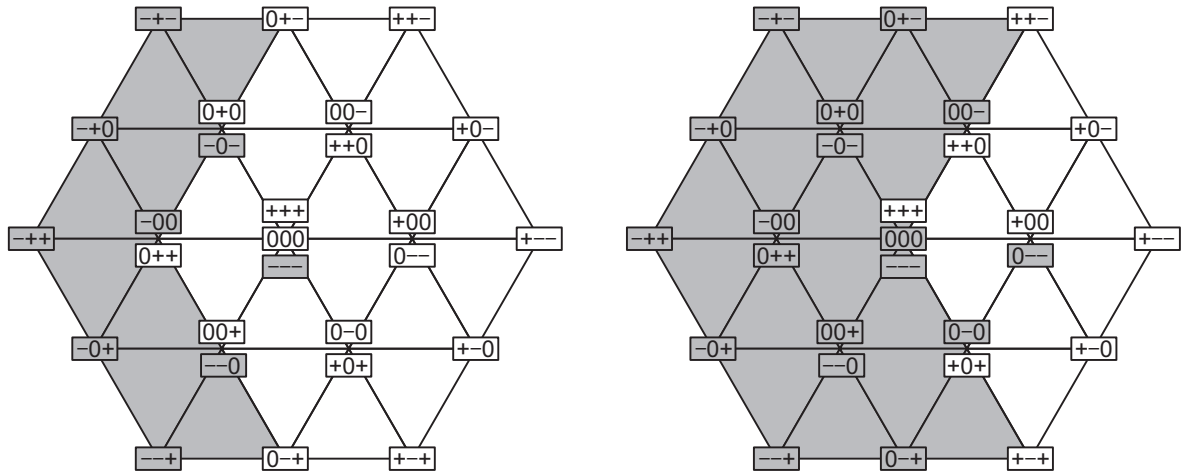


Abb. 3.8: Raumzeigerdiagramme des klassischen 3L-NPC-Umrichters (Top. I) bei KS-Fehlerfall in S_{a2} (links) und S_{a1} (rechts)

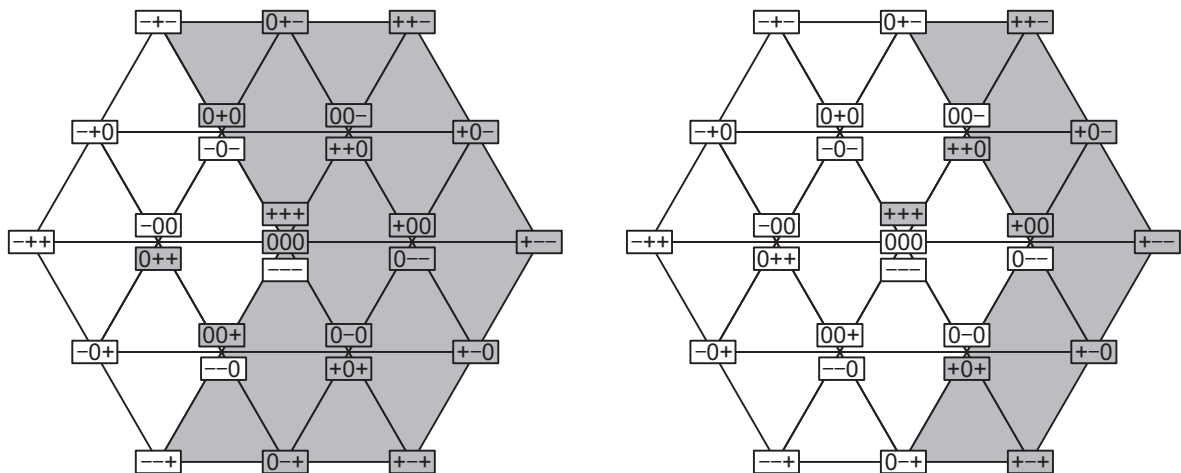


Abb. 3.9: Raumzeigerdiagramme des klassischen 3L-NPC-Umrichters (Top. I) bei LL-Fehlerfall in S_{a2} (links) und S_{a1} (rechts)

beim Einschalten der beiden unteren Ventile über S_{a2} ein Spannungsabfall in Höhe der vollen ZK-Spannung ausbilden. Damit wäre bei klassischer Ventilauslegung in einem 3L-NPC-Umrichter die maximale Sperrspannung des LHLs überschritten. Der SZ $-$ ist somit in Phase a ebenfalls nicht zu gewährleisten, ohne Folgeschäden hervorzurufen. Mit dem einzig verbleibenden möglichen SZ $+$ in Phase a ist eine symmetrische dreiphasige Spannung nicht mehr zu stellen, wie aus Abbildung 3.8 rechts hervorgeht.

Die Raumzeigerdiagramme nach Eintritt eines LL-Fehlers sind in Abbildung 3.9 dargestellt. Tritt der LL-Fehler in einem der inneren Ventile auf, so ist in der betreffenden Phase die Verbindung zum NP-Potential sowie entweder zum oberen oder unteren ZK-Potential unterbrochen. Im auf der linken Seite dargestellten Fall ist erneut S_{a2} fehlerhaft, so dass der SZ $-$ der einzig mögliche SZ in Phase a ist. Ebenso wie beim KS-Fehlerfall in einem äußeren Ventil kann daher beim LL-Fehlerfall in einem inneren Ventil keine symmetrische dreiphasige Spannung erzeugt werden. Geht eines der äußeren Ventile in den LL-Fehler über, so bleibt in der betreffenden Phase im Vergleich zum

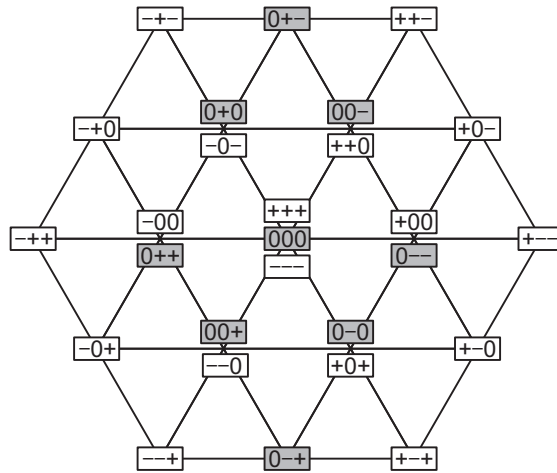


Abb. 3.10: Raumzeigerdiagramm des 3L-NPC-Umrichters mit Auslegung der inneren Ventile für volle ZK-Spannung (Top. II) bei KS-Fehlerfall in S_{a1}

vorherigen Fall zusätzlich noch das NP-Potential vorhanden. In Abbildung 3.9 rechts befindet sich der Fehler in S_{a1} . Die verbleibenden Schaltzustände 0 und $-$ erlauben das Stellen einer symmetrischen dreiphasigen Spannung innerhalb der Grenzen des inneren Hexagons, so dass sich wie beim KS-Fehlerfall in einem inneren Ventil der maximal mögliche Modulationsgrad halbiert.

Zusammenfassend lässt sich für den klassischen 3L-NPC-Umrichter bei einem Kostenfaktor von $CF = 1$ ein Gütefaktor der Fehlertoleranz gegenüber KS-Fehlern innerer Ventile und LL-Fehlern äußerer Ventile von $PFM = 0,5$ konstatieren. Allerdings muss ein um die Hälfte reduzierter maximal möglicher Modulationsgrad in Kauf genommen werden. Alle weiteren Fehlerfälle sind nicht tolerabel.

Eine Maßnahme, um zusätzliche Toleranz gegenüber KS-Fehlern in äußeren Ventilen zu gewinnen, ist die Auslegung der inneren Ventile für die volle ZK-Spannung (Top. II) [78], wobei der Kostenfaktor auf $CF = 1,3$ ansteigt. Das sich nun ergebende RZD für den KS-Fehlerfall in S_{a1} ist in Abbildung 3.10 gezeigt. Auf den SZ 0 muss in Phase a zwar weiterhin verzichtet werden. Allerdings erlaubt die höhere Sperrspannung von S_{a2} nun das Schalten der unteren beiden Ventile und somit SZ $-$. Daher bleiben alle äußeren RZs erhalten, so dass weiterhin mit vollem Modulationsgrad gefahren werden kann. Allerdings sind neben dem Wegfall zweier mittlerer RZs die inneren RZs jeweils nur noch durch einen einzigen Schaltzustand zu realisieren und der Null-RZ nur noch mit einfacher Redundanz vorhanden. Somit ist aufgrund einer erforderlichen ungünstigeren Schaltfolge mit höheren Verlusten zu rechnen. Diese sind auch im Normalbetrieb als höher einzuschätzen, da die hinsichtlich Spannungsfestigkeit überdimensionierten inneren Ventile nicht in ihrem Nennarbeitspunkt betrieben werden. Weiterhin wirkt sich der Verlust einer Spannungsstufe in einer Phase negativ auf den THD-Wert aus. Anhand des RZDs wird deutlich, dass die äußeren RZs auch nach Wegfall der mittleren Schaltzustände in den anderen beiden Phasen erhalten bleiben. In diesem Fall wären nur noch die äußeren 6 sowie zwei SZs des Null-RZs vorhanden und der Betrieb des 3L-Umrichters entspräche dem eines 2L-Umrichters. Unter der Voraussetzung, dass die Randbedingungen eine Aufrechterhaltung des Betriebs unter diesen Umständen gestat-

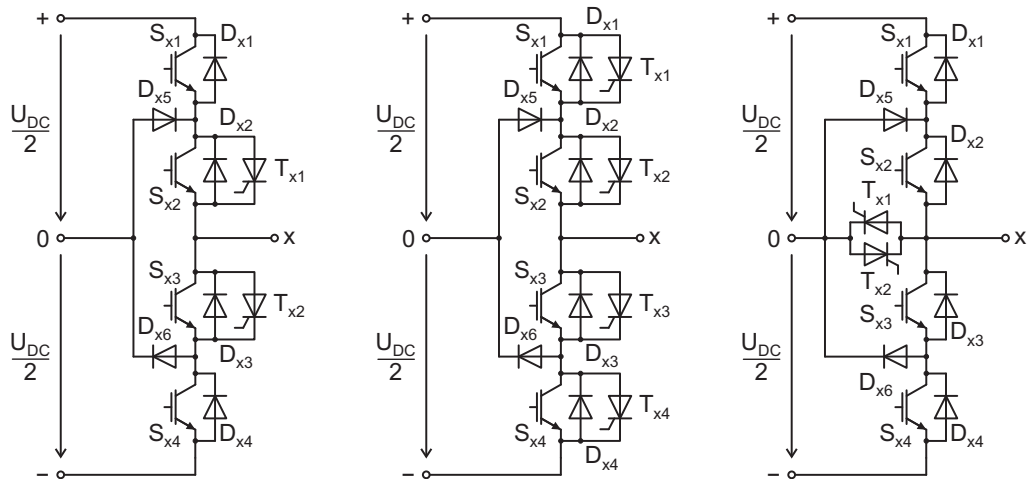


Abb. 3.11: Top. III: 3L-NPC mit Thyristoren parallel zu den inneren Ventilen (links); Top. IV: 3L-NPC mit Thyristoren parallel zu allen Ventilen (Mitte); Top. V: 3L-NPC mit antiparallelen Thyristoren zwischen NP und Phase (rechts)

ten, lässt sich dieser Topologie die Eigenschaft zusprechen, den Ausfall aller äußeren Ventile ohne Einbußen hinsichtlich des maximal möglichen Modulationsgrades tolerieren zu können. Die Bewertung hinsichtlich des Einsatzes in WEAs erfolgt zusammen mit den nachfolgend vorgestellten Maßnahmen in Absatz 3.3.2.6.

3.3.2 Modifizierung der Halbbrücken der Basistopologie

In diesem Unterabschnitt werden mögliche Maßnahmen zur Erhöhung der Fehlertoleranz durch Modifizierung der Halbbrücken der 3L-NPC-Topologie zusammengestellt, untersucht, verglichen und schließlich hinsichtlich des Einsatzes in WEAs bewertet. In den folgenden Absätzen werden die Untersuchungen zunächst auf einen einzelnen Umrichter verallgemeinert. Der Bezug zum Anwendungsfall unter Berücksichtigung der Randbedingungen wird in Absatz 3.3.2.6 hergestellt. Für geeignete Topologien werden die Betrachtungen auf das Vollumrichtersystem (back-to-back) ausgeweitet.

3.3.2.1 Pfadwiederherstellung durch Thyristoren

Unterabschnitt 3.3.1 hat gezeigt, dass bei der 3L-NPC-Topologie mit Auslegung der inneren Ventile für die volle ZK-Spannung (Top. II) die Fehlertoleranz gegenüber KS-Fehlern größer einzustufen ist als gegenüber LL-Fehlern. Diese Eigenschaft lässt sich ausnutzen, um mit Hilfe eines parallelgeschalteten Thyristors im Falle eines LL-Fehlers einen künstlichen KS-Pfad über dem defekten Ventil zu erzeugen [79], so dass die Überlegungen zum KS-Fehler aus Unterabschnitt 3.3.1 hier auch für den LL-Fehler gelten. Bei der ersten Variante werden Thyristoren nur zu den inneren Ventilen parallelgeschaltet (Top. III), wie in Abbildung 3.11 links dargestellt. Auf diese Weise gewinnt man die Möglichkeit zum Notbetrieb mit halbiertem Modulationsgrad im Falle eines LL-Fehlers eines inneren Ventils. Weiterhin besteht die in [77] vorgeschlagene und in der

mittleren Abbildung 3.11 dargestellte Möglichkeit der zusätzlichen Parallelschaltung von Thyristoren zu den äußeren Ventilen (Top. IV). Dies hat den zusätzlichen Vorteil, dass im LL-Fehlerfall eines äußeren Ventils der maximal mögliche Modulationsgrad aufrechterhalten werden kann.

Es ist zu betonen, dass beide Topologien die Auslegung der inneren IGBTs für die volle ZK-Spannung voraussetzen und somit auch die damit verbundenen, in Unterabschnitt 3.3.1 erläuterten Nachteile aufweisen. Weiterhin müssen auch die inneren Thyristoren überdimensioniert werden, um die gleiche Spannung sperren zu können. Dies lässt den Kostenfaktor auf $CF = 1,61$ bzw. $CF = 1,76$ ansteigen. Dabei wurde für Thyristoren in Presspack-Bauweise mit einer höchstzulässigen periodischen Spitzensperrspannung in Vorwärtsrichtung von $U_{DRM} = 4,5$ kV und einem höchstzulässigen Mittelwert des Durchlassstroms von $I_{TAVM} = 1,2$ kA ein Kostengewichtungsfaktor von $k = 0,5$ zu Grunde gelegt. Weiterhin wird auch hier davon ausgegangen, dass die Kosten linear mit zunehmender Stromtragfähigkeit und Spannungsfestigkeit ansteigen [66]. Es ist anzumerken, dass parallelgeschaltete Thyristoren nicht sinnvoll sind, wenn die Erzeugung eines KS-Pfades bereits durch Einsatz von LHLs in Presspack-Bauweise mit Gate-Treibern, die im Fehlerfall das anzusteuern Ventil schließen, mit hoher Wahrscheinlichkeit ermöglicht wird [18], [19].

3.3.2.2 Neutralpunkt-Abgriff über antiparallele Thyristoren

Eine weitere Maßnahme, die in [80] vorgeschlagen und in [78] sowie [81] aufgegriffen wird, ist die in Abbildung 3.11 rechts dargestellte Einbindung zweier antiparallel geschalteter Thyristoren zwischen NP und jedem Phasenausgang (Top. V). Die auf diese Weise mögliche dauerhafte Verbindung einer Phase mit dem NP in jedem LL-Fehlerfall führt auf das in Abbildung 3.12 gezeigte RZD, wobei hier beispielhaft Phase a mit dem NP verbunden ist. Es wird deutlich, dass SZ 0 in Phase a ausreicht, um Spannungsraumzeiger im inneren Hexagon realisieren zu können, so dass eine symmetrische dreiphasige Spannung mit einem maximalen Modulationsgrad von $M_{max} = 0,58$ gestellt werden kann.

Durch die Maßnahme wird allerdings nur Fehlertoleranz gegenüber LL-Fehlern innerer Ventile gewonnen, da bereits die 3L-NPC-Topologie den gleichen Modulationsgrad bei LL-Fehlern äußerer Ventile ermöglichen kann. Sie hat somit ähnlichen Einfluss wie die Parallelschaltung von Thyristoren zu den inneren Ventilen (Top. III). Ein Vergleich der Raumzeigerdiagramme aus den Abbildungen 3.12 und 3.8 links offenbart jedoch den zusätzlichen Verlust von jeweils einem redundanten Schaltzustand bei 3 inneren sowie dem Null-RZ. Dies ist darin begründet, dass bei diesem Fehlerfall der SZ + in der fehlerhaften Phase nicht mehr zu realisieren ist. Dafür weist diese Topologie aufgrund der nicht erforderlichen Auslegung der Thyristoren für die volle ZK-Spannung einen geringeren Kostenfaktor von $CF = 1,45$ auf. Ebenso wie die anderen beiden Topologien mit zusätzlichen Thyristoren (Top. III, IV) wäre diese beim Einsatz von Presspack-Bauteilen und Gate-Treibern, die im Fehlerfall ein positives Gate-Signal liefern, jedoch nicht sinnvoll.

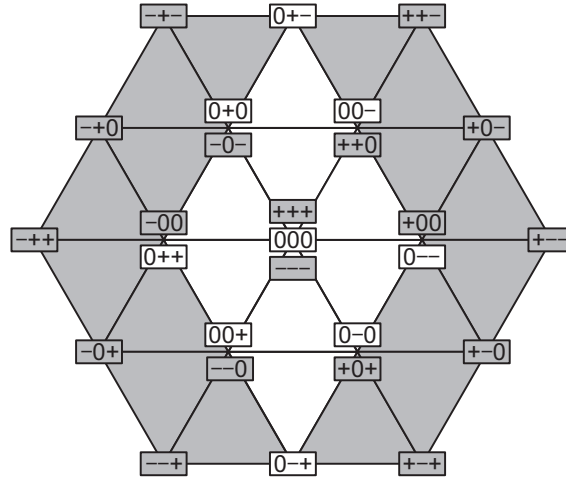


Abb. 3.12: Raumzeigerdiagramm des 3L-NPC-Umrichters mit Auslegung der inneren Ventile für volle ZK-Spannung und NP-Abgriff der Phase a über antiparallele Thyristoren (Top. V) bei einem LL-Fehlerfall in Phase a

3.3.2.3 Active NPC

Der Austausch der Clamping-Dioden gegen ein schaltendes Ventil mit antiparalleler Freilaufdiode wurde mit dem Ziel einer gleichmäßigen Spannungsaufteilung über den oberen bzw. unteren beiden Ventilen einer Halbbrücke zum ersten Mal in [82] vorgeschlagen. Der Vorteil dieser Topologie, die später als Active NPC bekannt wurde und in Abbildung 3.13 links dargestellt ist, liegt jedoch vor allem in den 2 Freiheitsgraden je Halbbrücke zur Realisierung des mittleren Schaltzustands. Diese lassen sich ausnutzen, um z.B. eine Vergleichmäßigung der Schaltverluste in den Ventilen zu erreichen [21]. Weiterhin lässt sich aber auch ein höheres Maß an Fehlertoleranz erzielen, wie in [74] dargelegt.

Genau wie bei der 3L-NPC-Topologie ist bei der 3L-ANPC-Topologie zu unterscheiden, ob die Spannungsfestigkeit der inneren Ventile wie gewöhnlich für die halbe oder bei Überdimensionierung für die volle ZK-Spannung ausgelegt ist. Betrachtet wird zunächst der erste Fall (Top. VI). Während sich beim KS-Fehlerfall eines inneren Ventils kein Unterschied im Vergleich zur 3L-NPC-Topologie ergibt, besteht jedoch beim KS-Fehlerfall eines äußeren Ventils die zusätzliche Möglichkeit, SZ 0 zu schalten. Sollte beispielsweise S_{x1} in den KS übergehen, so lässt sich über S_{x3} und S_{x6} immer noch die Verbindung zum NP herstellen. Auf die gleiche Weise lassen sich im Gegensatz zur 3L-NPC-Topologie auch LL-Fehler innerer Ventile tolerieren. Bei LL-Fehlern äußerer Ventile bleiben sogar die 2 Freiheitsgrade zur Realisierung von SZ 0 vorhanden. In allen 4 Fehlerfällen bleibt also ebenso wie bei der Topologie mit NP-Abgriff über antiparallele Thyristoren (Top. V) das innere Hexagon des Raumzeigerdiagramms erhalten, so dass ein maximaler Modulationsgrad von $M_{max} = 0,58$ gewährleistet werden kann. Die 3L-ANPC-Topologie bringt mit 2 zusätzlichen Ventilen je Halbbrücke jedoch nicht nur einen höheren Kostenfaktor von $CF = 1,33$ mit sich, sondern auch 2 weitere Fehlerfälle. So würde ein KS-Fehler in S_{x5} bei leitendem S_{x1} einen KS-Pfad über dem oberen ZK-Kondensator nach sich ziehen. Der SZ + kann somit nicht mehr realisiert

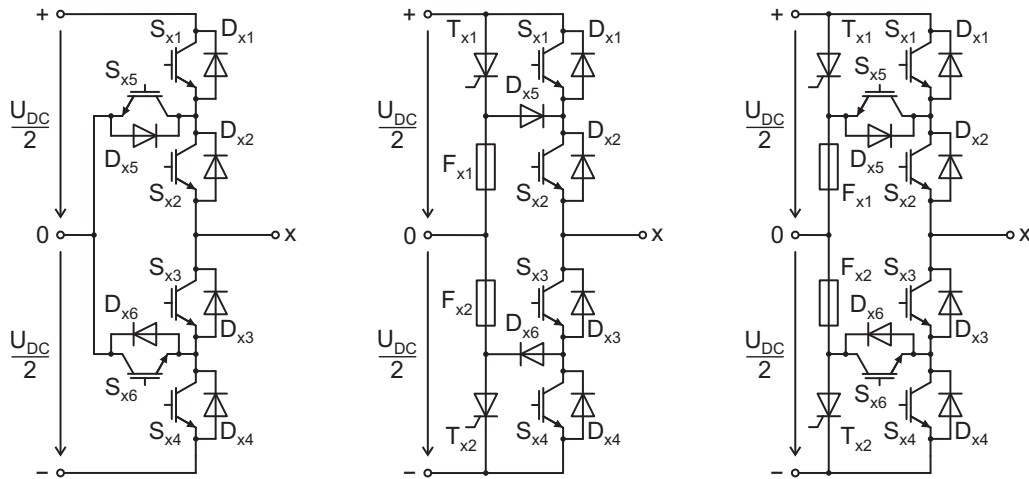


Abb. 3.13: Top. VI, VII: 3L-ANPC (links); Top. VIII: 3L-NPC mit thyristorausgelösten Sicherungen im Clamping-Zweig (Mitte); Top. IX: 3L-ANPC mit thyristorausgelösten Sicherungen im Clamping-Zweig (rechts)

werden, so dass der maximale Modulationsgrad auch hier auf $M_{max} = 0,58$ sinkt. Im Gegensatz dazu würde bei einem LL-Fehler in einem der Clamping-Ventile lediglich ein Freiheitsgrad zum Erreichen von SZ 0 in der fehlerhaften Phase verloren gehen. Es bleiben jedoch alle Basis-RZs und somit $M_{max} = 1,15$ erhalten.

Eine Überdimensionierung der inneren Ventile der 3L-ANPC-Topologie für die volle ZK-Spannung (Top. VII) hätte wieder lediglich Einfluss auf den KS-Fehlerfall eines äußeren Ventils. Auch hier würden alle Basis-RZs und somit der maximal mögliche Modulationsgrad von $M_{max} = 1,15$ unter Wegfall eines Freiheitsgrades beim mittleren SZ erhalten bleiben. Sollte beispielsweise S_{x1} defekt sein, so ließen sich SZ + durch Schalten von S_{x2} , SZ 0 durch Schalten von S_{x3} und S_{x6} sowie SZ – durch Schalten von S_{x3} und S_{x4} ermöglichen. Letzteres hätte dann wieder einen Spannungsabfall in Höhe der vollen ZK-Spannung über S_{x2} zur Folge. Unter Voraussetzung einer Auslegung der inneren Ventile für die volle ZK-Spannung weist die 3L-ANPC- im Vergleich zur 3L-NPC-Topologie lediglich zusätzliche Fehlertoleranz gegenüber LL-Fehlern innerer Ventile auf. Bei höherem Kostenfaktor sinkt somit der Gütefaktor der Fehlertoleranz gegenüber allen anderen Fehlern. Allerdings wirken sich die Clamping-Ventile wie anfangs beschrieben auch vorteilhaft auf den Normalbetrieb aus.

3.3.2.4 Sicherungen im Clamping-Zweig

Ein Problem der bislang vorgestellten Topologien besteht darin, dass bei einem KS-Fehler eines inneren Ventils entweder der SZ + oder – nicht mehr realisierbar ist, da sonst ein KS-Pfad über dem Clamping-Zweig entstehen würde. Damit sinkt der maximal mögliche Modulationsgrad immer auf die Hälfte. In [83] wird eine Methode vorgestellt, die dieses Problem dadurch löst, dass jeder Clamping-Zweig mit Hilfe von sogenannten superflinken Halbleitersicherungen unterbrochen werden kann. Das Gesamtausschaltintegral i^2t von derartigen heutzutage kommerziell verfügbaren Sicherungen ist geringer als das Grenzlastintegral von Dioden und Thyristoren, so dass

diese vor Zerstörung durch KS-Ströme bewahrt werden können. IGBTs hingegen weisen ein sehr geringes Grenzlastintegral auf, so dass die Sicherungen meist nur vor größeren Folgeschäden schützen können [83]. Daher wird zum Auslösen der Sicherung im Clamping-Zweig, wie in der mittleren Abbildung 3.13 dargestellt, ein Thyristor verwendet (Top. VIII), der einen KS-Pfad über dem oberen oder unteren ZK-Kondensator erzeugen kann. Sollte nun beispielsweise ein KS-Fehler in S_{a2} auftreten, so lässt sich mit Hilfe des Thyristors T_{a1} ein KS-Pfad über dem oberen ZK-Kondensator herbeiführen, so dass die Sicherung F_{a1} auslöst und somit den oberen Clamping-Zweig unterbricht. Das ermöglicht das Schalten der unteren beiden Ventile, ohne dass ein KS-Pfad über dem unteren ZK-Kondensator entsteht. Allerdings würde dabei ein Spannungsabfall in Höhe der vollen ZK-Spannung über dem Ventil S_{a1} entstehen. Aus diesem Grund müssen nun nicht nur die inneren, sondern auch die äußeren Ventile für die volle ZK-Spannung ausgelegt werden. SZ + und – lassen sich in Phase a also weiterhin realisieren, so dass der maximal mögliche Modulationsgrad von $M_{max} = 1,15$ erhalten bleibt. Das RZD für den geschilderten Fall hätte das gleiche Aussehen wie das der 3L-NPC-Topologie mit Auslegung der inneren Ventile für die volle ZK-Spannung (Top. II) im KS-Fehlerfall von S_{a1} , welches in Abbildung 3.10 gezeigt ist.

Die gleiche Maßnahme lässt sich auch an der 3L-ANPC-Topologie vornehmen [83], wie in Abbildung 3.13 rechts gezeigt (Top. IX). Aufgrund des angesprochenen geringen Grenzlastintegrals der IGBTs ist das Auslösen der Sicherungen über die äußeren Ventile in Verbindung mit den Clamping-Ventilen praktisch nicht realisierbar, ohne dass Schäden an diesen Ventilen ausgeschlossen werden können. Daher müssen auch hier Thyristoren hinzugefügt werden. Das Prozedere im Falle eines KS-Fehlers eines inneren Ventils ist das gleiche wie zuvor.

Zusammenfassend lässt sich konstatieren, dass im Vergleich zur 3L-NPC- bzw. 3L-ANPC-Topologie jeweils Fehlertoleranz gegenüber KS-Fehlern innerer Ventile gewonnen wird, wobei alle Basis-RZs und somit der maximal mögliche Modulationsgrad erhalten bleiben. Nachteilig sind die hohen Kostenfaktoren von $CF = 2,33$ bzw. $CF = 2,58$, die einerseits durch die Überdimensionierung aller inneren und äußeren Ventile und andererseits durch Thyristoren und die relativ teuren superflinken Halbleitersicherungen zustande kommen. Dabei wurde für Sicherungen mit einer Bemessungsspannung von $U_B = 3$ kV und einem Bemessungsstrom von $I_B = 1,25$ kA ein Kostengewichtungsfaktor von $k = 0,8$ zu Grunde gelegt.

3.3.2.5 Redundante Leistungshalbleiter

Eine der naheliegendsten Maßnahmen zur Fehlertoleranz ist die Einbindung redundanter Ventile. Hinsichtlich der Ventile kann zwischen Reihen- und Parallelredundanz unterschieden werden. Bei einer Reihenredundanz zweier Ventile kann der Betrieb im Falle eines KS-Fehlers aufrechterhalten werden. Bei einer Parallelredundanz ist dies beim LL-Fehler der Fall. So lassen sich für den 3L-NPC-Umrichter verschiedene Varianten betrachten. Beides setzt jeweils voraus, dass die redundanten Ventile hinsichtlich der Spannungsfestigkeit genauso dimensioniert sind wie diejenigen im Standard-Umrichter.

Für einfache Reihen- und Parallelredundanz eines jeden Ventils muss deren Anzahl vervierfacht werden (Top. X). Auf diese Weise wären sämtliche KS- und LL-Fehlerfälle tolerabel. Weiterhin ist aufgrund der Fähigkeit, mehrere Fehler gleichzeitig tolerieren zu können, mit einem enormen Anstieg der Zuverlässigkeit zu rechnen. Der Gütefaktor der Fehlertoleranz ist mit $PFM = 0,3$ aufgrund des hohen Kostenfaktors von $CF = 3,36$ trotzdem relativ niedrig. Der Aufwand bei der praktischen Realisierung ist außerdem so hoch, dass diese Maßnahme eher als ein theoretisches Gedankenspiel aufgefasst werden kann.

Sollen nur die LL-Fehlerfälle toleriert werden können, so muss jedem Ventil ein zweites parallel geschaltet werden (Top. XI). Die doppelte Anzahl an Ventilen lässt den Kostenfaktor auf $CF = 1,79$ ansteigen. Dies ist ebenso bei Reihenredundanz eines jeden Ventils zur Tolerierung sämtlicher KS-Fehlerfälle der Fall (Top. XII). Allerdings führen hier im Gegensatz zur Parallelschaltung auch die reihenredundanten Ventile den Strom, so dass zum einen der Wirkungsgrad gesenkt wird und zum anderen auch die redundanten Ventile die gleichen Lastzyklen durchfahren und somit ebenfalls der Alterung unterworfen sind. Reihenredundanz der Ventile ist daher in diesem Fall als aktive Redundanz aufzufassen, während es sich bei Parallelredundanz der Ventile um passive Redundanz handelt.

Rückblickend sei auf die in Unterabschnitt 3.3.1 untersuchte 3L-NPC-Topologie mit Auslegung der inneren Ventile für die volle ZK-Spannung (Top. II) erinnert. Hierbei wurde festgestellt, dass im Falle eines KS-Fehlers in einem äußeren Ventil bereits ohne Reihenredundanz der maximal mögliche Modulationsgrad erhalten bleibt, wenn auch unter Wegfall von 2 mittleren Raumzeigern sowie redundanten Schaltzuständen. Dies führt zu der Idee, die einfache Redundanz der inneren Ventile einerseits für die dafür erforderliche Überdimensionierung hinsichtlich der Spannungsfestigkeit und andererseits für die Fehlertoleranz gegenüber inneren KS-Fehlern zu nutzen (Top. XIII). Somit kommt man mit einem geringen Kostenfaktor von $CF = 1,4$ zu einer hohen Güte der Fehlertoleranz von $PFM = 0,72$ gegenüber KS-Fehlern. Diese Topologie bietet sich daher insbesondere beim Einsatz von LHLs in Presspack-Bauweise mit Gate-Treibern an, die im Fehlerfall ein positives Gate-Signal bereitstellen können, weil dann das Auftreten eines KS-Pfades über dem Bauteil im Fehlerfall recht hoch ist [18], [19].

3.3.2.6 Vergleich und Bewertung

In den vorherigen Absätzen wurden insgesamt 13 verschiedene 3L-NPC-basierte Topologien vorgestellt, die sich durch die Ausführung ihrer Halbbrücken unterscheiden. Tabelle 3.6 fasst zum Vergleich die wichtigsten Eigenschaften in einer Übersicht zusammen. Dabei wird in der letzten Spalte außerdem angegeben, ob die Topologie hinsichtlich der Nutzung ihrer Fehlertoleranz für den Einsatz in WEAs unter Einhaltung der in Abschnitt 2.2 festgelegten Randbedingungen geeignet ist. Bezüglich der Nummerierung der Topologien sei an dieser Stelle nochmals auf Anhang 10.1 hingewiesen.

Zur Beurteilung der Eignung der einzelnen Topologien für den Einsatz in WEAs muss zwischen dem netz- und generatorseitigen Einsatz unterschieden werden, wobei sich

Top.	Bauteilanzahl								CF	M_{max}				PFM		Eignung		
	IGBT ($\frac{U_{DC}}{2}$)	IGBT (U_{DC})	Cl.-Diode	Kondensator	Thyr. ($\frac{U_{DC}}{2}$)	Thyr. (U_{DC})	Sicherung			KS innen	KS außen	LL innen	LL außen	KS innen	KS außen	LL innen	LL außen	Gen.-Seite
I	12	0	6	2	0	0	0	1	0,58	0	0	0,58	0,5	0	0	0,5	(+)	-
II	6	6	6	2	0	0	0	1,3	0,58	1,15*	0	0,58	0,38	0,77	0	0,38	-	-
III	6	6	6	2	0	6	0	1,61	0,58	1,15*	0,58	0,58	0,31	0,62	0,31	0,31	-	-
IV	6	6	6	2	6	6	0	1,76	0,58	1,15*	0,58	1,15*	0,28	0,57	0,28	0,57	-	-
V	6	6	6	2	6	0	0	1,45	0,58	1,15*	0,58	0,58	0,34	0,69	0,34	0,34	-	-
VI	18	0	0	2	0	0	0	1,33	0,58	0,58	0,58	0,58	0,38	0,38	0,38	0,38	-	-
VII	12	6	0	2	0	0	0	1,64	0,58	1,15	0,58	0,58	0,31	0,61	0,31	0,31	-	-
VIII	0	12	6	2	6	0	6	2	1,15*	1,15*	0	0,58	0,5	0,5	0	0,25	-	-
IX	6	12	0	2	6	0	6	2,33	1,15	1,15	0,58	0,58	0,43	0,43	0,21	0,21	-	-
X	36	0	6	2	0	0	0	3,36	1,15	1,15	1,15	1,15	0,3	0,3	0,3	0,3	-	-
XI	24	0	6	2	0	0	0	1,79	0,58	0	1,15	1,15	0,28	0	0,56	0,56	-	-
XII	24	0	6	2	0	0	0	1,79	1,15	1,15	0	0,58	0,56	0,56	0	0,28	+	+
XIII	18	0	6	2	0	0	0	1,4	1,15	1,15*	0	0,58	0,72	0,72	0	0,36	+	-

Tab. 3.6: Vergleich der Topologien mit modifizierten Halbbrücken: Bauteilanzahl, geschätzter Kostenfaktor CF , maximal möglicher Modulationsgrad M_{max} nach Fehler (* reduzierte Spannungstufhöhe bei vollem Modulationsgrad), Gütefaktor der Fehlertoleranz PFM , Eignung für Einsatz in WEAs

netzseitig aufgrund der erforderlichen Einhaltung der Netzanschlussregeln striktere Anforderungen ergeben. Dabei besteht die Grundvoraussetzung darin, dass im Notbetrieb die Netzanschlussspannung in Betrag und Phase weiterhin gestellt werden kann. Eine Reduzierung des maximal möglichen Modulationsgrades auf die Hälfte würde gemäß Gleichung 3.5 eine Verdopplung der ZK-Spannung erfordern, die jedoch aufgrund der Auslegung des Umrichters nicht möglich ist. Unter der Annahme, dass beim Einsatz von Presspack-IGBTs mit Gate-Treibern, die im Fehlerfall ein positives Gate-Signal bereitstellen, nur KS-Fehler eintreten, würden lediglich die Top. VIII, IX, X, XII und XIII ihren maximalen Modulationsgrad im Fehlerfall beibehalten können. Allerdings geht dies bei Top. VIII in jedem und bei Top. XIII im KS-Fehlerfall äußerer Ventile zu Lasten einer reduzierten Spannungsstufigkeit. Die strikten Vorgaben der Netzanschlussregeln bezüglich des Oberschwingungsgehaltes würden eine höhere Dämpfung seitens des Netzfilters erforderlich machen. Allerdings sind diese für den Normalbetrieb ausgelegt und eine Überdimensionierung für einen möglichen Fehlerfall wäre aus wirtschaftlicher Sicht nicht sinnvoll. Bei Top. IX ist ein anderer Aspekt zu berücksichtigen. Eine Überdimensionierung der IGBTs hinsichtlich ihrer Spannungsfestigkeit lässt sich aufgrund der kommerziell verfügbaren LHLs nur noch durch Reihenschaltung realisieren. Damit wäre Top. XII inklusive ihrer fehlertoleranten Eigenschaften schon implizit enthalten. Die Beibehaltung des maximal möglichen Modulationsgrades im Notbetrieb wäre für alle KS-Fehlerfälle bereits gegeben, ohne dass weitere Maßnahmen erforderlich sind. Nach dem Ausschlussprinzip reduziert sich somit die Auswahl der technisch möglichen Topologien auf diejenigen mit Reihenredundanz aller Ventile. Dabei ist von der kostspieligen Variante mit zusätzlicher, aber beim Einsatz von Presspack-IGBTs nicht sinnvoller Parallelredundanz abzusehen, so dass Top. XII für den netzseitigen Einsatz letztlich als einzig sinnvolle hervorgeht.

Auf Generatorseite würde eine Halbierung des Modulationsgrades bei unveränderter ZK-Spannung gemäß Gleichung 3.5 eine Halbierung der Klemmenspannung des Generators nach sich ziehen. Im Fehlerfall wäre nach mechanischer Abbremsung des Rotors ein Betrieb mit reduzierter Drehzahl des Generators und somit reduzierter Leistung theoretisch möglich. Eine Halbierung des maximal möglichen Modulationsgrades wird daher für die Generatorseite nicht als Ausschlusskriterium gewertet. Die Möglichkeit zur Aufrechterhaltung des Betriebs unter diesen Umständen wird in dieser Arbeit jedoch nicht weiter verfolgt, da volle Nennleistung im Fehlerfall das angestrebte Ziel sein soll. Dabei erweisen sich die Top. II-V sowie VII-IX als nicht sinnvoll, da aufgrund der bereits erläuterten Notwendigkeit der Reihenschaltung von IGBTs zur Aufbringung der erforderlichen Spannungsfestigkeit die Top. XIII inklusive ihrer fehlertoleranten Eigenschaften wiederum implizit enthalten wäre. Weiterhin wird Parallelredundanz auch hier erneut als nicht sinnvoll angesehen. Somit bleiben mit Top. I und VI die klassische 3L-NPC- sowie 3L-ANPC-Topologie mit eingeschränkter Fehlertoleranz als Möglichkeit, um gegebenenfalls den Notbetrieb mit reduzierter Leistung zu ermöglichen. Letztlich gehen aber nur die Top. XII und XIII mit Reihenredundanz der Ventile als geeignete und sinnvolle Lösungen für den generatorseitigen Einsatz zur Aufrechterhaltung des Betriebs mit Nennleistung hervor. Top. XIII setzt dabei allerdings voraus, dass die höhere mechanische Belastung des Antriebsstrangs infolge der Reduzierung der Spannungsstufigkeit hinnehmbar ist.

Top.		Bauteilanzahl				CF	$MTTF$		RFM
Gen.-Seite	Netz-Seite	IGBT ($\frac{U_{DC}}{2}$)	Diode	Kondensator	Trennschaltung		/a	[p.u.]	
I	I	24	12	2	0	1	12	1	1
XIII	I	30	12	2	0	1,21	15,9	1,32	1,09
XII	I	30	12	2	0	1,43	14,9	1,23	0,86
I	XII	36	12	2	0	1,43	14,7	1,22	0,85
XIII	XII	42	12	2	0	1,64	20,4	1,69	1,03
XII	XII	48	12	2	0	1,85	18,9	1,57	0,85
2 x (I-I)		48	24	4	2	2,33	24	2	0,86

Tab. 3.7: Vergleich aller denkbaren Kombinationen für ein Vollumrichtersystem auf Basis der Topologien mit modifizierten Halbbrücken: Bauteilanzahl, geschätzter Kostenfaktor CF , Mittelwert der ausfallfreien Arbeitszeit $MTTF$, Gütefaktor der Zuverlässigkeit RFM

Als Fazit lässt sich zusammenfassen, dass von den verschiedenen fehlertoleranten Topologien mit modifizierten Halbbrücken letztlich nur diejenigen mit Reihenredundanz der IGBTs für den Einsatz in WEAs geeignet sind, sofern der Einsatz von Presspack-Bauteilen angenommen wird. Dies sind einerseits die einfachsten Varianten, aber zugleich auch diejenigen mit den besten Eigenschaften unter den gegebenen Randbedingungen. Neben einem vergleichsweise geringen Kostenfaktor und somit auch einem hohen Gütefaktor der Fehlertoleranz zeichnen sie sich im Gegensatz zu allen anderen vorgestellten Topologien insbesondere auch durch ihre Fähigkeit aus, mehrere Fehler gleichzeitig tolerieren zu können. Inwieweit dadurch die Zuverlässigkeit des gesamten Vollumrichtersystems erhöht wird, wird im Folgenden analytisch untersucht. Tabelle 3.7 zeigt zunächst alle denkbaren Kombinationen für ein Vollumrichtersystem mit Fehlertoleranz auf Basis der Topologien mit modifizierten Halbbrücken und gibt jeweils den Kostenfaktor und den im Rahmen der nachfolgenden Zuverlässigkeitsanalyse ermittelten Mittelwert der ausfallfreien Arbeitszeit sowie den Gütefaktor der Zuverlässigkeit an. Zum Vergleich ist weiterhin die Variante mit einem parallelgeschalteten passiv redundanten Umrichtermodul, das im Fehlerfall den Betrieb übernehmen würde, aufgeführt. Dabei wird der Grund für die Berücksichtigung zweier zusätzlicher Trennschaltungen, die den Kostenfaktor auf mehr als das Doppelte ansteigen lassen, in den Absätzen 3.3.3.1 und 3.3.3.2 deutlich.

Für die Zuverlässigkeitsanalyse wird zunächst die klassische 3L-NPC-Topologie (Top. I) betrachtet. Die Aufrechterhaltung des Betriebs ohne Einbußen seitens des maximal möglichen Modulationsgrades ist nur möglich, sofern alle Bauelemente intakt sind. Daher können sämtliche Elemente als Reihenschaltung im Zuverlässigkeitsblockdiagramm aufgefasst werden, so dass die Ausfallraten der Einzelkomponenten zu einer Gesamtausfallrate addiert werden können. Als Gesamtausfallraten für 3 klassische 3L-

NPC-Halbbrücken sowie für die beiden ZK-Kondensatoren ergeben sich mit Hilfe der in Tabelle 3.5 aufgeführten Notation für die Ausfallraten der Einzelkomponenten:

$$\lambda_{\text{I}} = 12 \cdot (\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 + \lambda_4) + 6 \cdot \lambda_5 \quad (3.15)$$

$$\lambda_{DC} = 2 \cdot \lambda_6 \quad (3.16)$$

Die entsprechenden Zuverlässigkeitsfunktionen $R_{\text{I}}(t)$ bzw. $R_{DC}(t)$ berechnen sich dann auf folgende Weise:

$$R_{\text{I}}(t) = e^{-\lambda_{\text{I}}t} \quad (3.17)$$

$$R_{DC}(t) = e^{-\lambda_{DC}t} \quad (3.18)$$

Ebenso wie die einzelnen Bauelemente stellen auch die generatorseitigen sowie netzseitigen Halbbrücken und der ZK eine Reihenschaltung im Zuverlässigkeitsblockdiagramm dar, so dass die Zuverlässigkeitsfunktion $R_{\text{I-I}}(t)$ für den klassischen 3L-NPC-Vollumrichter bestimmt wird durch:

$$R_{\text{I-I}}(t) = R_{\text{I}}(t) \cdot R_{DC}(t) \cdot R_{\text{I}}(t) \quad (3.19)$$

Wird dem aktiven Umrichter ein zweiter baugleicher Umrichter parallelgeschaltet, um im Falle eines Fehlers den Betrieb vollständig zu übernehmen, so ist eine passiv redundante Struktur vorhanden. Die Zuverlässigkeitsfunktion $R_{2 \times (\text{I-I})}(t)$ für das Gesamtsystem aus beiden Umrichtern berechnet sich dann gemäß Gleichung 3.13 auf folgende Weise:

$$R_{2 \times (\text{I-I})}(t) = \sum_{i=0}^1 \frac{[(2 \cdot \lambda_{\text{I}} + \lambda_{DC}) \cdot t]^i}{i!} \cdot R_{\text{I-I}}(t) = R_{\text{I-I}}(t) \cdot [1 + (2 \cdot \lambda_{\text{I}} + \lambda_{DC}) \cdot t] \quad (3.20)$$

Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass die Trennschaltungen aus Gründen, die in Absatz 3.3.3.6 erläutert werden, in den Zuverlässigkeitsberechnungen unberücksichtigt bleiben.

Als Nächstes sollen Zuverlässigkeitsfunktionen für die fehlertoleranten Topologien hergeleitet werden. Dabei sind die IGBTs und die Gate-Treiber generell diejenigen Komponenten, deren Ausfall in einem KS oder LL des Ventils münden. Ihre Ausfallraten werden zu einer Gesamtausfallrate $\lambda_{1,2}$ zusammengefasst:

$$\lambda_{1,2} = \lambda_1 + \lambda_2 \quad (3.21)$$

Für die Topologien mit modifizierten Halbbrücken wird jedoch aufgrund der Annahme von Presspack-IGBTs der KS-Fehler näherungsweise als einzig möglicher angenommen. Für die Zuverlässigkeitsanalyse stellt dies gewissermaßen eine Best-Case-Betrachtung dar. Beschaltung und antiparallele Freilaufdiode je Ventil werden ohne Berücksichtigung von möglichen Sonderfällen vereinfachend als Komponenten angesehen, deren Ausfall nicht toleriert werden kann:

$$\lambda_{3,4} = \lambda_3 + \lambda_4 \quad (3.22)$$

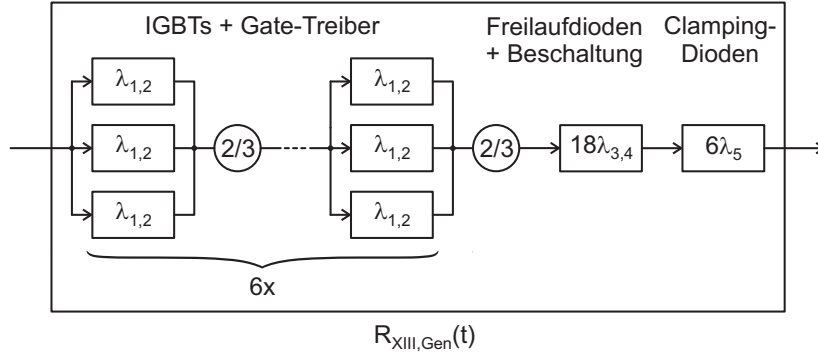


Abb. 3.14: Zuverlässigkeitsblockdiagramm für 3 Halbbrücken der 3L-NPC-Topologie mit reihenredundanten inneren Ventilen (Top. XIII) auf Generatorseite

Bezüglich der Toleranz gegenüber äußeren KS-Fehlern setzt Top. XIII voraus, dass eine reduzierte Spannungsstufigkeit auf Generatorseite hinnehmbar ist. Somit ist je oberem bzw. unterem Zweig einer Halbbrücke der Ausfall des äußeren Ventils tolerabel, solange nicht zusätzlich eines der beiden reihenredundanten inneren Ventile ausfällt. Ist hingegen eines dieser beiden Ventile ausgefallen, so müssen das zweite innere sowie das äußere Ventil jeweils intakt sein. Das Szenario lässt sich also derart darstellen, dass je oberem bzw. unterem Zweig einer Halbbrücke jeweils mindestens 2 von 3 Ventilen intakt sein müssen, wodurch sich das Zuverlässigkeitsblockdiagramm gemäß Abbildung 3.14 ergibt. Die Zuverlässigkeitsfunktion $R_{XIII,Gen}(t)$ berechnet sich dementsprechend zu:

$$\begin{aligned}
 R_{XIII,Gen}(t) &= \left[\sum_{i=2}^3 \binom{3}{i} \cdot e^{-i\lambda_{1,2}t} \cdot (1 - e^{-\lambda_{1,2}t})^{3-i} \right]^6 \cdot e^{-18\lambda_{3,4}t} \cdot e^{-6\lambda_5t} \\
 &= \left[3 \cdot e^{-2\lambda_{1,2}t} - 2 \cdot e^{-3\lambda_{1,2}t} \right]^6 \cdot e^{-18\lambda_{3,4}t} \cdot e^{-6\lambda_5t}
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

Werden die generatorseitigen Halbbrücken zusätzlich mit reihenredundanten äußeren Ventilen ausgestattet (Top. XII), so dürfen je oberem bzw. unterem Zweig einer Halbbrücke bis zu 2 Ventile gleichzeitig ausfallen, solange es nicht die beiden inneren sind. Anhand eines Zuverlässigkeitsblockdiagramms lässt sich diese komplexe Struktur nicht mit den in Unterabschnitt 3.2.4 vorgegebenen Regeln darstellen. Daher werden die Regeln der Stochastik 10.1, 10.3 und 10.4 bemüht, mit Hilfe derer sich folgende Zuverlässigkeitsfunktion $R_{XII,Gen}(t)$ berechnet (siehe auch Anhang 10.2.3):

$$\begin{aligned}
 R_{XII,Gen}(t) &= \left[R_{1,2}^4(t) + 4 \cdot R_{1,2}^3(t) \cdot \overline{R_{1,2}}(t) + 5 \cdot R_{1,2}^2(t) \cdot \overline{R_{1,2}}^2(t) \right]^6 \\
 &\quad \cdot R_{3,4}^{24}(t) \cdot R_5^6(t) \\
 &= \left[e^{-4\lambda_{1,2}t} + 4 \cdot e^{-3\lambda_{1,2}t} \cdot (1 - e^{-\lambda_{1,2}t}) + 5 \cdot e^{-2\lambda_{1,2}t} \cdot (1 - e^{-\lambda_{1,2}t})^2 \right]^6 \\
 &\quad \cdot e^{-24\lambda_{3,4}t} \cdot e^{-6\lambda_5t}
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

Auf Netzseite darf wie beschrieben keine Reduzierung der Spannungsstufigkeit erfolgen. Im Zuverlässigkeitsblockdiagramm, das in Abbildung 3.15 dargestellt ist, fließt Toleranz gegenüber äußeren Fehlerfällen daher nur noch aufgrund der Reihenredundanz der

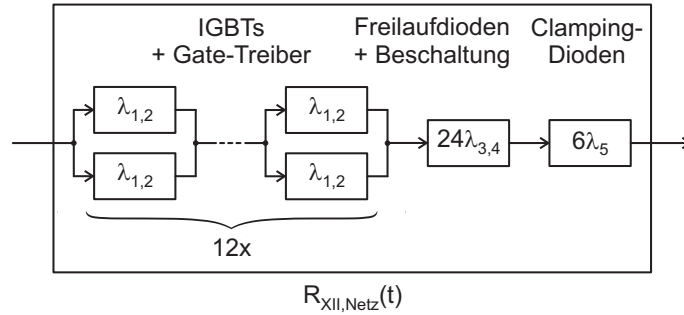


Abb. 3.15: Zuverlässigkeitsblockdiagramm für 3 Halbbrücken der 3L-NPC-Topologie mit reihenredundanten Ventilen (Top. XII) auf Netzseite

äußeren Ventile ein. Die Zuverlässigkeitsfunktion $R_{XII,Netz}(t)$ vereinfacht sich zu:

$$R_{XII,Netz}(t) = \left[1 - (1 - e^{-\lambda_{1,2}t})^2\right]^{12} \cdot e^{-24\lambda_{3,4}t} \cdot e^{-6\lambda_5t} \quad (3.25)$$

Für die in Tabelle 3.7 aufgelisteten möglichen Vollumrichtervarianten berechnen sich die Gesamtzuverlässigkeitsfunktionen nun auf folgende Weise:

$$R_{XIII-I}(t) = R_{XIII,Gen}(t) \cdot R_{DC}(t) \cdot R_I(t) \quad (3.26)$$

$$R_{XII-I}(t) = R_{XII,Gen}(t) \cdot R_{DC}(t) \cdot R_I(t) \quad (3.27)$$

$$R_{I-XII}(t) = R_I(t) \cdot R_{DC}(t) \cdot R_{XII,Netz}(t) \quad (3.28)$$

$$R_{XIII-XII}(t) = R_{XIII,Gen}(t) \cdot R_{DC}(t) \cdot R_{XII,Netz}(t) \quad (3.29)$$

$$R_{XII-XII}(t) = R_{XII,Gen}(t) \cdot R_{DC}(t) \cdot R_{XII,Netz}(t) \quad (3.30)$$

Die Verläufe dieser Funktionen sind in Abbildung 3.16 dargestellt. Die gemäß Formel 2.4 ermittelten Mittelwerte der ausfallfreien Arbeitszeit sind außerdem in Tabelle 3.7 eingetragen. Weiterhin vergleicht Abbildung 3.17 den Gewinn an Zuverlässigkeit mit den dafür erforderlichen Kosten anhand eines Balkendiagramms.

In allen Fällen bestätigt sich, dass die Zuverlässigkeit durch die fehlertoleranten Maßnahmen erhöht wird. Es überrascht jedoch zunächst, dass sich bei Reihenredundanz aller Ventile auf Generatorseite (Top. XII-I) eine geringere Zuverlässigkeit ergibt als bei Reihenredundanz nur der inneren Ventile auf Generatorseite (Top. XIII-I). Dies ist dem Umstand geschuldet, dass die Zuverlässigkeit unter den zu Grunde gelegten Ausfallraten durch die höhere Anzahl an Freilaufdioden und Beschaltungen stärker gesenkt wird als durch zusätzliche reihenredundant ausgeführte IGBTs und Gate-Treiber erhöht. Netzseitig lässt sich Fehlertoleranz gegenüber sämtlichen KS-Fehlern aus genannten Gründen jedoch nur durch Top. XII erzielen. Wird außerdem auf Generatorseite Top. XIII eingesetzt, so ergibt sich mit einem Mittelwert der ausfallfreien Arbeitszeit von $MTTF = 20,4$ a die stärkste Erhöhung um den Faktor 1,69 im Vergleich zum klassischen 3L-NPC-Vollumrichter. Der Kostenfaktor ist mit $CF = 1,64$ etwas geringer, so dass sich ein Gütefaktor der Zuverlässigkeit von knapp größer 1 ergibt. Dies ist ebenso der Fall, sofern Fehlertoleranz nur generatorseitig in Form von Top. XIII genutzt wird. Allerdings ist der Gewinn an Zuverlässigkeit mit einem Anstieg um 1,32 recht gering. Außerdem besteht das Ziel darin, Fehlertoleranz gegenüber allen mögli-

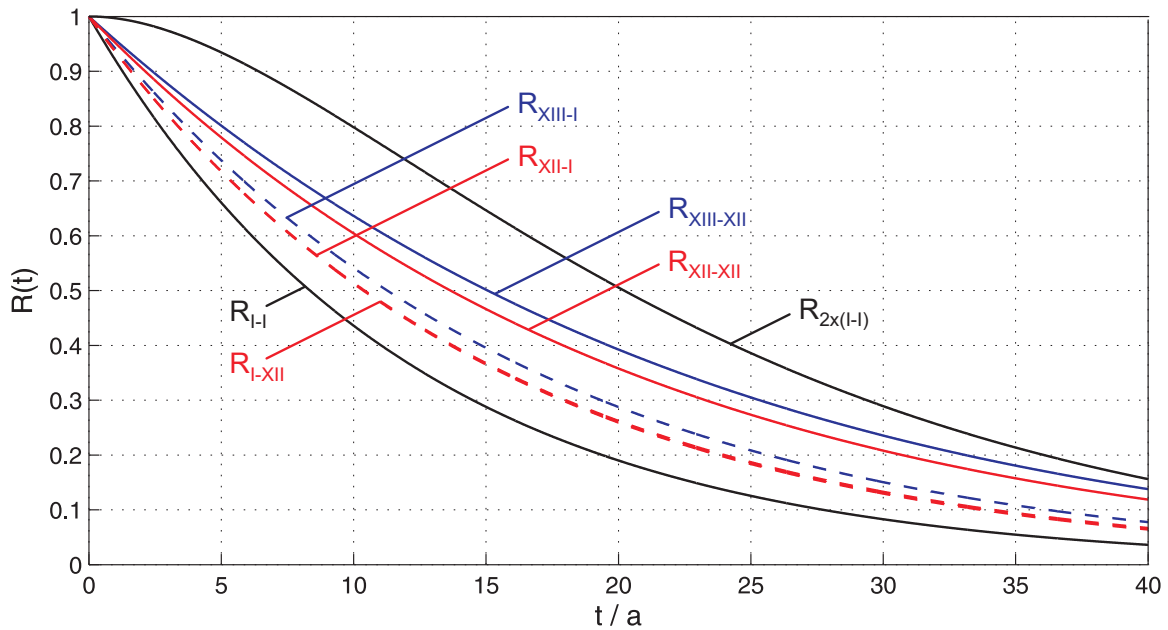


Abb. 3.16: Verläufe der Zuverlässigkeitsfunktionen für die Vollumrichtersysteme auf Basis der Topologien mit modifizierten Halbbrücken

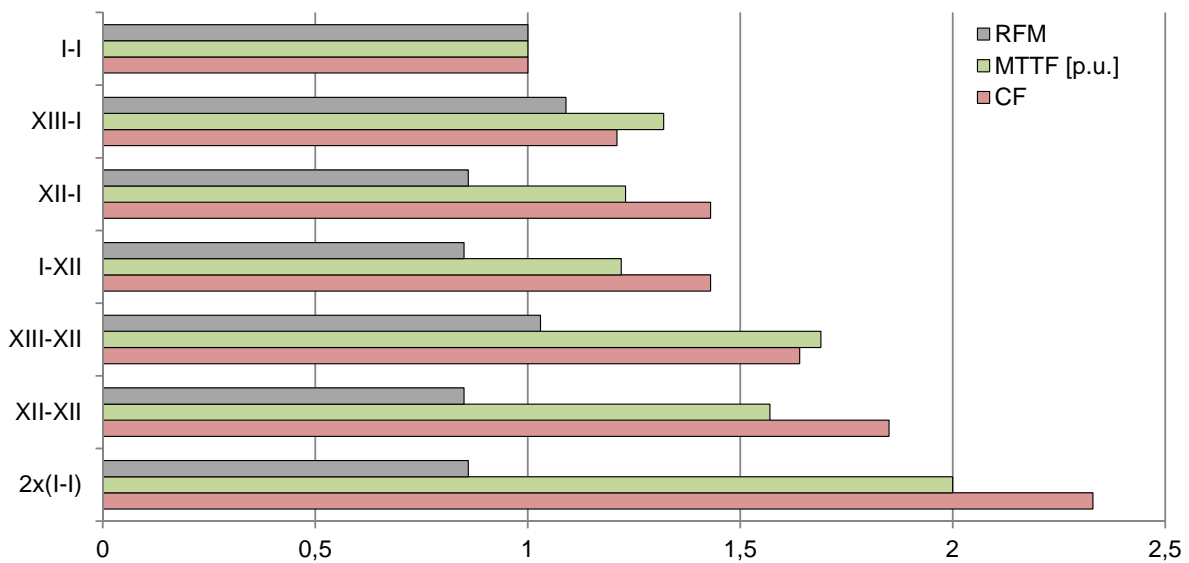


Abb. 3.17: Gegenüberstellung von Zuverlässigkeit und Kosten für die Vollumrichtersysteme auf Basis der Topologien mit modifizierten Halbbrücken

chen Ventilfehlern zu gewinnen. Topologien mit einseitiger Fehlertoleranz sind dennoch in den Tabellen und Diagrammen berücksichtigt, um einen Eindruck von der Wirkung der Maßnahmen zu erhalten.

Letztlich stellt also die Vollumrichtervariante XIII-XII die einzig sinnvolle Lösung unter den Topologien mit modifizierten Halbbrücken dar, bei der eine lohnenswerte Erhöhung des Mittelwertes der ausfallfreien Arbeitszeit bei vertretbaren Kosten zu erzielen ist. Diese Aussage ist jedoch nicht allgemeingültig. Denn aufgrund der Tatsache, dass neben Reihenredundanz der LHL und Gate-Treiber auch zusätzliche ausfallkritische Elementen

te in Form von antiparallelen Freilaufdioden und Beschaltung je Ventil hinzukommen, hängt der Gewinn an Zuverlässigkeit des Gesamtsystems davon ab, in welchem Verhältnis deren Ausfallraten zueinander stehen. Die Abbildungen 3.18 und 3.19 verdeutlichen dies anhand der Variation der Ausfallraten von IGBT und Gate-Treiber um einen Faktor 1,2. Die Verläufe der Zuverlässigkeitsfunktionen der fehlertoleranten Topologie verändern sich zwar nur minimal. Beim Standard-Umrichter sind die Veränderungen jedoch signifikanter, so dass dadurch auch der Gütefaktor der Zuverlässigkeit deutlich beeinflusst wird. Sofern die Ausfallraten von IGBT und Gate-Treiber um einen Faktor 1,2 geringer sind, erweist sich die Topologie schon als nicht mehr sinnvoll, da der Gütefaktor der Fehlertoleranz auf einen Wert kleiner 1 absinkt. Im umgekehrten Fall hingegen erhöht sich der Nutzen der fehlertoleranten Maßnahmen sogar. Eine genaue Aussage darüber, ob der Einsatz der Topologie aus wirtschaftlicher Sicht sinnvoll ist, lässt sich aufgrund der vorhandenen Unsicherheit bei der Angabe von Ausfallraten nicht treffen. Dies ist als weiterer Nachteil dieser Topologie zu werten.

Beim Vergleich der Kurvenverläufe der Zuverlässigkeitsfunktionen lässt sich weiterhin feststellen, dass ein Gesamtsystem mit einem zweiten passiv redundanten Umrichtermodul in den ersten 20 Jahren, insbesondere in der Anfangsphase, eine viel höhere Zuverlässigkeit aufweist als die fehlertolerante Topologie. Vor dem Hintergrund der Gesamtlebensdauer einer WEA ist dies jedoch der entscheidende Zeitraum. Der vergleichsweise gute Wert hinsichtlich der Erhöhung des Mittelwertes der ausfallfreien Arbeitszeit kommt bei der fehlertoleranten Topologie XIII-XII insbesondere dadurch zustande, dass ihre Zuverlässigkeitsfunktion auch noch zu einem viel späteren Zeitpunkt weit oberhalb derer des Standard-Umrichters verläuft. Insofern ist der in der Praxis erzielte Gewinn an Zuverlässigkeit tatsächlich als geringer einzuschätzen als es der Anstieg des Mittelwertes der ausfallfreien Arbeitszeit zunächst verspricht.

Als abschließendes Fazit lässt sich zusammenfassen, dass bis auf die Vollumrichtervariante XIII-XII keine fehlertolerante Topologie auf Basis modifizierter Halbbrücken für den Einsatz in WEAs geeignet ist. Vor dem Hintergrund der vorherigen Erkenntnisse zum Gewinn an Zuverlässigkeit und den Voraussetzungen, KS-Fehler als einzig mögliche sowie den generatorseitigen Verlust von Spannungsstufen als hinnehmbar anzunehmen, erscheint der Realisierungsaufwand im Vergleich zum Nutzen als nicht gerechtfertigt. Daher wird auch diese Topologie als nicht empfehlenswert eingestuft.

3.3.3 Erweiterung der Basistopologie um Halbbrücken

Bei den bislang betrachteten Topologien mit modifizierten Halbbrücken erfolgt beim Übergang vom Normal- zum Notbetrieb gewissermaßen eine Strukturumschaltung des Umrichters. Das bedeutet, dass die Veränderungen innerhalb der Schaltungstopologie infolge eines Fehlers als gegeben hingenommen werden. Abgesehen vom Abtrennen des Neutralpunktes von der fehlerhaften Halbbrücke bei einigen Topologien mit Sicherungen wird lediglich die Ansteuerung der Ventile in geeigneter Weise angepasst, um die Funktion vollständig oder mit Einschränkungen aufrechtzuerhalten. Eine Isolierung des Fehlers findet also nicht statt. Der Rekonfigurationsvorgang gestaltet sich somit als relativ einfach.

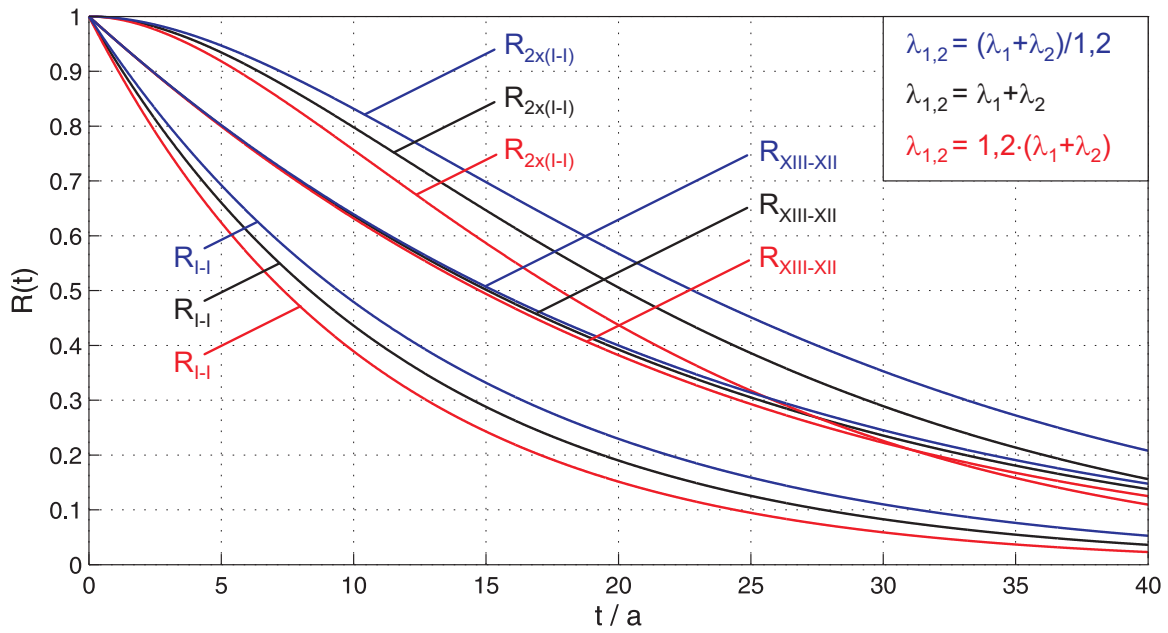


Abb. 3.18: Verläufe der Zuverlässigkeitsfunktionen für Vollumrichtervariante XIII-XII sowie für den klassischen 3L-NPC-Vollumrichter mit und ohne passive Redundanz bei Variation der Ausfallraten für IGBT und Gate-Treiber

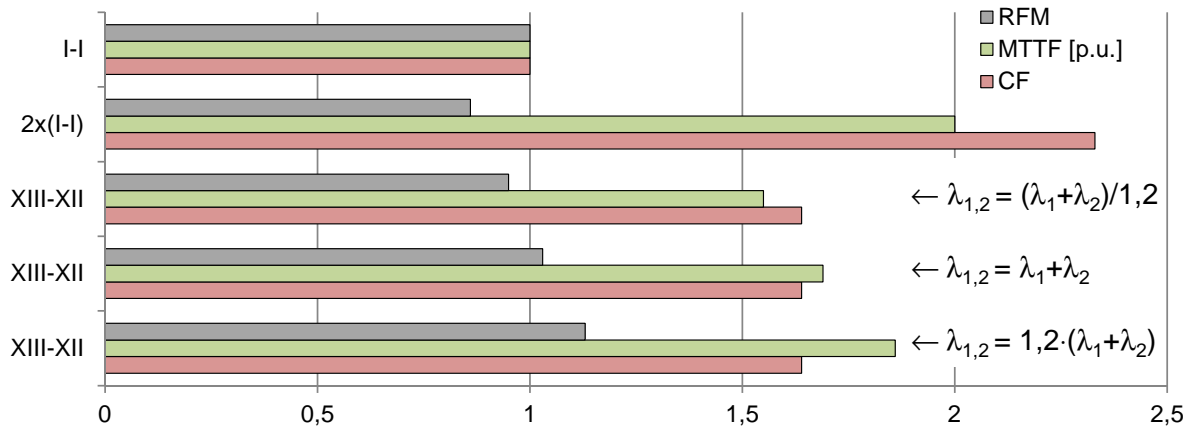


Abb. 3.19: Gegenüberstellung von Zuverlässigkeit und Kosten für Vollumrichtervariante XIII-XII bei Variation der Ausfallraten für IGBT und Gate-Treiber

Bei den nachfolgend vorgestellten Topologien, bei denen die 3L-NPC-Basistopologie um weitere Halbbrücken erweitert wird, ist dies nicht der Fall. Die Grundidee besteht darin, die fehlerhafte Halbbrücke vollständig durch eine zusätzliche redundante Halbbrücke zu substituieren. Dabei ist eine Fehlerisolierung als erster Schritt im Rahmen des Rekonfigurationsvorganges unabdingbar, wie in Absatz 3.3.3.1 dargelegt wird. Verschiedene Möglichkeiten zur Fehlerisolierung werden in Absatz 3.3.3.2 vorgestellt, diskutiert und die geeignetste ausgewählt. In den darauffolgenden Absätzen werden dann analog zu Unterabschnitt 3.3.2 mögliche fehlertolerante Topologien in verallgemeinerter Form zunächst zusammengestellt und untersucht. Der Vergleich und die Bewertung hinsichtlich des Einsatzes in WEAs mit Ausweitung der Betrachtungen auf das Vollumrichtersystem unter Berücksichtigung der Randbedingungen geschieht dann in Absatz 3.3.3.6.

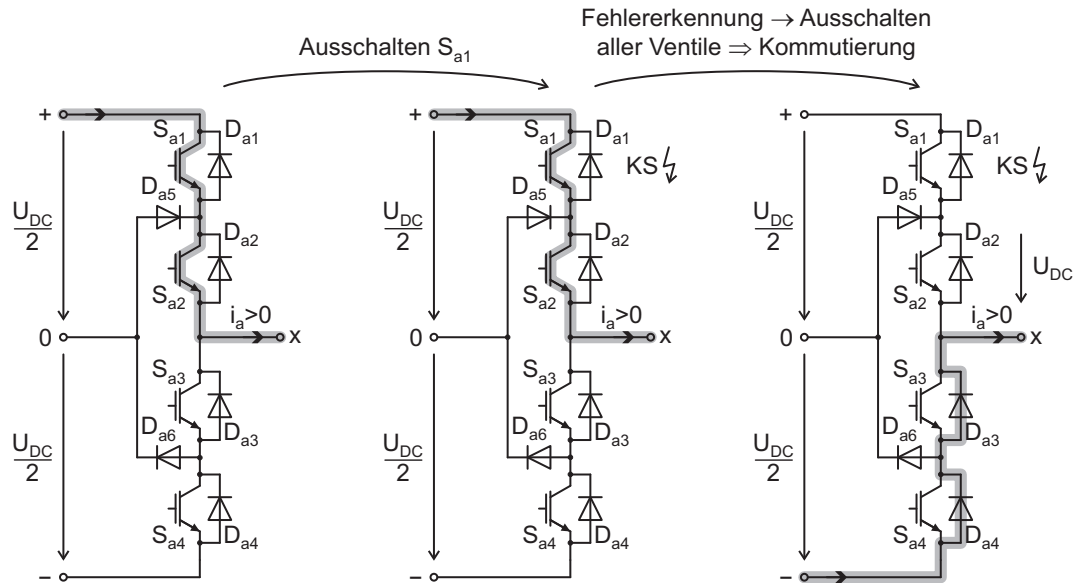


Abb. 3.20: Exemplarisches Beispiel für einen KS-Fehler in S_{a1} im Schaltzustand + der Phase a mit Kommutierung des Stroms nach dem Ausschalten aller Ventile

3.3.3.1 Vorüberlegungen zur Fehlerisolierung

Die Notwendigkeit einer Fehlerisolierung sei zunächst exemplarisch anhand eines Beispiels dargelegt, das in Abbildung 3.20 veranschaulicht wird. Dazu befinde sich die Halbbrücke der ersten Phase während des laufenden Umrichterbetriebs in SZ + und es fließe ein positiver Phasenstrom i_a . Im Zuge des Umschaltens auf SZ 0 wird gemäß der Ausführungen aus Unterabschnitt 3.1.2 zunächst das Ventil S_{a1} geöffnet. Es werde nun angenommen, dass sich dieses Ventil dabei als defekt erweist und ein KS-Fehler vorliegt. Der Stromfluss bleibt daher bestehen. Durch Fehlerdetektion werde der Fehler erkannt und das Sperren aller Ventile im Umrichter als Schutzmaßnahme vollzogen. Aufgrund von Induktivitäten im Strompfad sinkt der Strom jedoch nicht schlagartig auf Null, sondern wird zunächst weitergetrieben. Das Sperren des Ventils S_{a2} führt dazu, dass der positive Strom auf die unteren beiden antiparallelen Freilaufdioden D_{a3} und D_{a4} abkommutiert wird. Dadurch wird wiederum der Punkt des Phasenabgriffs auf das untere ZK-Potential gezogen. In Verbindung mit dem KS-Fehler in Ventil S_{a1} bewirkt dies einen Spannungsabfall über Ventil S_{a2} in Höhe der vollen ZK-Spannung für die Dauer des Stromflusses. Ein Folgeschaden an Ventil S_{a2} ist somit nicht auszuschließen. Es ist anzumerken, dass eine Überdimensionierung aller Ventile hinsichtlich der Spannungsfestigkeit als Gegenmaßnahme zum einen aus Kosten- und Zuverlässigkeitsgründen nicht sinnvoll wäre. Zum anderen besteht keine Notwendigkeit, da ein zweites defektes Ventil in der gleichen Halbbrücke keinen Einfluss auf den Notbetrieb nach Rekonfiguration des Umrichters hätte.

Sollte in der Folge also ebenfalls ein KS-Fehler in Ventil S_{a2} eingetreten sein, so würde es beim netzseitigen Umrichter dazu kommen, dass die herabtransformierten Netzspannungen $u_{g a,b,c}$ über den Filter- sowie Netz-, Transformator- und Zuleitungsinduktivitäten, zusammengefasst zu L_{ges} , kurzgeschlossen werden. Abbildung 3.21 zeigt den entstehenden Strompfad über die defekten Ventile S_{a1} und S_{a2} sowie über die oberen

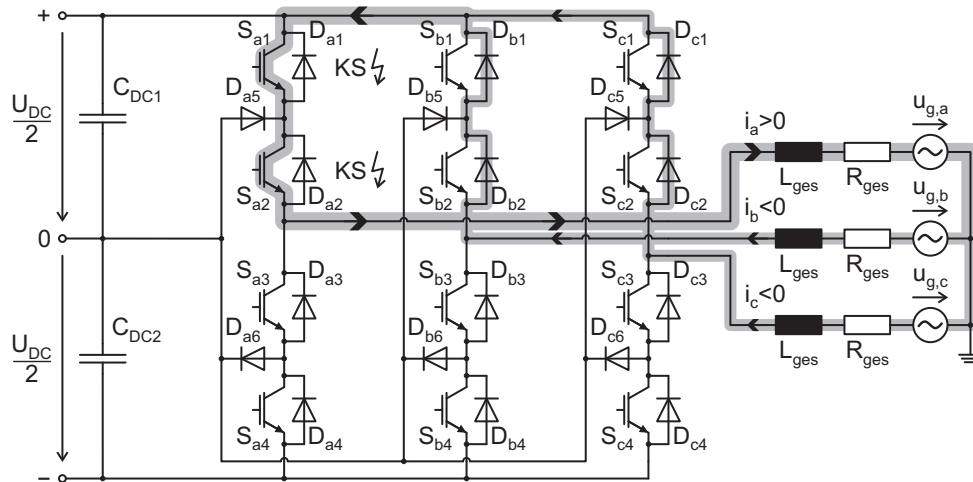


Abb. 3.21: Entstehender Strompfad aufgrund von KS-Fehlern in beiden oberen Ventilen der ersten Phase beim netzseitigen 3L-NPC-Umrichter

beiden Freilaufdioden der intakten Halbbrücken. Der Betrag des Stroms würde über die zulässigen Grenzen hinaus ansteigen, so dass als Folge eine ganze Fehlerkette möglich ist [84]. Ein derartiges Szenario ist auch für den generatorseitigen Umrichter denkbar, wenn beispielsweise die Polradspannung einer PMSM über ihre synchrone Reaktanz kurzgeschlossen wird. Zur Vermeidung weiterer Folgeschäden ist daher die Trennung des Strompfades, im Idealfall noch vor der Zerstörung von Ventil S_{a2} , unerlässlich. Dies ist ein Ziel bei der sogenannten Fehlerisolierung. Weiterhin soll sie sicherstellen, dass sich auch nach vollzogener Rekonfiguration keine ungewollten Strompfade ausbilden können, die den Notbetrieb des Umrichters beeinträchtigen.

Eine Unterbrechung dieser potentiellen Strompfade und damit die Isolierung der fehlerhaften Halbbrücke lässt sich grundsätzlich an zwei verschiedenen Punkten vornehmen. Es muss entweder der Phasenabgriff durchtrennt oder die äußeren Verbindungen der Halbbrücke mit dem oberen und unteren ZK-Potential unterbrochen werden. Techniken zur Realisierung einer solchen Isolierung werden im folgenden Absatz näher untersucht.

3.3.3.2 Verfahren zur Fehlerisolierung

Die Fehlerisolierung wird in Publikationen häufig für den klassischen 2L-, aber nur selten für ML-Umrichter betrachtet. Im Folgenden werden daher auch Grundideen vom 2L-Umrichter aufgegriffen und auf die 3L-NPC-Topologie übertragen. Die Trennung elektrischer Verbindungen lässt sich grundsätzlich entweder durch Auslösen von Sicherungen oder durch Sperren von LHL-Ventilen sowie Öffnen von elektromechanischen Schaltern vornehmen. Bei Verwendung von Sicherungen muss zum einen ein Strom gewährleistet werden, der dem Gesamtausschaltintegral i^2t Rechnung trägt. Zum anderen darf das Grenzlastintegral der Ventile im gleichen Strompfad dieses nicht unterschreiten. Das Auslösen der heutzutage kommerziell verfügbaren superflinken Halbleitersicherungen durch IGBTs ist daher praktisch nicht realisierbar, wie bereits in Absatz 3.3.2.4

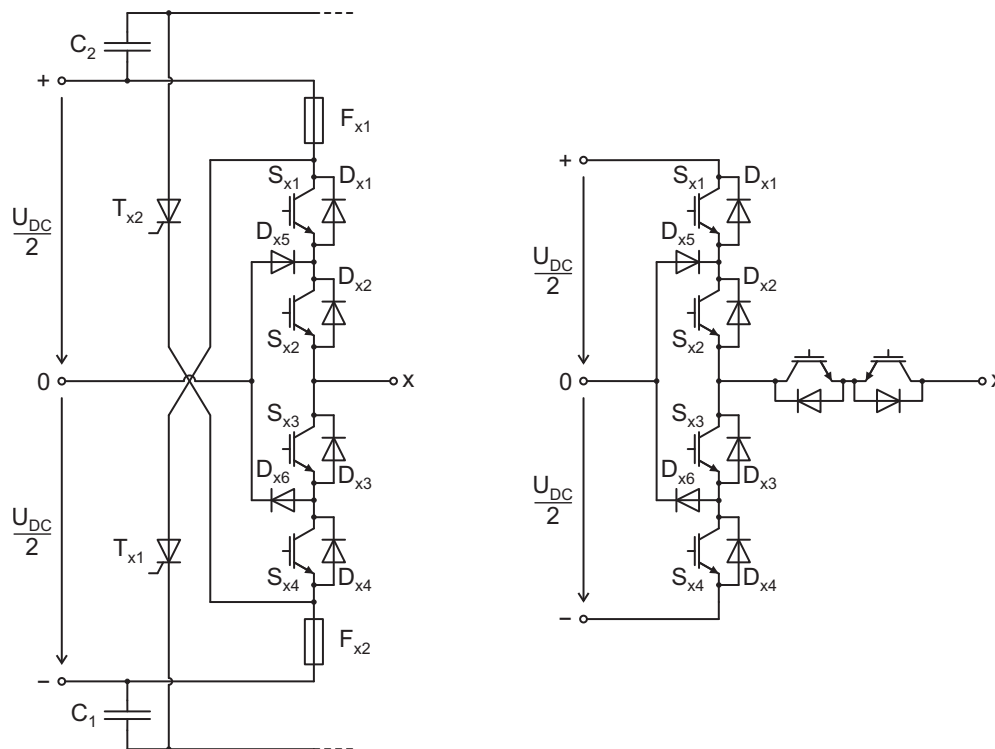


Abb. 3.22: Fehlerisolierung bei einer 3L-NPC-Halbbrücke; Variante A: Trennung von den ZK-Potentialen mit Hilfe von thyristorausgelösten Sicherungen (links); Variante B: Trennung vom Phasenabgriff durch antiserielle IGBTs (rechts)

erläutert wurde. In einigen Publikationen werden Varianten zur Fehlerisolierung vorgestellt, die dies jedoch erfordern würden [49], [50], [85]. Auf derartige Varianten wird hier nicht näher eingegangen.

Eine Technik zur Trennung von Halbbrücken eines 2L-Umrichters vom oberen und unteren ZK-Potential mit Hilfe von Sicherungen wird in [86] eingeführt. Die Übertragung des Konzeptes auf die 3L-NPC-Topologie (Variante A) ist in Abbildung 3.22 links dargestellt. Das Auslösen der Sicherungen F_{x1} und F_{x2} geschieht dabei über einen separaten Thyristor T_{x1} bzw. T_{x2} . Zusätzliche Kondensatoren C_1 und C_2 sind erforderlich, um einen Gleichstrompfad über die Thyristoren und die Freilaufdiode und somit deren Verharren im leitenden Zustand zu verhindern. Die Kapazitäten müssen groß genug sein, um ausreichend Energie aus dem ZK-Kondensator aufnehmen zu können und somit die Sicherung in möglichst kurzer Zeit auszulösen [86]. Ein Vorteil dieser Variante besteht darin, dass eine Fehlerisolierung bei jedem Fehlerfall in der Halbbrücke möglich ist, da die Auslösung der Sicherung unabhängig vom Phasenstrom erfolgen kann. Vorteilhaft ist weiterhin, dass die Sicherungen zusätzlich Schutz gegen einen Brücken-KS bieten. Demgegenüber stehen jedoch hohe Kosten durch 2 zusätzliche Sicherungen und Thyristoren je Halbbrücke. Der Realisierungsaufwand ist insgesamt recht hoch, da alle Zusatzelemente in die Umrichterschaltung integriert werden müssen. Die zusätzlichen Induktivitäten infolge der Sicherungen haben außerdem negativen Einfluss auf den Normalbetrieb und erhöhen die Störanfälligkeit [68]. Die Integration von LHL-Ventilen zur Trennung einer Halbbrücke vom oberen und unteren ZK-Potential als alternative Va-

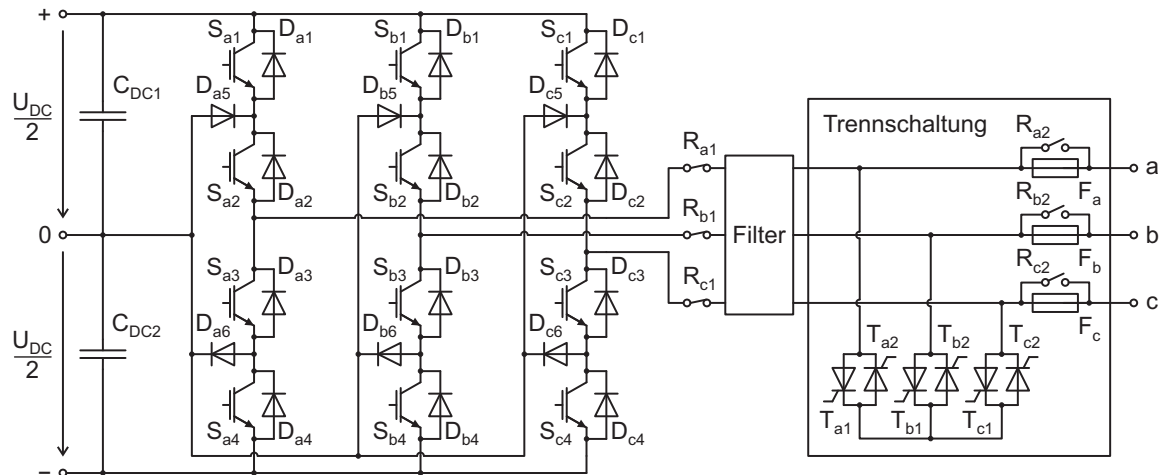


Abb. 3.23: Fehlerisolierung bei einer 3L-NPC-Halbbrücke; Variante C: Trennung vom Phasenabgriff mit Hilfe von elektromechanischen Schaltern und einer Zusatzschaltung zum Unterbrechen von Strompfaden nach [84]

riante wäre ebenfalls kostenintensiv und mit hohem Realisierungsaufwand verbunden. Weiterhin würden im Normalbetrieb zusätzliche Durchlassverluste anfallen.

Die Isolierung einer Halbbrücke am Phasenabgriff erscheint zunächst als unkomplizierter, da hier nur eine einzige elektrische Verbindung getrennt werden muss. In [53] wird dargestellt, wie dies bei einem 2L-Umrichter unter Verwendung zweier in Reihe geschalteten ZK-Kondensatoren mit Hilfe von Sicherungen realisiert werden kann. Im Falle eines KS-Fehlers in einem der Ventile wird die Sicherung durch Schließen zweier antiparalleler Thyristoren ausgelöst, die mit dem Punkt zwischen den beiden ZK-Kondensatoren verbunden sind. Dieses Prinzip wäre auf die 3L-NPC-Topologie nur dann übertragbar, wenn sich beide unteren oder oberen Ventile im KS-Fehler befinden. Da dies jedoch nicht vorausgesetzt werden kann und die hier anvisierte Fehlertoleranz auch LL-Fehler abdecken soll, wird von dieser Variante Abstand genommen. Alternativ wäre die Trennung des Phasenabgriffs mit Hilfe von LHL-Ventilen möglich. Der Einsatz von antiseriellen IGBTs (Variante B), wie in Abbildung 3.22 rechts dargestellt, könnte dies zwar bei jeder Art von Fehler in ausreichend kurzer Zeit realisieren. Allerdings erhöht sich dadurch wiederum die Anzahl ausfallrelevanter Komponenten, was sich negativ auf die Zuverlässigkeit des Gesamtsystems auswirkt. Nachteilig sind weiterhin die höheren Durchlassverluste der IGBTs im Normalbetrieb. Diesbezüglich hätten antiparallel geschaltete Thyristoren günstigere Eigenschaften [68]. Allerdings wäre ihr Einsatz problematisch, da ein sicheres Ausschalten aufgrund der benötigten Ausschaltzeiten eines Thyristors bei Eintritt des in Absatz 3.3.3.1 beschriebenen möglichen Strompfades nicht gewährleistet werden kann.

Die ausschließliche Verwendung von elektromechanischen Schaltern zur Unterbrechung von Strompfaden und zur Trennung des Phasenabgriffs, wie beispielsweise in [52], erweist sich ebenfalls als problematisch. Denn aufgrund der vorhandenen Verzögerung beim Öffnen der Kontakte [68] können die in Absatz 3.3.3.1 angesprochenen Folgeschäden nicht ausgeschlossen werden. Außerdem wären kostenintensive Leistungsschalter zum Trennen großer Ströme erforderlich. Der Einsatz von elektromechanischen Schal-

Variante	Bauteilanzahl						CF
	IGBT ($\frac{U_{DC}}{2}$)	Kondensator	Thyr. ($\frac{U_{DC}}{2}$)	Thyr. (U_{DC})	Sicherung	Schalter	
A	0	2	0	6	6	0	1,7
B	6	0	0	0	0	0	1,35
C	0	0	6	0	3	6	1,33

Tab. 3.8: Vergleich der drei möglichen Varianten zur Fehlerisolierung: Bauteilanzahl und geschätzter Kostenfaktor CF

tern wäre allerdings eine preisgünstige Möglichkeit zur Trennung des Phasenabgriffs, sofern dies stromlos erfolgen könnte [68]. Dazu müsste eine vorherige Unterbrechung des Strompfades gewährleistet werden können. Dies führt auf das in [84] vorgeschlagene Konzept zur Fehlerisolierung (Variante C), das in Abbildung 3.23 dargestellt ist. Hierbei kann ein möglicher Strompfad nach Eintritt eines Fehlers mit Hilfe von superflinken Halbleitersicherungen F_x , die sich beim netzseitigen Einsatz im Phasenzweig zwischen Filter und Transformator befinden, getrennt werden. Dazu wird die herabtransformierte Netzspannung durch Zünden zweier antiparallel geschalteter Thyristoren T_{x1} , T_{x2} kurzgeschlossen, um einen hohen KS-Strom zum Auslösen der Sicherungen zu gewährleisten. Danach kann die fehlerhafte Halbbrücke durch stromloses Öffnen des Schalters R_{x1} von der Phase x getrennt werden. Die im Zuge des weiteren Rekonfigurationsvorganges vorgenommene Substitution der fehlerhaften durch eine redundante Halbbrücke gewährleistet wiederum, dass anschließend der Schalter R_{x2} stromlos geschlossen werden kann, um den durch die Sicherung getrennten Pfad wiederherzustellen. Es ist anzumerken, dass die Trennschaltung nicht zwischen Umrichter und Filter platziert werden sollte, da sich sonst die großen Spannungsänderungen infolge der Schalthandlungen der IGBTs direkt auf die Thyristoren übertragen und ein ungewolltes Zünden auslösen könnten [84].

Ein großer Vorteil dieser Methode ist die Modularität. Es sind keinerlei Eingriffe innerhalb der Umrichterschaltung erforderlich. Die Trennschaltung kann als separates Gerät ausgeführt und je nach Anwendungsfall integriert oder auch weggelassen werden, sofern ein stromloses Öffnen der Schalter R_{x1} auch ohne diese Vorrichtung möglich ist. Ein weiterer Vorteil besteht darin, dass die Isolierung einer fehlerhaften Halbbrücke bei sämtlichen Arten von Fehlern, abgesehen vom Brücken-KS, möglich ist. Weiterhin wirken sich zusätzliche Induktivitäten aufgrund der Schalter und Sicherungen im Phasenzweig nicht negativ auf den Normalbetrieb aus, da sie jeweils eine Reihenschaltung mit den Filterinduktivitäten bilden. Geringfügig höhere Verluste im Normalbetrieb aufgrund von ohmschen Anteilen in Schaltern und Sicherungen sind jedoch als kleiner Nachteil zu werten. Im Vergleich zu den Schaltzeiten von LHL-Ventilen sind die Zeitdauern zum Öffnen und Schließen der elektromechanischen Schalter sowie zum Auslösen der Sicherungen mit bis zu einigen hundert Millisekunden zwar relativ lang. Aufgrund der Möglichkeit, durch mechanisches Bremsen rotatorische Energie aus dem Rotor bzw.

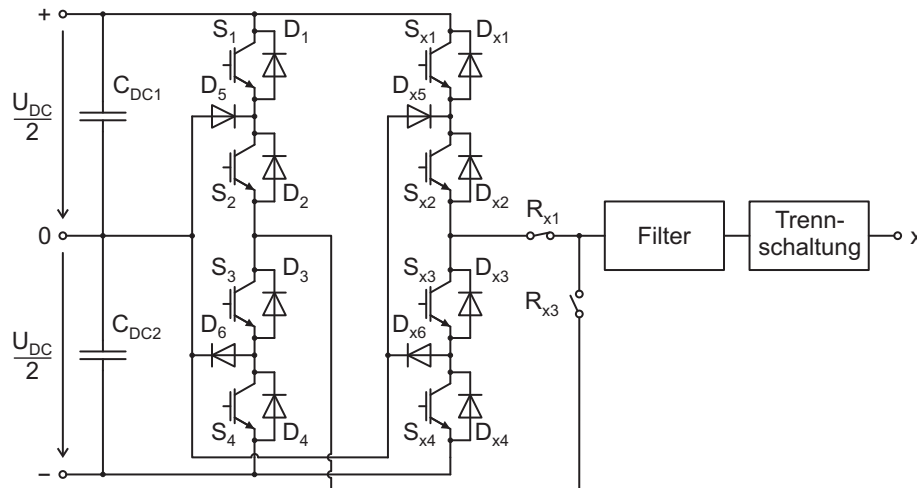


Abb. 3.24: Top. XIV: 3L-NPC mit Erweiterung um eine klassische 3L-NPC-Halbbrücke und Zusatzbeschaltung zur Rekonfiguration

mit Hilfe des Bremschoppers elektrische Energie aus dem Zwischenkreis abzuführen, stellt dies für den vorliegenden Anwendungsfall jedoch kein Problem dar.

Die geschätzten Kostenfaktoren für einen 3L-NPC-Umrichter, der jeweils um eine der 3 vorgestellten Varianten zur Fehlerisolierung erweitert ist, sind zusammen mit den zur Erweiterung erforderlichen Bauelementen in Tabelle 3.8 aufgelistet. Dabei wurde für einen einpoligen, einfach umlegenden (SPST = Single Pole Single Throw) stromlos schaltenden elektromechanischen Trennschalter mit einer Spannungsfestigkeit von $U_B = 6,9 \text{ kV}$ und einer Stromtragfähigkeit von $I_B = 1,2 \text{ kA}$ ein Kostengewichtungsfaktor von $k = 0,2$ zu Grunde gelegt. Es zeigt sich, dass die Varianten B und C am besten abschneiden. Vor dem Hintergrund der zuvor beschriebenen Vorteile geht Variante C für die Fehlerisolierung abschließend als die geeignetste hervor. Sie wird daher bei allen nachfolgend vorgestellten fehlertoleranten Topologien mit Erweiterung um zusätzliche Halbbrücken als Basis angesehen.

3.3.3.3 Erweiterung um klassische 3L-NPC-Halbbrücke

Die einfachste Möglichkeit zur Erweiterung der 3L-NPC-Basistopologie um eine redundante Halbbrücke besteht darin, eine des gleichen Typs zu verwenden. Abbildung 3.24 zeigt, in welcher Weise diese eingebunden werden muss (Top. XIV), wobei sich die Darstellung aus Gründen der Übersicht auf nur die Basishalbbrücke einer Phase x beschränkt. Die redundante Halbbrücke ist in gleicher Weise wie die anderen dauerhaft an positivem und negativem ZK-Potential sowie am NP-Potential angebunden. Auf den Normalbetrieb hat sie jedoch keinerlei Einfluss, da ihre Ventile permanent gesperrt sind. Für die Substitution einer fehlerhaften Halbbrücke nach durchgeführter Isolierung können kostengünstige elektromechanische Schalter R_{x3} verwendet werden, da das Schließen der Kontakte stromlos erfolgt. Der Notbetrieb gleicht im Betriebsverhalten exakt dem Normalbetrieb.

Vorteilhaft bei dieser Variante ist der als gering einzuschätzende Realisierungsaufwand, da lediglich eine weitere baugleiche Halbbrücke im Umrichter integriert werden muss. Da hier nur die mögliche Mindestanzahl an Bauelementen erforderlich ist, ist der Kostenfaktor mit $CF = 1,65$ der niedrigste unter den um Halbbrücken erweiterten Topologien. Wie bei allen diesen Topologien können die beiden möglichen Fehlerarten für jedes der vier Ventile einer Basishalbbrücke unter Aufrechterhaltung des maximal möglichen Modulationsgrades von $M_{max} = 1,15$ vollständig toleriert werden. Darüber hinaus können selbst Folgefehler toleriert werden, sofern diese in der gleichen Halbbrücke auftreten und keinen Brücken-KS nach sich ziehen. Aufgrund des niedrigsten Kostenfaktors bietet diese Topologie den höchsten Gütefaktor der Fehlertoleranz mit $PFM = 0,61$.

Der nicht vorhandene Einfluss der redundanten Halbbrücke auf den Normalbetrieb ist einerseits als Vorteil anzusehen, da keine Beeinträchtigungen entstehen. Andererseits bietet sie jedoch auch keine Möglichkeit, in positiver Weise auf das Betriebsverhalten einzuwirken. Diesbezüglich wäre insbesondere eine Einflussnahme auf die bereits angesprochene NP-Spannungsbalance denkbar. Die Idee, mit der Maßnahme einer zusätzlichen Halbbrücke gleich zwei bedeutende Probleme des 3L-NPC-Umrichters zu lösen, führt auf die beiden nachfolgend vorgestellten Topologien.

3.3.3.4 Erweiterung um 3L-NPC-basierte resonante Halbbrücke

In [87] wird eine zusätzliche Halbbrücke zur Balancierung der NP-Spannung vorgeschlagen, die in [88] aufgegriffen wird, um den Umrichter gleichzeitig mit der Eigenschaft der Fehlertoleranz auszustatten. Diese besteht aus einer 3L-NPC-Halbbrücke, die zunächst um lediglich eine Induktivität zwischen NP und Phasenabgriff erweitert ist. Diese ermöglicht durch Schalten der beiden oberen bzw. unteren Ventile einen Stromfluss in bzw. aus Richtung des NPs. Die NP-Spannungsbalance kann dadurch realisiert werden, dass der Strombedarf der Basishalbbrücken durch die zusätzliche Halbbrücke ausgeglichen wird, indem der gemittelte Strom am NP konstant gehalten wird [88], [89]. In [88] wird jedoch ebenfalls gezeigt, dass dabei aufgrund der Tatsache, dass 50 % der Schaltvorgänge in dieser Halbbrücke hart erfolgen, je nach Modulationsgrad und Phasenwinkel um bis zu 40% höhere Verluste im Vergleich zum klassischen 3L-NPC-Umrichter auftreten können. Aus diesem Grund wird in [88] die Erweiterung der Halbbrücke um je einen weiteren IGBT und einen Kondensator je Ventil auf eine resonante Struktur vorgeschlagen. Auf diese Weise können alle 8 beteiligten Ventile weich geschaltet werden, so dass die Verluste der zusätzlichen Halbbrücke nahezu auf Null abgesenkt werden können [88], [84]. Aufgrund einer möglichen verlustärmeren Ansteuerung der Basistopologie infolge der NP-Spannungsbalance durch die zusätzliche Halbbrücke kann der Gesamtwirkungsgrad je nach Betriebspunkt im Vergleich zum klassischen 3L-NPC-Umrichter um 5...25 % gesteigert werden [88], [84]. Das vollständige fehlertolerante Konzept, das inklusive der hier verwendeten Technik zur Fehlerisolierung in [84] vorgeschlagen wird, ist in Abbildung 3.25 dargestellt (Top. XV). Da im Notbetrieb die Trennung des für den Normalbetrieb benötigten Zweiges zur NP-Spannungsbalance erforderlich ist, um eine reine 3L-NPC-Halbbrücke zu erhalten, wird hier ein weiterer elektromechanischer Schalter R_1 vorgesehen.

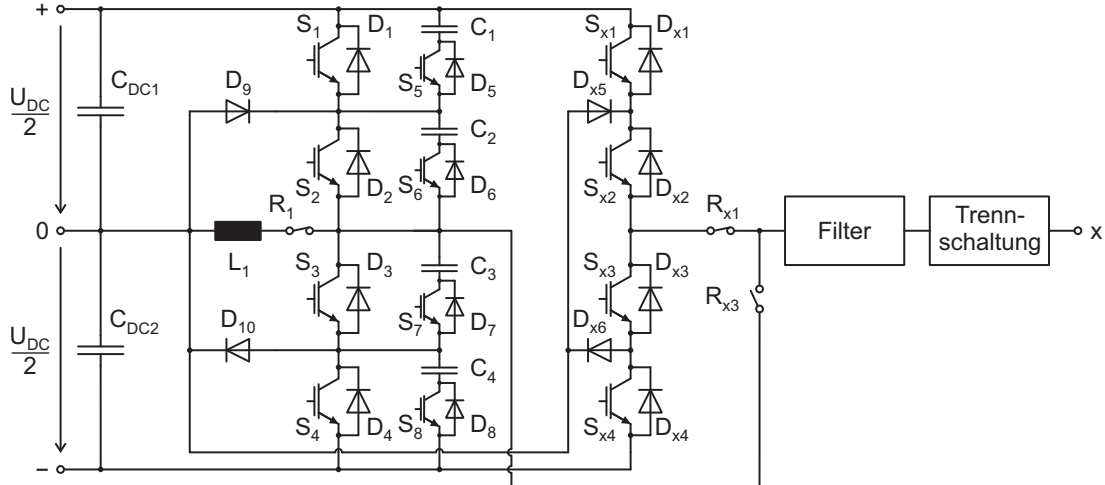


Abb. 3.25: Top. XV: 3L-NPC mit Erweiterung um eine resonante 3L-NPC-basierte Halbbrücke mit Induktivität und Zusatzbeschaltung zur Rekonfiguration

Neben den hinsichtlich der Fehlertoleranz gleichen Eigenschaften wie bei der zuvor vorgestellten Topologie (XIV) weist diese zusätzlich den großen Vorteil der Möglichkeit zur NP-Spannungsbalance durch die redundante Halbbrücke im Normalbetrieb auf. Die Ansteuerung der Basistopologie kann somit hinsichtlich gewünschter Kriterien optimiert werden, da ihre sonst immer zusätzlich anhaftende Aufgabe der NP-Spannungsbalance vollständig entfällt. Die Nutzung dieser Möglichkeit ist allerdings nur in Verbindung mit den Erweiterungen zum weichen Schalten sinnvoll, da sonst die gewonnenen Vorteile bei den Basishalbbrücken durch höhere Verluste in der redundanten Halbbrücke egalisiert werden. Die dementsprechend höhere Anzahl an Bauteilen senkt jedoch wiederum die Zuverlässigkeit der Gesamtopologie und steht somit dem eigentlichen Hauptziel entgegen. Weiterhin ergibt sich mit $CF = 1,99$ insbesondere aufgrund der kostspieligen Induktivität ein verhältnismäßig hoher Kostenfaktor, der einen Gütefaktor der Fehlertoleranz von $PFM = 0,5$ zur Folge hat. Dabei wird ein Kostengewichtungsfaktor von $k = 3$ für eine Induktivität mit einer Stromtragfähigkeit von $I_B = 1,2$ kA zu Grunde gelegt, deren Wert sich gemäß folgender Auslegungsempfehlung [88] auf ungefähr $L_1 = 0,7$ mH beläuft:

$$L_1 = \frac{U_{DC}}{8 \cdot f_s \cdot i_{x,max}} \quad (3.31)$$

Für die IGBTs $S_5 \dots S_8$, die für reduzierte Leistung ausgelegt werden können [84], wird, ebenso wie für deren Treiber, eine entsprechende Kostenreduzierung von 50 % im Vergleich zu den anderen IGBTs angenommen. Bei einer Resonanzfrequenz f_{res} , die um den Faktor 50 größer ist als die Schaltfrequenz f_s , ergeben sich gemäß Auslegungsformel [88] Kapazitäten von $C_{1...4} = 42,5$ nF:

$$C_{1...4} = 2 \cdot \frac{1}{(2\pi \cdot f_{res})^2} \cdot \frac{1}{L_1} \quad (3.32)$$

Hierbei wird angenommen, dass die Kosten eines Kondensators 20 % derer eines ein-

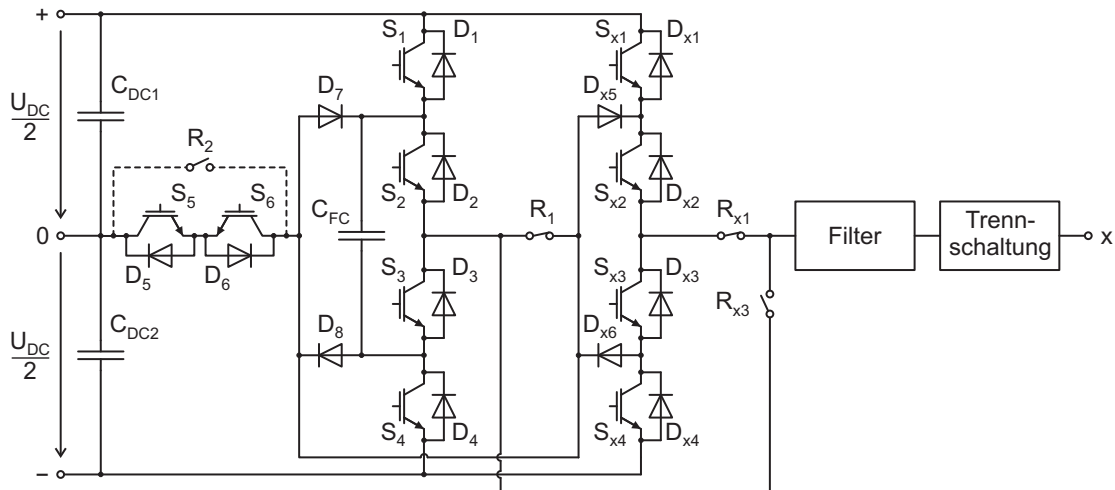


Abb. 3.26: Top. XVI: 3L-NPC mit Erweiterung um eine 3L-FC-basierte Halbbrücke und Zusatzbeschaltung zur Rekonfiguration (Schalter R_2 ermöglicht Fehlertoleranz gegenüber LL-Fehlern in den Hilfsventilen S_5 und S_6)

zelen ZK-Kondensators mit gleicher Spannungsfestigkeit betragen, so dass sich ein Gewichtungsfaktor von $k = 0,3$ ergibt.

3.3.3.5 Erweiterung um 3L-FC-basierte Halbbrücke

Ein anderer Ansatz zur Nutzung der redundanten Halbbrücke für die Spannungsbalance wird in [90] und [91] vorgestellt. Hierbei wird im Gegensatz zur vorherigen Topologie nicht die eigentliche NP-Spannung ausbalanciert, sondern den Basishalbbrücken mit Hilfe einer zusätzlichen 3L-FC-basierten Halbbrücke eine Ersatzspannung zur Verfügung gestellt, die im Idealfall einem ausbalancierten NP-Potential entspricht. Auf Grundlage dieses Ansatzes [90] und dem ausgewählten Verfahren zur Fehlerisolierung [84] wird in dieser Arbeit ein neues Gesamtkonzept für einen fehlertoleranten Umrichter (Top. XVI) vorgestellt, dessen Topologie in Abbildung 3.26 dargestellt ist. Es sei bereits an dieser Stelle erwähnt, dass die Topologie aus dem späteren Vergleich als eine der beiden geeignetsten für den vorliegenden Anwendungsfall hervorgehen und somit Gegenstand tiefgreifenderer Untersuchungen sein wird. Daher wird in diesem Absatz lediglich die grundlegende Funktionsweise erläutert und für tiefgreifendere Details hinsichtlich der Ansteuerung auf die Kapitel 4 und 5 sowie hinsichtlich Rekonfiguration auf Kapitel 6 verwiesen.

Die redundante Halbbrücke würde mit dem zusätzlichen Kondensator C_{FC} ohne die Dioden D_7 und D_8 eine reine 3L-FC-Struktur aufweisen. Im Normalbetrieb kann durch abwechselndes Einschalten der Ventile S_1, S_3 und S_2, S_4 der Kondensator auf- bzw. entladen werden, um eine ausbalancierte Spannung bereitzustellen, die der gewünschten NP-Spannung entspricht. Der elektromechanische Schalter R_1 ist im Normalbetrieb dauerhaft geschlossen, so dass jede Basishalbbrücke im mittleren SZ 0 diese Ersatzspannung anstelle der eigentlichen NP-Spannung abgreift. Die LHL-Ventile S_5 und S_6

sind dementsprechend im Normalbetrieb mit Einschränkungen, die nachfolgend beschrieben werden, dauerhaft gesperrt, so dass die Spannungsaufteilung über den beiden ZK-Kondensatoren weitestgehend unbeeinflusst bleibt. Ein Wechsel zwischen den beiden genannten Schaltzuständen unter Vorliegen eines Stroms in der Zusatzhalbbrücke würde jedoch ohne Einwirken der Hilfsventile dazu führen, dass der Punkt des Phasenabgriffs durch den entstehenden Freilaufpfad im Zuge der Einhaltung der erforderlichen Ventiltotzeiten auf das obere oder untere ZK-Potential gezogen wird. Dies würde zu einem Spannungsabfall in Höhe der vollen ZK-Spannung über einem äußeren Ventil derjenigen Halbbrücken führen, in denen der mittlere Schaltzustand geschaltet ist. Um dies zu verhindern, kann in Abhängigkeit vom Vorzeichen des Stroms kurzzeitig das Ventil S_5 oder S_6 geschlossen werden, um dem Strom einen anderen Freilaufpfad zu ermöglichen, der keine Verschiebung der ZK-Potentiale auf das Ersatzpotential zur Folge hat [91].

Nach Eintritt eines Fehlers in einer der Basishalbbrücken und erfolgter Fehlerisolierung werden auch hier die entsprechenden Schalter R_{x1} geöffnet und R_{x3} geschlossen. Weiterhin muss die Verbindung der Halbbrücken zur Ersatzspannung getrennt werden. Da dies nach erfolgter Fehlerisolierung immer stromlos erfolgen kann, ist hier die Verwendung eines elektromechanischen Schalters R_1 möglich. Die Ventile S_5 und S_6 können nun genutzt werden, um durch dauerhaftes Schließen die Verbindung aller am Notbetrieb beteiligten Halbbrücken zum NP-Potential zu gewährleisten. Die Dioden D_7 und D_8 , die für den Normalbetrieb keine Bedeutung haben, ermöglichen nun, dass die Ersatzhalbbrücke mit einer Einschränkung wie eine klassische 3L-NPC-Halbbrücke angesteuert werden kann. Diese besteht darin, dass beim Schalten des mittleren Schaltzustands 0 immer nur entweder Ventil S_2 oder S_3 geschlossen werden darf, um einen KS des Kondensators C_{FC} zu vermeiden. Mit Ausnahme des für die Presspack-Bauform unwahrscheinlichen LL-Fehlers in einem der beiden Hilfsventile S_5 und S_6 , der die Anbindung aller Halbbrücken an den Neutralpunkt verhindern würde, kann ebenfalls jeder Ventilfehler seitens der Zusatzhalbbrücke toleriert werden. Um dennoch auch LL-Fehler in den Hilfsventilen tolerieren zu können, besteht die kostengünstige Möglichkeit, einen weiteren elektromechanischen Schalter R_2 vorzusehen, der in Abbildung 3.26 mit gestrichelter Linie eingezeichnet ist. Dieser Schalter übernimmt dann die Aufgabe, die Verbindung der Halbbrücken zum NP-Potential herzustellen, was ebenfalls immer stromlos erfolgen kann. Den Hilfsventilen S_5 und S_6 kommt somit nur noch die Aufgabe der Verhinderung von Überspannungen im Normalbetrieb zu. In den weiteren Ausführungen dieser Arbeit wird der Schalter S_5 berücksichtigt.

Die Topologie weist hinsichtlich Fehlertoleranz und Spannungsbalance die gleichen Vorteile auf wie die vorherige (Top. XV). Der Realisierungsaufwand wird jedoch aufgrund einer niedrigeren Anzahl von Bauelementen als geringer eingeschätzt. Der Kostenfaktor liegt mit $CF = 1,87$ zwischen denen der anderen beiden Topologien (XIV und XV), ebenso wie der Gütefaktor der Fehlertoleranz von $PFM = 0,53$. Dabei gelten für den Kondensator C_{FC} hinsichtlich Kapazität und Spannungsfestigkeit die gleichen Anforderungen wie für einen einzelnen ZK-Kondensator [91]. Die Auslegung der Ventile S_5 und S_6 geschieht auf gleiche Weise wie bei den anderen Ventilen innerhalb der Halbbrücken. Dementsprechend wurden für die Kostengewichtungsfaktoren jeweils die gleichen Werte zu Grunde gelegt.

3.3.3.6 Vergleich und Bewertung

Basierend auf der Erweiterung der 3L-NPC-Basistopologie durch zusätzliche Halbbrücken wurden in den vorangegangenen Absätzen drei unterschiedliche Varianten vorgestellt. Ihre Eigenschaften bezüglich der wichtigsten Bewertungskriterien mit Ausnahme der Zuverlässigkeit, die erneut in Bezug auf das Vollumrichtersystem betrachtet wird, sind in Tabelle 3.9 zusammengefasst. Im Gegensatz zu den Topologien mit modifizierten Halbbrücken weisen sie hinsichtlich Fehlertoleranz die bestmöglichen Eigenschaften auf. Dies ist dem Umstand geschuldet, dass nach Eintritt eines Ventilfehlers die 3L-NPC-Struktur dank Fehlerisolierung und Substitution vollständig erhalten bleibt. Dementsprechend gibt es keine Einbußen hinsichtlich des maximal möglichen Modulationsgrades M_{max} und der maximal möglichen Leistung. Die Variationen beim Gütefaktor der Fehlertoleranz PFM ergeben sich somit ausschließlich durch unterschiedliche Kostenfaktoren infolge der Anzahl an Bauteilen. Weiterhin bleiben alle Raumzeiger und Schaltzustände und somit auch die Anzahl der Spannungsstufen erhalten. Die Eignung sowohl für den generatorseitigen als auch für den netzseitigen Einsatz in WEAs ist daher bei allen drei Topologien uneingeschränkt gegeben. Ein großer Vorteil besteht weiterhin darin, dass bis auf eine zusätzliche Halbbrücke keine weiteren Bauteile innerhalb der Umrichterschaltung integriert werden müssen. Trennschaltungen und Rekonfigurationsschalter können separat ausgeführt werden, so dass eine modulare Bauweise möglich ist, die den Realisierungsaufwand reduziert.

Für ein abschließendes Fazit wird zunächst eine Zuverlässigkeitsanalyse für die möglichen Vollumrichtersysteme durchgeführt. Dazu wird zunächst die Ausfallrate eines einzelnen Ventils zu λ_S zusammengefasst:

$$\lambda_S = \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 + \lambda_4 \quad (3.33)$$

Weiterhin werden die Ausfallraten aller Bauteile, die an einer einzelnen 3L-NPC-Halbbrücke beteiligt sind, zu einer Gesamtausfallrate λ_{HB} zusammengefasst:

$$\lambda_{HB} = 4 \cdot \lambda_S + 2 \cdot \lambda_5 \quad (3.34)$$

Die zusätzliche baugleiche 3L-NPC-Halbbrücke von Top. XIV geht erst dann in den aktiven Betrieb über, sobald in einer der anderen Halbbrücken ein Fehler aufgetreten ist. Sie ist daher passiv redundant, so dass sich die Zuverlässigkeitsfunktion $R_{XIV}(t)$ gemäß Gleichung 3.13 auf folgende Weise berechnet:

$$R_{XIV}(t) = \sum_{i=0}^1 \frac{(3 \cdot \lambda_{HB} \cdot t)^i}{i!} \cdot e^{-3\lambda_{HB}t} = e^{-3\lambda_{HB}t} \cdot (1 + 3 \cdot \lambda_{HB} \cdot t) \quad (3.35)$$

Es sei darauf hingewiesen, dass der Einfluss der an der Trennschaltung beteiligten Bauteile sowie aller elektromechanischen Schalter auf die Zuverlässigkeit als vereinfachende Näherung nicht berücksichtigt wird. Denn aufgrund fehlender Schalthandlungen seitens der Schalter und Thyristoren und geringer elektrischer sowie thermischer Belastung, ausschließlich bedingt durch die Beschaffenheit der Phasenströme, sind die Bauteile im Normalbetrieb einem verlangsamten Alterungsprozess unterworfen.

Für die letzten beiden Topologien (XV, XVI) gestaltet sich die Herleitung einer Zuverlässigkeitsfunktion komplexer. Es ist jeweils zwischen 3 möglichen Betriebszuständen zu unterscheiden, erstens dem Normalbetrieb ohne Defekt, zweitens dem Betrieb mit einer defekten Basishalbbrücke (Notbetrieb 1) und drittens dem Betrieb mit defekter Zusatzhalbbrücke (Notbetrieb 2).

Top. XV setzt für den Normalbetrieb neben der Funktionsfähigkeit von vier 3L-NPC-Halbbrücken zusätzlich die Intaktheit von vier zusätzlichen Ventilen $S_5 \dots S_8$ und einer Induktivität L_1 voraus. Denn keines der zusätzlichen Ventile zum resonanten Schalten darf einen KS-Fehler aufweisen, welcher hier in einer Worst-Case-Näherung als einzig möglicher angenommen wird. Ansonsten besteht die Gefahr, dass sich der entsprechende Kondensator im gesperrten Zustand des dann parallel geschalteten Ventils zunächst auflädt und beim Schließen desselbigen mit einem hohen KS-Strom entlädt, was zu einer Zerstörung des Ventils führen kann. Die Kondensatoren $C_1 \dots C_4$ werden für die Aufrechterhaltung des Betriebs hingegen als irrelevant angesehen, da sie nur zur Verbesserung des Betriebsverhaltens durch Realisierung von weichem Schalten beitragen, aber für das Gesamtsystem keine ausfallkritische Komponenten darstellen. Für den Notbetrieb 1 gelten die gleichen Bedingungen. Lediglich die Induktivität L_1 ist aufgrund des im Notbetrieb 1 geöffneten Schalters R_1 nicht relevant. Der Notbetrieb 2 tritt ein, sobald in der Gesamtheit aus Zusatzhalbbrücke, Induktivität L_1 und zusätzlichen Ventilen $S_5 \dots S_8$ ein Defekt aufgetreten ist. Diese Zusammenhänge können durch die vorgestellten Regeln zur Konstruktion eines Zuverlässigkeitsblockdiagramms nicht abgedeckt werden. Es wird daher auf die Regeln der Stochastik 10.1, 10.3 und 10.4 zurückgegriffen, mit denen sich die Zuverlässigkeitsfunktion $R_{XV}(t)$ zu folgendem Ausdruck berechnet (siehe auch Anhang 10.2.3):

$$\begin{aligned}
 R_{XV}(t) &= \underbrace{R_{HB}^4(t) \cdot R_S^4(t) \cdot R_L(t)}_{\text{Normalbetrieb}} + \underbrace{3 \cdot R_{HB}^3(t) \cdot \overline{R_{HB}}(t) \cdot R_S^4(t)}_{\text{Notbetrieb 1}} \\
 &\quad + \underbrace{R_{HB}^3(t) \cdot \overline{R_{HB}}(t) \cdot R_S^4(t) \cdot R_L(t)}_{\text{Notbetrieb 2}} \tag{3.36} \\
 &= e^{-3\lambda_{HB}t} \cdot \left[1 + 3 \cdot e^{-4\lambda_S t} \cdot (1 - e^{-\lambda_{HB}t}) \right]
 \end{aligned}$$

Bei der Berechnung zeigt sich, dass die zunächst berücksichtigte Ausfallrate λ_L für die Induktivität L_1 bei Auflösung des Gesamtterms eliminiert wird. Die Angabe eines Zahlenwertes für die Ausfallrate entsprechend Tabelle 3.5 ist daher nicht erforderlich.

Bei Top. XVI kommt den Hilfsventilen S_5 und S_6 im Normalbetrieb eine tragende Bedeutung zu, weil ohne sie ein Umschaltvorgang innerhalb der Zusatzhalbbrücke ohne Gefahr von Schäden an den Ventilen der Basishalbbrücken nur noch dann erfolgen kann, wenn kein Strom in der Zusatzhalbbrücke fließt. Mit Hinweis auf Kapitel 5 kann jedoch auf die Möglichkeit, auch während eines Stroms ungleich Null zu schalten, nicht gänzlich verzichtet werden. Ein Ausfall der Hilfsventile fällt daher in die Kategorie des Notbetriebs 2, also dem Betrieb mit defekter Zusatzhalbbrücke. Im Normalbetrieb von Top. XVI muss weiterhin die Funktionsfähigkeit von vier 3L-NPC-Halbbrücken sowie dem FC-Kondensator C_{FC} gegeben sein, damit das vorgestellte Funktionsprinzip greifen kann. Im Notbetrieb 1 muss die Zusatzhalbbrücke inklusive

Top.	Bauteilanzahl						CF	M_{max}	PFM	Eignung	
	IGBT ($\frac{U_{DC}}{2}$)	Diode	Kondensator	Schalter	Induktivität	Trennschaltung				Gen.-Seite	Netz-Seite
XIV	16	8	2	6	0	1	1,65	1,15	0,61	+	+
XV	20	8	6	7	1	1	2	1,15	0,5	+	+
XVI	18	8	3	8	0	1	1,87	1,15	0,53	+	+

Tab. 3.9: Vergleich der um Halbbrücken erweiterten Topologien: Bauteilanzahl, geschätzter Kostenfaktor CF , maximal möglicher Modulationsgrad M_{max} nach Fehler, Gütefaktor der Fehlertoleranz PFM , Eignung für Einsatz in WEAs

des FC-Kondensators C_{FC} intakt sein, damit das Kollektorpotential von S_2 und das Emitterpotential von S_3 keine elektrische Verbindung aufweisen. Bei Verwendung eines Schalters R_2 , der hier vorausgesetzt wird, sind für den Notbetrieb 1 hingegen keine intakten Hilfsventile S_5 und S_6 erforderlich. Der Notbetrieb 2 tritt ein, sobald die Gesamtheit aus Zusatzhalbbrücke inklusive Hilfsventilen S_5 und S_6 und FC-Kondensator C_{FC} einen Fehler aufweist. Für die Berechnung der Zuverlässigkeitsfunktion $R_{XVI}(t)$ werden erneut die Regeln zur Stochastik 10.1, 10.3 und 10.4 herangezogen (siehe auch Anhang 10.2.3):

$$\begin{aligned}
R_{XVI}(t) &= \underbrace{R_{HB}^4(t) \cdot R_6(t) \cdot R_S^2(t)}_{\text{Normalbetrieb}} + \underbrace{3 \cdot R_{HB}^3(t) \cdot \overline{R_{HB}(t)} \cdot R_6(t)}_{\text{Notbetrieb 1}} \\
&\quad + \underbrace{R_{HB}^3(t) \cdot \overline{R_{HB}(t)} \cdot R_6(t) \cdot R_S^2(t)}_{\text{Notbetrieb 2}} \\
&= e^{-3\lambda_{HB}t} \cdot \left[1 + 3 \cdot e^{-\lambda_6 t} \cdot (1 - e^{-\lambda_{HB}t}) \right]
\end{aligned} \tag{3.37}$$

Es zeigt sich somit auf rechnerischem Wege, dass die beiden Hilfsventile S_5 und S_6 aufgrund der Einbeziehung des Schalters R_2 für die Rekonfiguration keinen Beitrag zur Zuverlässigkeitsfunktion beisteuern. Es ergibt sich ein Ausdruck, der sich im Vergleich zu Gleichung 3.36 nur durch den Exponenten eines Faktors unterscheidet.

Für die Kombinationen dieser Topologien (XIV, XV, XVI) mit der klassischen 3L-NPC-Topologie ohne Fehlertoleranz (Top. I) lassen sich nun die Zuverlässigkeitsfunktionen der Vollumrichtersysteme aufstellen:

$$R_{I-XIV}(t) = R_{XIV-I}(t) = R_I(t) \cdot R_{DC}(t) \cdot R_{XIV}(t) \tag{3.38}$$

$$R_{I-XV}(t) = R_{XV-I}(t) = R_I(t) \cdot R_{DC}(t) \cdot R_{XV}(t) \tag{3.39}$$

$$R_{I-XVI}(t) = R_{XVI-I}(t) = R_I(t) \cdot R_{DC}(t) \cdot R_{XVI}(t) \tag{3.40}$$

Soll der gesamte Vollumrichter mit Fehlertoleranz ausgestattet werden, so muss keine weitere Halbbrücke hinzugefügt werden. Es reicht aus, den Phasenabgriff der bereits

vorhandenen Zusatzhalbbrücke durch weitere elektromechanische Schalter an die Phasen der jeweils anderen Seite anzubinden, so dass generator- und netzseitig die Substitution einer defekten Halbbrücke möglich ist. Die Zuverlässigkeitsfunktionen der Vollumrichtersysteme mit 6 Basishalbbrücken und einer Zusatzhalbbrücke ergeben sich analog zu den Berechnungen mit 3 Basishalbbrücken, wobei weiterhin die ZK-Kondensatoren berücksichtigt werden müssen. Für Top. XIV ergibt sich die Zuverlässigkeitsfunktion $R_{XIV-XIV}(t)$ durch passive Redundanz von 6 aus 7 3L-NPC-Halbbrücken:

$$\begin{aligned} R_{XIV-XIV}(t) &= \left[\sum_{i=0}^1 \frac{(6 \cdot \lambda_{HB} \cdot t)^i}{i!} \cdot e^{-6\lambda_{HB}t} \right] \cdot R_{DC}(t) \\ &= e^{-(6\lambda_{HB}+2\lambda_6)t} \cdot (1 + 6 \cdot \lambda_{HB} \cdot t) \cdot e^{-\lambda_{DC}t} \end{aligned} \quad (3.41)$$

Die Zuverlässigkeitsfunktionen $R_{XV-XV}(t)$ und $R_{XVI-XVI}(t)$ werden erneut mit Hilfe der Regeln der Stochastik gemäß Anhang 10.2.2 aufgestellt (siehe auch Anhang 10.2.3):

$$\begin{aligned} R_{XV-XV}(t) &= \left[R_{HB}^7(t) \cdot R_S^4(t) \cdot R_L(t) + 6 \cdot R_{HB}^6(t) \cdot \overline{R_{HB}}(t) \cdot R_S^4(t) \right. \\ &\quad \left. + R_{HB}^6(t) \cdot \overline{R_{HB}(t) \cdot R_S^4(t) \cdot R_L(t)} \right] \cdot R_{DC}(t) \\ &= e^{-(6\lambda_{HB}+\lambda_{DC})t} \cdot \left[1 + 6 \cdot e^{-4\lambda_S t} \cdot (1 - e^{-\lambda_{HB}t}) \right] \end{aligned} \quad (3.42)$$

$$\begin{aligned} R_{XVI-XVI}(t) &= \left[R_{HB}^7(t) \cdot R_6(t) \cdot R_S^2(t) + 6 \cdot R_{HB}^6(t) \cdot \overline{R_{HB}}(t) \cdot R_6(t) \right. \\ &\quad \left. + R_{HB}^6(t) \cdot \overline{R_{HB}(t) \cdot R_6(t) \cdot R_S^2(t)} \right] \cdot R_{DC}(t) \\ &= e^{-(6\lambda_{HB}+\lambda_{DC})t} \cdot \left[1 + 6 \cdot e^{-\lambda_6 t} \cdot (1 - e^{-\lambda_{HB}t}) \right] \end{aligned} \quad (3.43)$$

Die aus den Zuverlässigkeitsfunktionen gemäß Formel 2.4 berechneten Mittelwerte der ausfallfreien Arbeitszeit sind zusammen mit der Bauteilanzahl, den Kostenfaktoren und den Gütefaktoren der Zuverlässigkeit für alle denkbaren Vollumrichtervarianten in Tabelle 3.10 zusammengefasst. Weiterhin stellt Abbildung 3.27 die Verläufe der Zuverlässigkeitsfunktionen dar und Abbildung 3.28 den Gewinn an Zuverlässigkeit und die dafür erforderlichen Kosten gegenüber.

Auch hier bestätigt sich zunächst bei allen fehlertoleranten Topologien die Erhöhung der Zuverlässigkeit. Beim Vergleich der Abbildungen 3.27 und 3.16 wird deutlich, dass bereits die Verläufe der Zuverlässigkeitsfunktionen bei einseitiger Fehlertoleranz dicht bei denen der Topologien auf Basis beidseitig modifizierter Halbbrücken liegen. Hier kann bereits mit Top. I-XIV ein Anstieg des Mittelwertes der ausfallfreien Arbeitszeit um einen Wert von 1,49 bei einem Gütefaktor der Zuverlässigkeit von $RFM = 1,1$ erreicht werden. Die Zusatzhalbbrücken entfalten ihre positive Wirkung aber erst dann im besonderen Maße, wenn diese sowohl auf Generator- als auch auf Netzseite die Möglichkeit zur Substitution einer fehlerhaften Halbbrücke bieten. Der Schritt von einseitiger zu beidseitiger Fehlertoleranz gegenüber dem von nicht vorhandener zu einseitiger Fehlertoleranz ist mit einem geringeren Kostenanstieg verbunden, da nur Kosten für eine weitere Trennschaltung und Rekonfigurationsschalter hinzukommen, die Komponenten der redundanten Halbbrücke jedoch schon vorhanden sind. Demgegenüber

Top.		Bauteilanzahl						CF	$MTTF$	RFM	
Gen.-(/Netz-) Seite	Netz-(/Gen.-) Seite	IGBT ($\frac{U_{DC}}{2}$)	Diode	Kondensator	Schalter	Induktivität	Trennschaltung		/a	[p.u.]	
I	I	24	12	2	0	0	0	1	12	1	1
I	XIV	28	14	2	6	0	1	1,35	17,9	1,49	1,1
XIV	XIV	28	14	2	12	0	2	1,55	23,8	1,97	1,27
I	XV	32	14	6	7	1	1	1,54	15,9	1,32	0,86
XV	XV	32	14	6	13	1	2	1,74	19,7	1,64	0,94
I	XVI	30	14	3	8	0	1	1,47	17	1,41	0,96
XVI	XVI	30	14	3	14	0	2	1,67	21,9	1,82	1,09
2 x (I-I)		48	24	4	0	0	2	2,33	24	2	0,86

Tab. 3.10: Vergleich der möglichen Vollumrichtersysteme auf Basis der um Halbbrücken erweiterten Topologien: Bauteilanzahl, geschätzter Kostenfaktor CF , Mittelwert der ausfallfreien Arbeitszeit $MTTF$, Gütefaktor der Zuverlässigkeit RFM

steht eine starke Erhöhung der Zuverlässigkeit mit einem Mittelwert der ausfallfreien Arbeitszeit, der um das 1,64...1,97-fache angestiegen ist. Der generell größere Einfluss auf die Erhöhung der Zuverlässigkeit im Vergleich zu den Topologien mit modifizierten Halbbrücken ist darin begründet, dass nicht nur Fehler in allen IGBTs und Gate-Treibern toleriert werden können, sondern darüber hinaus auch Fehler in allen anderen Bauelementen der Basishalbbrücken und der Zusatzhalbbrücke. Mit Ausnahme der ZK-Kondensatoren gibt es daher keine ausfallkritischen Bauelemente im Sinne von Reihenelementen im Zuverlässigkeitsblockdiagramm mehr.

Weiterhin ist zu erkennen, dass die Kurvenverläufe bei beidseitiger Fehlertoleranz in Abbildung 3.27 eine andere Charakteristik aufweisen als die in Abbildung 3.16. Während die Zuverlässigkeitsfunktionen bei modifizierten Halbbrücken über den gesamten Zeitraum hinweg das gleiche Krümmungsverhalten aufweisen, existiert bei den Zuverlässigkeitsfunktionen der Topologien mit zusätzlichen Halbbrücken bei beidseitiger Fehlertoleranz eine Wendestelle bei ca. 15 Jahren. Die vorliegende Rechtskrümmung im Zeitraum von 0 bis ca. 15 Jahren sorgt dafür, dass die Fläche unterhalb der Kurvenverläufe innerhalb dieses Zeitraumes einen größeren Anteil an der Gesamtfläche trägt als bei den Topologien mit modifizierten Halbbrücken. Dies hat zur Folge, dass der in der Praxis erzielte Gewinn an Zuverlässigkeit, den der Mittelwert der ausfallfreien Arbeitszeit in Aussicht stellt, in dem für eine WEA entscheidenden Zeitraum für die Topologien mit zusätzlichen Halbbrücken höher einzuschätzen ist als bei den Topologien mit modifizierten Halbbrücken.

Die Topologie mit passiv redundanter 3L-NPC-Halbbrücke hat annähernd den gleichen Einfluss auf die Gesamtzuverlässigkeit wie ein zweites passiv redundantes Umrichter-

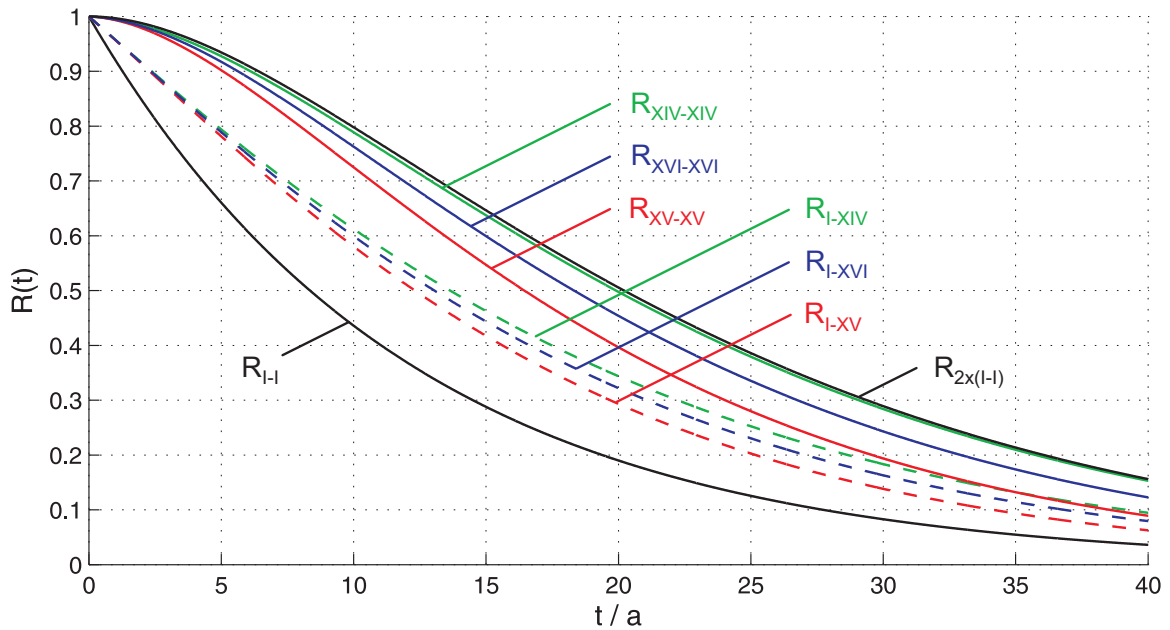


Abb. 3.27: Verläufe der Zuverlässigkeitsfunktionen für die Vollumrichtersysteme auf Basis der um Halbbrücken erweiterten Topologien

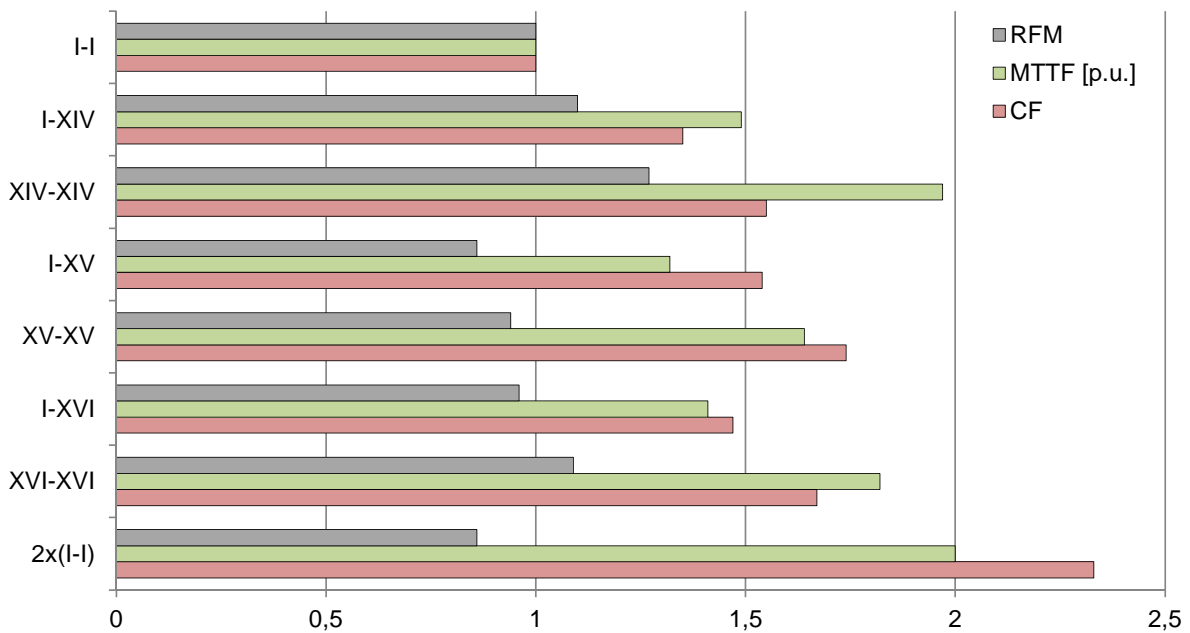


Abb. 3.28: Gegenüberstellung von Zuverlässigkeit und Kosten für die Vollumrichtersysteme auf Basis der um Halbbrücken erweiterten Topologien

dul, allerdings zu einem deutlich niedrigeren Kostenfaktor von $CF = 1,55$ im Vergleich zu $CF = 2,33$. Der Gütefaktor der Zuverlässigkeit von $RFM = 1,27$ macht diese Variante aus wirtschaftlicher Sicht äußerst sinnvoll. Bei den Top. XV-XV und XVI-XVI ist aus zwei Gründen eine etwas geringere Erhöhung der Zuverlässigkeit zu verzeichnen. Zum einen sind die Zusatzhalbbrücken auch schon im Normalbetrieb aktiv, so dass hier aktive Redundanz vorliegt. Zum anderen sind zusätzliche Bauelemente vorhan-

den, die die Wahrscheinlichkeit eines Ausfalls geringfügig ansteigen lassen. Der große Vorteil dieser beiden Topologien liegt jedoch darin, dass sie im Normalbetrieb die Ausbalancierung der NP-Spannung übernehmen können. Dadurch kann die Ansteuerung der Basishalbbrücken im Normalbetrieb hinsichtlich gewünschter Kriterien, wie z.B. der Verlustminimierung, optimiert werden. Top. XVI-XVI schneidet im Vergleich zu Top. XV-XV hinsichtlich der Kosten etwas besser und in Bezug auf die Erhöhung der Zuverlässigkeit deutlich besser ab, wodurch ein erheblich besserer Gütefaktor der Zuverlässigkeit von $RFM = 1,09$ im Vergleich zu $RFM = 0,94$ resultiert. Durch Vergleich der Ausdrücke 3.42 und 3.43 für die Zuverlässigkeitsfunktionen wird deutlich, dass der einzige Unterschied lediglich im Exponenten eines Faktors besteht. Während in Gleichung 3.43 die Ausfallrate des FC-Kondensators nur $\lambda_6 = 120$ FIT beträgt, schlägt die Ausfallrate von vier zusätzlichen Ventilen zum resonanten Schalten in Gleichung 3.42 mit $4 \cdot \lambda_S = 380$ FIT zu Buche. Weiterhin wird der Realisierungsaufwand bei Top. XV-XV aufgrund einer höheren Anzahl an schaltenden Ventilen als höher eingestuft. Auch wenn Top. XV-XV grundsätzlich auch geeignet ist, wird daher die Top. XVI-XVI vorgezogen.

Bei Top. XIII-XII wurde festgestellt und begründet, dass der Gewinn an Zuverlässigkeit äußerst sensitiv auf Schwankungen der Ausfallraten reagiert. Da bei den Topologien mit zusätzlichen Halbbrücken keine ausfallkritischen Bauelemente im Sinne von Reihenelementen im Zuverlässigkeitsblockdiagramm existieren, wird hier eine geringere Sensitivität vermutet, was durch Abbildung 3.29 bestätigt wird. Obwohl die Ausfallraten von IGBTs und Gate-Treibern innerhalb von Top. XVI-XVI sogar halbiert bzw. verdoppelt sind, macht sich dies beim auf den klassischen 3L-NPC-Umrichter normierten Mittelwert der ausfallfreien Arbeitszeit und somit beim Gütefaktor der Zuverlässigkeit nur minimal bemerkbar. Die zuvor getroffenen Aussagen zur Zuverlässigkeit sind somit als relativ allgemeingültig aufzufassen.

Als Fazit lässt sich zusammenfassen, dass alle vorgestellten fehlertoleranten Vollumrichtersysteme auf Basis von Erweiterungen durch zusätzliche Halbbrücken grundsätzlich für den Einsatz in WEAs geeignet sind. Dabei sind im Notbetrieb keinerlei Einschränkungen im Vergleich zum Normalbetrieb eines gewöhnlichen 3L-NPC-Vollumrichters hinzunehmen. Weiterhin können in allen Ventilen der Basishalbbrücken und der Zusatzhalbbrücken nicht nur KS-Fehler, sondern auch LL-Fehler toleriert werden. Somit sind diese Topologien nicht nur für den Einsatz von LHL-Ventilen in Presspack-, sondern auch in Modulbauweise geeignet. Spezielle Gate-Treiber, die im Fehlerfall ein positives Gate-Signal bereitstellen, sind somit nicht zwingend erforderlich. Zusätzlich können auch Fehler in allen anderen Bauelementen einer Halbbrücke toleriert werden, wobei dies als positiver Nebenaspekt aufzufassen ist, der nicht Teil der ursprünglichen Zielsetzung ist. Sofern allein eine möglichst große Erhöhung der Zuverlässigkeit zu möglichst geringen Kosten im Vordergrund steht, wird die in Abbildung 3.30 links vollständig dargestellte Top. XIV-XIV empfohlen. Ihr Einfluss auf die Zuverlässigkeit des Gesamtsystems ist dabei annähernd identisch zum Einfluss einer Parallelschaltung eines zweiten Vollumrichtermoduls, allerdings zu erheblich niedrigeren Kosten. Sofern unter geringfügigen Einbußen hinsichtlich der Zuverlässigkeit und des Kostenfaktors weiterhin die Ausbalancierung der NP-Spannung durch eine Zusatzhalbbrücke und die damit verbundenen Vorteile das Ziel sind, wird Top. XVI-XVI als am besten geeig-

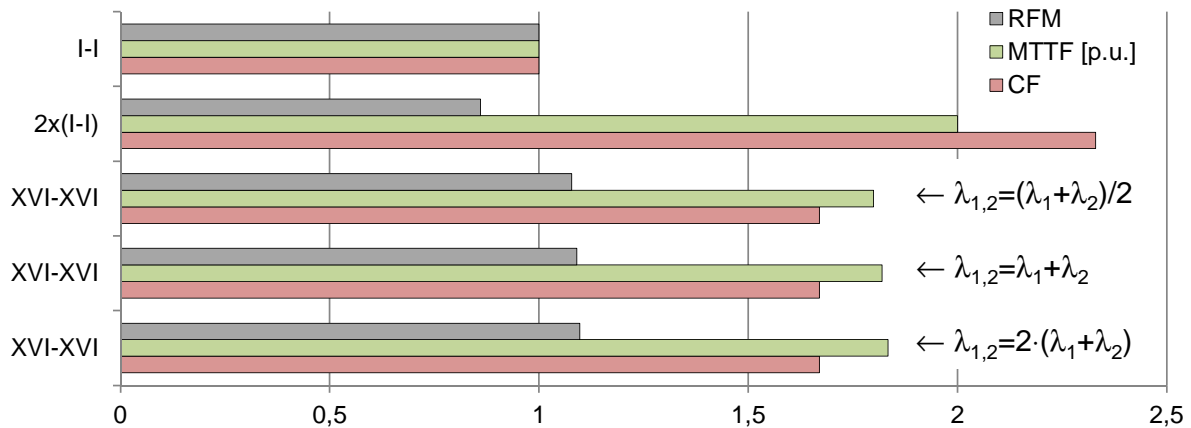


Abb. 3.29: Gegenüberstellung von Zuverlässigkeit und Kosten für Vollumrichtervariante XVI-XVI bei Variation der Ausfallraten für IGBT und Gate-Treiber

net befunden. Sie ist ebenfalls noch einmal in ihrer Gesamtstruktur in Abbildung 3.30 rechts dargestellt.

3.4 Zusammenfassung des Kapitels

In diesem Kapitel wurden zum einen die technischen Möglichkeiten analysiert, die sich grundsätzlich bieten, um das 3L-NPC-Vollumrichtersystem mit der Eigenschaft der Fehlertoleranz auszurüsten. Zum anderen wurden die Fragen geklärt, ob im Hinblick auf den Einsatz in WEAs unter den gegebenen Randbedingungen sinnvolle Varianten existieren und welche dies gegebenenfalls sind. Nachdem zunächst einige erforderliche Grundlagen zum 3L-NPC-Umrichter gelegt wurden, erfolgten eine ausführliche Analyse, ein Vergleich und eine Bewertung möglicher fehlertoleranter Topologien, die sich in Topologien mit modifizierten und zusätzlichen Halbbrücken klassifizieren lassen. Um neben der technischen Umsetzbarkeit für den vorliegenden Anwendungsfall auch den wirtschaftlichen Nutzen zu berücksichtigen, zielten die Bewertungskriterien insbesondere darauf ab, den erzielten Gewinn an Zuverlässigkeit mit den dafür erforderlichen Mehrkosten in Relation zu setzen.

Im Folgenden werden die wichtigsten Erkenntnisse, die aus den Untersuchungen hervorgegangen sind, dargelegt. Hinsichtlich der Topologien mit modifizierten Halbbrücken lassen sich folgende Aussagen treffen:

- Für den netzseitigen Einsatz eignet sich aus technischer Sicht lediglich die Topologie mit Reihenredundanz aller Ventile (Top. XII), sofern im Fehlerfall die volle Umrichterleistung beibehalten werden soll. Allerdings setzt dies den Einsatz von Presspack-Bauteilen mit dem KS-Fehler als einzig möglichen voraus.
- Auf Generatorseite ist neben dieser Topologie weiterhin diejenige mit reihenredundant ausgeführten inneren Ventilen (Top. XIII) möglich, sofern außerdem eine reduzierte Spannungsstufigkeit auf Generatorseite akzeptabel ist.

- Alle weiteren Topologien mit modifizierten Halbbrücken sind entweder aufgrund eines reduzierten Modulationsgrades oder der Erfordernis zur Überdimensionierung der inneren Ventile hinsichtlich der Spannungsfestigkeit, die bei den gegebenen Randbedingungen einer Reihenredundanz gleichkommen würde, nicht geeignet.
- Unter den möglichen Kombinationen für das Vollumrichtersystem weist einzig die Topologie mit Reihenredundanz der inneren Ventilen auf Generator- und Reihenredundanz aller Ventile auf Netzseite (Top. XIII-XII) die Eigenschaft auf, dass ein lohnenswerter Gewinn an Zuverlässigkeit die dafür erforderlichen Mehrkosten nicht übersteigen. Bei einer Erhöhung des Mittelwertes der ausfallfreien Arbeitszeit um ca. 1,7 ist der Gütefaktor der Zuverlässigkeit RFM bei den gegebenen Randbedingungen knapp größer 1.
- Allerdings reagiert dieser Gütefaktor sehr sensitiv auf Variationen seitens der Ausfallraten, da die Zuverlässigkeit einerseits durch Reihenredundanz der Ventile erhöht wird, andererseits durch zusätzliche ausfallrelevante Komponenten gesenkt wird. Da die Angabe von Ausfallraten immer mit Unsicherheiten verbunden ist, kann somit selbst die zuvor genannte Topologie einen RFM von kleiner 1 aufweisen und wäre somit vom wirtschaftlichen Standpunkt aus nicht mehr sinnvoll.
- Vor dem Hintergrund, dass weiterhin die Voraussetzungen gewährleistet sein müssen, dass lediglich KS-Fehler auftreten können und generatorseitig eine reduzierte Spannungsfestigkeit im Fehlerfall hinnehmbar ist, erscheint der Mehraufwand zur praktischen Umsetzung im Vergleich zum Nutzen als nicht gerechtfertigt.
- Aus den genannten Gründen wird keine Topologie auf Basis modifizierter Halbbrücken für den Einsatz in WEAs als geeignet angesehen.

Für die Topologien mit zusätzlichen Halbbrücken kann hingegen ein positives Fazit gezogen werden:

- Sowohl für den generatorseitigen als auch für den netzseitigen Einsatz sind alle vorgestellten Topologien auf Basis zusätzlicher Halbbrücken uneingeschränkt geeignet. Nach Rekonfiguration des Umrichters durch Substitution der fehlerhaften Halbbrücke im Falle eines KS- oder LL-Fehlers kann der Betrieb ohne Einbußen im Modulationsgrad und in der Spannungsfestigkeit aufrechterhalten werden.
- Unbedingte Voraussetzung dafür ist eine sichere Fehlerisolierung ohne Gefahr von Folgeschäden an Komponenten, die für den weiteren Notbetrieb relevant sind. Aufgrund der niedrigsten Kosten und der hohen Modularität wird die Trennschaltung gemäß Abbildung 3.23 empfohlen.
- Ein weiterer Vorteil besteht darin, dass die Eigenschaft der Fehlertoleranz mit wenig Mehraufwand und ohne Verdopplung der Zusatzkosten auf das gesamte Vollumrichtersystem ausgeweitet werden kann.
- Die Zuverlässigkeit wird deutlich erhöht, da zum einen keine ausfallkritischen Bauelemente im Sinne von Reihenelementen des Zuverlässigkeitsblockdiagramms hinzukommen und zum anderen als positiver Nebeneffekt auch Fehler in anderen

Komponenten toleriert werden können. So lassen sich die mittleren Ausfallabstände mindestens um das 1,64-fache und maximal um das knapp 2-fache erhöhen.

- Sofern allein die bestmögliche Erhöhung der Zuverlässigkeit das Ziel ist, wird die Topologie mit passiv redundanter 3L-NPC-Halbbrücke (Top. XIV-XIV) empfohlen. Sie erreicht annähernd den gleichen Effekt wie ein zweites passiv redundantes Vollumrichtermodul, allerdings zu erheblich niedrigeren Kosten. Aufgrund des Gütefaktors der Zuverlässigkeit von 1,27 ist der Nutzen aus wirtschaftlicher Sicht als sehr hoch einzuschätzen. Der Nachteil dieser Topologie besteht darin, dass die Zusatzhalbbrücke keinerlei Vorteile für den Normalbetrieb bietet, obwohl dies mit geringfügigem Mehraufwand möglich wäre.
- Sofern geringe Abstriche hinsichtlich der Erhöhung der Zuverlässigkeit im Vergleich zur vorher beschriebenen Topologie in Kauf genommen werden, lässt sich der zusätzliche Vorteil der NP-Spannungsbalance im Normalbetrieb gewinnen. Diesbezüglich wird aufgrund des besseren Abschneidens bei den Kosten und der Zuverlässigkeit, aber auch wegen des niedriger eingeschätzten Realisierungsaufwandes die Topologie mit zusätzlicher 3L-FC-basierter Halbbrücke (Top. XVI-XVI) derjenigen mit resonanter Zusatzhalbbrücke (Top. XV-XV) vorgezogen. Sie erreicht bei einer Erhöhung des Mittelwertes der ausfallfreien Arbeitszeit um 1,82 immer noch einen Gütefaktor der Zuverlässigkeit von 1,09.
- Die Sensitivität dieser Gütefaktoren gegenüber Variationen der Ausfallraten ist bei den Topologien mit Zusatzhalbbrücken sehr gering, da es keine ausfallrelevanten Komponenten gibt, in denen auftretende Fehler nicht toleriert werden können. Somit sind die Aussagen zum Nutzen der fehlertoleranten Topologien weitestgehend allgemeingültig aufzufassen.

In den bisherigen Ausführungen wurde immer lediglich darauf hingewiesen, dass die Topologie mit zusätzlicher 3L-FC-basierter Halbbrücke (Top. XVI-XVI) generell die Möglichkeit zur NP-Spannungsbalance im Normalbetrieb bietet. Diese Eigenschaft kann zwar generell als Vorteil angesehen werden. Allerdings wurde bislang noch nicht die Frage geklärt, in welchem Maße sich dies als gewinnbringende Eigenschaft in Bezug auf den vorliegenden Anwendungsfall auswirkt. Daher wird diese Topologie in den nächsten beiden Kapiteln Gegenstand weiterführender Untersuchungen sein. Dazu wird im nachfolgenden Kapitel 4 zunächst ein geeignetes Verfahren zur Ansteuerung dieser Topologie entwickelt, um dieses dann im darauffolgenden Kapitel 5 zu untersuchen und den Nutzen der zusätzlichen Halbbrücke festzustellen.

Die Topologie XIV-XIV hingegen ist in Bezug auf die Ansteuerung nicht interessant, da die resultierende Topologie sowohl im Normal- als auch im Notbetrieb keine Unterschiede im Vergleich zum klassischen Umrichter aufweist. Sie wird daher erst wieder im Rahmen des Kapitels 6 zur Fehlerdetektion und Rekonfiguration, zusammen mit der Topologie XVI-XVI, betrachtet. In den folgenden beiden Kapiteln bezieht sich die Bezeichnung „fehlertoleranter Umrichter“ daher immer auf die Topologie XVI-XVI.

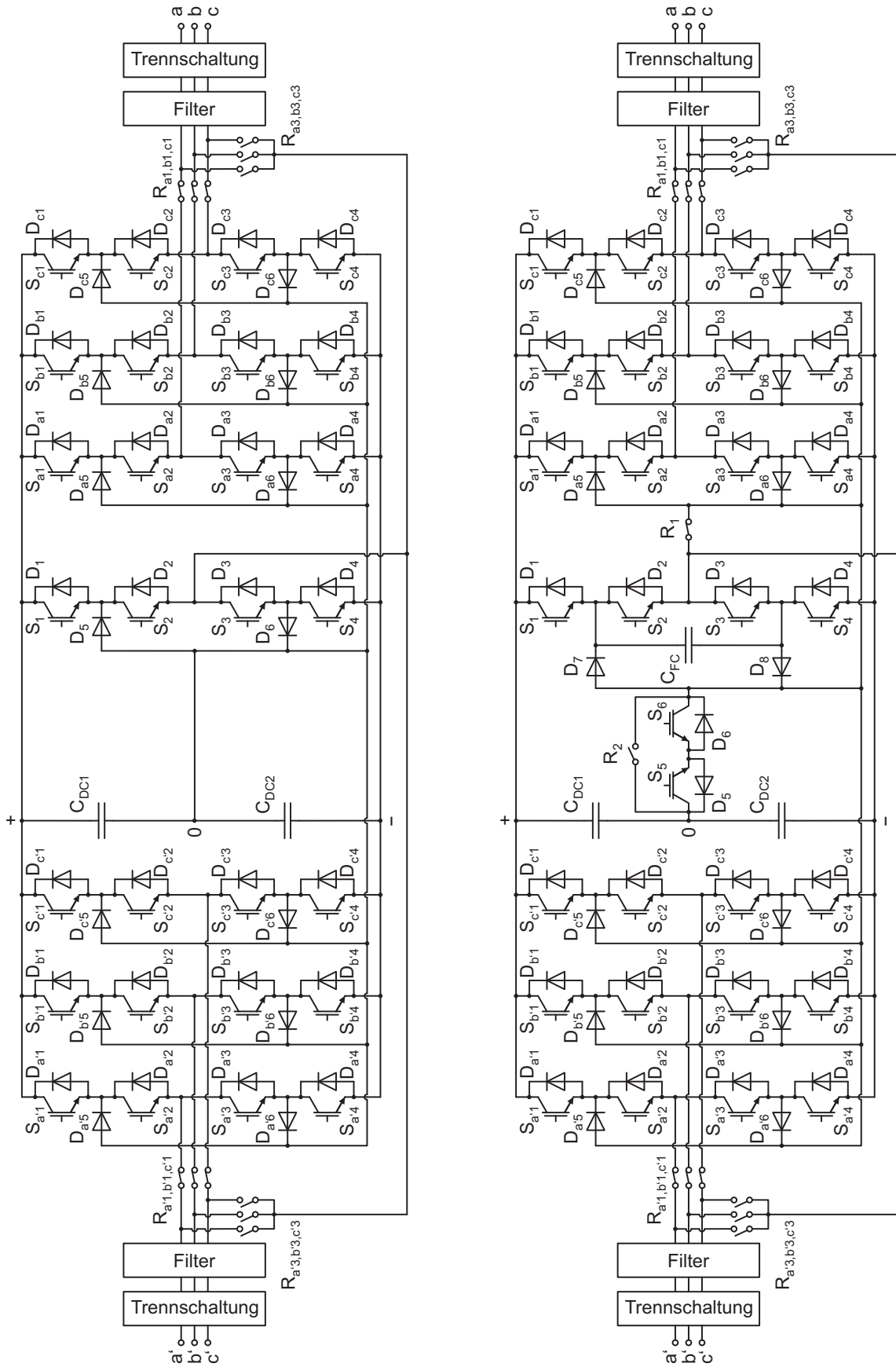


Abb. 3.30: Vollständige Topologien XIV-XIV (links) und XVI-XVI (rechts)

4 Ansteuerung des fehlertoleranten Umrichters

Mit dem Ziel, das Umrichtersystem einer WEA unter den gegebenen Randbedingungen mit der Eigenschaft der Fehlertoleranz auszustatten, wurden im vorangegangenen Kapitel 3 zwei Umrichtertopologien als die am besten geeignetsten herausgearbeitet. Die Topologie mit einer 3L-FC-basierten Zusatzhalbbrücke (Top. XVI-XVI) hat sich dabei als besonders vielversprechende Variante herausgestellt, da sie aufgrund ihrer Möglichkeit zur Balancierung der NP-Spannung mit Hilfe der Zusatzhalbbrücke weiterhin Vorteile für den Normalbetrieb in Aussicht stellt. Sie wird daher in den nächsten beiden Kapiteln 4 und 5 Gegenstand tiefgreifenderer Untersuchungen sein. In Kapitel 5 soll geklärt werden, inwieweit diese Eigenschaft für den vorliegenden Anwendungsfall unter den gegebenen Randbedingungen einen Nutzen bringt. Dazu muss jedoch zunächst untersucht werden, in welcher Weise die Ansteuerung des fehlertoleranten Umrichters erfolgen kann. Das ist das Ziel dieses Kapitels.

Die Ansteuerung des fehlertoleranten Umrichters baut auf den Prinzipien zur Ansteuerung des klassischen 3L-NPC-Umrichters auf. Weiterhin wird sich zeigen, dass diese für die Klärung des Nutzens der Zusatzhalbbrücke von entscheidender Bedeutung sind. Daher werden in Abschnitt 4.1 zunächst die erforderlichen Grundlagen über Modulationsverfahren für den klassischen Umrichter dargelegt, wobei insbesondere auf die Thematik der NP-Spannungsbalance eingegangen wird. Anschließend wird in Abschnitt 4.2 untersucht und dargelegt, in welcher Weise die Ansteuerung des fehlertoleranten Umrichters sowohl im Normalbetrieb als auch im Notbetrieb erfolgen kann. Zuletzt fasst Abschnitt 4.3 die wichtigsten Erkenntnisse zusammen.

4.1 Modulationsverfahren für den klassischen 3L-NPC-Umrichter

Die grundsätzliche Aufgabe eines Modulationsverfahrens besteht darin, eine Schaltabfolge der Ventile im Umrichter zu erzeugen, die an den Ausgangsklemmen des Umrichters zu einer gepulsten Spannung mit einem Grundschwingungsanteil entsprechend einem gewünschten Referenzsignal führt. Die Art des Modulationsverfahrens wirkt sich aufgrund unterschiedlicher Pulsmuster unmittelbar auf den Oberschwingungsgehalt der Ausgangsspannung und die Leistungsverluste in den Ventilen aus. Dementsprechend besteht die Möglichkeit, durch Wahl des Modulationsverfahrens in direkter Weise Einfluss zu nehmen. In den folgenden Unterabschnitten 4.1.1 bis 4.1.3 werden in Anlehnung

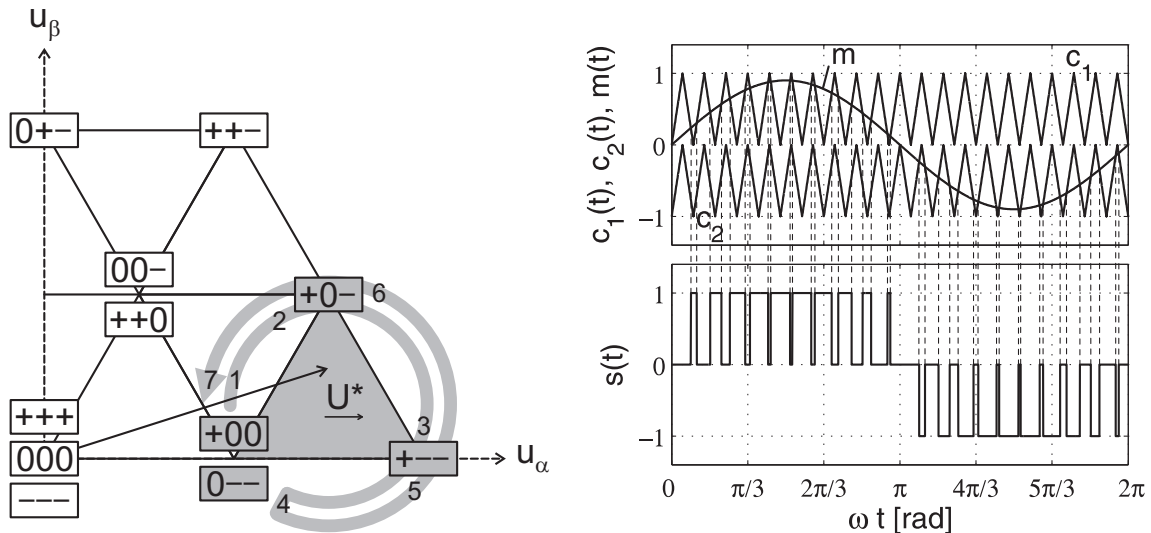


Abb. 4.1: Festlegung der Schaltsequenz nach dem Prinzip der „nahesten drei Raumzeiger“ am Beispiel eines Subsektors (links) und PD Modulation bei $M = 0,9$, $f_c/f_1 = 21$ und einer sinusförmigen Modulationsfunktion (rechts)

an [21], [61], [67], [92], [93], [94] die für das Verständnis der Arbeit erforderlichen Grundprinzipien und Modulationsverfahren kurz vorgestellt, bevor in Unterabschnitt 4.1.4 näher auf Aspekte bei der praktischen Umsetzung eingegangen wird.

4.1.1 Überblick und Grundprinzipien

Die Pulsweitenmodulation (PWM) ist das gängige Verfahren zur Generierung der Ansteuersignale eines Frequenzumrichters, welches sich durch eine konstante mittlere Schaltfrequenz f_s über einer Grundschwingungsperiode auszeichnet. Die Schaltfrequenz gibt die Häufigkeit der Schaltzyklen je Ventil an, wobei ein Schaltzyklus aus einem Ein- und einem Ausschaltvorgang besteht [92]. Neben der Sequenz, also der Schaltabfolge, können die Breite und die Position der Spannungspulse als Freiheitsgrade aufgefasst werden [67]. Für die Veranschaulichung existieren zwei unterschiedliche Betrachtungsweisen, die sich ineinander überführen lassen, zum einen die Raumzeigermodulation (RZM) und zum anderen die trägerbasierte Modulation.

Die RZM nutzt die in Unterabschnitt 3.1.3 vorgestellte Darstellungsweise eines symmetrischen dreiphasigen Spannungssystems in der komplexen RZ-Ebene. Ein gewünschter RZ wird dabei in Betrag und Phase durch Schalten jeweiliger Basis-RZs für bestimmte Zeitdauern generiert. Um den dabei vorliegenden Spielraum in der Wahl der Basis-RZs, in deren sequentieller Abfolge sowie in der Redundanz ihrer Schaltzustände optimal auszunutzen, ist das Prinzip der „nahesten drei Raumzeiger“ (NTV = Nearest-Three Space Vectors) von zentraler Bedeutung [61], [95]. Es sorgt dafür, dass jeweils diejenigen Basis-RZs für die Erzeugung genutzt werden, deren Aufpunkte den dreieckförmigen Subsektor aufspannen, in denen sich der zu erzeugende Raumzeiger befindet. Auf diese Weise werden die Differenz-Spannungs-RZs zwischen dem Referenz- und den geschalteten Basis-RZs gering gehalten und somit auch die durch sie verursachten Oberschwin-

gungen minimiert [21]. Weiterhin wird die Anzahl der Schalthandlungen minimiert. Abbildung 4.1 stellt links beispielhaft dar, wie dies für einen RZ im grau unterlegten Subsektor erfolgen könnte. In diesem Fall kommen zur Erzeugung des Raumzeigers nur die Basis-RZs 1, 7 und 13 gemäß Abbildung 3.6 zum Einsatz. Mit der Schaltsequenz $(+ 0 0) \rightarrow (+ 0 -) \rightarrow (+ - -) \rightarrow (0 - -) \rightarrow (+ - -) \rightarrow (+ 0 -) \rightarrow (+ 0 0)$ lässt sich bewirken, dass bei jedem Wechsel zwischen diesen Basis-Raumzeigern immer die Änderung des Schaltzustandes und somit ein Schalten der Ventile in nur jeweils einer Phase erforderlich ist. Der Raumzeiger 1, dem die Schaltzustände $(+ 0 0)$ und $(0 - -)$ zugeordnet sind, nimmt somit die gleiche Rolle ein, wie der Null-RZ bei der 2L-RZM. Er wird daher auch als äquivalenter Null-RZ bezeichnet [21]. Im Hinblick auf die Minimierung des Oberschwingungsgehalts und der Schaltverluste stellt das NTV-Prinzip die Grundlage für alle optimalen Modulationsverfahren dar [94].

Während bei der RZM immer alle 3 Phasen zur gleichen Zeit im Blickpunkt stehen, kann bei der Darstellungsweise der trägerbasierten PWM die Modulation jeder einzelnen Phase gesondert betrachtet werden. Beim dreistufigen Umrichter wird zur Erzeugung der Spannungspulse je Phase eine Modulationsfunktion $m_x(t)$ mit zwei Trägersignalen $c_1(t)$ und $c_2(t)$ verglichen, die üblicherweise jeweils ein Dreieckssignal mit der Frequenz f_c darstellen. Die Schaltzustände werden je Phase entsprechend folgender Schaltfunktion $s_x(t)$ realisiert:

$$s_x(t) = \begin{cases} +1 & , m_x(t) > c_1(t) & (\rightarrow \text{SZ } +) \\ -1 & , m_x(t) < c_2(t) & (\rightarrow \text{SZ } -) \\ 0 & , \text{sonst} & (\rightarrow \text{SZ } 0) \end{cases} \quad (4.1)$$

Die gepulsten Leiter-Null-Spannungen $u_{x,LN}(t)$ am Ausgang des Umrichters berechnen sich bei idealer Betrachtung somit durch:

$$u_{x,LN}(t) = s_x(t) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \quad (4.2)$$

Die Modulationsfunktionen ergeben sich aus dem gewünschten sinusförmigen symmetrischen dreiphasigen Sollspannungssystem. Dieses wird im Folgenden durch die Leiter-Null-Spannungen $u_{x,LN}^*(t)$ je Phase beschrieben, wobei f_1 die Grundswingungsfrequenz und ϕ den Phasenwinkel des Sollspannungssystems mit $\phi_a = \phi$, $\phi_b = \phi - \frac{2\pi}{3}$ und $\phi_c = \phi + \frac{2\pi}{3}$ darstellt:

$$u_{x,LN}^*(t) = \hat{U}_{LN}^* \cdot \sin(2\pi f_1 t + \phi_x) \quad (4.3)$$

Um gezielt auf die Pulsweiten und Schaltsequenzen einzuwirken, können der Sollspannung ohne Auswirkungen auf die Grundswingung zusätzliche Gleichtaktsignale $u_{cm}(t)$ und $u'_{cm}(t)$ aufmoduliert werden [67], so dass sich die Referenzspannung $u_{x,LN}^{ref}(t)$ folgendermaßen zusammensetzt:

$$u_{x,LN}^{ref}(t) = u_{x,LN}^*(t) + u_{cm}(t) + u'_{cm}(t) \quad (4.4)$$

Der Modulationsgrad M stellt die Amplitude dieser Referenzspannung beim dreistufi-

gen Umrichter in Relation zur halben Zwischenkreisspannung [67]:

$$M = \frac{2 \cdot \hat{U}_{LN}^*}{U_{DC}} \quad (4.5)$$

Die Modulationsfunktionen $m_x(t)$ ergeben sich für jede Phase jeweils aus den Referenzspannungen:

$$m_x(t) = M \cdot \left[\sin(2\pi f_1 t + \phi_x) + \frac{u_{cm}(t) + u'_{cm}(t)}{\hat{U}_{LN}^*} \right] \quad (4.6)$$

Jede trägerbasierte PWM kann in eine RZ-Darstellung überführt werden und umgekehrt lässt sich für jede RZM auch eine Trägerfunktion finden, die auf das gleiche Ergebnis führt, so dass sich Analogien zwischen diesen beiden Betrachtungsweisen feststellen lassen [96], [97]. Um das NTV-Prinzip auf die trägerbasierte PWM zu überführen und somit die gleiche Schaltsequenz zu erhalten, ist es erforderlich, zwei gleichphasige Trägersignale zu verwenden [94], wie es in Abbildung 4.1 rechts gezeigt ist. Man bezeichnet diese Vorgehensweise als Phase Disposition (PD) Modulation. Eine gegenphasige Anordnung der Trägersignale, als Phase Opposition Disposition (POD) Modulation bekannt, würde zu der Schaltsequenz $(000) \rightarrow (00-) \rightarrow (+0-) \rightarrow (+--)$ $\rightarrow (+0-) \rightarrow (00-)$ $\rightarrow (000)$ führen [21]. Aufgrund der genannten Vorteile des NTV-Prinzips beschränkten sich die Betrachtungen in dieser Arbeit jedoch ausschließlich auf die PD Modulation.

In den bisherigen Darstellungen ergaben sich die Schaltzeitpunkte entsprechend Abbildung 4.1 rechts exakt zu den Zeitpunkten der Schnittpunkte zwischen den Trägersignalen und der Modulationsfunktion. Bei dieser als Natural Sampling bezeichneten Methode wird angenommen, dass der Istwert der Messgrößen, wie z.B. des Umrichterausgangsstroms, in kontinuierlicher Weise erfasst wird und damit in unmittelbarer Abfolge der Wert der Modulationsfunktion berechnet werden kann [67]. In der digitalen Signalverarbeitung lässt sich ein solches Vorgehen jedoch nicht realisieren [92]. Stattdessen erfolgt eine als Regular Sampling bezeichnete Abtastung in regelmäßigen Abständen, wie z.B. zu Beginn oder in der Mitte der Trägerperiode [98]. Abbildung 4.2 veranschaulicht die zwei grundlegenden Varianten des Regular Samplings [67], die sich durch die Häufigkeit der Aktualisierung der Werte der Modulationsfunktion pro Trägerperiode unterscheiden.

Beim Symmetric Regular Sampling (SRS) findet genau eine Aktualisierung statt, wodurch die entstehenden Spannungspulse genau mittig in die Trägerperiode fallen und diese Variante ihre Bezeichnung erhält [67]. Wird die Modulationsfunktion mehr als einmal pro Trägerperiode aktualisiert, so fallen die entstehenden Spannungspulse unsymmetrisch in die Trägerperiode, weshalb diese Variante als Asymmetric Regular Sampling (ARS) bezeichnet wird [67]. In Abbildung 4.2 unten ist die gängigste Form mit einer Abtastung am Anfang und in der Mitte der Trägerperiode und einer Aktualisierung des Wertes der Modulationsfunktion nach Ablauf einer weiteren halben Trägerperiode dargestellt [98]. Weiterhin ist in der Abbildung anhand von SZ + die Berechnung des

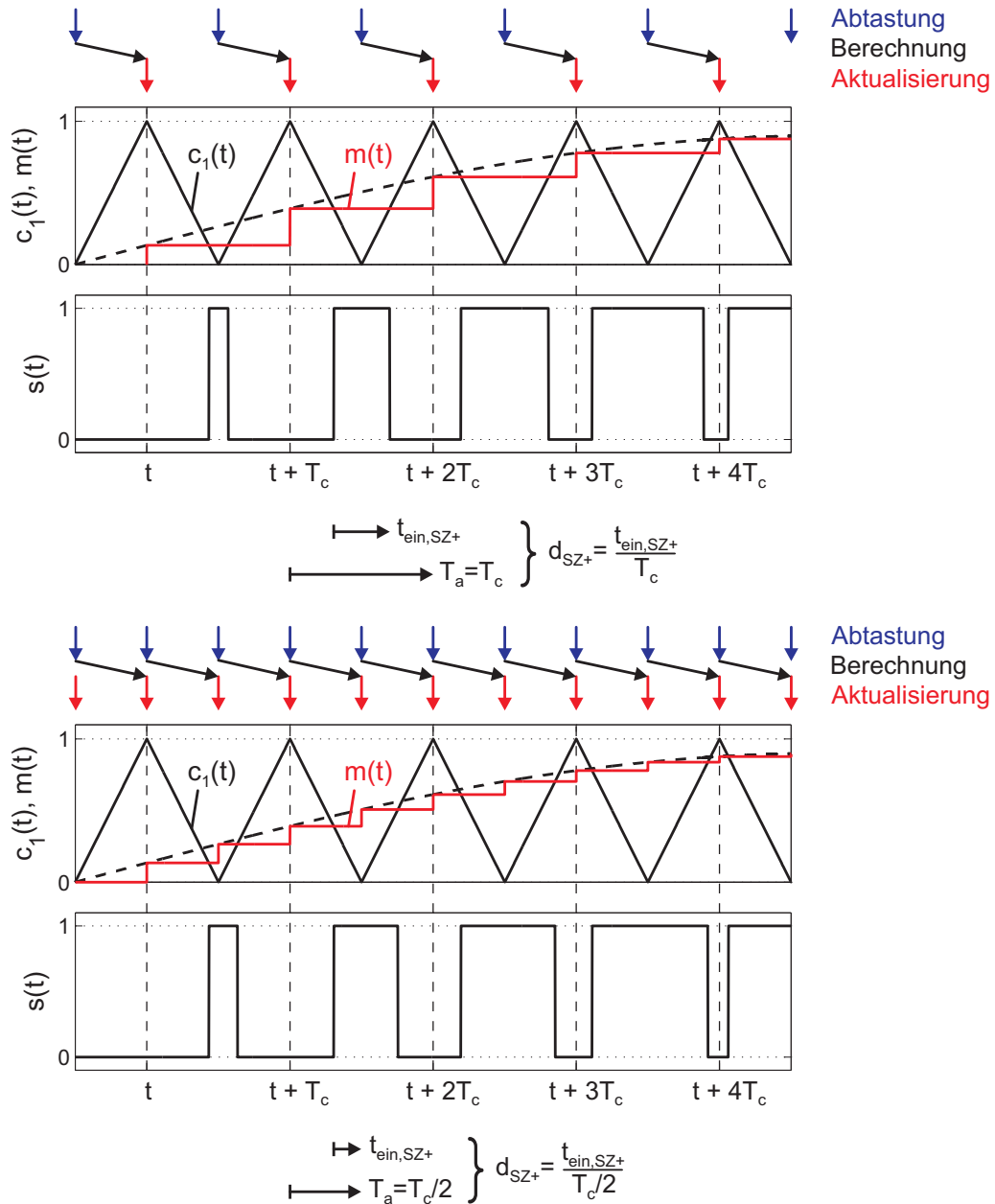


Abb. 4.2: Symmetric Regular Sampling (SRS) mit Abtastung in der Mitte der Trägerperiode (oben) und Asymmetric Regular Sampling (ARS) mit Abtastung am Anfang und in der Mitte der Trägerperiode (unten) bei $M = 0,9$, $f_c/f_1 = 21$

Tastverhältnisses d visualisiert, das für jeden SZ +, 0 oder – den Anteil der Einschaltzeit t_{ein} innerhalb einer Abtastperiode T_a angibt [67].

$$d_{\text{SZ}} = \frac{t_{\text{ein,SZ}}}{T_a} \quad (4.7)$$

Beide Varianten des Regular Samplings führen zwar auf den gleichen Grundschwungsanteil der Ausgangsspannung, jedoch bewirkt ARS geringere harmonische Verzerrungen [21].

Im Folgenden werden die bedeutendsten Modulationsverfahren vorgestellt, die auf dem NTV-Prinzip beruhen. Die Verfahren lassen sich in kontinuierliche und diskontinuierliche Verfahren untergliedern, wobei die Bedeutung dieser Bezeichnungen in den Unterabschnitten deutlich wird. Für die Ausführungen wird die trägerbasierte Darstellungsweise gewählt, da sie Vorteile in Bezug auf die praktische Implementierung bietet. Um dabei die Form der Modulationsfunktionen besser verdeutlichen zu können, wird die Abtastung zunächst nicht berücksichtigt. Weiterhin wird in den folgenden Ausführungen vorausgesetzt, dass das Trägersignal mit der Grundswingungsperiode synchronisiert ist und ein Vielfaches bildet. Diese Technik hat sich insbesondere bei Umrichtern höherer Leistung durchgesetzt [99].

4.1.2 Kontinuierliche Modulationsverfahren

Mit Ausnahme der in Absatz 5.1.1.1 erläuterten Methode beginnt und endet bei den kontinuierlichen PWM-Verfahren für 3L-Umrichter die Schaltsequenz innerhalb einer Trägerperiode mit einem inneren RZ. Diese Aussage gilt sowohl für zu bildende RZs im inneren als auch im äußeren Hexagon des RZ-Diagramms [94]. Dies stellt einen wichtigen Unterschied zu den gängigen 2L-PWM-Verfahren dar, bei denen eine Schaltsequenz innerhalb einer Trägerperiode immer mit einem Null-RZ im Ursprung des RZ-Diagramms startet und aufhört. Da die inneren RZs bei der 3L-PWM somit die Rolle des Null-RZs bei der 2L-PWM einnehmen, werden sie auch als äquivalente Null-RZs bezeichnet [94]. Die verbleibenden Freiheitsgrade bestehen in der sequentiellen Abfolge der Schaltzustände und der Positionierung der Schaltzeiten innerhalb der Trägerperiode [67]. In diesem Punkt unterscheiden sich die kontinuierlichen Modulationsverfahren. Ihre effektive Schaltfrequenz $f_{s,eff}$ beläuft sich mit der eingangs in Unterabschnitt 4.1.1 genannten Definition auf $1/2$ der Trägerfrequenz f_c , da jedes Ventil gemäß Unterabschnitt 3.1.1 immer nur an der Hälfte aller Schalthandlungen innerhalb einer Grundswingungsperiode beteiligt ist [99]:

$$f_{s,eff,kont} = \frac{f_{c,kont}}{2} \quad (4.8)$$

In Bezug auf die trägerbasierte Umsetzung zeichnen sie sich dadurch aus, dass die Modulationsfunktionen niemals für eine bestimmte Zeitdauer auf einem festen Wert verharren, sondern fortlaufend ihre Werte verändern. Die wichtigsten drei Gruppen der kontinuierlichen Verfahren werden im Folgenden näher vorgestellt.

4.1.2.1 Sinus-Dreieck-Pulsweitenmodulation (S-PWM)

Bei der reinen Sinus-Dreieck-Pulsweitenmodulation (S-PWM) besteht die Referenzspannung $u_{x,LN}^{ref}(t)$ ausschließlich aus der Sollspannung $u_{x,LN}^*(t)$, wobei die zugehörige Modulationsfunktion bereits in Abbildung 4.1 gezeigt wurde. Es handelt sich somit um das einfachste trägerbasierte Modulationsverfahren. Da die Modulationsfunktion nicht die oberen und unteren Grenzen der Trägersignale überschreiten darf, ist der maximale Modulationsgrad im linearen Aussteuerbereich auf $M_{max} = 1$ beschränkt.

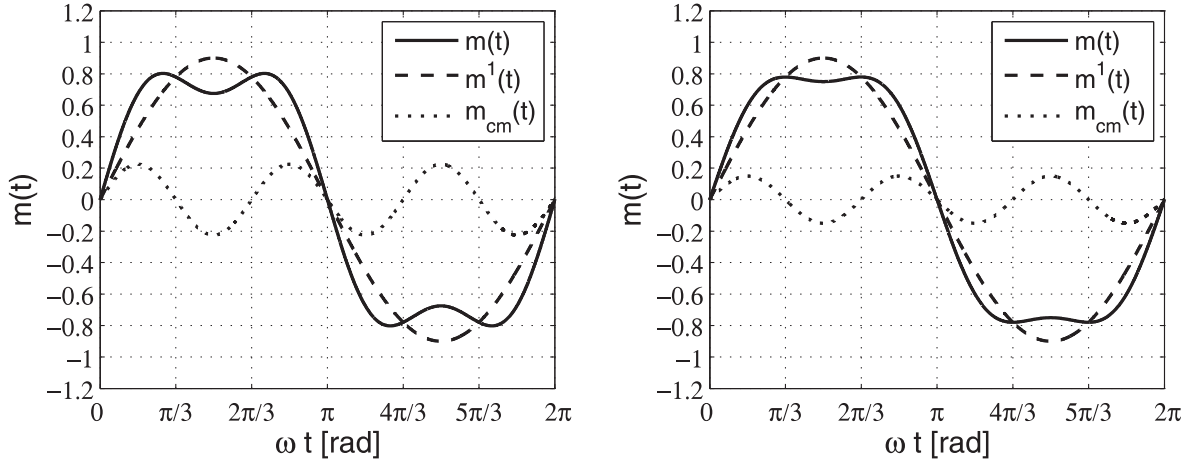


Abb. 4.3: Modulationsfunktionen der 1/4-THI-PWM (links) und der 1/6-THI-PWM (rechts) für einen Modulationsgrad von $M = 0,9$

4.1.2.2 S-PWM mit injizierter 3. Harmonischen

Um den linearen Aussteuerbereich zu erhöhen, kann zusätzlich zur sinusförmigen Sollspannung eine 3. Harmonische als Gleichtaktanteil, also phasengleich in allen drei Phasen, injiziert werden [67]. Diese Vorgehensweise wird als Third Harmonic Injection (THI) bezeichnet. Sie sorgt dafür, dass das Maximum der Modulationsfunktion bei gleichem Modulationsgrad abgesenkt wird, ohne dabei die Grundschiwingung der Ausgangsspannung zu verändern. Dabei gibt es zwei gängige Varianten, die sich in der Amplitude der injizierten 3. Oberschwingung unterscheiden. Beträgt diese 1/4 der Grundschiwingungsamplitude, so ist ein maximaler Modulationsgrad von $M_{max} = 1,12$ möglich [21]. Das zugehörige Gleichtaktsignal $u_{cm}(t)$ lautet dann:

$$u_{cm}(t) = \frac{\hat{U}_{LN}^*}{4} \cdot \sin(6\pi f_1 t + \phi) \quad (4.9)$$

Zu Lasten etwas größerer Verzerrungen im Spektrum der Ausgangsspannung lässt sich der Modulationsgrad durch Wahl der Oberschwingungsamplitude von 1/6 der Amplitude der Grundschiwingung theoretisch auf $M_{max} = 1,155$ erhöhen [21]. Das Gleichtaktsignal ist dementsprechend gegeben durch:

$$u_{cm}(t) = \frac{\hat{U}_{LN}^*}{6} \cdot \sin(6\pi f_1 t + \phi) \quad (4.10)$$

Die resultierenden Modulationsfunktionen dieser als 1/4-THI-PWM bzw. 1/6-THI-PWM bezeichneten Verfahren sind in Abbildung 4.3 dargestellt.

4.1.2.3 Raumzeigermodulation

Bei der RZM hat sich die Variante durchgesetzt, die Einschaltzeiten derjenigen RZs, die sich mittig in der sequentiellen Abfolge innerhalb einer Abtastperiode befinden, auch möglichst zeitlich mittig in die Abtastperiode zu platzieren, da sich dies als vorteilhaft

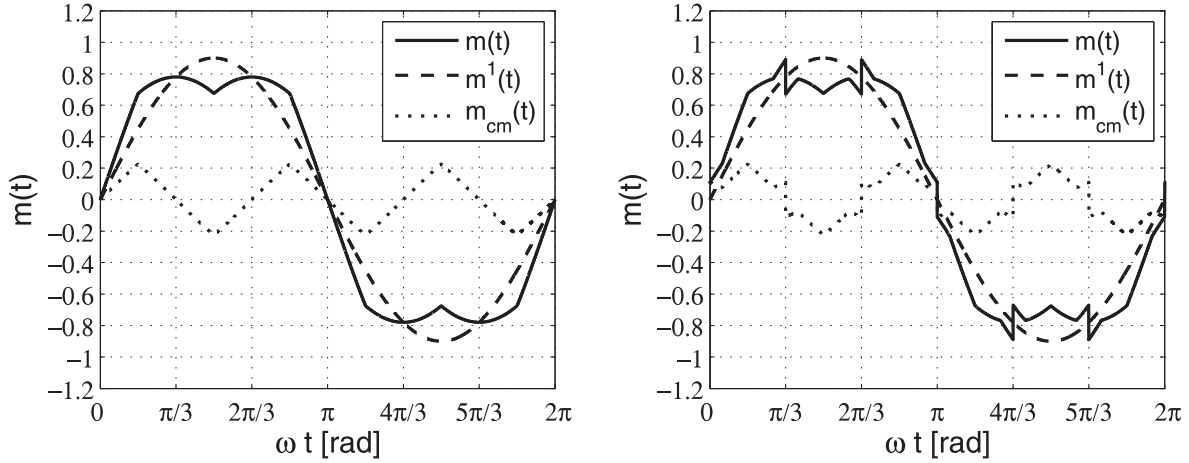


Abb. 4.4: Modulationsfunktionen der 2L-RZM (links) und der 3L-RZM (rechts) für einen Modulationsgrad von $M = 0,9$

bezüglich des Ausgangsspektrums erweist [67]. Die trägerbasierte Umsetzung der gängigen RZM für 2L-Umrichter lässt sich generell auch auf den 3L-Umrichter übertragen. Dies lässt sich durch folgenden Gleichtaktanteil $u_{cm}(t)$ realisieren [21]:

$$u_{cm}(t) = -\frac{u_{max}(t) + u_{min}(t)}{2} \quad (4.11)$$

Dabei beschreibt $u_{max}(t)$ den Verlauf der jeweils höchsten Sollspannung in den drei Phasen:

$$u_{max}(t) = \begin{cases} u_{a,LN}^*(t) & , u_{a,LN}^*(t) \geq u_{b,LN}^*(t) \wedge u_{a,LN}^*(t) \geq u_{c,LN}^*(t) \\ u_{b,LN}^*(t) & , u_{b,LN}^*(t) \geq u_{a,LN}^*(t) \wedge u_{b,LN}^*(t) \geq u_{c,LN}^*(t) \\ u_{c,LN}^*(t) & , u_{c,LN}^*(t) \geq u_{a,LN}^*(t) \wedge u_{c,LN}^*(t) \geq u_{b,LN}^*(t) \end{cases} \quad (4.12)$$

In gleicher Weise beschreibt u_{min} den Verlauf der jeweils niedrigsten Sollspannung in den drei Phasen:

$$u_{min}(t) = \begin{cases} u_{a,LN}^*(t) & , u_{a,LN}^*(t) \leq u_{b,LN}^*(t) \wedge u_{a,LN}^*(t) \leq u_{c,LN}^*(t) \\ u_{b,LN}^*(t) & , u_{b,LN}^*(t) \leq u_{a,LN}^*(t) \wedge u_{b,LN}^*(t) \leq u_{c,LN}^*(t) \\ u_{c,LN}^*(t) & , u_{c,LN}^*(t) \leq u_{a,LN}^*(t) \wedge u_{c,LN}^*(t) \leq u_{b,LN}^*(t) \end{cases} \quad (4.13)$$

Die resultierende Modulationsfunktion der 2L-RZM ist in Abbildung 4.4 links dargestellt. Dabei sei nochmals angemerkt, dass die Bezeichnung des Verfahrens zwar vom 2L-Umrichter herrührt, jedoch die Übertragung auf den 3L-Umrichter darstellt.

Auch wenn die Übertragung der 2L-RZM auf den 3L-Umrichter generell möglich ist, so ergibt sich dennoch ein Manko. Denn durch den Wechsel zwischen den beiden Trägersignalen ergeben sich zusätzliche Schalthandlungen im Bereich der Nulldurchgänge der Modulationsfunktion [100]. Aus diesem Grund gelingt es mit der 2L-RZM beim 3L-Umrichter nicht in allen Fällen, die RZ in der sequentiellen Mitte einer Abtastperiode auch zeitlich mittig in selbiger zu positionieren. Um die zusätzlichen Schalthandlungen im Bereich der Nulldurchgänge der Modulationsfunktion zu vermeiden und das ge-

wünschte Ziel auch für den 3L-Umrichter zu realisieren, wird die Modulationsfunktion bei der trägerbasierten Umsetzung der 3L-RZM noch um einen zusätzlichen Gleichtaktanteil $u'_{cm}(t)$ erweitert [21]:

$$u'_{cm}(t) = -\frac{u'_{max}(t) + u'_{min}(t)}{2} \quad (4.14)$$

Die Funktionen $u'_{max}(t)$ und $u'_{min}(t)$ werden analog zu den Definitionen gemäß 4.12 und 4.13 aus einem Hilfssignal $u^*_{x,LN}(t)$ generiert, das auf folgende Weise mit Hilfe einer Modulo-Funktion vorgegeben wird [21]:

$$u^*_{x,LN}(t) = \left[\left(u^*_{x,LN}(t) + u_{cm}(t) + \frac{U_{DC}}{2} \right) \bmod \left(\frac{U_{DC}}{2} \right) \right] - \frac{U_{DC}}{4} \quad (4.15)$$

Im Gegensatz zu allen anderen bisher vorgestellten kontinuierlichen PWM-Verfahren ändert die Modulationsfunktion der 3L-RZM, deren Verlauf in Abbildung 4.4 rechts dargestellt ist, ihre Form mit dem Modulationsgrad. Dieser kann sowohl für die 2L-RZM als auch für die 3L-RZM theoretisch einen maximalen Wert von $M_{max} = 1,155$ im linearen Aussteuerbereich annehmen.

4.1.3 Diskontinuierliche Modulationsverfahren

Den diskontinuierlichen PWM-Verfahren (DPWM-Verfahren) liegt die Idee zu Grunde, anstelle der zwei redundanten Schaltzustände eines inneren Raumzeigers nur noch einen zu verwenden [61]. Auf diese Weise ist es möglich, alle Sektoren des Raumzeigerdiagramms in bestimmte Bereiche zu unterteilen, in denen jeweils eine Phase zur Realisierung eines Raumzeigers auf positivem oder negativem ZK-Potential gehalten wird [67]. Das primäre Ziel ist dabei die Reduzierung von Schaltverlusten [21]. Denn innerhalb einer Trägerperiode wird zum einen die Anzahl an Schalthandlungen um 1/3 reduziert. Zum anderen wird angestrebt, die Halteintervalle auf das Maximum des vorliegenden Stroms zu legen. Im Gegensatz zu den kontinuierlichen Verfahren fallen die inneren RZs nicht mehr zwangsläufig auf den Anfang und das Ende einer Trägerperiode. Je nach Verfahren treten bei der diskontinuierlichen PWM auch andere RZ-Typen in Erscheinung, die die Rolle des äquivalenten Null-RZs einnehmen. Legt man das Beispiel aus Abbildung 4.1 links zu Grunde, so würde für den inneren RZ 1 nur noch der Schaltzustand (+00) verwendet werden. Es wird deutlich, dass somit in Phase a für die Dauer der Trägerperiode keine Schalthandlung mehr stattfindet. Gemäß der Definition aus Unterabschnitt 4.1.1 reduziert sich somit die effektive Schaltfrequenz $f_{s,eff}$ theoretisch um 1/3 im Vergleich zu den kontinuierlichen 3L-Modulationsverfahren, womit sie 1/3 der Trägerfrequenz f_c beträgt [99]:

$$f_{s,eff,diskont} = \frac{f_{c,diskont}}{3} \quad (4.16)$$

Bei der trägerbasierten Umsetzung der diskontinuierlichen Verfahren wird jeweils in einer Phase das Referenzspannungssignal für eine bestimmte Zeitdauer konstant auf dem positiven oder negativen ZK-Potential gehalten. Aufgrund der Symmetrieanforderun-

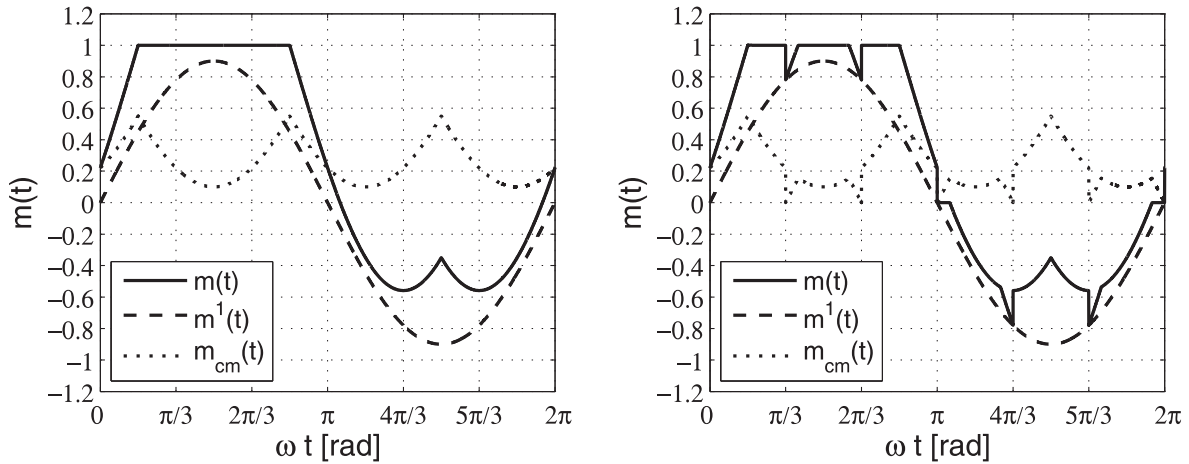


Abb. 4.5: Modulationsfunktionen der 2L-120°-DPWM (links) und der 3L-120°-DPWM (rechts) für einen Modulationsgrad von $M = 0,9$

gen an das Dreiphasensystem darf diese Zeitdauer insgesamt maximal ein Drittel der Grundswingungsperiode betragen [67]. Die verschiedenen diskontinuierlichen Verfahren unterscheiden sich in der Aufteilung der Halteintervalle innerhalb der Grundswingungsperiode. Im Folgenden werden die drei wichtigsten Verfahren näher vorgestellt.

4.1.3.1 120°-diskontinuierliche Pulsweitenmodulation

Bei der vom zweistufigen Umrichter ausgehenden 2L-120°-DPWM wird das Referenzspannungssignal derjenigen Phase, in der die Sollspannung den höchsten positiven Wert aufweist, für ein Intervall von 120° der Grundswingungsperiode auf dem positiven Wert der halben ZK-Spannung gehalten. Dies lässt sich mit folgendem Gleichtaktanteil $u_{cm}(t)$ erreichen, wobei sich $u_{max}(t)$ erneut gemäß Gleichung 4.12 ergibt [21]:

$$u_{cm}(t) = \frac{U_{DC}}{2} - u_{max}(t) \quad (4.17)$$

Die resultierende Modulationsfunktion ist in Abbildung 4.5 links dargestellt.

Um genau wie bei der 3L-RZM die Schalthandlungen im Bereich der Nulldurchgänge zu reduzieren und gleichzeitig die erzeugten Gleichtaktanteile in der Ausgangsspannung zu minimieren, lässt sich ein geringfügiger Anteil des Halteintervalls abziehen, um diesen auf die beiden Nulldurchgänge aufzuteilen [67]. Dort wird die Referenzspannung kurzzeitig auf dem Potential des Neutralpunktes festgehalten. Für die Realisierung werden zunächst wieder die Schritte gemäß der Gleichungen 4.11 und 4.15 durchgeführt. Als nächstes wird $u'_{max}(t)$ entsprechend der Definition 4.12 mit gestrichelten Größen aus dem Hilfssignal $u'_{x,LN}(t)$ berechnet, um danach neben dem ersten Anteil $u_{cm}(t)$ des Gleichtaktsignals gemäß Gleichung 4.11 auf folgende Weise den zweiten Anteil $u'_{cm}(t)$ zu erhalten [21]:

$$u'_{cm}(t) = \frac{U_{DC}}{4} - u'_{max}(t) \quad (4.18)$$

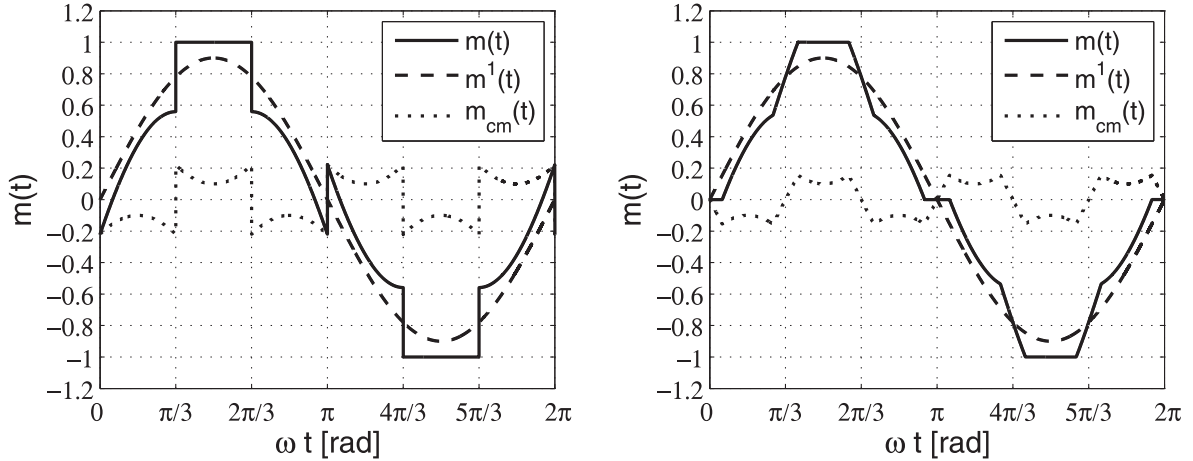


Abb. 4.6: Modulationsfunktionen der 2L-60°-DPWM (links) und der 3L-60°-DPWM (rechts) für einen Modulationsgrad von $M = 0,9$

Genau wie bei der 3L-RZM ist die Form der Modulationsfunktion bei der 3L-120°-DPWM, die in Abbildung 4.5 rechts dargestellt ist, abhängig vom Modulationsgrad. Dieser kann sowohl bei der 2L- als auch bei der 3L-120°-DPWM einen maximalen Wert von $M_{max} = 1,155$ im linearen Aussteuerbereich annehmen.

4.1.3.2 60°-diskontinuierliche Pulsweitenmodulation

Im Gegensatz zur 120°-DPWM wird die Ventilbelastung bei der 60°-DPWM zwischen dem oberen und unteren Teil des Umrichters symmetrisch verteilt, da die Gesamtdauer des Halteintervalls gleichmäßig auf das obere und untere ZK-Potential aufgeteilt wird [21]. Bei der vom zweistufigen Umrichter herrührenden 2L-60°-DPWM geschieht das jeweils für das Referenzspannungssignal derjenigen Phase, in der die Sollspannung den betragsmäßig höchsten Wert aufweist. Dabei wird die Referenzspannung entsprechend dem Vorzeichen der Sollspannung für ein Intervall von 60° der Grundschwingungsperiode auf positivem bzw. negativem ZK-Potential gehalten. Um dies trägerbasiert umzusetzen, wird zunächst eine Funktion $|u|_{max}(t)$ definiert, die den Verlauf der jeweils betragsmäßig höchsten Sollspannung in den drei Phasen beschreibt:

$$|u|_{max}(t) = \begin{cases} u_{a,LN}^*(t) & , \quad |u_{a,LN}^*(t)| \geq |u_{b,LN}^*(t)| \wedge |u_{a,LN}^*(t)| \geq |u_{c,LN}^*(t)| \\ u_{b,LN}^*(t) & , \quad |u_{b,LN}^*(t)| \geq |u_{a,LN}^*(t)| \wedge |u_{b,LN}^*(t)| \geq |u_{c,LN}^*(t)| \\ u_{c,LN}^*(t) & , \quad |u_{c,LN}^*(t)| \geq |u_{a,LN}^*(t)| \wedge |u_{c,LN}^*(t)| \geq |u_{b,LN}^*(t)| \end{cases} \quad (4.19)$$

Die in Abbildung 4.6 links dargestellte Modulationsfunktion resultiert dann aus dem folgenden Gleichtaktanteil [94]:

$$u_{cm}(t) = \text{sgn}(|u|_{max}(t)) \cdot \frac{U_{DC}}{2} - |u|_{max}(t) \quad (4.20)$$

Um erneut die Anzahl der Schalthandlungen im Bereich der Nulldurchgänge zu reduzieren, besteht genau wie bei der 120°-DPWM die Möglichkeit, auf die 3L-Variante

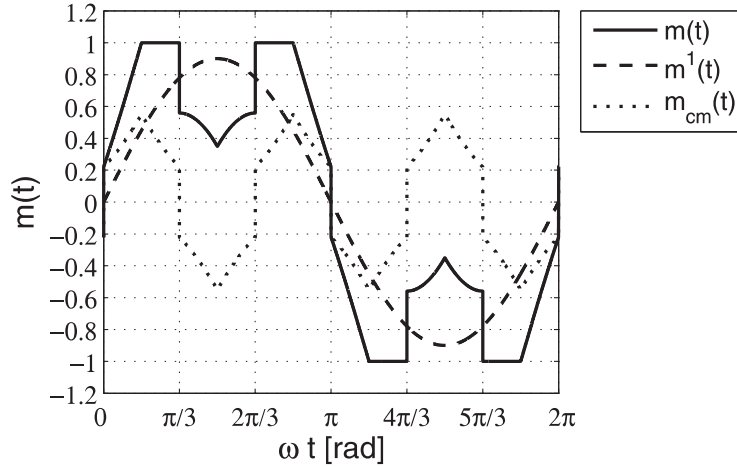


Abb. 4.7: Modulationsfunktion der 2L-30°-DPWM für einen Modulationsgrad von $M = 0,9$

überzugehen. Dabei wird bei der 3L-60°-DPWM wieder ein geringer Anteil der Halteintervalle darauf verwendet, das Referenzspannungssignal im Bereich der Nulldurchgänge für kurze Zeit auf dem NP-Potential zu halten. Bei der trägerbasierten Umsetzung werden zunächst wieder die Schritte gemäß der Gleichungen 4.11 und 4.15 durchgeführt, um $|u'_{max}(t)|$ aus dem Hilfssignal $u_{x,LN}^*(t)$ zu bestimmen. Die Definition von $|u'_{max}(t)|$ kann jedoch nicht analog zu $|u_{max}(t)|$ erfolgen, da dies keine Eindeutigkeit gewährleisten würde. Daher wird in dieser Arbeit die bislang in einigen Quellen, wie z.B. [21], [94], verwendete Definition um eine zusätzliche Bedingung erweitert:

$$|u'_{max}(t)| = \begin{cases} u_{a,LN}^*(t) & , \quad \left(|u_{a,LN}^*(t)| > |u_{b,LN}^*(t)| \wedge |u_{a,LN}^*(t)| > |u_{c,LN}^*(t)| \right) \vee \\ & \left(|u_{a,LN}^*(t)| \geq |u_{b,LN}^*(t)| \wedge |u_{a,LN}^*(t)| \geq |u_{c,LN}^*(t)| \wedge \right. \\ & \left. |u_{a,LN}^*(t)| > |u_{b,LN}^*(t)| \wedge |u_{a,LN}^*(t)| > |u_{c,LN}^*(t)| \right) \\ u_{b,LN}^*(t) & , \quad \left(|u_{b,LN}^*(t)| > |u_{a,LN}^*(t)| \wedge |u_{b,LN}^*(t)| > |u_{c,LN}^*(t)| \right) \vee \\ & \left(|u_{b,LN}^*(t)| \geq |u_{a,LN}^*(t)| \wedge |u_{b,LN}^*(t)| \geq |u_{c,LN}^*(t)| \wedge \right. \\ & \left. |u_{b,LN}^*(t)| > |u_{a,LN}^*(t)| \wedge |u_{b,LN}^*(t)| > |u_{c,LN}^*(t)| \right) \\ u_{c,LN}^*(t) & , \quad \left(|u_{c,LN}^*(t)| > |u_{a,LN}^*(t)| \wedge |u_{c,LN}^*(t)| > |u_{b,LN}^*(t)| \right) \vee \\ & \left(|u_{c,LN}^*(t)| \geq |u_{a,LN}^*(t)| \wedge |u_{c,LN}^*(t)| \geq |u_{b,LN}^*(t)| \wedge \right. \\ & \left. |u_{c,LN}^*(t)| > |u_{a,LN}^*(t)| \wedge |u_{c,LN}^*(t)| > |u_{b,LN}^*(t)| \right) \end{cases} \quad (4.21)$$

Neben dem ersten Anteil $u_{cm}(t)$ des Gleichtaktsignals gemäß Gleichung 4.11 ergibt sich der zweite Anteil $u'_{cm}(t)$ dann auf folgende Weise:

$$u'_{cm}(t) = \text{sgn}(|u'_{max}(t)|) \cdot \frac{U_{DC}}{4} - |u'_{max}(t)| \quad (4.22)$$

Anhand von Abbildung 4.6 rechts, in der die resultierende Modulationsfunktion abgebildet ist, wird deutlich, dass die Halteintervalle nun auf allen drei Spannungsle-

veln stattfinden. Ebenso wie bei der 120°-DPWM lässt sich sowohl bei der 2L- als auch bei der 3L-Variante im linearen Aussteuerbereich ein maximaler Modulationsgrad von $M_{max} = 1,155$ einstellen. Dabei ist die Form der Modulationsfunktion bei der 3L-Variante wieder vom Modulationsgrad abhängig.

4.1.3.3 30°-diskontinuierliche Pulsweitenmodulation

Entsprechend seiner Namensgebung werden bei der 30°-DPWM pro Phase vier 30°-Halteintervalle auf eine Grundschwingungsperiode verteilt, wobei es hierbei nur den 2L-Ansatz gibt [21]. Für die trägerbasierte Umsetzung wird zunächst eine Funktion $u_{med}(t)$ definiert, die den Verlauf der Sollspannung derjenigen Phase beschreibt, die betragsmäßig zwischen den beiden anderen Sollspannungen liegt:

$$|u|_{med}(t) = \begin{cases} u_{a,LN}^*(t) & , \quad \begin{cases} |u_{b,LN}^*(t)| \leq |u_{a,LN}^*(t)| \leq |u_{c,LN}^*(t)| \vee \\ |u_{b,LN}^*(t)| \geq |u_{a,LN}^*(t)| \geq |u_{c,LN}^*(t)| \end{cases} \\ u_{b,LN}^*(t) & , \quad \begin{cases} |u_{a,LN}^*(t)| \leq |u_{b,LN}^*(t)| \leq |u_{c,LN}^*(t)| \vee \\ |u_{a,LN}^*(t)| \geq |u_{b,LN}^*(t)| \geq |u_{c,LN}^*(t)| \end{cases} \\ u_{c,LN}^*(t) & , \quad \begin{cases} |u_{a,LN}^*(t)| \leq |u_{c,LN}^*(t)| \leq |u_{b,LN}^*(t)| \vee \\ |u_{a,LN}^*(t)| \geq |u_{c,LN}^*(t)| \geq |u_{b,LN}^*(t)| \end{cases} \end{cases} \quad (4.23)$$

Der Gleichtaktanteil der Referenzspannung wird dann durch folgende Vorschrift vorgegeben [21]:

$$u_{cm}(t) = \text{sgn}(|u|_{med}(t)) \cdot \frac{U_{DC}}{2} - |u|_{med}(t) \quad (4.24)$$

Der Verlauf der resultierenden Modulationsfunktion der 2L-30°-DPWM, dessen Modulationsgrad im linearen Aussteuerbereich einen maximalen Wert von $M_{max} = 1,155$ erreichen kann, ist in Abbildung 4.7 gezeigt.

4.1.4 Aspekte bei der praktischen Umsetzung

Die bisherigen Ausführungen innerhalb dieses Abschnittes beruhen auf einer idealen Betrachtung. Dabei entsprechen die am Umrichterausgang erzeugten Spannungen exakt den Verläufen gemäß Gleichung 4.2. Der am Umrichterausgang erzielte Istwert des Modulationsgrades entspricht somit exakt seinem Referenzwert. In der Realität treten jedoch Effekte auf, die den tatsächlich erzielten Verlauf der Ausgangsspannung verfälschen und somit ein Abweichen von diesem linearen Verhalten nach sich ziehen. Diese Effekte sind dem Umstand geschuldet, dass das Umrichtersystem und deren Bauelemente in der Realität keine idealen Eigenschaften aufweisen.

Die einflussreichsten Nichtlinearitäten werden zunächst in Absatz 4.1.4.1 beschrieben. Dabei können speziell beim 3L-NPC-Umrichter Nichtlinearitäten auch aufgrund von Unbalancen der NP-Spannung auftreten. Da der Aspekt der NP-Spannungsbalance

in dieser Arbeit von zentraler Bedeutung ist, wird dieser in Absatz 4.1.4.3 gesondert behandelt. Gleichtaktspannungen stellen zwar keine Nichtlinearitäten im beschriebenen Sinne dar, können jedoch bei der praktischen Umsetzung ebenfalls spezielle Effekte nach sich ziehen. Daher wird zuvor in Absatz 4.1.4.2 kurz auf Entstehung und Auswirkungen von Gleichtaktspannungen eingegangen.

4.1.4.1 Nichtlinearitäten bei der Pulsgenerierung

Der Ursprungsort für die nichtlinearen Effekte, die sich durch Verzögerungen und Verzerrungen der Ausgangsspannung äußern, sind zum einen der Modulator und zum anderen der Umrichter [92]. Im Modulator können entweder unerwünschte Effekte, wie z.B. durch Quantisierungsfehler, oder Effekte durch gezielte Maßnahmen, wie z.B. der Berücksichtigung von Totzeiten und minimalen Pulsweiten, auftreten [92]. Letztere sind wiederum der Nichtidealität der Ventile im Umrichter geschuldet. Diese benötigen aufgrund der in Unterabschnitt 3.1.2 beschriebenen Kommutierungsvorgänge eine gewisse Zeit, um vom sperrenden in den leitenden Zustand überzugehen und umgekehrt. Um einen transienten Brückenkurzschluss durch Überlappungszeiten der Leitzustände zu verhindern, sind beim Übergang zwischen den Schaltzuständen Totzeiten mit einer minimalen Zeitdauer $t_{d,min}$ einzuhalten [101]. Weiterhin darf eine minimale Pulsweite t_{min} nicht unterschritten werden, da sonst ein volles Aufsteuern der Ventile nicht gewährleistet wird [102]. Zudem können sonst auch Frequenzen angeregt werden, die in Verbindung mit dem Phänomen der Leitungsreflexionen bei Verwendung von schnell schaltenden LHL-Ventilen, wie z.B. IGBTs, zu Überspannungen zwischen den Phasenausgängen führen können [103]. Unerwünschte Effekte seitens der Umrichterventile kommen durch Spannungsabfälle an den Leistungshalbleitern, die ein Abheben bzw. Absenken der Amplitude der Ausgangsspannungspulse bewirken sowie durch begrenzte Flankensteilheiten und Schaltverzögerungen zustande [92]. Zudem haben Schwankungen der ZK-Spannung, die wiederum vom Netz- und Lastverhalten abhängen, ebenfalls einen negativen Einfluss [104].

Die stärksten Abweichungen vom linearen Verhalten werden im Wesentlichen durch Einhaltung erforderlicher Totzeiten, durch Spannungsabfälle an den Leistungshalbleitern sowie durch Schwankungen der ZK-Spannung hervorgerufen [104]. Insbesondere bei großen Modulationsgraden, wie es beim Netzpulsstromrichter der Fall ist, und bei Verwendung diskontinuierlicher PWM-Verfahren treten jedoch auch die Effekte durch minimale Pulsbreiten stärker in Erscheinung [102]. Abschließend sei hinzugefügt, dass in der Vergangenheit zahlreiche Verfahren zur Kompensation der Nichtlinearitäten entwickelt und vorgestellt wurden, um das System dem linearen Verhalten anzunähern. So lassen sich z.B. die Effekte aufgrund von Totzeiten beim 2L-Umrichter durch deren geschickte Platzierung minimieren [101], [105], [106], [107]. Bei Multi-Level-Umrichtern besteht zudem die Möglichkeit, redundante Schaltzustände als zusätzliche Freiheitsgrade vorteilhaft auszunutzen [108], [109]. Auf weitere Ausführungen sei an dieser Stelle verzichtet, da eine optimale Kompensation der genannten Effekte nicht das Ziel dieser Arbeit ist.

RZ-Typ	SZ	u_{cm}/U_{DC}
Null-RZ	+++	1/2
	000	0
	---	-1/2
Innere RZs	++0 / 0++ / +0+	1/3
	0-- / -0- / --0	-1/3
	+00 / 0+0 / 00+	1/6
	00- / -00 / 0-0	-1/6
Mittlere RZs	alle	0
Äußere RZs	++- / -++ / +-+	1/6
	+-- / -+- / --+	-1/6

Tab. 4.1: Gleichtaktspannungen bei einem 3L-NPC-Umrichter in Abhängigkeit vom Schaltzustand

4.1.4.2 Gleichtaktspannungen

Bei einem idealen sinusförmigen dreiphasigen Spannungssystem addieren sich die Leiter-Null-Spannungen zu Null. Diese Aussage trifft bei den gepulsten Ausgangsspannungen eines Umrichters im Idealfall jedoch nur für die Grundschwingung zu. Je nach Schaltzustand des Umrichters kommt es zur Ausprägung einer Gleichtaktspannung, also einer Differenzspannung zwischen dem Null- und dem Erdpotential [67]. Aufgrund der steilen Spannungsflanken innerhalb der Gleichtaktspannung existieren hochfrequente Anteile, die sich auf Generatorseite durch Bildung hochfrequenter Ströme infolge von parasitären Kapazitäten negativ äußern können [21]. Ein besonderes Problem stellt hierbei die Ausbildung von Lagerströmen im Generator dar, die die Lebensdauer der Lager erheblich reduzieren können [67], [110].

Die Eliminierung bzw. Reduzierung von Gleichtaktspannungen muss also neben der Reduzierung von Schaltverlusten und Oberschwingungsanteilen als ein weiteres Optimierungsziel der PWM-Verfahren genannt werden. Die Gleichtaktspannung $u_{cm}(t)$ kann durch folgende Gleichung berechnet werden [67]:

$$u_{cm}(t) = \frac{1}{3} \cdot [u_{a,LN}(t) + u_{b,LN}(t) + u_{c,LN}(t)] \quad (4.25)$$

Damit ergeben sich für einen 3L-NPC-Umrichter die in Tabelle 4.1 angegebenen Gleichtaktspannungen je Schaltzustand. Es wird deutlich, dass durch die Wahl und die Abfolge der Schaltzustände eine Möglichkeit gegeben ist, um aktiv auf deren Ausprägung Einfluss zu nehmen. Aus diesem Ansatz lassen sich unterschiedliche Verfahren zur Reduzierung der Gleichtaktspannungen ableiten [111]. So würde beispielsweise ein Modulationsverfahren, welches ausschließlich von den mittleren RZs sowie dem Null-RZ 000 Gebrauch macht, keinerlei Gleichtaktspannungen verursachen. Es wird jedoch deutlich, dass die Reduzierung der Gleichtaktspannung mit den Zielen von geringen Schaltverlusten und geringen Oberschwingungsanteilen, die dem NTV-Prinzip oblie-

i_{NP}	SZ	RZ	RZ-Typ
i_a	0 +- / 0 -+	$\underline{V_8} / \underline{V_{11}}$	Mittlere RZs
	0 -- / 0 ++	$\underline{V_1} / \underline{V_4}$	Innere RZs
$-i_a$	+ 0 0 / - 0 0		
i_b	+ 0 - / - 0 +	$\underline{V_7} / \underline{V_{10}}$	Mittlere RZs
	- 0 - / + 0 +	$\underline{V_3} / \underline{V_6}$	Innere RZs
$-i_b$	0 + 0 / 0 - 0		
i_c	-+ 0 / +- 0	$\underline{V_9} / \underline{V_{12}}$	Mittlere RZs
	++ 0 / -- 0	$\underline{V_2} / \underline{V_5}$	Innere RZs
$-i_c$	0 0 - / 0 0 +		

Tab. 4.2: Zusammenhang zwischen den NP-Strömen und den Phasenströmen bei den möglichen Schaltzuständen der mittleren und inneren Basis-RZs

gen, konkurriert. Da diese Ziele jedoch eine viel wichtigere Rolle einnehmen und neben einer Modifikation der PWM-Verfahren auch andere konstruktionstechnische Möglichkeiten zur Reduzierung von Lagerströmen existieren, wird dem Phänomen der Gleichtaktspannungen in dieser Arbeit keine zentrale Bedeutung zukommen.

4.1.4.3 Ausbalancierung der Neutralpunktspannung

Um einerseits die Ventile und ZK-Kondensatoren vor zu hohen Spannungen zu schützen und andererseits die Rückwirkungen auf die Ausgangsspannung gering zu halten, ist eine in bestimmten Grenzen ausbalancierte NP-Spannung unabdingbar. Die Spannungsbalance wird beeinflusst, sobald auf Seiten des oberen und unteren ZK-Kondensators eine unsymmetrische Energieabgabe oder -aufnahme stattfindet. Dieser Fall kann nur dann eintreten, wenn ein NP-Strom i_{NP} gemäß Notation aus Abbildung 3.1 fließt. Das bedeutet, dass mindestens in einer Phase der SZ 0 geschaltet sein muss, wobei der Null-RZ 000 von dieser Aussage ausgenommen ist. Somit haben lediglich die mittleren und inneren Basis-RZs einen Einfluss auf die NP-Balance [59]. Anhand der sich ergebenden Schaltkonstellationen [87] lässt sich feststellen, dass der NP-Strom in Abhängigkeit vom SZ immer den Wert eines Phasenstroms mit positivem oder negativem Vorzeichen annimmt. Dieser Zusammenhang ist in Tabelle 4.2 dargestellt.

Es wird deutlich, dass die beiden redundanten Schaltzustände eines inneren Basis-Raumzeigers jeweils gegenläufige NP-Ströme zur Folge haben. Im Unterschied dazu führen die mittleren Basis-RZs immer nur zu NP-Strömen, die dem eines Phasenstroms ohne Vorzeichenumkehr entsprechen. Bei idealer Betrachtung ist der über eine Grundschwingungsperiode gemittelte NP-Strom Null, so dass theoretisch eine automatische Spannungsbalance stattfindet. In der Praxis kann jedoch jedes Abweichen vom idealen Verhalten, wie z.B. durch die bereits in Absatz 4.1.4.1 beschriebenen nichtlinearen

Effekte sowie durch unsymmetrische und verzerrte Phasenströme oder auch dynamische Laständerungen zu einem Abdriften des NP-Potentials führen [21]. Darin liegt einer der größten technischen Nachteile des 3L-NPC-Umrichters [112]. Die mittleren Basis-RZs erweisen sich dabei als größte Quelle für mögliche Unbalancen, da sie immer nur jeweils eine Phase mit dem NP verbinden und somit das NP-Potential direkt den Eigenschaften der Last bzw. des Netzes ausliefern [59]. Zusätzliche Maßnahmen zum gezielten Einwirken auf die NP-Spannung sind daher unerlässlich.

Die Thematik der NP-Spannungsbalance war in der Vergangenheit Gegenstand zahlreicher Untersuchungen in Hinblick auf Modellierung und physikalische Grenzen [59], [113], Einflüsse von Effekten in den Phasenströmen [114] und PWM-Verfahren [115], [116], [117], [118], [119], [120], [121]. Unter Beibehaltung des in Unterabschnitt 4.1.1 erläuterten NTV-Prinzips besteht die einzige Möglichkeit zur Einflussnahme darin, die Redundanz der Schaltzustände der inneren Basis-RZs auszunutzen [21]. Dies geschieht auf Kosten von Abstrichen bei den mit dem PWM-Verfahren verbundenen Zielen möglichst niedriger Schaltverluste und einem möglichst geringen Oberschwingungsgehalt, um den Erfordernissen zur Erfüllung des konkurrierenden Ziels der Ausbalancierung der NP-Spannung zu genügen [122]. Die Mehrzahl aller Verfahren, wie z.B. nach [115], [116], [117], [118], basiert auf diesem Prinzip [59].

Dabei verringern sich die Möglichkeiten der Einflussnahme auf die NP-Spannungsbalance mit steigendem Modulationsgrad, da sich der Anteil der inneren Basis-RZs an den Schaltzeiten reduziert [59]. Während an der Bildung eines Raumzeigers in einem inneren und mittleren Sektor noch jeweils 2 innere Basis-RZs beteiligt sind, wird zur Bildung eines Raumzeigers in einem äußeren Sektor nur noch ein innerer Basis-RZ herangezogen. In [59] wird gezeigt, dass es außerdem durch die Übergänge zwischen den einzelnen 60° -Sektoren, in denen die an der Bildung eines Raumzeigers beteiligten Basis-RZs wechseln, im NP-Strom und somit im NP-Potential zu niederfrequenten Oszillationen mit der dreifachen Grundschnwingungsfrequenz kommen kann. Der Bereich, in dem eine vollständige Unterdrückung möglich ist, bewegt sich zwischen einem maximalen Modulationsgrad von $M = 0,96$ bei einem Leistungsfaktor von $\cos \phi = 1$ und einem maximalen Modulationsgrad von $M = 0,58$ bei einem Leistungsfaktor von $\cos \phi = 0$ [59]. Oberhalb dieses Grenzbereiches verstärkt sich je nach Auslegung der ZK-Kondensatoren die Amplitude dieser Oszillationen mit steigendem Modulationsgrad und sinkendem Leistungsfaktor [59]. In [113] wird diese Analyse auf ein Vollumrichtersystem ausgeweitet und offengelegt, dass sich die niederfrequenten Oszillationen besser unterdrücken lassen, da sich sowohl netzseitig als auch last- bzw. generatorseitig die Möglichkeit zur Einflussnahme auf den NP-Strom bietet.

In [114] wird der Einfluss unsymmetrischer und überschwingungsbehafteter Phasenströme auf die NP-Spannungsbalance untersucht. Hinsichtlich der Unsymmetrien stellt sich heraus, dass durch ein vorliegendes Gegensystem im Phasenstrom ebenfalls niederfrequente Oszillationen entstehen. Bei überschwingungsbehafteten Phasenströmen ist dies auch der Fall, wobei sich die Oszillationen bei Harmonischen ungeradzahligter Ordnung um den Gleichgewichtszustand des NP-Potentials ausbilden, während bei Harmonischen geradzahligter Ordnung eine DC-Verschiebung des NP-Potentials erfolgt [114]. Dabei kann es bei Harmonischen 2., 4. und 8. Ordnung je nach Modulationsgrad

sogar zu Instabilität kommen, so dass sich die gesamte ZK-Spannung vollständig auf einen ZK-Kondensator verlagert [114].

Verfahren zur Ausbalancierung der NP-Spannung unter Beibehaltung des NTV-Prinzips weisen also einerseits einige Nachteile und physikalische Grenzen auf, führen aber andererseits nur in begrenzter Weise vom Erreichen der mit dem PWM-Verfahren verbundenen Ziele weg. Es existieren ebenfalls Verfahren mit dem Hauptziel, die mit der Ausbalancierung der NP-Spannung verbundenen Probleme möglichst vollständig zu lösen [119], [120], [121]. Da sich diese Verfahren jedoch vom NTV-Prinzip lösen müssen, sind wiederum größere Abstriche hinsichtlich anderer Optimierungsziele, wie z.B. der Verzerrung und den Schaltverlusten, in Kauf zu nehmen. Zudem sind derartige Verfahren meistens auf einen begrenzten Bereich von Modulationsgrad und Leistungsfaktor zugeschnitten und somit nur für bestimmte Anwendungen sinnvoll.

4.2 Ansteuerungsverfahren für den fehlertoleranten Umrichter

Die Ausführungen im vorangegangenen Absatz 4.1.4.3 haben den Konflikt zwischen der Aufgabe der NP-Spannungsbalance beim klassischen 3L-NPC-Umrichter einerseits und den konkurrierenden Optimierungszielen der Modulationsverfahren andererseits verdeutlicht. Daraus geht unmittelbar hervor, dass eine zusätzliche Halbbrücke, die mit der Aufgabe der NP-Spannungsbalance betraut ist, diesen Konflikt beseitigen würde, so dass die Modulationsverfahren ausschließlich hinsichtlich ausgewählter Kriterien optimiert werden können. Im folgenden Unterabschnitt 4.2.1 liegt der Schwerpunkt daher zunächst darin, eine geeignete Strategie für die Ansteuerung der Zusatzhalbbrücke im Normalbetrieb zu entwickeln. Weiterhin wird jedoch auch die Rolle der Basishalbbrücken diskutiert. Anschließend wird in Unterabschnitt 4.2.2 auf Besonderheiten bei der Ansteuerung des fehlertoleranten Umrichters im Notbetrieb eingegangen. Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass sich der Begriff Ansteuerung innerhalb dieses Abschnittes lediglich auf den jeweiligen Betriebsmodus, also den Normalbetrieb oder den Notbetrieb, bezieht, aber nicht die ansteuerungstechnischen Maßnahmen im Rahmen des Rekonfigurationsvorganges nach Detektion eines Fehlers einschließt. Diese werden in Kapitel 6 gesondert behandelt.

4.2.1 Ansteuerung im Normalbetrieb

Der Normalbetrieb des fehlertoleranten Umrichters ist durch einen intakten Zustand aller beteiligten Komponenten und einer einwandfreien Funktionsfähigkeit des Systems gekennzeichnet. Die resultierende Topologie unter Vernachlässigung aller ausschließlich für Rekonfiguration und Notbetrieb relevanten Komponenten ist in Abbildung 4.8 dargestellt. Die Topologie lässt sich zum einen untergliedern in die Basishalbbrücken, also die vom Standard-Umrichter herrührenden 3L-NPC-Halbbrücken, und zum anderen in die zusätzliche 3L-FC-basierte Halbbrücke inklusive der beiden Hilfsventile S_5 und S_6 . Für die Ansteuerung des Umrichters im Normalbetrieb wird zunächst die

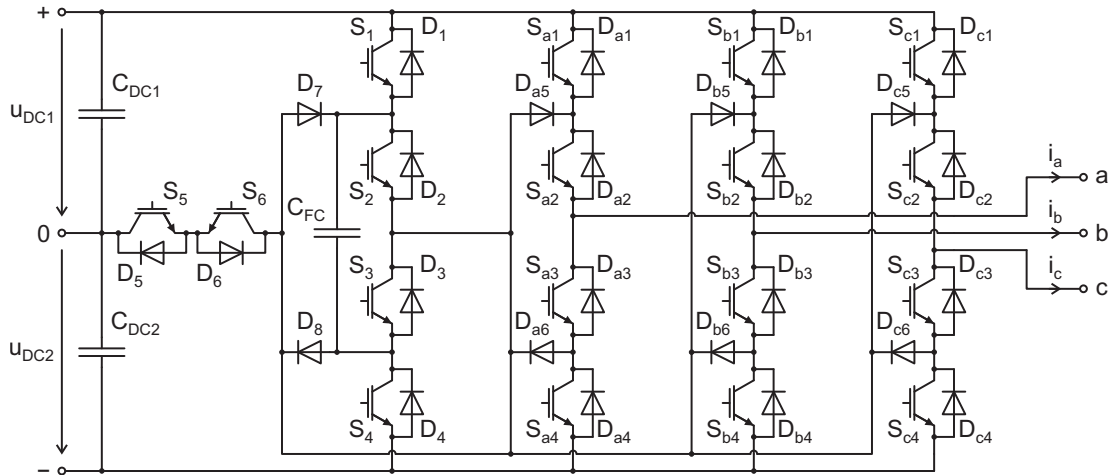


Abb. 4.8: Resultierende Topologie des fehlertoleranten Umrichters im Normalbetrieb

gesamte Zusatzhalbbrücke betrachtet, da sie aufgrund ihrer Funktion im Normalbetrieb die Basis für die Ansteuerung der 3L-NPC-Halbbrücken darstellt. Dabei wird zunächst das Grundprinzip zur Bereitstellung eines ausbalancierten Ersatzpotentials für die Neutralpunktspannung erläutert. Danach wird die Bedeutung des Stroms im Ersatz-NP für die Ansteuerung der Zusatzhalbbrücke geklärt und dargelegt, in welcher Weise sie in Abhängigkeit von diesem Strom erfolgen kann. Anschließend wird die Strategie für die Wahl der Umschaltzeitpunkte zwischen den Schaltzuständen der Zusatzhalbbrücke erläutert. Es sei an dieser Stelle bereits auf die Flussdiagramme in den Abbildungen 4.11 und 4.12 hingewiesen, anhand derer das gesamte Ansteuerungsverfahren der Zusatzhalbbrücke nachvollzogen werden kann. Zuletzt werden die Besonderheiten bei der Ansteuerung der Basishalbbrücken im Vergleich zum klassischen Umrichter dargelegt.

4.2.1.1 Grundprinzip zur Ansteuerung der Zusatzhalbbrücke

Anhand von Abbildung 4.8 wird deutlich, dass das Potential am Ausgang einer jeden Basishalbbrücke im mittleren Schaltzustand bei zunächst gesperrten Ventilen S_5 und S_6 auf das Potential am Ausgang der Zusatzhalbbrücke gezogen wird. Damit die Pulsmusterzeugung in gleicher Weise wie beim klassischen 3L-NPC-Umrichter erfolgen kann, kommt der Zusatzhalbbrücke somit die Aufgabe zu, ein dem NP-Potential gleichwertiges Ersatzpotential bereitzustellen. Das Potential am Ausgang der Zusatzhalbbrücke wird im Folgenden als Ersatz-Neutralpunkt (NPE) indiziert. Die verwendete Notation für weitere Spannungen und Ströme, die im Folgenden verwendet werden, geht aus Abbildung 4.9 hervor.

Eine klassische 3L-FC-Halbbrücke hat das Aussehen der hier verwendeten Zusatzhalbbrücke ohne den Zweig mit den Clamping-Dioden D_7 und D_8 und weist außerdem keine Verbindung zum eigentlichen NP auf [16]. Dementsprechend können dort, genau wie bei der hier betrachteten fehlertoleranten Topologie mit gesperrten Ventilen S_5 und S_6 , bei idealer Betrachtung keine Spannungsunbalancen auftreten, da keine unsymmetrische Energieentnahme zwischen den beiden ZK-Kondensatoren möglich ist.

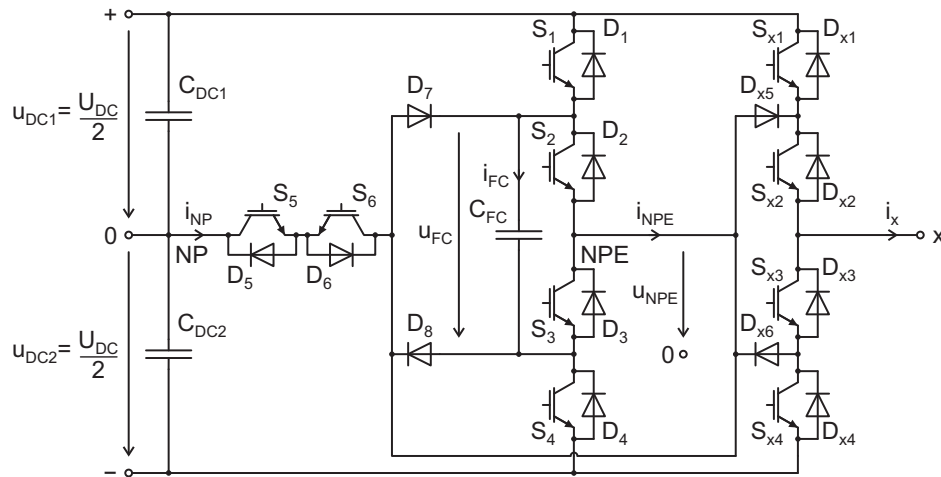


Abb. 4.9: Notation für die resultierende Topologie des fehlertoleranten Umrichters im Normalbetrieb

Die Schaltzustände einer klassischen 3L-FC-Halbbrücke sind in Tabelle 4.3 dargestellt. Im Vergleich mit Tabelle 3.2 wird deutlich, dass sich die Ventilansteuerung zum Schalten von SZ + und SZ – gegenüber der klassischen 3L-NPC-Halbbrücke nicht unterscheidet. Der zentrale Unterschied liegt jedoch in der Realisierung von SZ 0. Bei der 3L-FC-Topologie lässt sich dieser entweder durch Schalten des ersten und dritten Ventils (SZ 0₊) oder durch Schalten des zweiten und vierten Ventils (SZ 0₋) herstellen. Diese Redundanz ist erforderlich, um je nach Vorzeichen des Phasenstroms die Spannung u_{FC} über dem FC-Kondensator durch Laden oder Entladen desselbigen möglichst konstant auf dem Wert der halben ZK-Spannung zu halten [16]. Auf diese Weise wird das Ausgangspotential der 3L-FC-Halbbrücke annähernd konstant auf den Wert des Neutralpunktspotentials ausbalanciert. Das gleiche Prinzip liegt der 3L-FC-basierten Zusatzhalbbrücke in der fehlertoleranten Topologie zu Grunde:

$$u_{FC} < \frac{U_{DC}}{2} \stackrel{!}{\implies} C_{FC} \text{ laden} \quad (4.26)$$

$$u_{FC} > \frac{U_{DC}}{2} \stackrel{!}{\implies} C_{FC} \text{ entladen} \quad (4.27)$$

In Tabelle 4.4 ist dargestellt, mit Hilfe welchen Ventils der Zusatzhalbbrücke das gezielte Laden und Entladen des FC-Kondensators jeweils bewerkstelligt werden kann. Dabei ist das zweite geschlossene Ventil des jeweiligen Schaltzustandes durch eine Klammer gekennzeichnet, da es für den eigentlichen Lade- bzw. Entladevorgang nicht von Relevanz ist. Es wird deutlich, dass das Vorzeichen des Stroms i_{NPE} bestimmt, welcher SZ der Zusatzhalbbrücke zu einem Laden oder Entladen des FC-Kondensators führt. Für einen gezielten Eingriff auf den Ladezustand des FC-Kondensators ist daher die Kenntnis um das Vorzeichen dieses Stroms erforderlich.

Allerdings wäre die direkte Verwendung von i_{NPE} als Entscheidungsträger für die Wahl des zu stellenden Schaltzustandes in der Zusatzhalbbrücke nicht zweckmäßig, da dieser Strom durch jeden Schaltvorgang in den Basishalbbrücken mehrmals je Trägerperiode großen Änderungen inklusive Vorzeichenumkehr unterworfen wird. Dabei finden

SZ	$u_{x,L0}$ (*)	$S_{FC,x1}$	$S_{FC,x2}$	$S_{FC,x3}$	$S_{FC,x4}$
+	$\frac{U_{DC}}{2}$	1	1	0	0
0 ₊	0	1	0	1	0
0 ₋	0	0	1	0	1
-	$-\frac{U_{DC}}{2}$	0	0	1	1

Tab. 4.3: Schaltzustände für eine 3L-FC-Halbbrücke (* $u_{DC1} = u_{DC2} = u_{FC} = \frac{U_{DC}}{2}$ vorausgesetzt)

Ziel	i_{NPE}	i_{FC}	S_1	S_2	S_3	S_4	u_{NPE}
C_{FC} laden	< 0	$-i_{NPE}$	0	(1)	0	1	$-\frac{U_{DC}}{2} + u_{FC}$
	> 0	i_{NPE}	1	0	(1)	0	$\frac{U_{DC}}{2} - u_{FC}$
C_{FC} entladen	< 0	i_{NPE}	(1)	0	1	0	$\frac{U_{DC}}{2} - u_{FC}$
	> 0	$-i_{NPE}$	0	1	0	(1)	$-\frac{U_{DC}}{2} + u_{FC}$

Tab. 4.4: Zum Laden und Entladen des FC-Kondensators erforderliche Ventilansteuerung in der Zusatzhalbbrücke

bei Anwendung eines kontinuierlichen PWM-Verfahrens 6 Änderungen und bei Anwendung eines diskontinuierlichen Verfahrens 4 Änderungen je Trägerperiode statt. Es muss daher der Durchschnittswert \bar{i}_{NPE} über der aktuellen Abtastperiode als Entscheidungsträger verwendet werden. Dieser kann aus dem aktuellen Tastverhältnis $d_{0,x}$ des mittleren Schaltzustandes 0 in den jeweiligen Phasen $x \in a, b, c$ gemäß Gleichung 4.7 mit Hilfe der Augenblickswerte der Phasenströme i_x ermittelt werden [91]:

$$\bar{i}_{NPE} = d_{SZ0,a} \cdot i_a + d_{SZ0,b} \cdot i_b + d_{SZ0,c} \cdot i_c \quad (4.28)$$

Für die technische Umsetzung des bis zu diesem Punkt beschriebenen Verfahrens sind also neben einem Sensor zur Messung der Spannung über dem FC-Kondensator auch Sensoren zur Messung der umrichterseitigen Phasenströme erforderlich, die üblicherweise bereits vorgesehen sind.

Mit Hilfe von Tabelle 4.4 ist eindeutig vorgegeben, welcher Schaltzustand in Abhängigkeit vom Ersatz-NP-Strom zum Laden und Entladen des FC-Kondensators gewählt werden muss. Damit ist jedoch noch nicht die Frage nach der Häufigkeit und dem geeigneten Zeitpunkt des Umschaltens beantwortet. Beides hat einerseits Einfluss auf die Genauigkeit der Ersatz-NP-Spannung u_{NPE} und somit auch auf die Verzerrung des Ausgangsstroms sowie auf die Spannungsbelastung an den Ventilen. Andererseits wirkt sich beides auf die Höhe der Leistungsverluste in den Ventilen der Zusatzhalbbrücke aus. Wie sich zeigen wird, muss diese Frage vor dem Hintergrund des Einflusses des Ersatz-NP-Stroms auf die Ansteuerung beantwortet werden. Dies geschieht im folgenden Absatz.

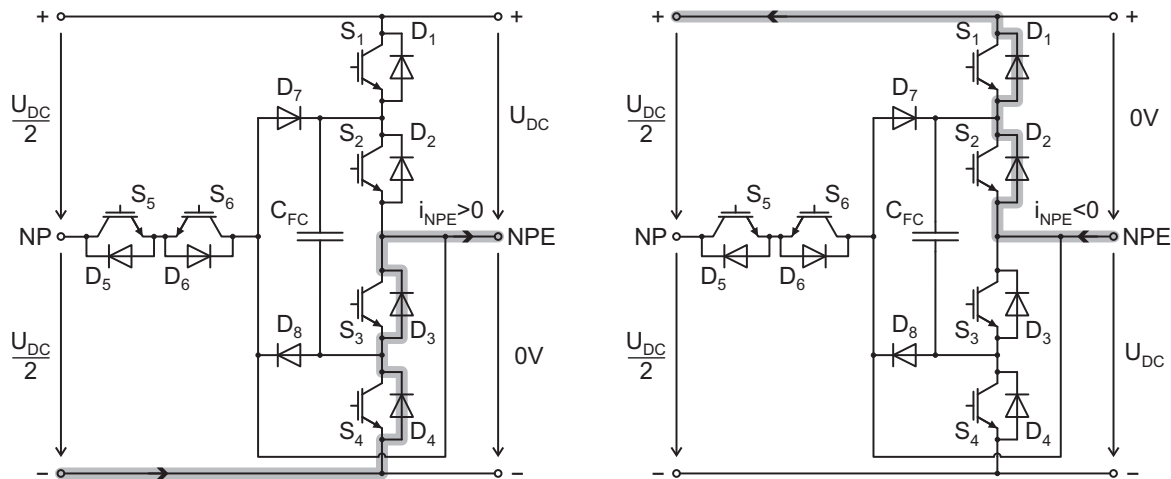


Abb. 4.10: Potentialverschiebung durch gleichzeitiges Sperren aller Ventile in der Zusatzhalbrücke bei positivem (links) und negativem Ersatz-NP-Strom (rechts)

4.2.1.2 Einfluss des NPE-Stroms auf die Ansteuerung

Der NPE-Strom ist insbesondere für zwei Aspekte von großer Bedeutung. Dies sind zum einen die Verluste in den Ventilen der Zusatzhalbrücke und zum anderen die Gefahr von Überspannungen an den Ventilen der Basishalbrücken.

Bei einem NPE-Strom von $i_{NPE} \neq 0$ kommt es in Abhängigkeit von der Ausprägung dieses Stroms und den Schaltzeitpunkten in der Zusatzhalbrücke zu Schalt- und Durchlassverlusten in den Ventilen. An dieser Stelle sei bereits vorgehend auf die Tabellen 4.5 und 4.6 verwiesen, die in Absatz 4.2.1.4 erläutert werden. Diese legen dar, an welchen Ventilen zu welchen Zeiten in Abhängigkeit vom Vorzeichen des NPE-Stroms Durchlass- und Schaltverluste bei Anwendung des in Absatz 4.2.1.4 dargestellten Verfahrens zum Schalten bei $i_{NPE} \neq 0$ auftreten. Nach Möglichkeit sollte nur bei $i_{NPE} = 0$ geschaltet werden, damit es zu keinerlei Schaltverlusten in der Zusatzhalbrücke kommt und somit nicht die gewonnenen Vorteile durch Optimierung des Modulationsverfahrens für die Basishalbrücken an anderer Stelle egalisiert werden. Es sei jedoch betont, dass dies lediglich eine gewünschte Eigenschaft, aber keine zwingend notwendige Forderung darstellt.

Im Gegensatz dazu stellt die Gefahr von Überspannungen an den Ventilen der Basishalbrücken bei $i_{NPE} \neq 0$ eine Problematik dar, für die eine Lösung gefunden werden muss. Sie entsteht durch die Notwendigkeit, Totzeiten beim Wechsel zwischen den beiden Schaltzuständen der Zusatzhalbrücke einhalten zu müssen. Um dabei weder einen Kurzschluss des FC-Kondensators, noch einen ganzen Brückenkurzschluss hervorzurufen, müssen zunächst die beiden jeweiligen LHL-Ventile vollständig in ihren Sperrzustand übergegangen sein, bevor mit dem Aufsteuern der beiden komplementären Ventile begonnen werden darf. Abbildung 4.10 verdeutlicht die Ursache für die Gefahr der Überspannungen. Sofern vor dem Öffnen der Ventile ein positiver Ersatz-NP-Strom geflossen ist, würde dieser für die Dauer der Totzeit durch die beiden unteren Freilaufdioden D_3 und D_4 weitergetrieben werden, wie auf der linken Seite dargestellt. Als

Folge würde das NPE-Potential auf das negative ZK-Potential gezogen werden, so dass zwischen dem oberen ZK-Potential und dem NPE-Potential die volle ZK-Spannung anliegt. Je nach Schaltzustand des Umrichters kann dies dazu führen, dass Ventile der Basishalbbrücken der vollen ZK-Spannung ausgesetzt werden und eine Zerstörung erfolgen kann. Davon wäre beispielsweise jedes obere Ventil derjenigen Halbbrücke betroffen, in der SZ 0 geschaltet ist. Ein negativer Ersatz-NP-Strom würde durch die beiden oberen Freilaufdioden D_1 und D_2 weitergetrieben werden, wodurch zwischen dem NPE-Potential und dem unteren ZK-Potential die volle ZK-Spannung anliegen würde, wie Abbildung 4.10 rechts veranschaulicht.

In den folgenden beiden Absätzen wird nun dargestellt, auf welche Weise der Umschaltvorgang in der Zusatzhalbbrücke bei $i_{NPE} = 0$ erfolgen kann und wie er bei $i_{NPE} \neq 0$ erfolgen muss.

4.2.1.3 Umschaltvorgang bei einem NPE-Strom von Null

Für einen NPE-Strom von $i_{NPE} = 0$ gestaltet sich der Umschaltvorgang in der Zusatzhalbbrücke als unproblematisch. Sobald ein Umschalten durch das in Absatz 4.2.1.1 beschriebene Verfahren angefordert wird, können die beiden geschlossenen Ventile des vorliegenden Schaltzustandes gleichzeitig geöffnet werden. Für die darauf folgende Dauer einer Totzeit ist das Potential am Ersatz-NP schwebend. Es besteht jedoch nicht die Gefahr von Überspannungen infolge eines Stromflusses im Freilaufpfad. Anschließend können die beiden komplementären Ventile der Zusatzhalbbrücke gleichzeitig geschlossen werden, so dass der aktuell geforderte Schaltzustand vorliegt. Während des gesamten Vorganges bleiben die Hilfsventile S_5 und S_6 geöffnet, so dass keine unsymmetrische Energieentnahme aus den beiden ZK-Kondensatoren möglich ist. Das Prozedere zur Ansteuerung der Zusatzhalbbrücke bei einem NPE-Strom von Null ist im unteren Teil 1 des Flussdiagrammes zur Ansteuerung der Zusatzhalbbrücke in Abbildung 4.11 dargestellt.

4.2.1.4 Umschaltvorgang bei einem NPE-Strom ungleich Null

Würde das im vorherigen Absatz 4.2.1.3 dargelegte Verfahren zum Wechsel des Schaltzustandes in der Zusatzhalbbrücke bei $i_{NPE} \neq 0$ angewendet werden, so würde in jeder Basishalbbrücke mit SZ 0 an einem der äußeren Ventile das in Absatz 4.2.1.2 beschriebene Phänomen der Überspannungen in Erscheinung treten. Daher ist eine Modifikation des Verfahrens für diesen Fall zwingend erforderlich.

Die Ursache des Problems liegt darin, dass der Freilaufpfad des NPE-Stroms während der Einhaltung der Totzeit beim Wechsel zwischen den beiden Schaltzuständen der Zusatzhalbbrücke zwangsläufig dafür sorgt, dass das NPE-Potential je nach Vorzeichen des Stroms entweder auf positives oder auf negatives ZK-Potential gezogen wird. Dies führt zu der Idee, dem Strom einen Freilaufpfad zu ermöglichen, bei dem das Potential des Ersatz-Neutralpunktes kurzzeitig für die Dauer einer Totzeit auf das Potential des eigentlichen Neutralpunktes gezogen wird. Für diesen Zweck sind zwei antiseriell angeordnete Hilfsventile S_5 und S_6 mit jeweils antiparalleler Freilaufdiode vorgesehen.

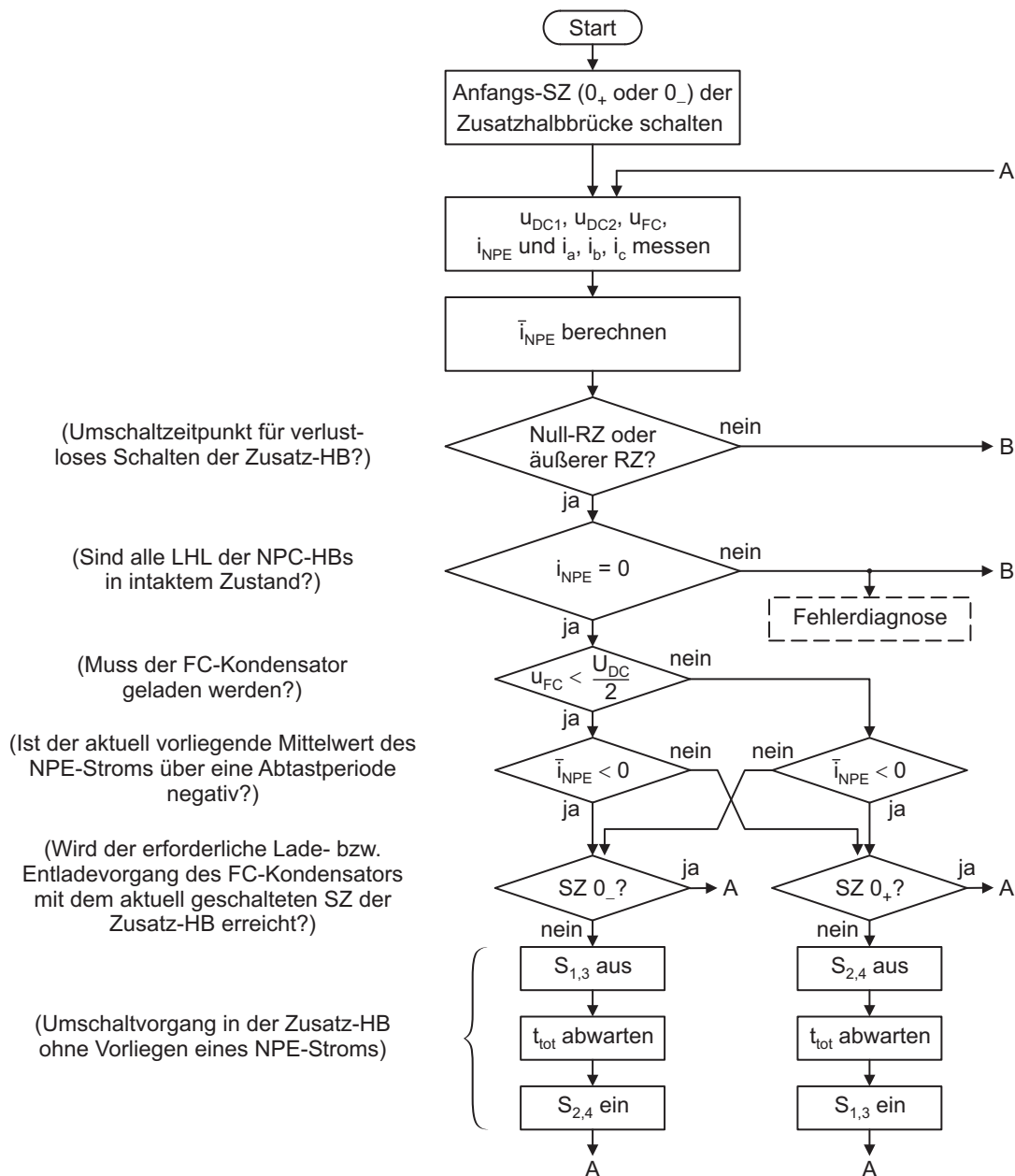


Abb. 4.11: Teil 1 des Flussdiagrammes zur Verdeutlichung des Ansteuerverfahrens der Zusatzhalbrücke des fehlertoleranten Umrichters (Top. XVI-XVI) im Normalbetrieb

Dabei ist im Normalbetrieb unbedingt darauf zu achten, dass die beiden Hilfsventile nicht gleichzeitig geschlossen sind. Dies würde dazu führen, dass am FC-Kondensator je nach aktuellem Schaltzustand der Zusatzhalbrücke schlagartig die Spannung des oberen oder unteren ZK-Kondensators anliegt. Eine sprunghafte Änderung der Kondensatorspannung hätte kurzzeitige hohe Ströme zur Folge, die zu einer Zerstörung von Bauteilen innerhalb des Umrichters führen könnten. Es muss also in Abhängigkeit vom Vorzeichen des aktuellen NPE-Stroms entschieden werden, welches der beiden Hilfsventile geschaltet wird. Der NPE-Strom ließe sich ebenfalls mit Hilfe der Augenblickswerte der Phasenströme in Verbindung mit dem zu Beginn der Abtastperiode geschalteten SZ

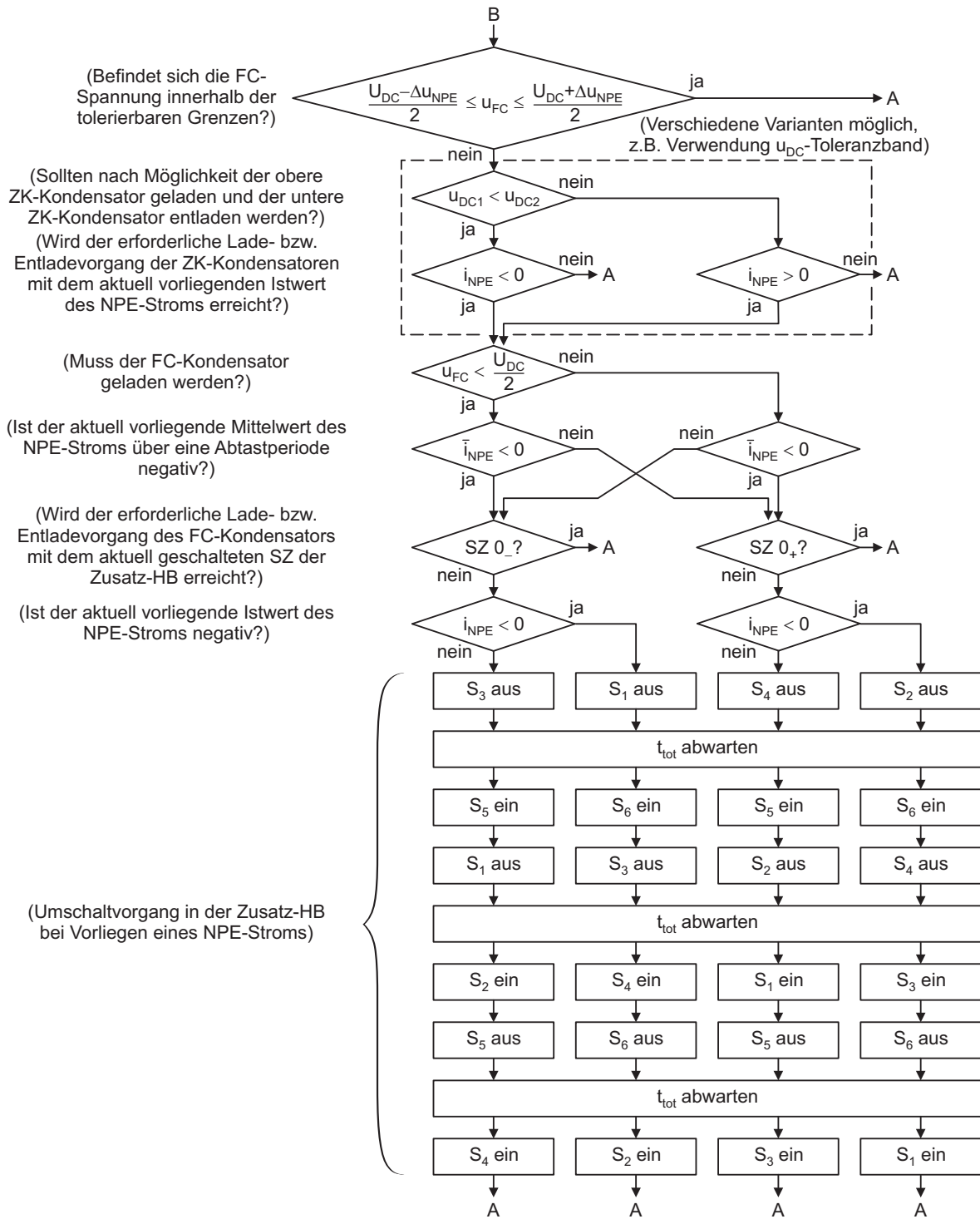


Abb. 4.12: Teil 2 des Flussdiagrammes zur Verdeutlichung des Ansteuerverfahrens der Zusatzhalbrücke des fehlertoleranten Umrichters (Top. XVI-XVI) im Normalbetrieb

in den drei Basishalbrücken ermitteln. Da jedoch aus Gründen, die in Absatz 4.2.1.5 deutlich werden, zur Messung des NPE-Stroms ein Stromsensor vorgesehen ist, wird dieser verwendet.

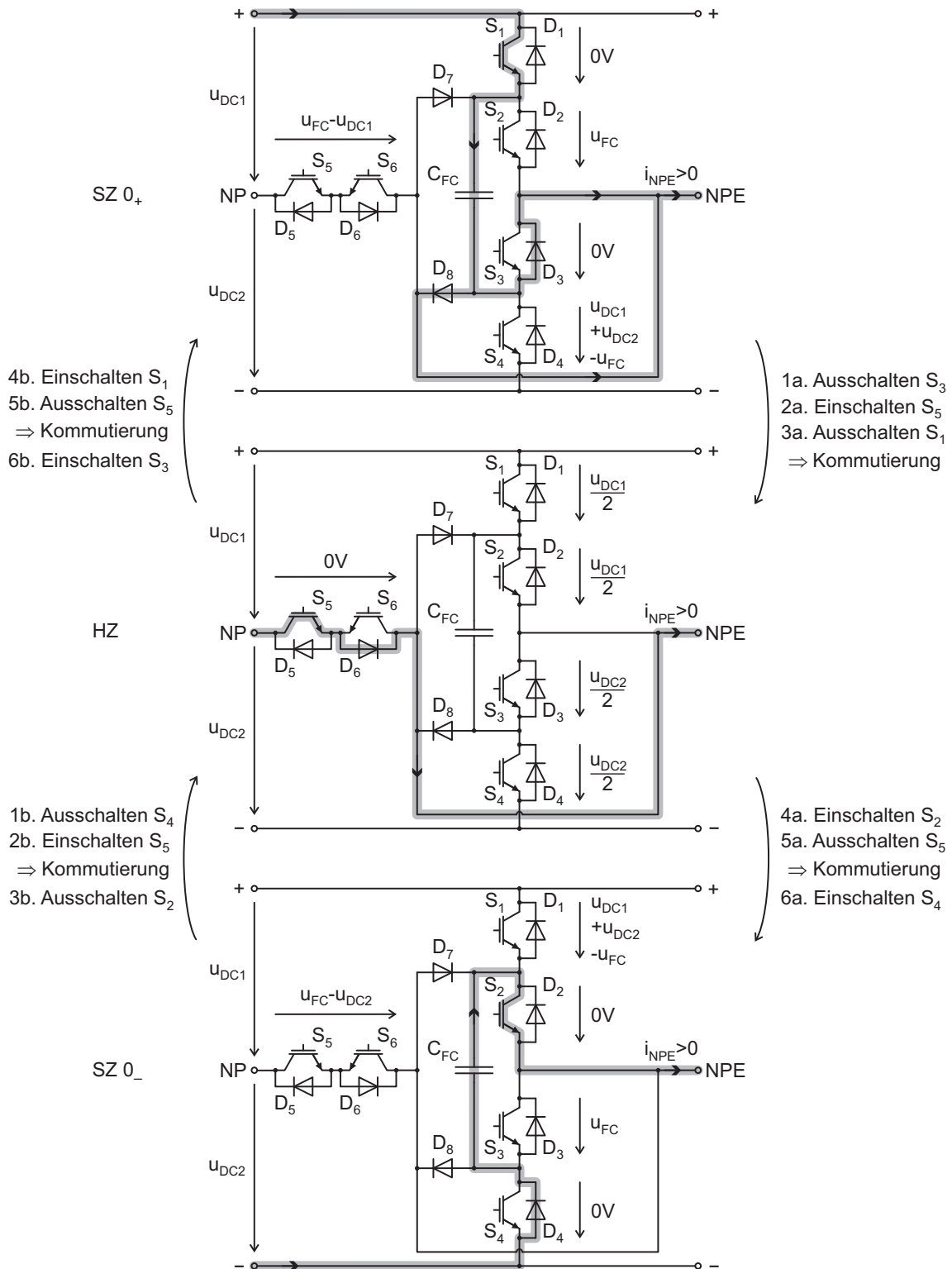


Abb. 4.13: Umschaltvorgang in der Zusatzhalbbrücke bei einem positiven NPE-Strom

Das Verfahren zum Wechsel des Schaltzustandes während eines NPE-Stroms ungleich Null geht auf [91] zurück und ist im zweiten Teil des Flussdiagramms in Abbildung 4.12 enthalten. Die Vorgehensweise sei beispielhaft für einen positiven NPE-Strom anhand

SZ	S_1	D_1	S_2	D_2	S_3	D_3	S_4	D_4	S_5	D_5	S_6	D_6	D_7	D_8
0_+	●					●								●
$0_+ \leftrightarrow \text{HZ}$	○					○			(○)			(○)		○
HZ									●			●		
$\text{HZ} \leftrightarrow 0_-$			○					○	(○)			(○)		
0_-			●					●						

Tab. 4.5: Durchlassverluste (●) und Schaltverluste (○) in der 3L-FC-basierten Zusatzhalbbrücke inklusive Hilfsventilen bei $i_{NPE} > 0$

SZ	S_1	D_1	S_2	D_2	S_3	D_3	S_4	D_4	S_5	D_5	S_6	D_6	D_7	D_8
0_+		●			●									
$0_+ \leftrightarrow \text{HZ}$		○			○				(○)	(○)				
HZ									●	●				
$\text{HZ} \leftrightarrow 0_-$				○			○		(○)	(○)			○	
0_-				●			●						●	

Tab. 4.6: Durchlassverluste (●) und Schaltverluste (○) in der 3L-FC-basierten Zusatzhalbbrücke inklusive Hilfsventilen bei $i_{NPE} < 0$

von Abbildung 4.13 veranschaulicht und im Folgenden für einen Umschaltvorgang von SZ 0_+ auf SZ 0_- beschrieben. Im SZ 0_+ fließt der Strom bei positivem Vorzeichen aufgrund der Erweiterung der FC-Halbbrücke um die Clamping-Dioden nicht nur durch Diode D_3 , sondern auch durch Diode D_8 . Für den Übergang von SZ 0_+ zu SZ 0_- wird zunächst das Ventil S_3 geöffnet, welches keinen Strom trägt. Nach Ablauf einer Totzeit wird im nächsten Schritt das Hilfsventil S_5 geschlossen. Anschließend wird S_1 als einziges stromführendes Ventil im SZ 0_+ geöffnet, wodurch eine Kommutierung des Stroms von Ventil S_1 und den Dioden D_3 und D_8 auf das Ventil S_5 und die Diode D_6 stattfindet. Dem positiven NPE-Strom wird durch das geschlossene Hilfsventil S_5 ein Freilaufpfad über den NP und den FC-Kondensator geboten, so dass das Potential am NPE kurzzeitig auf das Potential des NPs gezogen wird und somit keine Überspannungen an den LHL-Ventilen der Basishalbbrücken entstehen können. Gleichzeitig sorgt das geöffnete Hilfsventil S_6 dafür, dass am FC-Kondensator nicht sprunghaft für kurze Zeit die Spannung u_{DC1} anliegt und somit kurzzeitig hohe Ströme entstehen können. In diesem Hilfszustand (HZ) wird nach Ablauf einer Totzeit das Ventil S_2 geschlossen und das Ventil S_5 geöffnet, wodurch der zweite Kommutierungsvorgang innerhalb des Umschaltens eingeleitet wird, bei dem der Strom vom Ventil S_5 und der Diode D_6 auf das Ventil S_2 und die Diode D_4 übergeht. Zuletzt wird das Ventil S_4 eingeschaltet, um den SZ 0_- endgültig herzustellen.

In den Tabellen 4.5 und 4.6 sind die Durchlass- und Schaltverluste für die beiden Umschaltvorgänge bei positivem und negativem NPE-Strom zusammengefasst, die sich beispielhaft anhand von Abbildung 4.13 nachvollziehen lassen. Dabei sind die Schaltverluste in den Hilfsventilen mit Klammern versehen, um zu verdeutlichen, dass sie im Vergleich zu den Schaltverlusten in den weiteren Bauelementen der Zusatzhalbbrücke

sehr gering sind. Dies ist dem Umstand geschuldet, dass unter Annahme einer ideal ausbalancierten FC-Kondensatorspannung die Spannung über den Hilfsventilen und somit die Schaltverluste jederzeit Null sind. In der Praxis wird es hier jedoch je nach Genauigkeit der Ausbalancierung immer Abweichungen geben, so dass auch geringfügige Schaltverluste zu berücksichtigen sind.

4.2.1.5 Häufigkeit und Zeitpunkt der Umschaltvorgänge

In Absatz 4.2.1.1 wurde das Grundprinzip zur Bereitstellung eines ausbalancierten NPE-Potentials beschrieben. In den Absätzen 4.2.1.3 und 4.2.1.4 wurde weiterhin dargelegt, wie der Umschaltvorgang bei einem NPE-Strom von Null und ungleich Null erfolgen kann. Damit ist jedoch noch nicht die Frage nach der Häufigkeit und dem geeigneten Zeitpunkt des Umschaltens beantwortet. Dies soll im Folgenden geschehen.

Das Verfahren zur Bereitstellung eines ausbalancierten NPE-Potentials basiert auf einer gezielten Beeinflussung des Ladezustandes des FC-Kondensators mit Hilfe der beiden Schaltzustände der Zusatzhalbbrücke. Der Entscheidungsträger für die Wahl des Schaltzustandes ist das Vorzeichen vom Durchschnittswert des NPE-Stroms über der aktuellen Abtastperiode gemäß Formel 4.28. Um einen gezielten Lade- oder Entladevorgang herbeizuführen, muss der Umschaltvorgang daher gleich zu Beginn einer Abtastperiode stattfinden. Mit einem verzögerten Umschaltvorgang nach Vollzug von Schalthandlungen in den Ventilen der Basishalbbrücken wäre nicht mehr garantiert, dass die gewünschte Wirkung erzielt wird. Denn der sich ergebende Durchschnittswert des NPE-Stroms über der verbleibenden Abtastperiode könnte dann somit im Vergleich zum Durchschnittswert über der gesamten Abtastperiode ein anderes Vorzeichen aufweisen.

Ein gezielter Eingriff ist zwar auch mit Hilfe eines verzögerten Umschaltvorganges grundsätzlich denkbar. Allerdings würde dies einen äußerst komplexen Algorithmus mit hohem Rechenaufwand erfordern. Denn neben den Tastverhältnissen müssten dafür außerdem die vom verwendeten PWM-Verfahren abhängigen Schaltsequenzen und Schaltzeiten der beteiligten RZs einbezogen werden, um zu Beginn einer Abtastperiode Durchschnittswerte des NPE-Stroms vor und nach einem möglichen Umschaltvorgang ermitteln zu können. Ein weiterer Nachteil bestünde darin, dass durch einen verzögerten Umschaltvorgang die Dauer des gezielten Eingriffs auf den Ladezustand des FC-Kondensators verkürzt ist. Aus diesen beiden Gründen wird die theoretische Überlegung eines verzögerten Umschaltvorganges in dieser Arbeit nicht weiter verfolgt.

In Absatz 4.2.1.2 wurde bereits erläutert, dass der Umschaltvorgang vorzugsweise dann stattfinden sollte, wenn der NPE-Strom Null ist. Denn während das Problem der Überspannungen an den Ventilen der Basishalbbrücken bei Vorliegen eines NPE-Stroms durch die geschilderten Maßnahmen behoben werden konnte, sind zusätzliche Schaltverluste in der Zusatzhalbbrücke unvermeidlich. Diese stehen im Gegensatz zu den Zielen, die durch eine optimierte Ansteuerung der Basishalbbrücken im Normalbetrieb verfolgt werden. Ein NPE-Strom von Null ist genau dann gewährleistet, wenn sich

entweder keine oder alle Basishalbbrücken im mittleren SZ 0 befinden. Ein Umschaltvorgang in der Zusatzhalbbrücke sollte also genau dann stattfinden, wenn ein Null-RZ oder ein äußerer RZ vorliegt.

Allerdings kann die alleinige Anwendung dieser Bedingung zu Problemen führen. Sollte nämlich während des Normalbetriebs ein KS-Fehler in einem gesperrten Ventil oder ein LL-Fehler in einem geschlossenen Ventil der Basishalbbrücken auftreten, so kann selbst bei einem Schaltzustand, der für einen intakten Umrichter einen NPE-Strom von Null bedingt, ein Stromfluss auftreten. Erfolgt in der Zusatzhalbbrücke dann eine Schalthandlung nach dem in Absatz 4.2.1.3 beschriebenen Prinzip, so kann es zu dem vorher beschriebenen Phänomen der Überspannung an den Ventilen kommen. Sollte dadurch in der Folge ein weiteres Ventil in einer anderen Halbbrücke zerstört werden, so wäre ein Umschalten in den Notbetrieb nicht mehr möglich und der Hauptzweck des fehlertoleranten Umrichters verloren. Ein Umschalten der Zusatzhalbbrücke bei einem Ventilfehler in einer der Basishalbbrücken ist also zu verhindern.

Bei Auftreten von KS-Fehlern können die gängigen Fehlerdetektionsverfahren auf Basis von Überstromerkennung gemäß Unterabschnitt 6.2.1 in Verbindung mit einem Sperren aller Ventile, inklusive der Ventile der Zusatzhalbbrücke, gewährleisten, dass keine Folgeschäden am Umrichter eintreten. Bei LL-Fehlern kann jedoch keine ausreichend kurze Detektionszeit vorausgesetzt werden, wie Unterabschnitt 6.2.1 darlegt. Daher wird in dieser Arbeit noch eine weitere Bedingung für den Umschaltvorgang ergänzt. Sofern ein Null-RZ oder ein äußerer RZ vorliegt, wird zusätzlich über einen Sensor zur Messung des NPE-Stroms geprüft, ob dieser tatsächlich Null ist. Sollte dies nicht der Fall sein, so ist von einem Defekt in einem der LHL-Ventile der Basishalbbrücken auszugehen und es greift die Fehlerdetektion gemäß Unterabschnitt 6.2.1. Die Verwendung eines Schätzers oder Beobachters für den NPE-Strom wird zum Abprüfen dieser Bedingung als nicht praktikabel angesehen. Denn ein defektes Ventil würde sich der Kenntnis eines Schätzers, z.B. auf Basis der gemessenen Phasenströme und der Schaltzustände, entziehen. Ein Beobachter könnte hingegen aufgrund der erforderlichen Zeit zur Nachführung des NPE-Stroms als Zustandsgröße mit Hilfe anderer Messgrößen, wie z.B. der FC-Kondensatorspannung, nicht gleich zu Beginn der Abtastperiode ein defektes Ventil feststellen.

Auf die Möglichkeit, auch dann zu schalten, wenn kein Null-RZ oder äußerer RZ vorliegt, kann nicht gänzlich verzichtet werden. So ist es denkbar, dass gültige Umschaltzeitpunkte nur selten oder gar nicht auftreten, so dass die Spannungsschwankungen am Ersatz-NP über die erlaubten Grenzen hinausgehen oder die Spannungsbalance sogar instabil wird, so dass der FC-Kondensator vollständig entladen wird oder auf volle ZK-Spannung aufgeladen wird. In [91] wird als Alternative vorgeschlagen, die mittleren Schaltzustände in den Basishalbbrücken während eines erforderlichen Umschaltvorganges auszusetzen, um einen NPE-Strom zu verhindern. Diese Möglichkeit wird hier jedoch nicht in Erwägung gezogen, da Einschränkungen auf die Ansteuerung der Basishalbbrücken die Folge wären, die den zu erreichenden Zielen entgegenstehen. Es wird daher das in Absatz 4.2.1.4 beschriebene Verfahren zum Umschalten bei einem NPE-Strom ungleich Null empfohlen. Um zu garantieren, dass die Ersatz-NP-Spannung innerhalb vorgegebener Grenzen ausbalanciert wird, wird in dieser Arbeit

ein Toleranzband vorgesehen:

$$\frac{U_{DC}}{2} - \frac{\Delta u_{NPE}}{2} \stackrel{!}{\leq} u_{FC} \stackrel{!}{\leq} \frac{U_{DC}}{2} + \frac{\Delta u_{NPE}}{2} \quad (4.29)$$

Solange sich die FC-Spannung innerhalb dieser vorgegebenen Grenzen befindet, wird ausschließlich dann geschaltet, wenn ein Null-RZ oder ein äußerer RZ vorliegt, um Schaltverluste in der Zusatzhalbbrücke zu vermeiden. Außerhalb dieser tolerierbaren Grenzen wird ein Umschaltvorgang trotz Vorliegens eines NPE-Stroms erzwungen.

Hierbei ist ein weiterer Aspekt zu beachten, der die Ausbalancierung der tatsächlichen NP-Spannung betrifft. Durch das Schließen eines der beiden Hilfsventile S_5 oder S_6 im Rahmen des Umschaltvorganges bei einem NPE-Strom ungleich Null kommt es kurzzeitig zu einer unsymmetrischen Energieentnahme aus den ZK-Kondensatoren. Diese ist zwar für die Dauer eines Umschaltvorganges sehr gering. Jedoch ist nicht zwangsläufig sichergestellt, dass die Summe aller Schalthandlungen mit der Zeit nicht zu einer unsymmetrischen Aufteilung der ZK-Spannung auf die ZK-Kondensatoren führt. Aus diesem Grund wird noch geprüft, ob der aktuelle Istwert des NPE-Stroms geeignet ist, der aktuell vorliegenden geringfügigen Unsymmetrie des Ladezustandes der ZK-Kondensatoren entgegenzuwirken. An dieser Stelle sind auch eine Reihe von Modifikationen denkbar, um eine ausreichende, aber weniger strikte Spannungsbalance der ZK-Kondensatoren zu ermöglichen, wie z.B. ebenfalls die Verwendung eines Toleranzbandes.

Das gesamte Verfahren zur Ansteuerung der Zusatzhalbbrücke ist in den Flussdiagrammen in den Abbildungen 4.11 und 4.12 zusammengefasst.

4.2.1.6 Ansteuerung der Basishalbbrücken

Der einzige Unterschied zwischen der Ansteuerung der Basishalbbrücken des fehlertoleranten Umrichters im Normalbetrieb und der des Standard-Umrichters besteht darin, dass der Aspekt der NP-Spannungsbalance nicht berücksichtigt werden muss. Denn allein durch die Zusatzhalbbrücke wird bereits ein ausbalanciertes Ersatz-Potential bereitgestellt, wie in den vorherigen Absätzen ausführlich dargestellt wurde. Das bedeutet in erster Linie, dass keine Modifikationen am bestehenden Modulationsverfahren zur Ausbalancierung der NP-Spannung erforderlich sind.

Darüber hinaus werden aber sogar neue Möglichkeiten für die Ansteuerung eröffnet. So ist es möglich, PWM-Verfahren zu entwickeln und zur Anwendung kommen zu lassen, die für den Einsatz im klassischen 3L-NPC-Umrichter aufgrund des hohen Ausmaßes bedingter Schwankungen des NP-Potentials nicht denkbar wären. Ein neu entwickeltes PWM-Verfahren, das diesen Hinzugewinn an Freiheitsgraden zur Reduzierung der Halbleiterverluste ausnutzt, wird in [123] vorgestellt. Da je nach Anwendungsfall und Optimierungsziel weitere Ansätze zur Modulation eines Umrichters der vorliegenden Topologie denkbar sind, besteht an dieser Stelle noch Forschungsbedarf. Weiterführende Untersuchungen im Hinblick auf diese Thematik würden jedoch den Rahmen dieser Arbeit übersteigen und werden daher nicht durchgeführt.

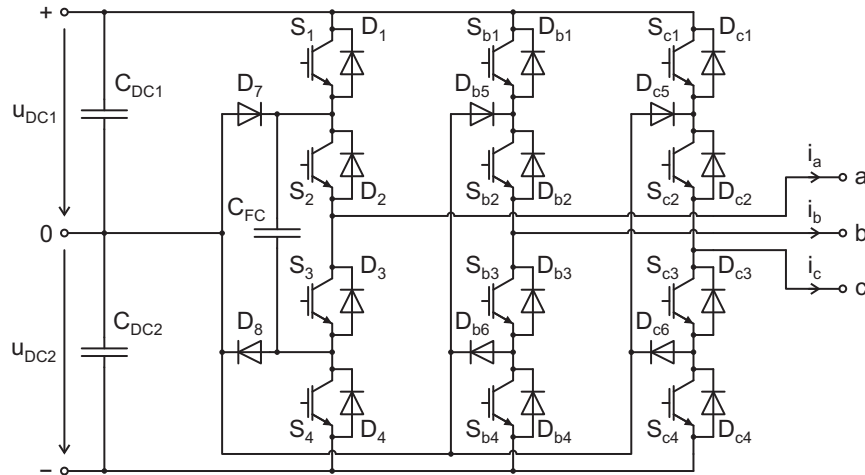


Abb. 4.14: Resultierende Topologie des fehlertoleranten Umrichters im Notbetrieb nach Fehler in der zur Phase a zugehörigen Halbbrücke

4.2.2 Ansteuerung im Notbetrieb

Als Notbetrieb wird in dieser Arbeit der Betriebsmodus des fehlertoleranten Umrichters bezeichnet, bei dem nach erfolgter Fehlerdetektion und Durchführung des Rekonfigurationsvorganges im Zuge eines Fehlerfalls in einem der LHL-Ventile der Betrieb durch eine veränderte Ansteuerung aufrechterhalten wird. In den folgenden Absätzen wird die Ansteuerung im Notbetrieb in Abhängigkeit vom Auftrittsort des defekten Ventils erläutert.

4.2.2.1 Ansteuerung bei Fehlerfall in Zusatzhalbbrücke

Die resultierende Topologie nach erfolgter Rekonfiguration infolge eines KS- oder LL-Fehlers in einem der Ventile der 3L-FC-basierten Halbbrücke inklusive der Hilfsventile gleicht derer eines klassischen 3L-NPC-Umrichters. Die verbleibenden intakten Ventile der 3L-FC-basierten Halbbrücke sind in diesem Betriebszustand gesperrt. Bei den Schaltern gemäß Abbildung 3.26 befindet sich R_1 im geöffneten und R_2 im geschlossenen Zustand, wie in Kapitel 6 näher ausgeführt wird. Die Ansteuerung kann dementsprechend analog zu der des klassischen Umrichters vorgenommen werden, bei der die Ausbalancierung der NP-Spannung mit Hilfe des Modulationsverfahrens erfolgen muss.

4.2.2.2 Ansteuerung bei Fehlerfall in Basishalbbrücke

Die resultierende Topologie nach erfolgter Rekonfiguration infolge eines KS- oder LL-Fehlers in einem Ventil der drei 3L-NPC-Halbbrücken ist in Abbildung 4.14 dargestellt, wobei hier beispielhaft die 3L-NPC-Halbbrücke von Phase a durch die 3L-FC-basierte Halbbrücke substituiert wurde. In diesem Betriebsmodus sind die verbleibenden drei intakten Ventile der vom Fehler betroffenen 3L-NPC-Halbbrücke gesperrt. Der Schalter R_1 ist wiederum geöffnet und der Schalter R_2 geschlossen. Der einzige Unterschied

SZ	i_x	$u_{x,L0}$	S_1	S_2	S_3	S_4
+	$\geq 0, < 0$	$\frac{U_{DC}}{2}$	1	1	0	0
0_+	≥ 0	0	0	1	0	0
0_-	< 0	0	0	0	1	0
-	$\geq 0, < 0$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	0	0	1	1

Tab. 4.7: Schaltzustände der FC-basierten Zusatzhalbbrücke im Notbetrieb in Abhängigkeit vom zugehörigen Phasenstrom

im Vergleich zur klassischen 3L-NPC-Topologie besteht nun darin, dass sich in einer der drei Halbbrücken ein Kondensator im Clamping-Zweig befindet. Dieser Kondensator trägt für den Notbetrieb keinerlei Nutzen. Er verhindert jedoch, dass die Halbbrücke in gleicher Weise wie die anderen beiden 3L-NPC-Halbbrücken angesteuert werden kann, da ein Kurzschließen des Kondensators verhindert werden muss. Dieser würde beim Schließen der Ventile S_2 und S_3 zum Realisieren des mittleren Schaltzustandes erfolgen. Um diesen Kurzschluss zu verhindern, wird die Ansteuerung gemäß Tabelle 4.7 modifiziert. In Abhängigkeit vom Vorzeichen des zur Halbbrücke gehörigen Phasenstroms wird entweder nur Ventil S_2 oder nur Ventil S_3 geschlossen [91]. Hierbei ist kein zusätzlicher Stromsensor erforderlich, da Sensoren zur Erfassung der Phasenströme bereits vorgesehen sind. Es ist darauf hinzuweisen, dass auch hier die erforderliche Totzeit beim Wechsel zwischen den beiden mittleren Ventilen eingehalten werden muss, um ein vollständiges Öffnen und Schließen der Ventile zu gewährleisten und somit einen Kurzschluss des Kondensators zu vermeiden. Mit Ausnahme des durch den Kondensator herrührenden Unterschieds erfolgt die Ansteuerung ansonsten in gleicher Weise wie beim klassischen 3L-NPC-Umrichter.

4.3 Zusammenfassung des Kapitels

In diesem Kapitel wurde untersucht und dargelegt, in welcher Weise die Ansteuerung der in Kapitel 3 herausgearbeiteten fehlertoleranten Umrichtertopologie (Top. XVI-XVI) erfolgen kann. Dazu wurden zunächst die erforderlichen Grundlagen über Modulationsverfahren des klassischen 3L-NPC-Umrichters gelegt und dabei insbesondere die Thematik der Balance der Neutralpunktspannung näher beleuchtet. Anschließend wurde analysiert und erläutert, wie die Ansteuerung des fehlertoleranten Umrichters sowohl im Normalbetrieb als auch im Notbetrieb vorgenommen werden kann.

Im Folgenden werden die wichtigsten Erkenntnisse aus den Untersuchungen zusammengefasst. Dabei werden zunächst diejenigen aufgelistet, die sich auf den Normalbetrieb des fehlertoleranten Umrichters beziehen:

- Das von den Basishalbbrücken im mittleren Schaltzustand abgegriffene Potential ist im Unterschied zum klassischen 3L-NPC-Umrichter nicht das Neutralpunkt-Potential, sondern entspricht dem von der Zusatzhalbbrücke erzeugten Ausgangspotential. Es wird daher als Ersatz-Neutralpunkt (NPE) bezeichnet. Die Aufgabe

der Zusatzhalbbrücke besteht im Normalbetrieb darin, ein möglichst exakt ausbalanciertes NPE-Potential bereitzustellen.

- Das Prinzip zur Ausbalancierung des NPE-Potentials rührt von der Realisierung des mittleren Schaltzustandes einer 3L-FC-Halbbrücke her. Es geschieht durch gezieltes Schalten des ersten und dritten sowie des zweiten und vierten Ventils der Zusatzhalbbrücke. Auf diese Weise wird in Abhängigkeit vom Vorzeichen des NPE-Stroms der FC-Kondensator gezielt geladen oder entladen und somit das NPE-Potential erhöht oder gesenkt.
- Da sich der NPE-Strom jedoch mit jeder Schalthandlung in den Basishalbbrücken ändert, muss sein Durchschnittswert über der Abtastperiode als Entscheidungsträger über die Wahl des zu stellenden Schaltzustandes in der Zusatzhalbbrücke verwendet werden. Er kann aus den Tastverhältnissen des mittleren Schaltzustandes in den drei Phasen und den Augenblickswerten der Phasenströme berechnet werden.
- Aufgrund der Verwendung des Durchschnittswertes des NPE-Stroms über einer Abtastperiode als Entscheidungsträger über die Wahl des zu stellenden Schaltzustandes muss der Umschaltvorgang gleich zu Beginn der Abtastperiode erfolgen, um eine gezielte Lade- oder Entladehandlung herbeiführen zu können. Ein verzögerter Umschaltvorgang ist zwar grundsätzlich denkbar, wird aber aus Gründen der Umsetzbarkeit und einer reduzierten Wirkung auf die Spannungsbalance nicht empfohlen.
- Ein Umschaltvorgang sollte vorrangig bei einem NPE-Strom von Null erfolgen, um zusätzliche Schaltverluste in der Zusatzhalbbrücke zu vermeiden. Dies ist genau dann der Fall, wenn zu Beginn einer Abtastperiode entweder ein Null-Raumzeiger oder ein äußerer Raumzeiger bei der Ansteuerung der Basishalbbrücken vorliegt.
- Es ist zusätzlich mit Hilfe eines Stromsensors zu prüfen, ob der aktuelle Istwert des NPE-Stroms zu Beginn der Abtastperiode tatsächlich Null ist, um im Falle eines Ventilfehlers in einer der Basishalbbrücken Folgeschäden zu vermeiden, die einen Notbetrieb unmöglich machen würden. Die Verwendung eines Schätzers oder Beobachters für den NPE-Strom zur Einsparung des Stromsensors wird zur Abprüfung dieser Bedingung als nicht praktikabel erachtet.
- Je nach Modulationsgrad und Modulationsverfahren ist es möglich, dass die Bedingung eines NPE-Stroms von Null nur selten oder gar nicht erfüllt ist. Um dennoch eine Ausbalancierung des NPE-Potentials innerhalb vorgegebener Grenzen sicherzustellen, wird empfohlen, anhand eines Toleranzbandes für die Spannung des FC-Kondensators zu entscheiden, ob ein Umschaltvorgang trotzdem erfolgen muss.
- Das Prozedere bei der Realisierung eines Umschaltvorganges bei Vorliegen eines NPE-Stroms erfordert zusätzliche Maßnahmen, um Überspannungen an den Ventilen der Basishalbbrücken während der Einhaltung der Totzeiten in der Zusatzhalbbrücke zu vermeiden. Hier kommen Hilfsventile zum Einsatz, um den Freilaufpfad des NPE-Stroms gezielt zu ändern.

- Bei einer Durchführung der Umschaltvorgänge bei Vorliegen eines NPE-Stroms ist sicherzustellen, dass das Schalten der Hilfsventile nicht zu einer unsymmetrischen Aufteilung der ZK-Spannung über den ZK-Kondensatoren kommt.
- Das gesamte Verfahren zur Ansteuerung der Zusatzhalbbrücke geht aus dem Flussdiagramm der Abbildungen 4.11 und 4.12 hervor.
- Im Vergleich zur Ansteuerung des klassischen 3L-NPC-Umrichters besteht die einzige Veränderung in der Ansteuerung der Basishalbbrücken darin, dass keine Maßnahmen zur Ausbalancierung der NP-Spannung ergriffen werden müssen. Dadurch werden neue Möglichkeiten zur Optimierung der Ansteuerungsverfahren der Basishalbbrücken eröffnet, die jedoch im Rahmen dieser Arbeit nicht näher betrachtet werden.

In Bezug auf den Notbetrieb des fehlertoleranten Umrichters lassen sich folgende Erkenntnisse zusammenfassen:

- Hinsichtlich der Ansteuerung im Notbetrieb ist erstens zwischen dem KS- oder LL-Fehlerfall in einem Ventil der Zusatzhalbbrücke inklusive der beiden Hilfsventile und zweitens dem KS- oder LL-Fehlerfall in einem Ventil der drei klassischen 3L-NPC-Halbbrücken zu unterscheiden.
- Im erstgenannten Fall ergibt sich als resultierende Topologie ein klassischer 3L-NPC-Umrichter, der ohne Modifikation wie ein solcher angesteuert werden kann.
- Im zweiten Fall befindet sich in der resultierenden Topologie ein Kondensator im Clamping-Pfad einer Halbbrücke, der keinerlei Nutzen für den Notbetrieb trägt. Die Ansteuerung muss in der Weise modifiziert werden, dass ein Kurzschluss des Kondensators im mittleren Schaltzustand verhindert wird. Dazu wird immer nur eines der beiden inneren Ventile in Abhängigkeit vom Phasenstrom geschaltet, wobei die erforderlichen Totzeiten einzuhalten sind.

In diesem Kapitel wurde mit der Entwicklung einer Strategie zur Ansteuerung des fehlertoleranten Umrichters (Top. XVI-XVI) die Grundlage gelegt, um im Weiteren den Nutzen der Zusatzhalbbrücke für den Normalbetrieb im Allgemeinen und unter den gegebenen Randbedingungen vor dem Hintergrund des Anwendungsfalls im Speziellen zu analysieren. Dies soll im folgenden Kapitel geschehen.

5 Untersuchung der Ansteuerung der Zusatzhalbbrücke

In Kapitel 3 wurde die Topologie mit 3L-FC-basierter Zusatzhalbbrücke (Top. XVI-XVI) als eine von zweien herausgearbeitet, die im Hinblick auf ihre fehlertoleranten Eigenschaften für den Einsatz in WEAs unter den gegebenen Randbedingungen am geeignetsten erscheint. Die Möglichkeit zur Balancierung der NP-Spannung mit Hilfe der Zusatzhalbbrücke stellt zudem Vorteile für den Normalbetrieb in Aussicht. Im vorangegangenen Kapitel 4 wurde unter anderem untersucht und dargelegt, in welcher Weise die Ansteuerung der Ventile im Normalbetrieb erfolgen kann. Dabei lag der Schwerpunkt darin, ein geeignetes Ansteuerungsverfahren für die Zusatzhalbbrücke zu entwickeln. In diesem Kapitel soll nun diese Ansteuerung näher untersucht werden und insbesondere der tatsächliche Nutzen der Zusatzhalbbrücke für den Normalbetrieb geklärt werden. Die Untersuchungen erfolgen in Theorie, Simulation und Praxis.

In Abschnitt 5.1 wird zunächst die Bedeutung von Modulationsverfahren, Modulationsgrad und Abtastmethode für die Ansteuerung der Zusatzhalbbrücke in allgemeiner Form zunächst theoretisch analysiert und danach mit Hilfe von Messergebnissen validiert. Danach werden in Abschnitt 5.2 Messergebnisse hinsichtlich der Ausbalancierung der Ersatz-Neutralpunktspannung präsentiert. Im Anschluss wird in Abschnitt 5.3 der Aufwand für die technische Umsetzung beleuchtet. Das Ziel des Abschnittes 5.4 besteht dann darin, den Nutzen der Zusatzhalbbrücke unter Berücksichtigung der Randbedingungen des vorliegenden Anwendungsfalls einer WEA zu klären. Zum Ende des Kapitels fasst Abschnitt 5.5 die wichtigsten Erkenntnisse zusammen.

5.1 Einfluss von Modulationsverfahren, Modulationsgrad und Abtastung

In Absatz 4.2.1.1 wurde dargelegt, dass das Vorzeichen vom Durchschnittswert des NPE-Stroms über der aktuellen Abtastperiode als Entscheidungsträger für die Wahl des Schaltzustandes in der Zusatzhalbbrücke fungiert, um eine gezielte Beeinflussung des Ladezustandes des FC-Kondensators herbeizuführen. In Absatz 4.2.1.5 wurde erläutert, aus welchen Gründen ein Umschaltvorgang in der Zusatzhalbbrücke unbedingt gleich zu Beginn einer Abtastperiode erfolgen muss. Weiterhin wurde in Absatz 4.2.1.5 deutlich gemacht, dass ein Umschaltvorgang möglichst bei einem NPE-Strom von Null stattfinden sollte, damit keine Schaltverluste in der Zusatzhalbbrücke entstehen und die erhofften Vorteile der Topologie nicht durch Nachteile an dieser Stelle egalisiert werden. Die Erfüllung dieser Forderung ist abhängig vom geschalteten RZ-Typ in den

Basishalbbrücken und somit vom Modulationsverfahren, Modulationsgrad und der Abtastmethode. Im nachfolgenden Unterabschnitt 5.1.1 wird dies deutlich gemacht und die Bedeutung dieser Abhängigkeit auf theoretischer Ebene untersucht, um anschließend im Unterabschnitt 5.1.2 die gewonnenen Erkenntnisse durch experimentelle Untersuchungen zu validieren.

5.1.1 Theoretische Analyse

Die Forderung nach einem NPE-Strom von Null ist genau dann erfüllt, wenn sich entweder keine oder alle Basishalbbrücken im mittleren SZ 0 befinden. Dies ist genau dann der Fall, wenn entweder ein Null-RZ oder ein äußerer RZ vorliegt. Ob ein derartiger Basis-RZ zu Beginn einer Abtastperiode vorliegt, hängt vom Typ der verwendeten Basis-RZs innerhalb einer Trägerperiode, deren sequentieller Abfolge und deren Platzierung innerhalb der Trägerperiode ab. Bei Verwendung des NTV-Prinzips sind gemäß der Ausführungen in Unterabschnitt 4.1.1 immer diejenigen Basis-RZs an der Bildung eines RZs beteiligt, die den dreieckförmigen Subsektor aufspannen, in denen sich der RZ befindet. Somit ist der Typ der dafür verwendeten Basis-RZs insbesondere vom Modulationsgrad, aber auch vom Winkel des zu bildenden RZs abhängig. Die sequentielle Abfolge und die Platzierung der Basis-RZs innerhalb der Trägerperiode wird maßgeblich durch die Art des verwendeten PWM-Verfahrens bestimmt. Weiterhin entscheidet die Art der Abtastmethode darüber, wie viele Abtastperioden sich innerhalb einer Trägerperiode befinden. Beim SRS gemäß Abbildung 4.2 oben ist die Abtastperiode mit der Trägerperiode gleichzusetzen. Bei der für das ARS gängigen Methode der Abtastung in der Mitte der Trägerperiode gemäß Abbildung 4.2 unten teilt sich die Trägerperiode in zwei Abtastperioden auf. Somit ist hierbei nicht nur der Basis-RZ zu Beginn der Trägerperiode, sondern auch in der Mitte der Trägerperiode entscheidend. Der Typ des Basis-RZs in der Mitte der Trägerperiode wird wiederum in erster Linie durch das verwendete PWM-Verfahren bestimmt.

Um diese Aussagen im Detail zu hinterfragen, werden die kontinuierlichen und diskontinuierlichen Verfahren im Folgenden separat behandelt. Abbildung 5.1 gibt eine Aufteilung und Bezeichnung der Sektoren und Subsektoren des Raumzeigerdiagramms vor, um die nachfolgenden Sachverhalte verständlicher und anschaulicher ausführen zu können. Weiterhin geht die Bedeutung charakteristischer Werte des Modulationsgrades und die Aufteilung der Halteintervalle für die verschiedenen diskontinuierlichen PWM-Verfahren exemplarisch anhand von Phase a hervor.

5.1.1.1 Analyse für kontinuierliche Modulationsverfahren

In Unterabschnitt 4.1.2 wurde bereits dargelegt, dass die Schaltsequenzen innerhalb einer Trägerperiode bei den kontinuierlichen PWM-Verfahren für 3L-Umrichter immer mit einem inneren RZ starten und enden, wobei dies für die Bildung von RZs in allen Bereichen des RZ-Diagramms gilt. In Anlehnung an die kontinuierlichen PWM-Verfahren für 2L-Umrichter, bei denen diese Rolle immer der Null-RZ einnimmt, werden

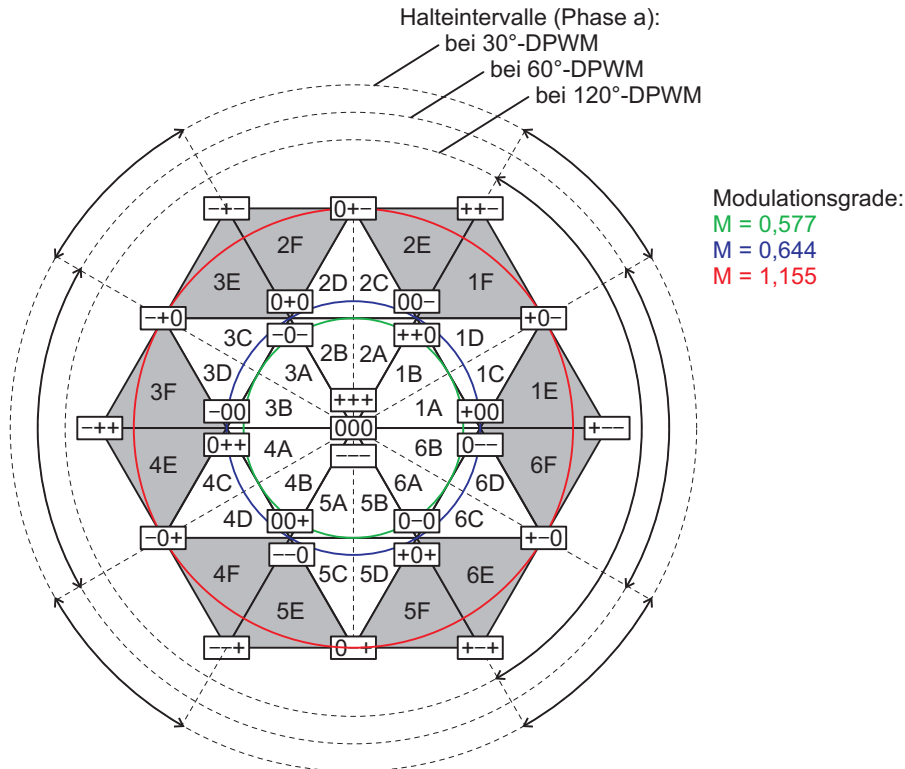


Abb. 5.1: Raumzeigerdiagramm mit Einteilung in Sektoren und Subsektoren und Verdeutlichung der Halteintervalle bei den diskontinuierlichen PWM-Verfahren für Phase a und charakteristischer Werte für den Modulationsgrad

sie daher auch als äquivalente Null-RZ bezeichnet. Weiterhin gilt, dass sich die kontinuierlichen PWM-Verfahren lediglich hinsichtlich der Platzierung der beiden noch verbleibenden Basis-RZs in der Mitte der Schaltsequenz innerhalb einer Abtastperiode unterscheiden [94]. Aus diesem Grund befindet sich zu Beginn einer Abtastperiode sowohl bei SRS als auch bei ARS als Abtastmethode niemals ein Null-RZ oder ein äußerer RZ. Das bedeutet, dass ein verlustloser Umschaltvorgang der Zusatzhalbbrücke bei Anwendung der üblichen, in Unterabschnitt 4.1.2 beschriebenen kontinuierlichen PWM-Verfahren grundsätzlich nicht möglich ist.

Für den Modulationsbereich $0 < M \leq 0,577$ ist jedoch ein Ausweg aus dieser Situation möglich, indem das innere Hexagon des RZ-Diagrammes des 3L-Umrichters für diesen Modulationsbereich wie das RZ-Diagramm eines 2L-Umrichters behandelt wird. Der Gleichtaktanteil $u_{cm}(t)$ der 2L-RZM gemäß Gleichung 4.11 lässt sich, wie Abbildung 5.2 visualisiert, durch einen konstanten Offset in Höhe der Viertel ZK-Spannung je nach Vorzeichen in den Bereich des oberen oder unteren Trägersignals verschieben [94]:

$$u_{cm}(t) = -\frac{u_{max}(t) + u_{min}(t)}{2} \pm \frac{U_{DC}}{4} \quad (5.1)$$

Dabei gelten für die Berechnung von $u_{max}(t)$ und $u_{min}(t)$ weiterhin die Formeln 4.12 und 4.13. Eine Verschiebung in den Bereich des positiven Trägersignals hat zur Folge, dass lediglich SZ + und SZ 0 in der betreffenden Phase geschaltet wird. Im Bereich

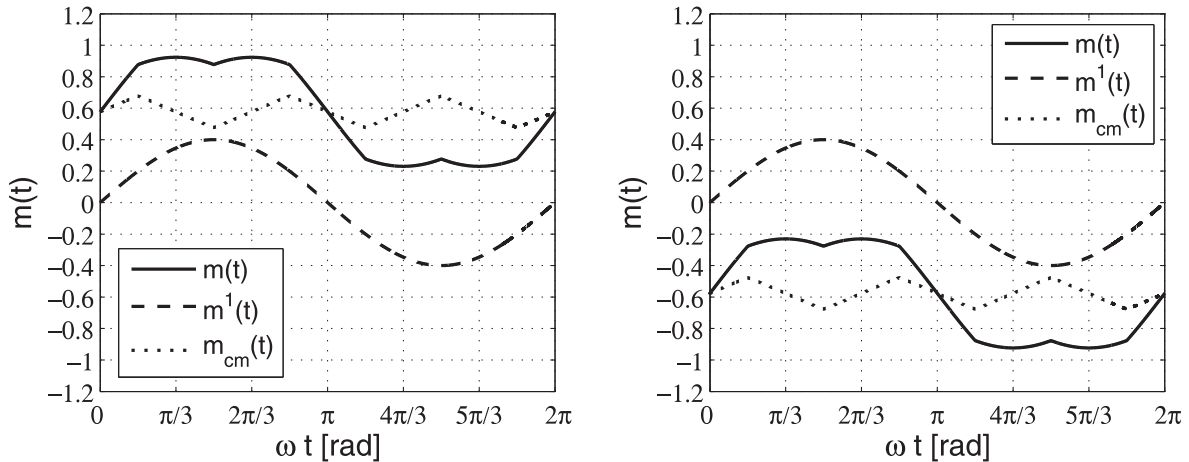


Abb. 5.2: Modulationsfunktionen der 2L-RZM mit positivem (links) und negativem Offset (rechts) für einen Modulationsgrad von $M = 0,4$

des negativen Trägersignals wird zwischen SZ 0 und SZ $-$ geschaltet. In beiden Fällen startet eine Schaltsequenz nicht mehr mit einem inneren RZ, sondern mit einem Null-RZ [94]. Sowohl bei SRS als auch bei ARS als Abtastmethode startet dann auch jede Abtastperiode mit einem Null-RZ, so dass zu Beginn jeder Abtastperiode ein verlustloser Umschaltvorgang der Zusatzhalbbrücke möglich ist. Ein weiterer Vorteil ergibt sich dadurch, dass die 6 zusätzlichen Schaltvorgänge innerhalb einer Grundschwingungsperiode, die durch den erforderlichen Wechsel zwischen den 6 inneren RZs als äquivalente Null-RZs zustande kommen, entfallen. Diese sorgen nämlich dafür, dass die durchschnittliche Schaltfrequenz tatsächlich noch geringfügig höher ist als die gemäß Gleichung 4.8 halbe Trägerfrequenz [94].

Beim klassischen 3L-NPC-Umrichter hat dieses Verfahren den Nachteil, dass das Referenzsignal aus Gründen einer möglichst ausbalancierten NP-Spannung und gleichmäßigen Verlustverteilung regelmäßig zwischen den beiden Trägersignalen verschoben werden muss und somit zusätzliche Schalthandlungen entstehen. Bei der vorliegenden Topologie wäre dies zumindest nicht aus Gründen der Spannungsbalance erforderlich. Je nach Anwendungsfall muss entschieden werden, ob eine ausreichende Verteilung der Leistungsverluste auch mit weniger als 6 Wechslen zwischen den beiden Trägersignalen erreicht werden kann. Ist dies der Fall, so kann die Gesamtanzahl an Schalthandlungen reduziert werden und somit durch Anwendung dieses PWM-Verfahrens im Modulationsbereich $0 < M \leq 0,577$ ein unmittelbarer Nutzen aus der Zusatzhalbbrücke für den Normalbetrieb erzielt werden.

5.1.1.2 Analyse für diskontinuierliche Modulationsverfahren

Das Ziel und die Funktionsweise der diskontinuierlichen Modulationsverfahren wurden in Unterabschnitt 4.1.3 beschrieben. Durch Halten einer Phase auf positivem bzw. negativem ZK-Potential für bestimmte Sektoren des RZ-Diagramms können die Anzahl der Schalthandlungen um $1/3$ reduziert und die Schaltverluste in Abhängigkeit vom Stromverlauf vermindert werden. Abbildung 5.1 verdeutlicht die Halteintervalle für die

gängigen diskontinuierlichen Modulationsverfahren anhand von Phase a. Im Gegensatz zu den kontinuierlichen Modulationsverfahren führt diese Vorgehensweise dazu, dass nicht grundsätzlich zu Beginn und in der Mitte jeder Trägerperiode ein bestimmter Typ Basis-RZ vorliegt. Es ist daher eine separate Betrachtung der einzelnen Verfahren unter Berücksichtigung der Abtastmethode erforderlich.

Zu diesem Zweck zeigt Abbildung 5.3 die Ergebnisse einer theoretischen Analyse über die prozentualen Anteile von Null-RZs und äußeren RZs zu Beginn einer Abtastperiode innerhalb einer Grundschwingungsperiode in Abhängigkeit vom Modulationsgrad für die verschiedenen diskontinuierlichen PWM-Verfahren bei SRS und ARS als Abtastmethode. Die Diagramme geben also Aufschluss über die prozentualen Anteile der Abtastperioden, in denen zu Anfang ein Zeitpunkt zum verlustlosen Umschalten der Zusatzhalbbrücke vorliegt.

Für die Ausbalancierung der NPE-Spannung sind jedoch nicht nur die Anteile möglicher Umschaltzeitpunkte ausschlaggebend, sondern auch deren Verteilung innerhalb einer Grundschwingungsperiode. Abbildung 5.4 zeigt daher zusätzlich die Ergebnisse einer theoretischen Analyse über die sequentielle Aufteilung von Null-RZs und äußeren RZs zu Beginn einer Abtastperiode in Form von Balkendiagrammen. Für jede Abtastperiode innerhalb einer Grundschwingungsperiode gibt ein schwarzer Balken darüber Aufschluss, bei welchem Modulationsgrad ein Null-RZ oder ein äußerer RZ zu Beginn einer Abtastperiode und somit ein Zeitpunkt zum verlustlosen Umschalten der Zusatzhalbbrücke vorliegt. Dabei kommen alle schwarzen Flächen auf der linken Seite der Abbildung, die sich auf SRS als Abtastmethode beziehen, durch unmittelbar benachbarte schwarze Balken zustande. Auf der rechten Seite der Abbildung, in der ARS als Abtastmethode vorliegt, ergibt sich der Eindruck einer Graufärbung in allen Fällen dadurch, dass nur jede zweite Abtastperiode einen schwarzen Balken aufweist. Dies verdeutlicht beispielhaft Abbildung 5.5 anhand des vergrößerten Ausschnitts der ersten sechstel Grundschwingungsperiode aus dem Diagramm der 2L-60°-DPWM.

In Abbildung 5.3 basieren die Analysen auf effektiven Schaltfrequenzen von 350 Hz, 850 Hz und 4,95 kHz. Dies soll verdeutlichen, dass die effektive Schaltfrequenz nur insofern eine Rolle spielt, als dass die Verläufe mit steigender Schaltfrequenz immer glatter werden, weil die Anzahl an zu bildenden RZs innerhalb einer Grundschwingungsperiode immer höher wird und somit die einzelnen Sektoren mit einer größeren Genauigkeit durchlaufen werden. Aus diesem Grund basiert Abbildung 5.4 lediglich auf einer effektiven Schaltfrequenz von 4,95 kHz. In beiden Abbildungen wurde eine Synchronisierung des Trägersignals mit der Grundschwingungsperiode vorausgesetzt, die sich insbesondere bei höheren Leistungen durchgesetzt hat [99]. Im Folgenden wird mit Hinweis auf die visuellen Veranschaulichungen anhand des RZ-Diagramms in [21] dargelegt, wie die Verläufe in den beiden Abbildungen zustande kommen.

Bei der 2L-120°-DPWM fungieren im inneren Hexagon des RZ-Diagramms ausschließlich innere RZs als äquivalente Null-RZs. In der Mitte der Trägerperiode befindet sich hingegen immer ein Null-RZ, so dass zumindest bei ARS in jeder zweiten Abtastperiode ein Zeitpunkt für verlustloses Umschalten in der Zusatzhalbbrücke gegeben ist. Im äußeren Hexagon des RZ-Diagramms steigt der Anteil mit dem Modulationsgrad, da sich dabei die Aufenthaltsdauer der RZs von den mittleren Subsektoren C und D

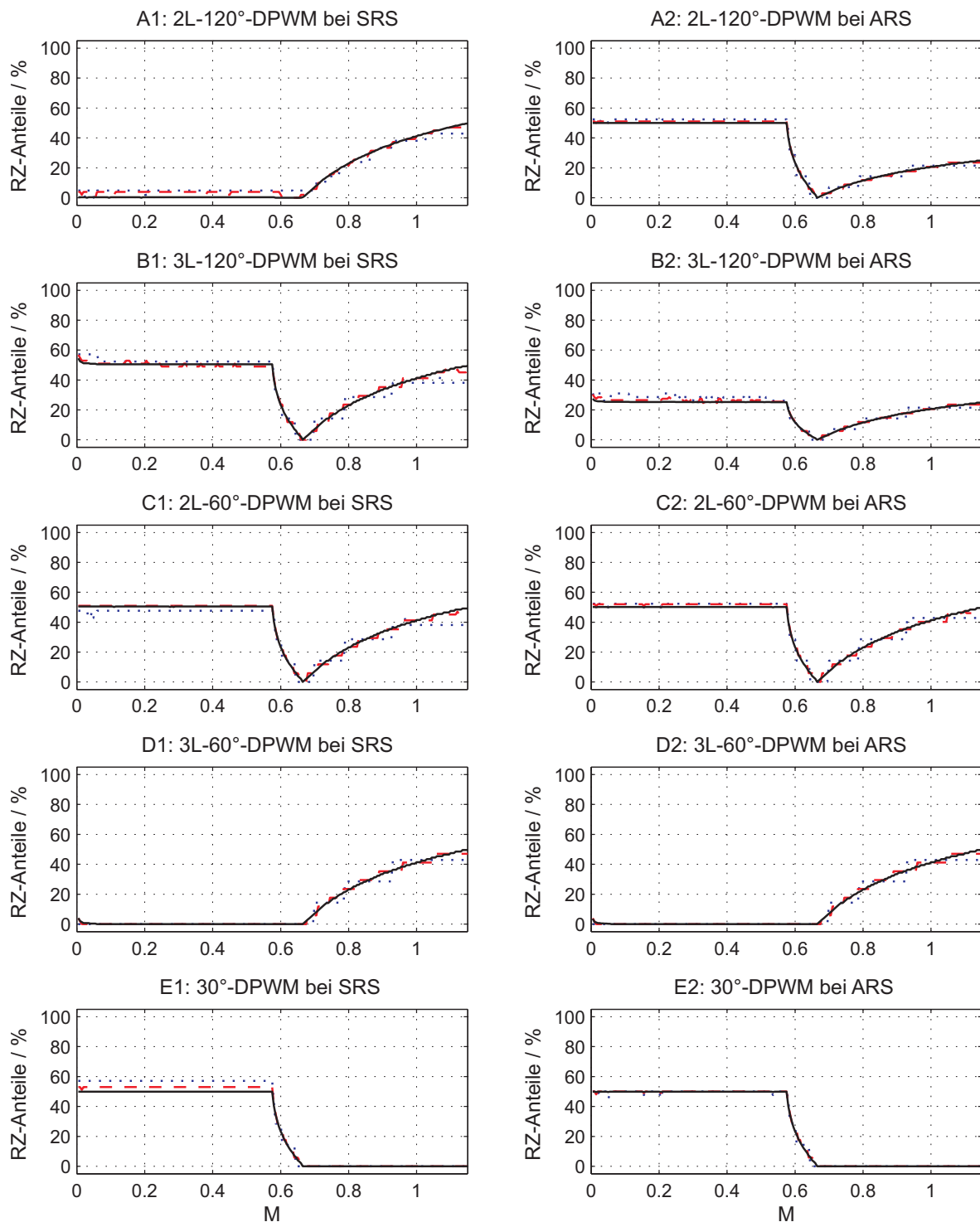


Abb. 5.3: Prozentuale Anteile von Null-RZs und äußeren RZs zu Beginn einer Abtastperiode (= mögliche Zeitpunkte zum verlustlosen Schalten der Zusatzhalbbrücke) innerhalb einer Grundschwingungsperiode für verschiedene diskontinuierliche PWM-Verfahren bei SRS und ARS in Abhängigkeit vom Modulationsgrad (blau: $f_c/f_1 = 21$, rot: $f_c/f_1 = 51$, schwarz: $f_c/f_1 = 297$)

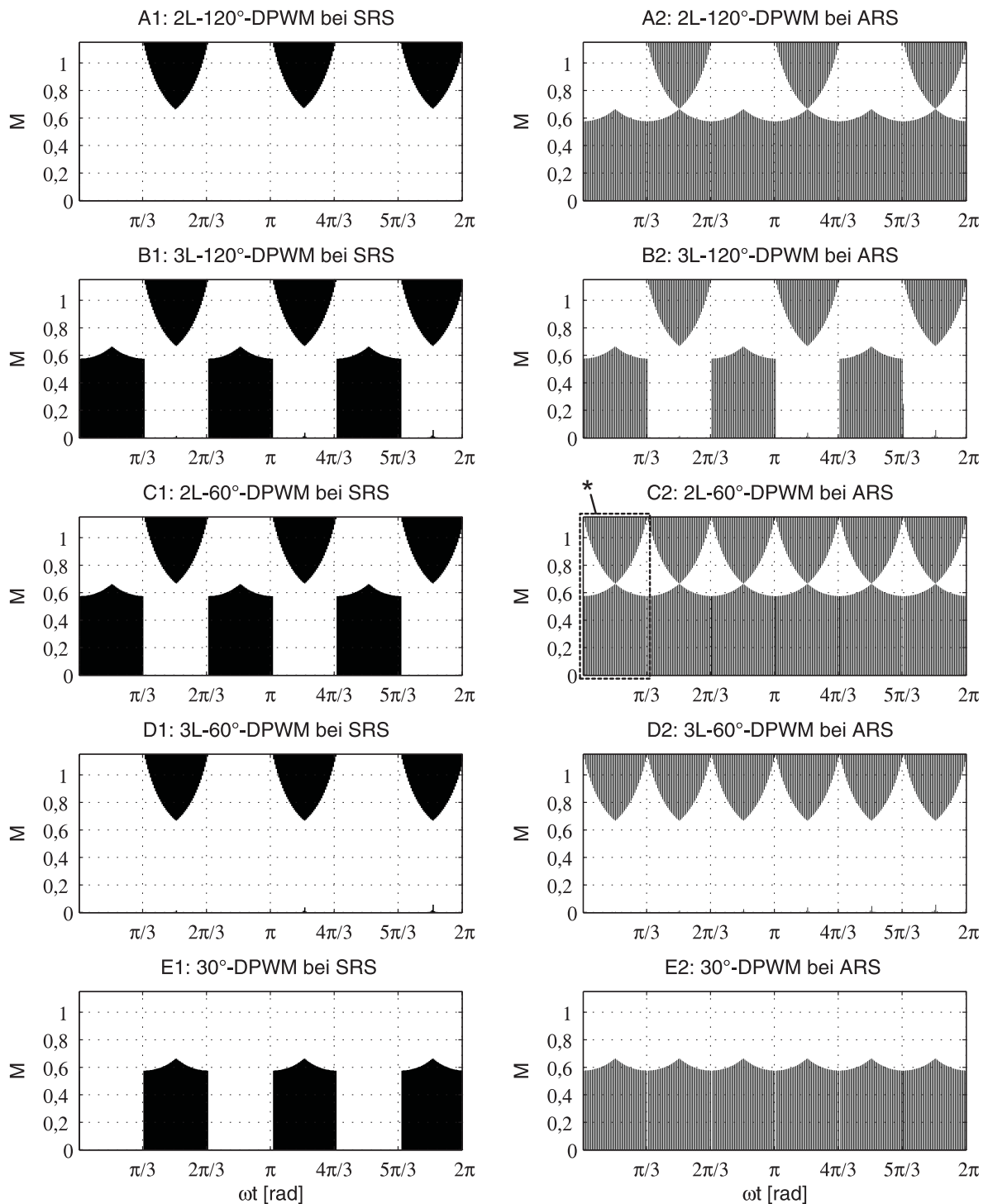


Abb. 5.4: Sequentielle Aufteilung von Null-RZs und äußeren RZs zu Beginn einer Abtastperiode (= mögliche Zeitpunkte zum verlustlosen Schalten der Zusatzhalbrücke) innerhalb einer Grundschwingungsperiode für verschiedene diskontinuierliche PWM-Verfahren bei SRS und ARS in Abhängigkeit vom Modulationsgrad ($f_c/f_1 = 297$), * siehe Abbildung 5.5 für Ausschnitt

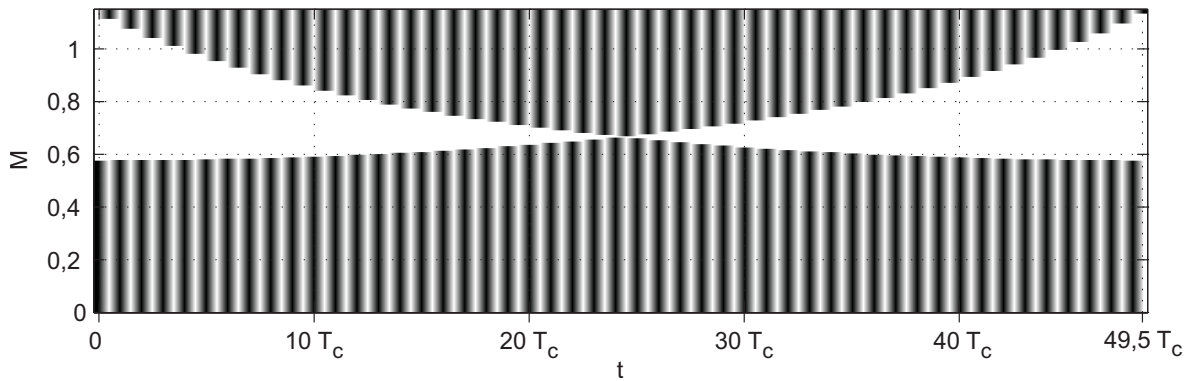


Abb. 5.5: Sequentielle Aufteilung von Null-RZs und äußeren RZs zu Beginn einer Abtastperiode (= mögliche Zeitpunkte zum verlustlosen Schalten der Zusatzhalbbrücke) innerhalb der ersten sechstel Grundschwingungsperiode für 2L-60°-DPWM bei ARS in Abhängigkeit vom Modulationsgrad ($f_c/f_1 = 297$)

in die äußeren Subsektoren E und F verschiebt. Der Anteil steigt bei SRS auf einen maximalen Wert von 50 %, da sich ein äußerer und ein innerer RZ beim Durchlaufen zweier benachbarter äußerer Subsektoren, also in Abständen von 60°, in der Rolle als äquivalenter Null-RZ abwechseln. Da in der Mitte der Trägerperiode keine weiteren Umschaltzeitpunkte hinzukommen, reduzieren sich die Anteile bei ARS auf die Hälfte. Im Gegensatz zur 2L-120°-DPWM wechseln sich bei der 3L-120°-DPWM ein innerer RZ und ein Null-RZ zu Beginn einer Trägerperiode mit dem Durchlaufen der inneren Sektoren ab, so dass der Anteil hier bei 50 % liegt. Allerdings tauchen im gesamten Modulationsbereich weder Null-RZs, noch äußere RZs in der Mitte einer Trägerperiode auf, so dass bei ARS sämtliche Anteile auf die Hälfte sinken.

Bei der 2L-60°-DPWM ist die sequentielle Aufteilung der Null-RZs und äußeren RZs zu Beginn einer Trägerperiode identisch zu der bei der 3L-120°-DPWM, auch wenn sich die an der Bildung der RZs beteiligten Basis-RZs in den verschiedenen Subsektoren ändern. Weiterhin gilt für den gesamten Modulationsbereich, dass sich entweder ausschließlich zu Beginn oder ausschließlich in der Mitte einer Trägerperiode ein Null-RZ oder ein äußerer RZ befindet, so dass sich die prozentualen Anteile bei SRS und ARS nicht unterscheiden. Für die 3L-60°-DPWM gelten die gleichen Aussagen für das äußere Hexagon des RZ-Diagramms. Im inneren Hexagon hingegen liegt niemals ein Null-RZ oder ein äußerer RZ zu Beginn oder in der Mitte einer Trägerperiode vor. Dies ist ebenso bei der 30°-DPWM für das äußere Hexagon des RZ-Diagramms der Fall. Im inneren Hexagon hingegen wechseln sich ein innerer RZ und ein Null-RZ in der Funktion als äquivalenter Null-RZ mit dem Durchlaufen der Sektoren ab, so dass der Anteil hier bei 50 % liegt. Weiterhin gilt auch hier, dass sich entweder ausschließlich zu Beginn oder ausschließlich in der Mitte einer Trägerperiode ein Null-RZ oder ein äußerer RZ befindet, so dass sich die prozentualen Anteile bei SRS und ARS nicht unterscheiden.

Als Fazit dieser theoretischen Betrachtungen muss zunächst konstatiert werden, dass sich das ARS als Abtastmethode im Vergleich zum SRS nicht nur aus den in Unterabschnitt 4.1.1 genannten Gründen als vorteilhaft erweist, sondern auch hinsichtlich des verlustlosen Umschaltens der Zusatzhalbbrücke. Denn die Auftrittshäufigkeit möglicher Zeitpunkte zum verlustlosen Umschalten der Zusatzhalbbrücke ist stets mindestens ge-

nauso groß. Da bei ARS nicht nur eine, sondern zwei Abtastperioden pro Trägerperiode vorliegen, führt ein identischer Wert für die Anteile auf eine doppelt so hohe Anzahl an möglichen Umschaltzeitpunkten. Bei allen diskontinuierlichen Modulationsverfahren ist dieser Anteil entscheidend davon abhängig, ob ein RZ im inneren oder äußeren Hexagon des RZ-Diagramms vorliegt. Bis zu einem Modulationsgrad von $M = 0,577$ werden innerhalb einer Grundswingungsperiode stets die gleichen inneren Sektoren durchlaufen, so dass der Anteil konstant bleibt. Ab einem Modulationsgrad von $M = 0,644$ werden sowohl mittlere als auch äußere Sektoren durchlaufen. Bei der Bildung eines RZs in einem mittleren Sektor sind mit den inneren RZs und den mittleren RZs ausschließlich Basis-RZs beteiligt, die keine Möglichkeit für ein verlustloses Umschalten der Zusatzhalbbrücke bieten. Mit steigendem Modulationsgrad verschiebt sich jedoch die Aufenthaltsdauer eines RZs beim Durchlaufen einer Grundswingungsperiode von den mittleren zu den äußeren Sektoren, so dass die Anteile ansteigen. Im Modulationsbereich $0,577 < M < 0,644$ gibt es einen Übergangsbereich zwischen den inneren und mittleren Sektoren.

Im Hinblick auf das verlustlose Umschalten der Zusatzhalbbrücke ist die Verwendung der 2L-60°-DPWM als Modulationsverfahren für die Basishalbbrücken am vorteilhaftesten. Denn sie bietet mit Ausnahme des theoretisch möglichen Wertes von $M = 0,644$ über den gesamten Modulationsbereich hinweg die Möglichkeit zum verlustlosen Umschalten und dies unter Voraussetzung von ARS als Abtastmethode mit der größten Häufigkeit. Für den Modulationsbereich $0 < M < 0,644$ sind die 2L-120°-DPWM und die 30°-DPWM unter Voraussetzung von ARS ebenbürtig. Das Gleiche gilt für die 3L-60°-DPWM im oberen Modulationsbereich von $0,644 < M \leq 1,155$.

5.1.2 Experimentelle Validierung

Im Folgenden sollen die Erkenntnisse aus den theoretischen Untersuchungen mit Hilfe des in Anhang 10.4 beschriebenen Laborteststandes auf experimentellem Wege validiert werden. Hierfür bietet sich die Messung der FC-Kondensatorspannung an. In Abhängigkeit von Modulationsverfahren und Modulationsgrad wird sie als Indikator für die Häufigkeit der Umschaltvorgänge in der Zusatzhalbbrücke herangezogen. Um die Spannungsschwankungsbreite kausal mit der Häufigkeit der Umschaltvorgänge in Verbindung bringen zu können, ist eine konstante ZK-Spannung vorteilhaft. Aus diesem Grund wird im Rahmen dieser Untersuchung das positive und negative ZK-Potential direkt durch ein Netzteil gemäß Tabelle 10.10 bereitgestellt. Weiterhin müssen alle Faktoren, die einen Einfluss auf die Spannungsschwankungsbreite ausüben können, weitestgehend vermieden werden. Hierzu zählen Unsymmetrien, Oberschwingungen und Nichtlinearitäten im Phasenstrom, die sich auf die Beschaffenheit des NPE-Stroms auswirken und somit auch auf die Spannungsbalance. Daher kommt hier eine symmetrische ohmsch-induktive Last zum Einsatz.

Die Parameter für die ZK-Spannung von 300 V sowie die ohmsch-induktive Last mit $R_l = 15\Omega$ und $L_l = 1,5\text{mH}$ wurden so gewählt, dass die zulässigen Grenzen des verwendeten Netzteils hinsichtlich des maximalen Ausgangsstroms und der maximalen Ausgangsleistung bei einem Modulationsgrad von $M = 1,155$ möglichst ausgenutzt, aber

nicht überschritten werden. Durch Variation des Modulationsgrades bei konstanter ZK-Spannung werden für alle zuvor betrachteten diskontinuierlichen Modulationsverfahren die Schwankungsbreiten der FC-Spannung in Abhängigkeit vom Modulationsgrad bei der im Laborteststand verwendeten FC-Kapazität von $C_{FC} = 1650\mu\text{F}$ gemessen. Dabei kommt aus den in Absatz 5.1.1.2 genannten Gründen ausschließlich ARS als Abtastmethode zum Einsatz. Weiterhin wird mit Hinweis auf Anhang 10.3.3 eine effektive Schaltfrequenz von $f_{s,eff} = 850\text{ Hz}$ verwendet. Die Ergebnisse zeigt Abbildung 5.6, wobei die Spannungsschwankungsbreite jeweils prozentual zur halben ZK-Spannung angegeben ist.

Die Ergebnisse zu den theoretisch ermittelten prozentualen Anteilen möglicher Umschaltzeitpunkte der Zusatzhalbbrücke bei Verwendung von ARS als Abtastmethode gemäß rechter Seite von Abbildung 5.3 werden durch die experimentell ermittelten Schwankungsbreiten der FC-Kondensatorspannung bestätigt. Je höher der Anteil möglicher Umschaltzeitpunkte ist, desto häufiger findet ein Umschalten statt und desto geringer fällt die Schwankungsbreite der FC-Kondensatorspannung aus. Zwischen den Anteilen möglicher Umschaltzeitpunkte und der Spannungsschwankungsbreite ist somit ein deutliches reziprokes Verhalten festzustellen.

Die Ergebnisse sind jedoch vor dem Hintergrund zu betrachten, dass die Spannungsschwankungsbreite auch davon beeinflusst wird, wie schnell dem FC-Kondensator Energie zugeführt bzw. entnommen wird. Hierbei muss erstens berücksichtigt werden, dass mit dem Modulationsgrad die Umrichter Ausgangsspannung und der Umrichter Ausgangstrom ansteigen. Mit dem Ausgangstrom steigt wiederum auch die Höhe des NPE-Stroms. Zweitens sind die Anteile der inneren und mittleren Basis-RZs an den Schaltzeiten zu berücksichtigen, weil nur während dieser geschalteten Basis-RZs ein NPE-Strom fließen kann. Betrachtet man jedoch die Verläufe der verschiedenen diskontinuierlichen Verfahren untereinander, so stellt man fest, dass doch die Anteile möglicher Umschaltzeitpunkte für die unterschiedlichen Spannungsschwankungsbreiten verantwortlich sind. Denn bei gleichem Modulationsgrad sind auch die Höhe des NPE-Stroms und die Anteile der Basis-RZs ungefähr identisch.

Es sei darauf hingewiesen, dass die experimentell ermittelten Werte der Spannungsschwankungsbreite qualitativ und quantitativ auch durch Simulationen bestätigt werden konnten. Aus den in Unterabschnitt 5.2.1 genannten Gründen konnten bei den prozentualen Spannungsschwankungsbreiten zwischen Simulation und Messung lediglich geringfügige Unterschiede im Bereich von $\pm 1\%$ festgestellt werden.

5.2 Ausbalancierung der Ersatz-Neutralpunktspannung

Die Messergebnisse in Unterabschnitt 5.1.2 haben lediglich die Spannungsschwankungsbreiten in Abhängigkeit vom Modulationsgrad bei den verschiedenen diskontinuierlichen Verfahren gezeigt. In diesem Abschnitt sollen nun weiterhin die zeitlichen Verläufe der Ersatz-Neutralpunktspannung anhand von Messergebnissen, die mit Hilfe des Laborteststandes gemäß Anhang 10.4 entstanden sind, dargestellt und erläutert werden.

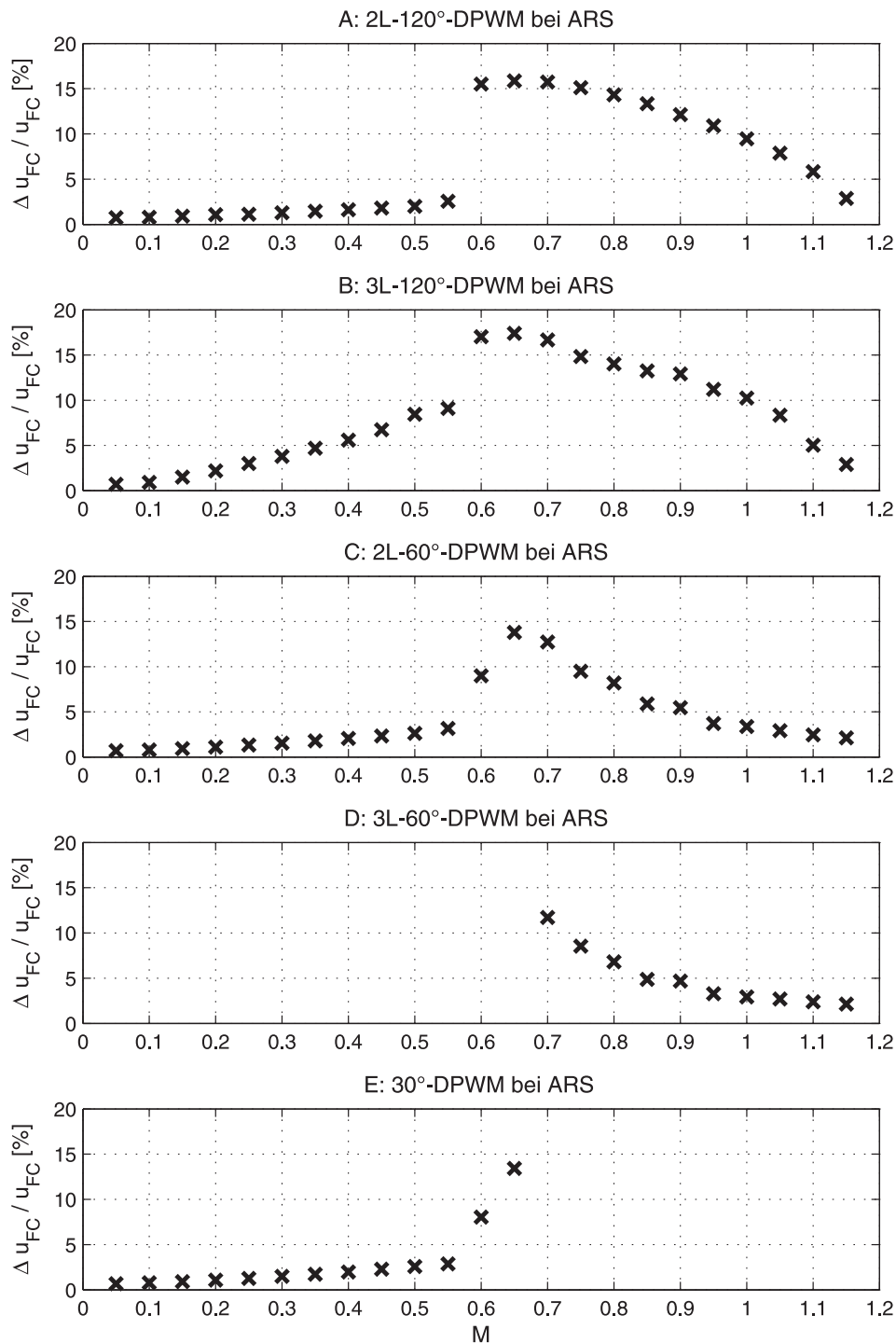


Abb. 5.6: Messergebnisse: Prozentuale Spannungsschwankungsbreiten $\Delta u_{FC}/u_{FC}$ bei verlustlosem Schalten der Zusatzhalbbrücke des erweiterten 3L-NPC-Umrichters im Normalbetrieb für verschiedene diskontinuierliche PWM-Verfahren in Abhängigkeit vom Modulationsgrad (Parameter: $U_{DC} = 300$ V, $C_{DC} = C_{FC} = 1650 \mu\text{F}$, $R_l = 15 \Omega$, $L_l = 1,5$ mH, ARS, $f_c/f_1 = 51$)

Dabei werden zunächst Messergebnisse betrachtet, die sowohl bei verlustlosem als auch bei verlustbehaftetem Umschalten der Zusatzhalbbrücke ohne Einwirkung äußerer Einflüsse entstanden sind. Anschließend werden Messergebnisse unter Berücksichtigung unsymmetrischer Phasenströme betrachtet.

5.2.1 Spannungsbalance ohne Einwirkung äußerer Einflüsse

Um Unsymmetrien, Oberschwingungen und Nichtlinearitäten im Phasenstrom, die sich auf die Beschaffenheit des NPE-Stroms und somit auch auf die Spannungsbalance auswirken, weitestgehend zu vermeiden, kommt genau wie in Unterabschnitt 5.1.2 eine symmetrische ohmsch-induktive Last zum Einsatz. Aus den ebenfalls in Unterabschnitt 5.1.2 genannten Gründen werden erneut eine durch ein Netzteil bereitgestellte konstante ZK-Spannung von 300 V sowie eine ohmsch-induktive Last mit $R_l = 15 \Omega$ und $L_l = 1,5 \text{ mH}$ verwendet. Die nachfolgend dargestellten Messungen basieren auf der Verwendung der 2L-60°-DPWM, da sich dieses PWM-Verfahren in Abschnitt 5.1 als vorteilhaft erwiesen hat.

5.2.1.1 Messergebnisse für verlustlose Ausbalancierung

In den Abbildungen 5.7 und 5.8 sind die zeitlichen Verläufe für die verkettete Umrichter Ausgangsspannung $u_{c,ab}$, den Umrichterausgangsstrom $i_{c,a}$, den Ersatz-NP-Strom i_{NPE} und die FC-Kondensatorspannung u_{FC} sowohl für $M = 1$ als auch für $M = 0,8$ dargestellt, wobei das Umschalten in der Zusatzhalbbrücke verlustlos erfolgt. Während sich für $M = 1$ eine ungefähre Spannungsschwankungsbreite von $\Delta u_{FC} = 5 \text{ V}$ ergibt, beträgt diese für $M = 0,8$ aus den in Unterabschnitt 5.1.2 genannten Gründen bereits etwa $\Delta u_{FC} = 13 \text{ V}$, wie auch aus Abbildung 5.6 hervorgeht. Es wird deutlich, dass der Verlauf der FC-Kondensatorspannung in der Praxis keine charakteristische, wiederkehrende Form aufweist, da sich die Bedingungen zum verlustlosen Umschalten direkt aus den Messgrößen der ZK-Spannung, der FC-Kondensatorspannung und den Phasenströmen ergeben. Somit sind diese auch Messungenauigkeiten aufgrund von Messtoleranzen seitens der Sensoren oder auch Störungen aufgrund elektromagnetischer Störaussendung durch die pulsierenden LHL-Ventile des Umrichters unterworfen. Insbesondere für den Mittelwert des NPE-Stroms über einer Abtastperiode ist dies von Bedeutung, da dieser Wert gleich aus drei Messwerten, nämlich denen der Phasenströme, ermittelt wird.

Es sei erwähnt, dass auf simulativem Wege qualitativ und quantitativ annähernd gleiche Verläufe erzielt werden konnten. Hinsichtlich der FC-Kondensatorspannung ist im Unterschied zur Messung lediglich anzuführen, dass sich bei der Simulation feste wiederkehrende Muster einstellen, da die Bedingungen für die Umschaltvorgänge keinen Messungenauigkeiten unterworfen sind. Dadurch lassen sich ebenfalls die in Unterabschnitt 5.1.2 genannten geringfügigen Unterschiede bezüglich der Spannungsschwankungsbreiten zwischen Simulation und Messung erklären. Als weiterer Unterschied ist anzuführen, dass innerhalb der gemessenen Zeitverläufe einige Peaks auftreten, insbesondere seitens des Ersatz-NP-Stroms und der FC-Kondensatorspannung. Diese werden

auf das Einwirken von Störungen aufgrund elektromagnetischer Störaussendung des Umrichters zurückgeführt, wobei insbesondere der Sensor zur Messung des NPE-Stroms aufgrund seiner Position innerhalb der Umrichterstruktur beeinträchtigt wird.

5.2.1.2 Messergebnisse für verlustbehaftete Ausbalancierung

Ein Umschalten der Zusatzhalbbrücke zu Beginn jeder Abtastperiode mit Hilfe des in den Abbildungen 4.11 und 4.12 dargestellten Ansteyerverfahrens ist generell immer möglich, auch wenn dies im Falle eines NPE-Stroms ungleich Null zu zusätzlichen Schaltverlusten in der Zusatzhalbbrücke führt. Die Abbildungen 5.9 und 5.10 zeigen analog zu den Abbildungen 5.7 und 5.8 die zeitlichen Verläufe der gleichen Größen unter identischen Randbedingungen für den Fall, dass ein Umschalten mit Hilfe des Parameters $\Delta u_{FC} = 0$ erzwungen wird. Dabei wird deutlich, dass eine größere Anzahl an Schalthandlungen je Grundswingungsperiode zu einer geringeren Spannungsschwankungsbreite führt. Es sei jedoch bei dem implementierten Verfahren gemäß Abbildung 4.12 auf die Aufteilung der ZK-Spannung auf die beiden ZK-Kondensatoren als Bedingung für einen Umschaltvorgang hingewiesen, die dazu führt, dass nicht zu Beginn jeder Abtastperiode geschaltet wird. Wird für die Aufteilung der ZK-Spannung auf die beiden ZK-Kondensatoren jedoch ebenfalls ein Toleranzband verwendet, wie bereits in Absatz 4.2.1.5 als Möglichkeit genannt, so ließe sich noch eine Erhöhung der Anzahl an Umschaltungen und somit eine Reduzierung der Spannungsschwankungsbreite herbeiführen. Die in Absatz 5.2.1.1 getätigten Aussagen in Bezug auf Unterschiede zwischen Simulation und Messung gelten hier ebenso.

5.2.2 Spannungsbalance bei unsymmetrischen Phasenströmen

In Absatz 4.1.4.3 wurde dargelegt, dass sich Unsymmetrien und Oberschwingungen im Phasenstrom beim klassischen 3L-NPC-Umrichter nachteilig auf die Ausbalancierung der NP-Spannung auswirken können, da diese Effekte beim Schalten des mittleren SZs auch auf den NP-Strom übertragen werden. Im Folgenden wird eine Unsymmetrie im Phasenstrom mit Hilfe einer unsymmetrischen ohmsch-induktiven Last hervorgehoben, um den Einfluss auf die Ausbalancierung der NPE-Spannung beim Umrichter mit 3L-FC-basierter Zusatzhalbbrücke zu erläutern. Dabei wird lediglich das verlustlose Umschalten der Zusatzhalbbrücke betrachtet, da die Anzahl an Schalthandlungen im Vergleich zum verlustbehafteten Umschalten geringer und die Schwankungsbreite der NPE-Spannung somit größer ist, wie im vorherigen Absatz deutlich wurde. Um den Phasenstrom über den maximal zulässigen Ausgangsstrom des bislang verwendeten Netzteils ansteigen lassen zu können, wird anstelle des Netzteils ein passiver Gleichrichter gemäß Anhang 10.9 verwendet, der durch einen Stelltransformator gemäß Anhang 10.10 gespeist wird. Die ZK-Spannung wird auf einen Mittelwert von 550 V eingestellt. Weiterhin wird exemplarisch eine ohmsch-induktive Last mit $R_{l1} = 100 \Omega$, $R_{l2,3} = 20 \Omega$ und $L_l = 1,5 \text{ mH}$ verwendet.

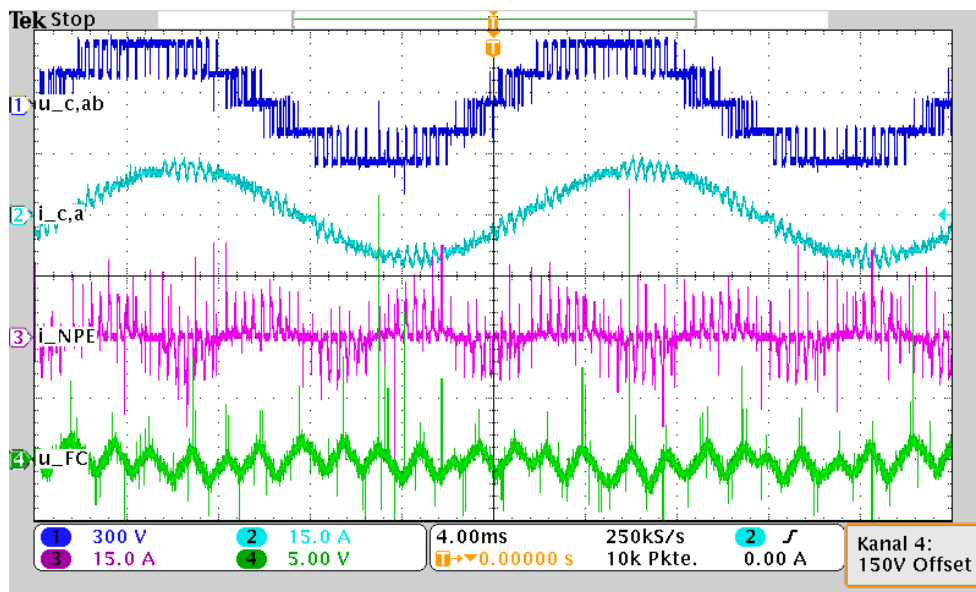


Abb. 5.7: Messergebnisse: Verkettete Umrichter Ausgangsspannung, Umrichter Ausgangsstrom, Ersatz-NP-Strom und FC-Kondensatorspannung des erweiterten 3L-NPC-Umrichters über zwei Grundschwingungsperioden bei verlustlosem Schalten der Zusatzhalbbrücke im Normalbetrieb (Parameter: $U_{DC} = 300\text{ V}$, $C_{DC} = C_{FC} = 1650\text{ }\mu\text{F}$, $R_l = 15\text{ }\Omega$, $L_l = 1,5\text{ mH}$, 2L-60°-DPWM, ARS, $f_c/f_1 = 51$, $M = 1$)

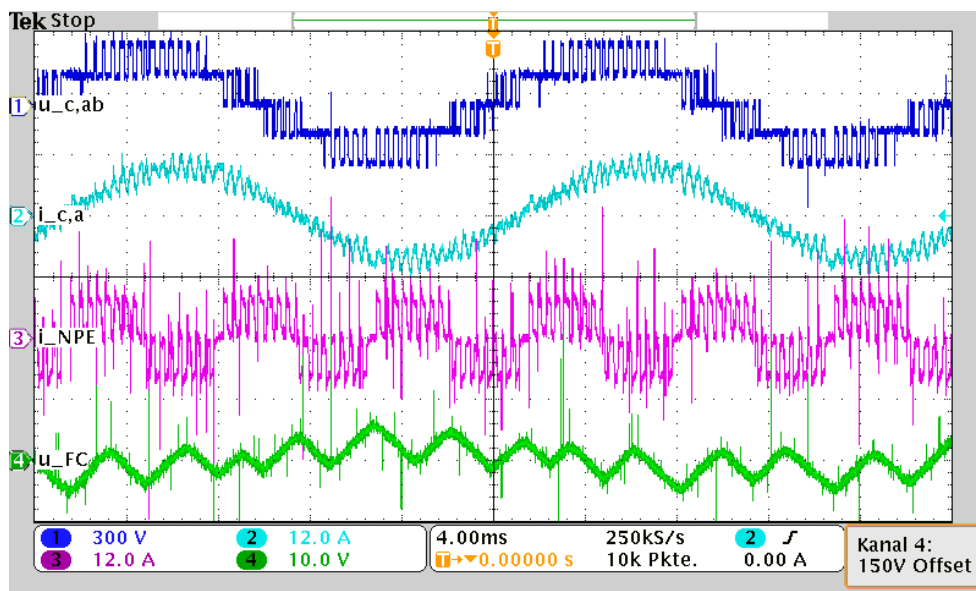


Abb. 5.8: Messergebnisse: Verkettete Umrichter Ausgangsspannung, Umrichter Ausgangsstrom, Ersatz-NP-Strom und FC-Kondensatorspannung des erweiterten 3L-NPC-Umrichters über zwei Grundschwingungsperioden bei verlustlosem Schalten der Zusatzhalbbrücke im Normalbetrieb (Parameter: $U_{DC} = 300\text{ V}$, $C_{DC} = C_{FC} = 1650\text{ }\mu\text{F}$, $R_l = 15\text{ }\Omega$, $L_l = 1,5\text{ mH}$, 2L-60°-DPWM, ARS, $f_c/f_1 = 51$, $M = 0,8$)

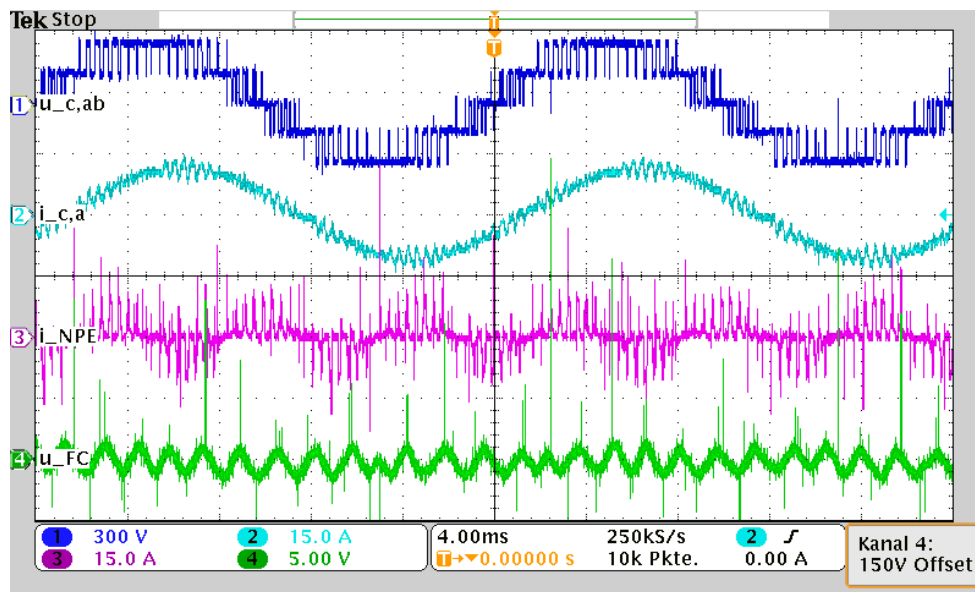


Abb. 5.9: Messergebnisse: Verkettete Umrichter Ausgangsspannung, Umrichter Ausgangsstrom, Ersatz-NP-Strom und FC-Kondensatorspannung des erweiterten 3L-NPC-Umrichters über zwei Grundschwingungsperioden bei verlustbehaftetem Schalten der Zusatzhalbrücke im Normalbetrieb (Parameter: $U_{DC} = 300 \text{ V}$, $C_{DC} = C_{FC} = 1650 \mu\text{F}$, $R_l = 15 \Omega$, $L_l = 1,5 \text{ mH}$, 2L-60°-DPWM, ARS, $f_c/f_1 = 51$, $M = 1$, $\Delta u_{NPE} = 0$)

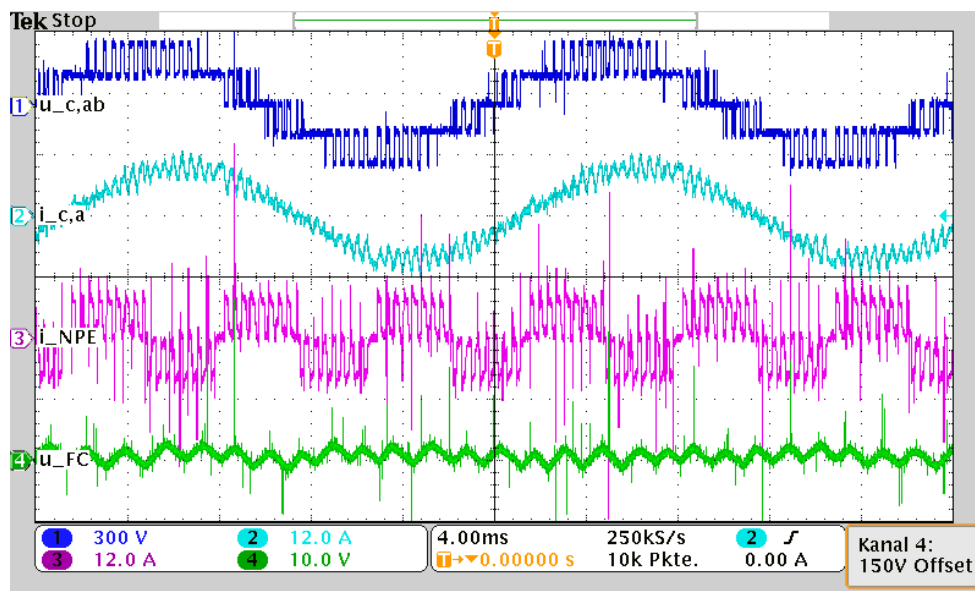


Abb. 5.10: Messergebnisse: Verkettete Umrichter Ausgangsspannung, Umrichter Ausgangsstrom, Ersatz-NP-Strom und FC-Kondensatorspannung des erweiterten 3L-NPC-Umrichters über zwei Grundschwingungsperioden bei verlustbehaftetem Schalten der Zusatzhalbrücke im Normalbetrieb (Parameter: $U_{DC} = 300 \text{ V}$, $C_{DC} = C_{FC} = 1650 \mu\text{F}$, $R_l = 15 \Omega$, $L_l = 1,5 \text{ mH}$, 2L-60°-DPWM, ARS, $f_c/f_1 = 51$, $M = 0,8$, $\Delta u_{NPE} = 0$)

5.2.2.1 Messergebnisse für verlustlose Ausbalancierung

Abbildung 5.11 zeigt die Messergebnisse für den erweiterten Umrichter bei verlustlosem Schalten der Zusatzhalbbrücke bei unsymmetrischer ohmsch-induktiver Last. Im Vergleich zu den Messergebnissen in den Abbildungen 5.7 bis 5.10 mit symmetrischer Last fällt auf, dass die Steigungen im Zeitverlauf der FC-Kondensatorspannung innerhalb einer Grundschwingungsperiode wesentlich stärker variieren. Der Grund dafür ist die Unsymmetrie der Phasenströme, die in Phase a aufgrund des größeren Widerstandes eine geringere Amplitude aufweisen als in den Phasen b und c (hier nicht dargestellt). Diese Unsymmetrie spiegelt sich auch im Zeitverlauf des NPE-Stroms wieder, der nicht wie in den Abbildungen 5.7 bis 5.10 bei symmetrischen Phasenströmen ein fest wiederkehrendes Muster mit der dreifachen Grundschwingungsfrequenz aufweist. Weiterhin fällt auf, dass es in Folge der unsymmetrischen Phasenströme auch zu einer unregelmäßigeren Verteilung der Umschalthandlungen in der Zusatzhalbbrücke innerhalb einer Grundschwingungsperiode kommt, was anhand der Unterschiede zwischen den Zeitdauern der steigenden und fallenden Abschnitte der FC-Kondensatorspannung deutlich wird. Trotz einer veränderten Charakteristik des Zeitverlaufes der FC-Kondensatorspannung im Vergleich zu den Verläufen mit symmetrischer Last ist dennoch festzuhalten, dass das Prinzip der Ausbalancierung der NPE-Spannung grundsätzlich auch hier greift.

5.3 Aufwand und Hindernisse bei der technischen Umsetzung

Im Rahmen von Absatz 3.3.3.6 wurde bereits der technische Aufwand für die Erweiterung des 3L-NPC-Umrichters um eine Zusatzhalbbrücke untersucht. In diesem Abschnitt soll nun der technische Aufwand des entwickelten Verfahrens zur Ansteuerung der Zusatzhalbbrücke bewertet werden und auf Hindernisse bei der praktischen Umsetzung hingewiesen werden. Dabei wird zunächst der allgemeine Aufwand auf Seiten der Hardware und Software eingeschätzt. Anschließend wird auf besondere Aspekte bei der praktischen Umsetzung separat eingegangen.

5.3.1 Aufwand seitens Hardware und Software

Die Messwertaufnahme ist für die Ansteuerung der Zusatzhalbbrücke von besonderer Bedeutung, da auf Basis der Messwerte entschieden wird, ob und in welcher Weise ein Umschaltvorgang in der Zusatzhalbbrücke erfolgen muss. Für die Spannungen über den beiden ZK-Kondensatoren sowie für die umrichterausgangsseitigen Phasenströme kommen üblicherweise bereits Sensoren zum Einsatz, um die Istwerte für die Regelung der ZK-Spannung und der Ströme zu erfassen. Für die Messung der Spannung über dem FC-Kondensator und des NPE-Stroms müssen hingegen zusätzliche Sensoren vorgesehen werden. Die Messung des NPE-Stroms stellt bei der praktischen Umsetzung eine Hürde dar, auf die in Unterabschnitt 5.3.2 gesondert eingegangen wird.

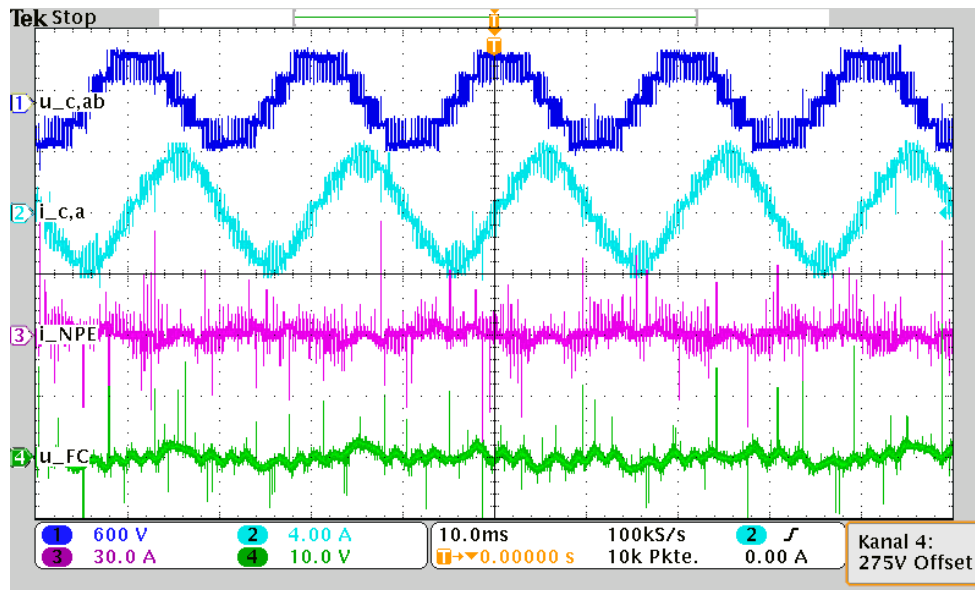


Abb. 5.11: Messergebnisse: Verkettete Umrichter Ausgangsspannung, Umrichter Ausgangsstrom (nur Phase a), Ersatz-NP-Strom und FC-Kondensatorspannung des erweiterten 3L-NPC-Umrichters über fünf Grundschwingungsperioden bei verlustlosem Schalten der Zusatzhalbbrücke im Normalbetrieb und unsymmetrischer Last (Parameter: $\overline{U_{DC}} = 550 \text{ V}$, $C_{DC} = C_{FC} = 1650 \mu\text{F}$, $R_{l1} = 100 \Omega$, $R_{l2,3} = 20 \Omega$, $L_l = 1,5 \text{ mH}$, 2L-60°-DPWM, ARS, $f_c/f_1 = 51$, $M = 1$)

Dem Software-Algorithmus wird eine weitaus größere Komplexität abverlangt als es die bloße Erweiterung der 3L-NPC-Topologie um eine Zusatzhalbbrücke zunächst vermuten lässt. Die größte Schwierigkeit bei der Implementierung des Verfahrens stellt dabei die Anforderung des Umschaltens zu Beginn einer Abtastperiode dar, wie in Unterabschnitt 5.3.3 näher erläutert wird. Hieraus resultieren die Hardware-Anforderungen einer möglichst schnellen Aufnahme und Verarbeitung der Messwerte im Bereich von wenigen Prozent einer Abtastperiode.

5.3.2 Messung und Verarbeitung des NPE-Stroms

Eine Herausforderung stellt die Messung des NPE-Stroms innerhalb der Umrichterstruktur zwischen der Zusatzhalbbrücke und den drei Basishalbbrücken dar. Der Stromsensor soll einerseits nicht den konstruktiven Aufbau des Umrichters beeinträchtigen. Andererseits sollte die elektromagnetische Störaussendung des Umrichters die Messungen des Stromsensors nicht verfälschen. Es sei aber darauf hingewiesen, dass für die Umsetzung des Algorithmus lediglich die Information relevant ist, ob der NPE-Strom positiv, negativ oder Null ist. Ein präziser Wert wird jedoch nicht benötigt. Dennoch ist aus Gründen, die in Absatz 4.2.1.5 genannt wurden, die Verwendung eines Schätzers oder Beobachters nicht praktikabel.

Die Abfrage, ob ein NPE-Strom von $i_{NPE} = 0$ vorliegt, dient als Sicherheit, um im Falle eines Defektes in einem der LHL-Ventile der Basishalbbrücken einen Umschaltvorgang

gemäß Abbildung 4.11 zum Schutz des Umrichters vor Folgeschäden durch Überspannungen zu unterbinden. Aufgrund von Messrauschen wird der Messwert jedoch niemals exakt bei Null liegen, so dass hier eine gewisse Toleranz berücksichtigt werden muss. Dadurch ist es jedoch nicht ausgeschlossen, dass die Freigabe für einen Umschaltvorgang erfolgt, obwohl tatsächlich ein NPE-Strom von $i_{NPE} \neq 0$ vorliegt, weil sich der Messwert innerhalb des Toleranzbereiches befindet. Dieser Fall kann jedoch nur in dem kurzen Zeitraum zwischen dem Eintritt und der Detektion eines Fehlers kritisch werden. Die Wahrscheinlichkeit, dass ein fehlerhafter Messwert des NPE-Stroms zu einem Folgeschaden führt, ist daher als äußerst gering einzuschätzen.

Die Abfrage, ob der NPE-Strom positiv oder negativ ist, dient zwar lediglich beim verlustbehafteten Schalten der Zusatzhalbbrücke als Entscheidungsträger, ist hierbei jedoch von außerordentlich wichtiger Bedeutung, da eine fehlerhafte Entscheidung zu Überspannungen gemäß Absatz 4.2.1.2 und somit zu Schäden an einzelnen LHL-Ventilen der Basishalbbrücken führen kann. Denn im Falle einer Fehlentscheidung würde das falsche der beiden Hilfsventile S_5 bzw. S_6 für den Umschaltvorgang verwendet werden, so dass das Prinzip der Bereitstellung eines Freilaufpfades gemäß Absatz 4.2.1.4 nicht greift. Um das Risiko an dieser Stelle abzumildern, kann jedoch ein Toleranzband vorgesehen werden, welches das Schalten in einem vorgegebenen Bereich um den Nullpunkt grundsätzlich unterbindet. In der Software des Laborteststandes gemäß Absatz 10.4.3 wurde daher ein Toleranzband von $\Delta i_{NPE} = 2 \text{ A}$ ($\approx 5,5\%$ des Bemessungsstroms) berücksichtigt.

5.3.3 Umschaltvorgang zu Beginn einer Abtastperiode

Die größte Schwierigkeit bei der Implementierung des Verfahrens zur Ansteuerung der Zusatzhalbbrücke besteht darin, die Forderung des Umschaltens gleich zu Beginn einer Abtastperiode mit der erforderlichen Rechenzeit des Algorithmus sowie der benötigten Dauer für die Messwertaufnahme in Einklang zu bringen. Denn während bei den PWM-Verfahren für die Berechnung des Modulationsgrades vor der nächsten Aktualisierung gemäß Abbildung 4.2 der Zeitraum einer ganzen Abtastperiode zur Verfügung steht, erfolgt eine Aktualisierung des Schaltzustandes der Zusatzhalbbrücke unmittelbar nach Aufnahme und Verarbeitung der Messwerte. Da das Vorzeichen vom Durchschnittswert des NPE-Stroms über der aktuellen Abtastperiode als Entscheidungsträger für die Wahl des erforderlichen Schaltzustandes der Zusatzhalbbrücke verwendet wird, sollte während der Aufnahme und Verarbeitung der Messwerte zu Beginn einer Abtastperiode nur ein möglichst kurzer Zeitraum in der Größenordnung weniger Prozent der Abtastperiode verstreichen. Andernfalls kann es zu den in Absatz 4.2.1.5 beschriebenen Problemen kommen. Diese verschärfen sich mit steigender Schaltfrequenz, da der Anteil der benötigten Dauer zur Ausführung des Algorithmus an der gesamten Dauer einer Abtastperiode immer größer wird.

Neben der Forderung nach einer Hardware, die eine möglichst schnelle Erfassung und Verarbeitung der Messwerte ermöglicht, besteht jedoch auch auf Seiten der Software Spielraum, um diesen Vorgang zeitlich zu reduzieren. Die Idee liegt dabei darin, die Schritte des Algorithmus zu Beginn der Abtastperiode auf die unbedingt er-

forderlichen zu reduzieren. Dazu gehören die Messung der FC-Kondensatorspannung und des NPE-Stroms sowie die Feststellung des vorliegenden Basis-RZs. Für die ZK-Kondensatorspannungen und die Phasenströme können hingegen auch die aufgenommenen Messwerte der vorangegangenen Abtastperiode verwendet werden, da hier keine großen Änderungen zu erwarten sind und diese zudem keine relevante Beeinträchtigung des Verfahrens zur Folge hätten. Die damit verbundenen Abfragen können ebenfalls in der vorangegangenen Abtastperiode durchgeführt werden. Bei der verwendeten Hardware gemäß Anhang 10.4 konnte mit dieser Maßnahme zwischen dem Beginn einer Abtastperiode und dem Umschaltvorgang der Zusatzhalbbrücke eine Zeitdauer von ca. $5 \mu\text{s}$ erreicht werden. Bei diskontinuierlicher PWM mit einer effektiven Schaltfrequenz von $f_{s,eff,diskont} = 850 \text{ Hz}$ entspricht dies einem Anteil an der Abtastperiode von ca. $2,5 \%$.

5.4 Nutzen der Zusatzhalbbrücke für den Anwendungsfall

Nachdem die bisherigen Untersuchungen in den Abschnitten 5.1 bis 5.3 auf einer allgemeingültigen Ebene durchgeführt wurden, soll in diesem Abschnitt der konkrete Nutzen der Zusatzhalbbrücke für den vorliegenden Anwendungsfall festgestellt werden. Dabei wird in dieser Arbeit vereinfachend das verlustlose Schalten der Zusatzhalbbrücke als Grundvoraussetzung angesehen, um einen Nutzen aus der Zusatzhalbbrücke ziehen zu können, z.B. in Form einer Reduzierung der Gesamtschaltverluste des Umrichters. Andernfalls müssten die durch die Zusatzhalbbrücke zusätzlich im Umrichter anfallenden Schaltverluste und die durch Optimierung der Ansteuerung der Basishalbbrücken tatsächlich gewonnenen Vorteile quantifiziert, gewichtet und gegenübergestellt werden. Die Betrachtung dieser Thematik, die im mathematischen Sinne ein komplexes Optimierungsproblem darstellt, würde den Rahmen dieser Arbeit jedoch übersteigen. Daher wird zunächst analysiert, ob verlustloses Schalten der Zusatzhalbbrücke für den vorliegenden Anwendungsfall möglich ist. Anschließend wird untersucht, mit welcher Genauigkeit die Ausbalancierung der NPE-Spannung gewährleistet werden kann, insbesondere unter Einwirken von Unsymmetrien und Harmonischen in der Netzspannung. Danach wird der mögliche Nutzen in Bezug auf Leistungsverluste, Schaltharmonische und Bauteildimensionierung diskutiert.

5.4.1 Verlustloses Schalten der Zusatzhalbbrücke

Ob ein Umschalten der Zusatzhalbbrücke verlustlos erfolgen kann, hängt entscheidend vom Modulationsgrad und vom verwendeten Modulationsverfahren ab, wie in Unterabschnitt 5.1 dargestellt wurde. Diesbezüglich bietet die Ansteuerung des netzseitigen Umrichters aufgrund des eingeschränkten Betriebsbereiches weniger Freiheitsgrade als die Ansteuerung des generatorseitigen Umrichters. Hier ist insbesondere anzuführen, dass sich der Modulationsgrad eines Netzpulsstromrichters permanent im oberen Aussteuerbereich von $M \geq 0,8$ und der Leistungsfaktor üblicherweise im Bereich von

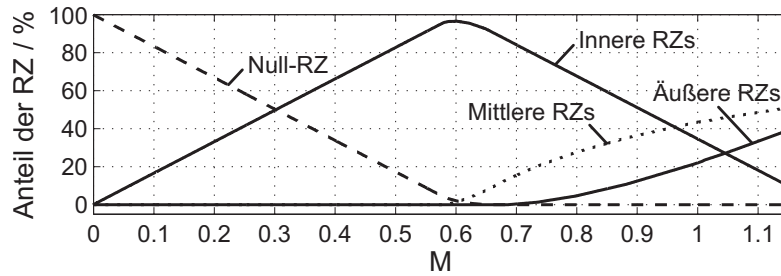


Abb. 5.12: Prozentuale Anteile der Basis-RZs innerhalb einer Grundschwingungsperiode in Abhängigkeit vom Modulationsgrad unter Berücksichtigung des NTV-Prinzips und Verwendung von 3L-RZM für $0 < M \leq 1,01$ und 2L-60°-DPWM für $1,01 < M \leq 1,155$)

$\cos(\varphi_{PCC}) \geq 0,9_{\text{ind/kap}}$ bewegt [124]. Somit kann der geringe Freiraum in der Wahl von Modulationsgrad und Modulationsverfahren auf Netzseite im Hinblick auf den Wunsch, verlustloses Schalten seitens der Zusatzhalbbrücke zu ermöglichen, als Worst-Case angesehen werden. Die Betrachtungen konzentrieren sich daher auf die Netzseite.

In Anhang 10.3.3 wird exemplarisch auf Basis der festgelegten Randbedingungen ermittelt, welche Schaltfrequenzen und Modulationsverfahren auf Netzseite unabhängig vom Vorhandensein der Zusatzhalbbrücke sinnvoller Weise zu wählen sind. Dabei wird herausgearbeitet, dass die Verwendung der 3L-RZM im Modulationsbereich $0,8 \leq M \leq 1,01$ und der 2L-60°-DPWM im Bereich $1,01 < M \leq 1,155$ sinnvoll ist. Damit fällt der Bereich $0,8 \leq M \leq 1,01$ gemäß Absatz 5.1.1.1 auf ein PWM-Verfahren, welches zu keinem Zeitpunkt die Möglichkeit für ein verlustloses Schalten der Zusatzhalbbrücke bietet. Demgegenüber fällt der Bereich $1,01 < M \leq 1,155$ gemäß Absatz 5.1.1.2 genau auf dasjenige Verfahren, welches entsprechend Abbildung 5.3 neben der 3L-60°-DPWM den größten Anteil an möglichen Umschaltpunkten zu Beginn einer Abtastperiode von über 40 % in diesem Modulationsbereich bietet.

Es sei darauf hingewiesen, dass die Annahme einer geringeren Trägerfrequenz von 1050 Hz mit Hinweis auf [21] aus gleichem Grund ebenfalls zu der Empfehlung führt, einen Wechsel zwischen der 3L-RZM und 60°-DPWM bei einem Modulationsgrad von ungefähr $M = 1$ vorzunehmen. Weiterhin sei angemerkt, dass sich für die generatorseitige Ansteuerung des Umrichters im Modulationsbereich $0 < M \leq 0,577$ generell die Möglichkeit bietet, das innere Hexagon des RZ-Diagrammes des 3L-Umrichters wie das RZ-Diagramm eines 2L-Umrichters gemäß Absatz 5.1.1.1 zu behandeln und somit zu Beginn jeder Abtastperiode in der Zusatzhalbbrücke verlustlos zu schalten. Für den Bereich $0,577 < M < 0,8$ besteht diese Option jedoch nicht.

5.4.2 Ausbalancierung der Ersatz-Neutralpunktspannung

Beim klassischen 3L-NPC-Umrichter münden alle Maßnahmen zur Ausbalancierung der NP-Spannung letztlich in einer Ausnutzung der redundanten Schaltzustände der inneren Basis-RZs, wie in Absatz 4.1.4.3 erläutert wurde. Dabei verändern sich die Möglichkeiten der Einflussnahme mit dem Modulationsgrad, da dieser die Anteile der

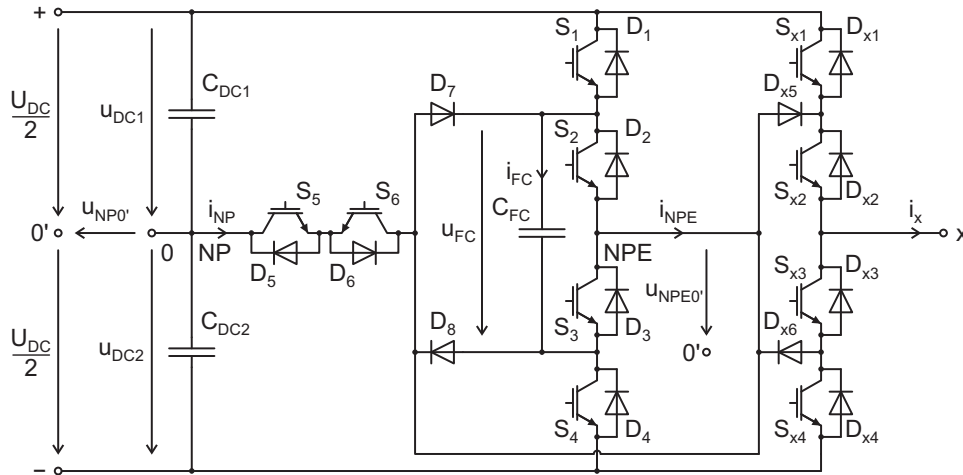


Abb. 5.13: Einführung eines virtuellen Hilfspotentials $0'$ zur Ermöglichung eines Vergleichs zwischen dem NP-Potential und dem NPE-Potential

inneren Basis-RZs an den Schaltzeiten innerhalb einer Grundschwingungsperiode bestimmt, wie Abbildung 5.12 unter Berücksichtigung des NTV-Prinzips veranschaulicht. Dabei liegt der Anteil der inneren Basis-RZs im Bereich von $0,577 \leq M \leq 0,644$ bei nahezu 100 %. Zu den äußeren Grenzen $M = 0$ und $M = 1,155$ hin sinkt er dann proportional zum Modulationsgrad annähernd auf Null. Somit befindet sich der Modulationsbereich von $1,01 < M \leq 1,155$, in dem ein verlustloses Umschalten der Zusatzhalbrücke möglich ist, genau in dem Bereich, in dem der klassische 3L-NPC-Umrichter in Bezug auf die Spannungsbalance Schwächen aufweist.

Im Folgenden soll mit Hilfe von Simulationen dargelegt werden, welche Genauigkeit bei der Ausbalancierung der NPE-Spannung durch die Zusatzhalbrücke, insbesondere bei Einwirken von Unsymmetrien und Harmonischen seitens der Netzspannung, erzielt werden kann. Um dabei auch einen Vergleich der NPE-Spannung des erweiterten Umrichters mit der NP-Spannung des klassischen Umrichters zu ermöglichen, wird ein virtuelles Hilfspotential $0'$ gemäß Abbildung 5.13 eingeführt. Auf diese Weise gelingt es, das NPE-Potential unabhängig von der eigentlichen ZK-Spannung anzugeben, welche beim erweiterten Umrichter bei verlustbehaftetem Schalten nicht exakt ausbalanciert ist. Es sei auf die Ermittlung exemplarischer Werte für Netzfilter sowie ZK-Spannung und ZK-Kapazität in Anhang 10.3.4 und 10.3.5 hingewiesen, auf denen die Simulationen beruhen.

5.4.2.1 Spannungsbalance ohne Einwirkung äußerer Einflüsse

Abbildung 5.14 zeigt Simulationsergebnisse über die zeitlichen Verläufe aller relevanten Größen für Betriebspunkt 3 gemäß Abbildung 10.1, welcher einen Modulationsgrad von $M = 1,12$ aufweist und somit die Möglichkeit zu verlustlosem Schalten der Zusatzhalbrücke bietet. Dabei ist auch visualisiert, welcher Typ Basis-RZ zu welchem Zeitpunkt vorliegt und ob dieser zu derjenigen Gruppe an Basis-RZs gehört, die einen Umschaltvorgang ermöglichen. Mit Hilfe des weiterhin dargestellten oberen Trägersignals wird deutlich, ob dieser jeweils zu Beginn einer Abtastperiode vorliegt. Gleichzeitig gehen

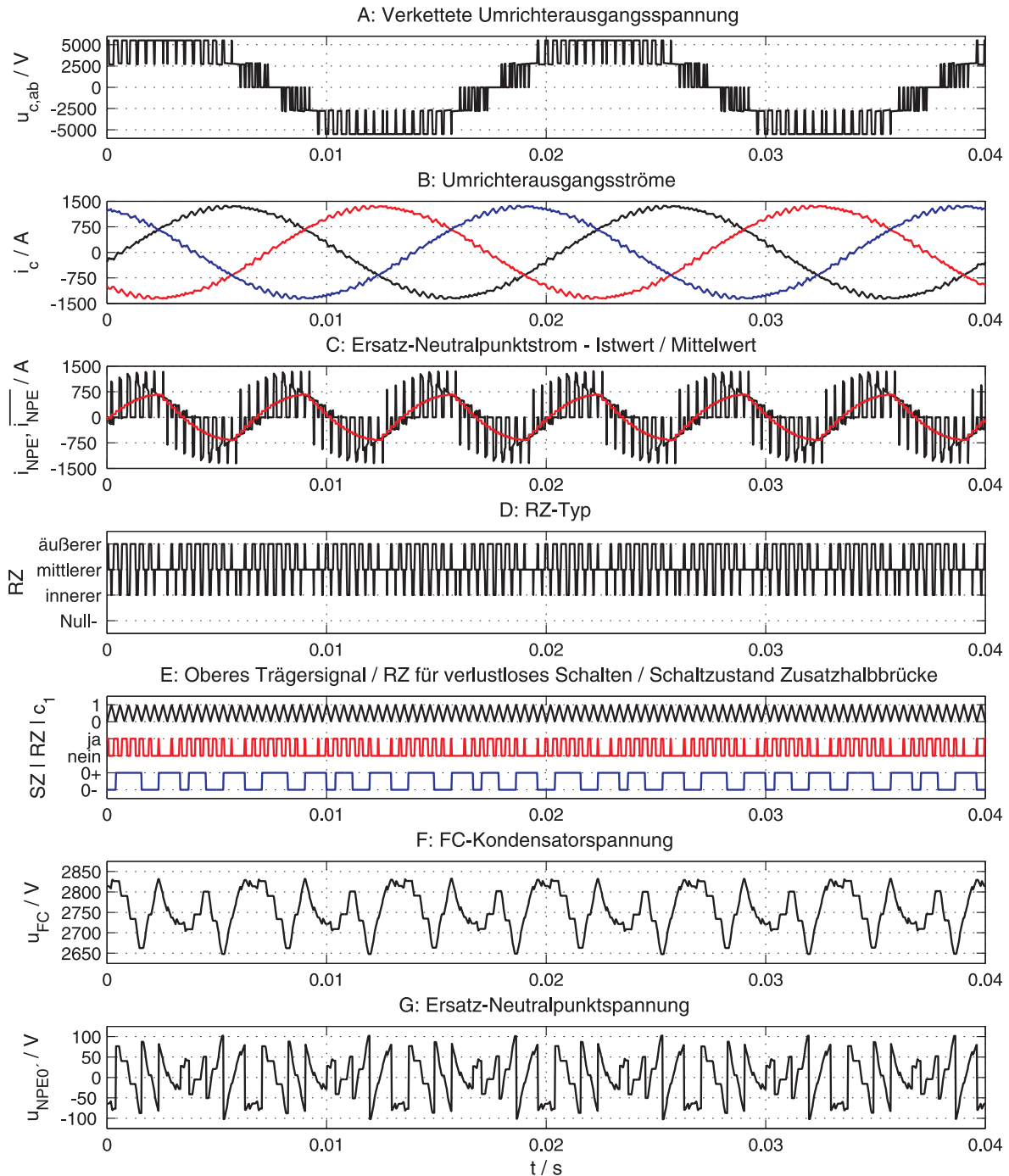


Abb. 5.14: Simulationsergebnisse: Ausbalancierung der NPE-Spannung des erweiterten 3L-NPC-Umrichters bei verlustlosem Schalten der Zusatzhalbbrücke im Normalbetrieb unter den Randbedingungen einer WEA gemäß Anhang 10.3.2 für Betriebspunkt 3 ohne Einfluss äußerer Faktoren

der Schaltzustand der Zusatzhalbbrücke und somit die tatsächlich durchgeführten Umschaltvorgänge aus der Abbildung hervor. Es wird deutlich, dass diese ausreichen, um eine Ersatz-Neutralpunktspannung mit einer Schwankungsbreite von ungefähr 200 V bereitzustellen, die, bezogen auf die ZK-Spannung, etwa 3,6% beträgt. Damit liegt die

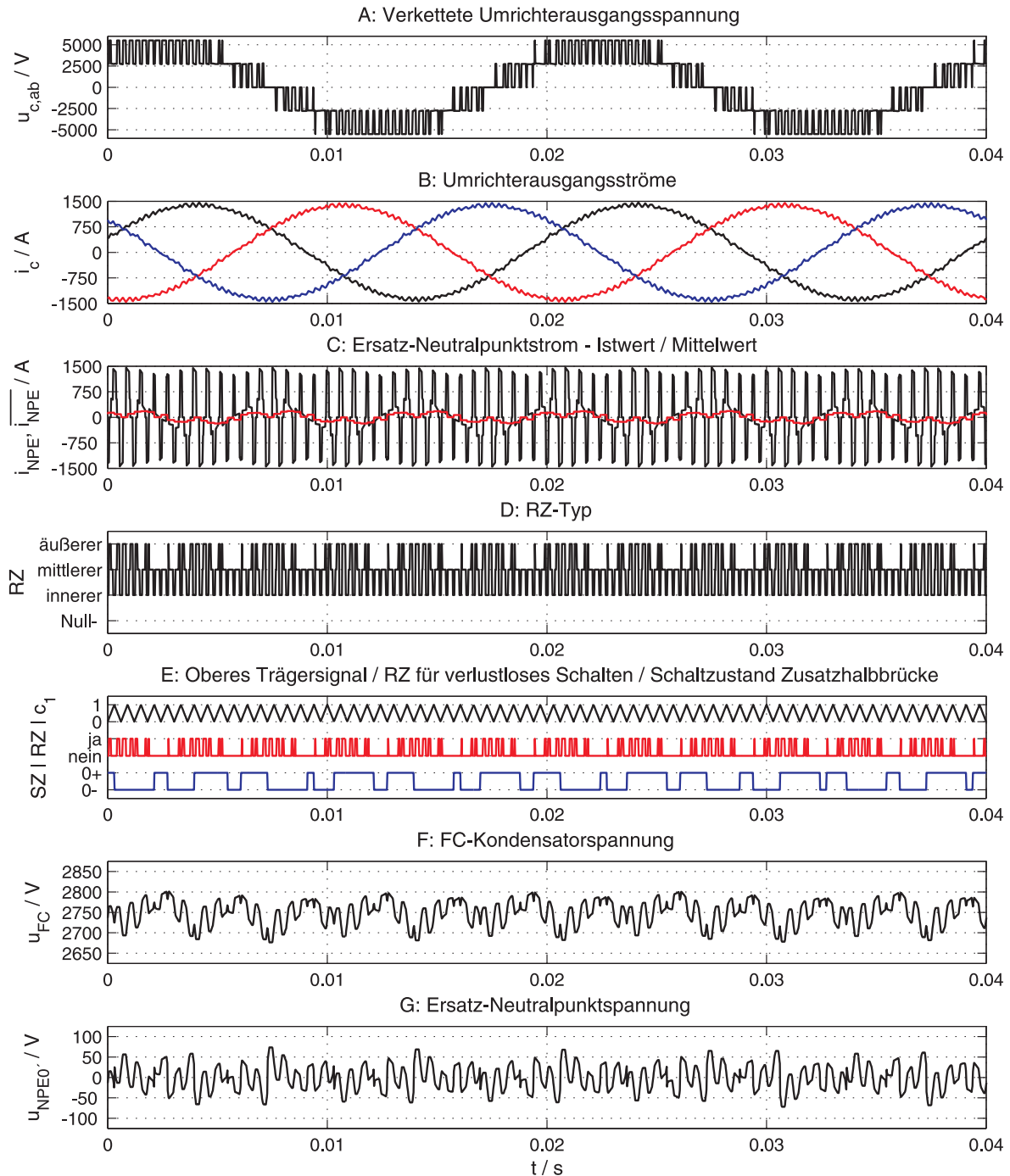


Abb. 5.15: Simulationsergebnisse: Ausbalancierung der NPE-Spannung des erweiterten 3L-NPC-Umrichters bei verlustbehaftetem Schalten der Zusatzhalbbrücke ($\Delta u_{NPE} = 20\text{V}$) im Normalbetrieb unter den Randbedingungen einer WEA gemäß Anhang 10.3.2 für Betriebspunkt 2 ohne Einfluss äußerer Faktoren

se bei gleichen Randbedingungen sogar unterhalb derer für die Neutralpunktspannung des klassischen 3L-NPC-Umrichters, die für den Zeitbereich $0 \leq t < 50\text{ ms}$ aus Abbildung 5.16 hervorgeht. Die Spannungsschwankung beim klassischen 3L-NPC-Umrichter kommt durch die in Absatz 4.1.4.3 angesprochenen niederfrequenten Oszillationen mit

der dreifachen Grundschwingungsfrequenz zustande. Wie bereits in Absatz 5.2.1.2 erläutert wurde, stellen sich bei der Simulation für die FC-Kondensatorspannung und die NPE-Spannung feste wiederkehrende Muster ein, da die Bedingungen für die Umschaltvorgänge keinen Messungenauigkeiten unterworfen sind.

Der Betriebspunkt 2 gemäß Abbildung 10.1 mit einem Modulationsgrad von $M = 0,997$ bedeutet für das Schalten der Zusatzhalbbrücke, dass es nicht verlustlos erfolgen kann. Dennoch zeigt Abbildung 5.15 zur Vollständigkeit Simulationsergebnisse, die sich bei einem Parameter von $\Delta u_{NPE} = 20 \text{ V}$ für diesen Betriebspunkt ergeben. Es sei an dieser Stelle nochmals darauf hingewiesen, dass bei dem implementierten Verfahren gemäß Absatz 4.2.1.5 auch bei Überschreiten des Toleranzbandes nur dann geschaltet wird, wenn der aktuelle NPE-Strom zum gewünschten Lade- bzw. Entladevorgang der ZK-Kondensatoren führt. Daher befindet sich die NPE-Spannung nicht genau im Toleranzband. Hier ist jedoch Spielraum für Optimierung gegeben, wie ebenfalls in Absatz 4.2.1.5 erläutert wurde. Im Vergleich zu Abbildung 5.14 ist weiterhin anzumerken, dass trotz einer niedrigeren Anzahl an Umschaltvorgängen in der Zusatzhalbbrücke die Schwankungsbreite der NPE-Spannung geringer ist. Der Grund dafür liegt im Betriebspunkt und der damit verbundenen Charakteristik des NPE-Stroms. Während sich bei Betriebspunkt 3 das Vorzeichen vom Istwert des NPE-Stroms immer nach Ablauf einer Sechstel Grundschwingungsperiode ändert, geschieht dies im Betriebspunkt 2 fortlaufend, so dass sich bereits ohne Schalten der Zusatzhalbbrücke ein häufigerer Wechsel zwischen Laden und Entladen des FC-Kondensators einstellt.

5.4.2.2 Spannungsbalance bei Netzunsymmetrien

In Absatz 4.1.4.3 wurde dargelegt, dass Unsymmetrien im Phasenstrom negative Auswirkungen auf die NP-Spannung des klassischen 3L-NPC-Umrichters haben. Abbildung 5.16 bestätigt diese Aussage durch Simulationsergebnisse, bei denen sämtliche Randbedingungen für Betriebspunkt 3 beibehalten wurden und im Vergleich zu den Simulationsergebnissen aus Abbildung 5.14 lediglich eine Unsymmetrie in der Netzspannung ($u'_{g,a} = u_{g,a}$, $u'_{g,b} = 0,95 \cdot u_{g,b}$, $u'_{g,c} = 1,05 \cdot u_{g,c}$) berücksichtigt wurde. Es wird deutlich, dass dies zu einer zusätzlichen überlagerten Schwingung in der NP-Spannung mit der Frequenz der Netzspannung sowie einer geringfügigen dauerhaften unsymmetrischen Aufteilung der ZK-Spannung auf die ZK-Kondensatoren führt. Eine Kompensierung dieser Phänomene würde zusätzliche Schaltheandlungen erfordern, um eine Umkehr des Vorzeichens des NP-Stroms durch Wechsel zwischen den inneren Basis-RZs zu bewirken, und daher mit zusätzlichen Schaltverlusten einhergehen.

Demgegenüber zeigt Abbildung 5.17 die Simulationsergebnisse des erweiterten Umrichters für die gleichen Randbedingungen. Es wird deutlich, dass die Verläufe von FC-Kondensatorspannung und somit auch NPE-Spannung ihre Form ein wenig ändern, die Schwankungsbreite jedoch annähernd konstant erhalten bleibt. Im Gegensatz zum klassischen 3L-NPC-Umrichter geschieht dies jedoch im Betriebspunkt 3, der mit einem Modulationsgrad von $M = 1,12$ einhergeht, nicht auf Kosten zusätzlicher Schaltverluste.

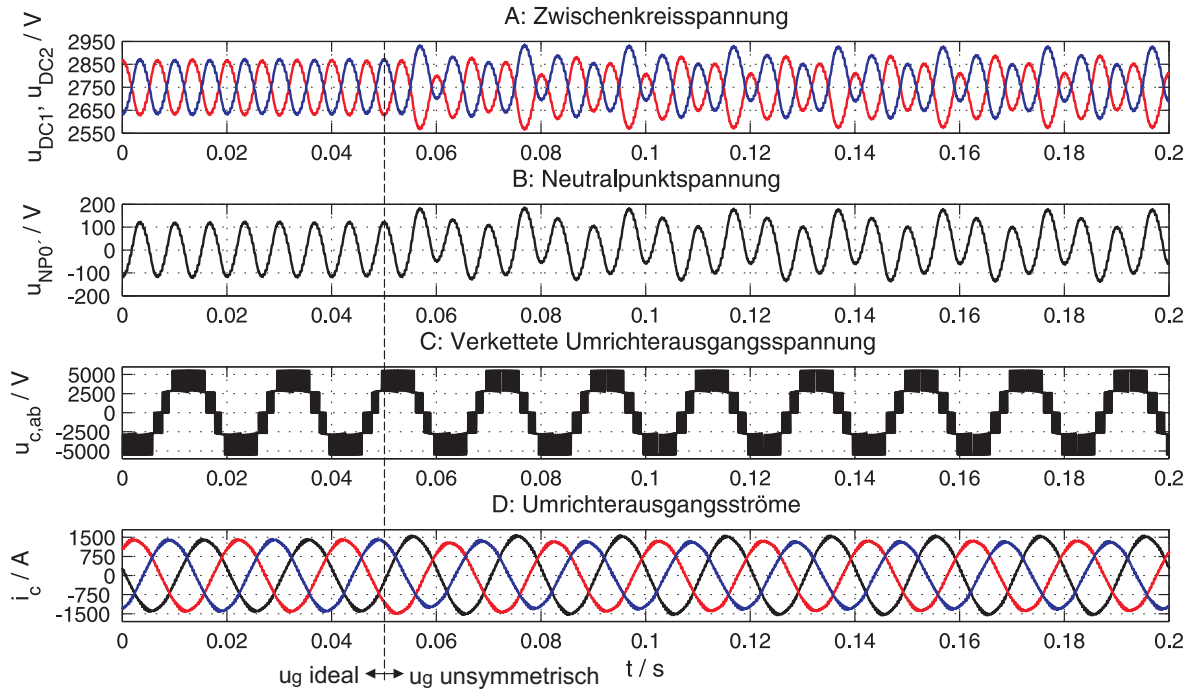


Abb. 5.16: Simulationsergebnisse: Ausbalancierung der ZK-Spannung des klassischen 3L-NPC-Umrichters unter den Randbedingungen einer WEA gemäß Anhang 10.3.2 für Betriebspunkt 3 bei Einfluss einer Unsymmetrie in der Netzspannung ($u'_{g,a} = u_{g,a}$, $u'_{g,b} = 0,95 \cdot u_{g,b}$, $u'_{g,c} = 1,05 \cdot u_{g,c}$)

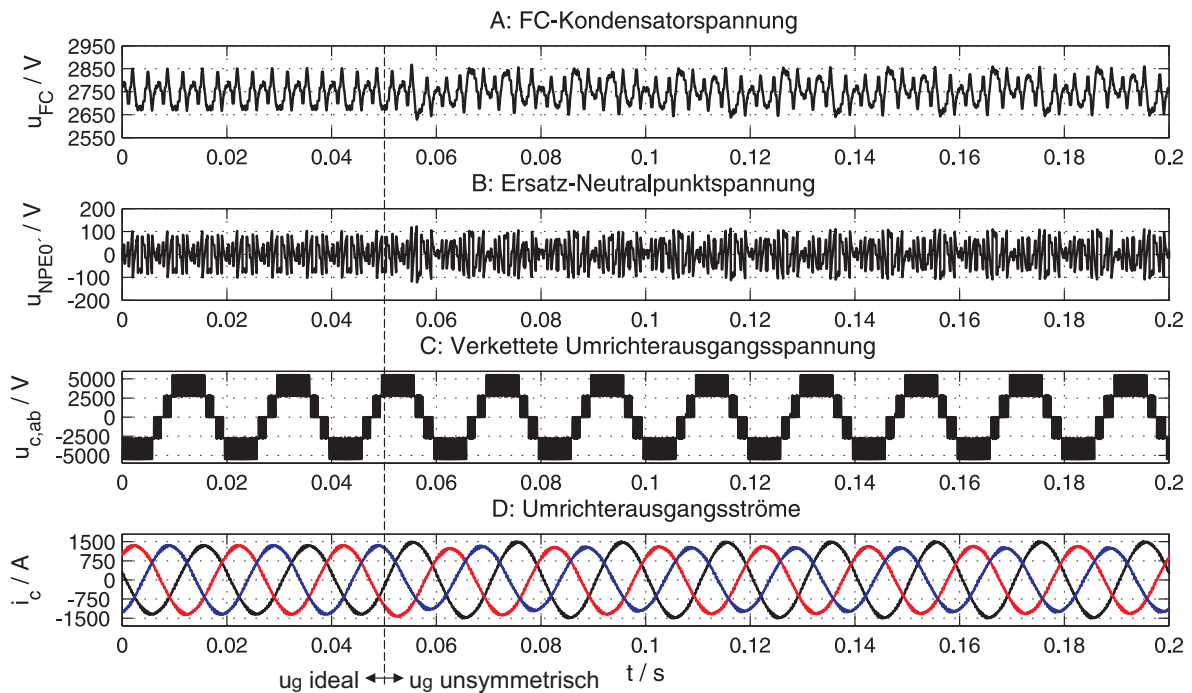


Abb. 5.17: Simulationsergebnisse: Ausbalancierung der NPE-Spannung des erweiterten 3L-NPC-Umrichters bei verlustlosem Schalten der Zusatzhalbrücke im Normalbetrieb unter den Randbedingungen einer WEA gemäß Anhang 10.3.2 für Betriebspunkt 3 bei Einfluss einer Unsymmetrie in der Netzspannung ($u'_{g,a} = u_{g,a}$, $u'_{g,b} = 0,95 \cdot u_{g,b}$, $u'_{g,c} = 1,05 \cdot u_{g,c}$)

5.4.2.3 Spannungsbalance bei Netzharmonischen

Neben Unsymmetrien können beim klassischen 3L-NPC-Umrichter Harmonische im Phasenstrom die Qualität der NP-Spannung beeinträchtigen, wie in Absatz 4.1.4.3 dargelegt wurde. Dabei können Harmonische 2., 4. und 8. Ordnung je nach Modulationsgrad sogar zu Instabilität führen. Der Anteil geradzahlgiger Harmonischer ist in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen im Vergleich zum Anteil an ungeradzahlgigen Harmonischen gering, da sie nur bei Halbwellenunsymmetrie auftreten, wie etwa in Folge schneller Laständerungen [125]. In Abbildung 5.18 sind die Simulationsergebnisse für den klassischen 3L-NPC-Umrichter bei erneut gleichen Randbedingungen für Betriebspunkt 3 und einer zweiten Harmonischen in der Netzspannung von 2% dargestellt. Dieser Wert orientiert sich an dem zulässigen Grenzwert für öffentliche Elektrizitätsversorgungsnetze gemäß [126]. Es zeigt sich, dass dieser Einfluss bereits ausreicht, um die Spannungen über den beiden ZK-Kondensatoren vollständig zum Divergieren zu bringen und somit für Instabilität zu sorgen. Gegenmaßnahmen seitens der Ansteuerung sind somit unerlässlich, erfordern jedoch zusätzliche Schaltverluste, um mit Hilfe der redundanten Schaltzustände der inneren Basis-RZs den NP-Strom zu beeinflussen.

Im Gegensatz dazu sorgt die Zusatzhalbbrücke des erweiterten Umrichters auch bei Einwirkung einer zweiten Harmonischen von 2 % in der Netzspannung bei ansonsten gleichen Randbedingungen für eine ausbalancierte NPE-Spannung, ohne dass zusätzliche Schaltverluste entstehen. Ähnlich wie bei Einwirkung von Unsymmetrien verändern lediglich die FC-Kondensatorspannung und somit auch die NPE-Spannung ein wenig ihre Form. Allerdings bleibt deren Schwankungsbreite annähernd bestehen.

Letztlich kann als Fazit gezogen werden, dass die Ausbalancierung der NPE-Spannung beim erweiterten Umrichter auch unter Einwirkung äußerer Einflüsse auf die Phasenströme ebenso greift wie unter idealen Bedingungen. Denn im Gegensatz zum klassischen 3L-NPC-Umrichter ist die Ausbalancierung der Spannung nicht ausschließlich von der Beschaffenheit des Phasenstroms abhängig, sondern es wird auf Basis der aktuell vorliegenden Messwerte entschieden, ob ein Laden oder Entladen des FC-Kondensators stattfinden muss. Dies ist als Vorteil zu werten.

5.4.3 Nutzen für die Reduzierung der Gesamtschaltverluste

Beim klassischen 3L-NPC-Umrichter geschieht die Ausbalancierung der NP-Spannung durch Ausnutzung der redundanten Schaltzustände der inneren Basis-RZs, wie in Absatz 4.1.4.3 erläutert wurde. Ein Wechsel zwischen diesen Schaltzuständen geschieht unter Voraussetzung einer Beibehaltung des verwendeten PWM-Verfahrens immer auf Kosten zusätzlicher Schaltverluste.

Der große Vorteil der Zusatzhalbbrücke des erweiterten 3L-NPC-Umrichters besteht darin, dass das Konkurrenzverhältnis zwischen der Spannungsbalance und der Reduzierung von Schaltverlusten als Optimierungsziel seitens des PWM-Verfahrens aufgebrochen wird. Eine gut ausbalancierte NPE-Spannung kann zu jeder Zeit durch Umschalten der Zusatzhalbbrücke zu Beginn einer Abtastperiode gewährleistet werden. Im Modulationsbereich $1,01 < M \leq 1,155$, in dem die Zusatzhalbbrücke verlustlos

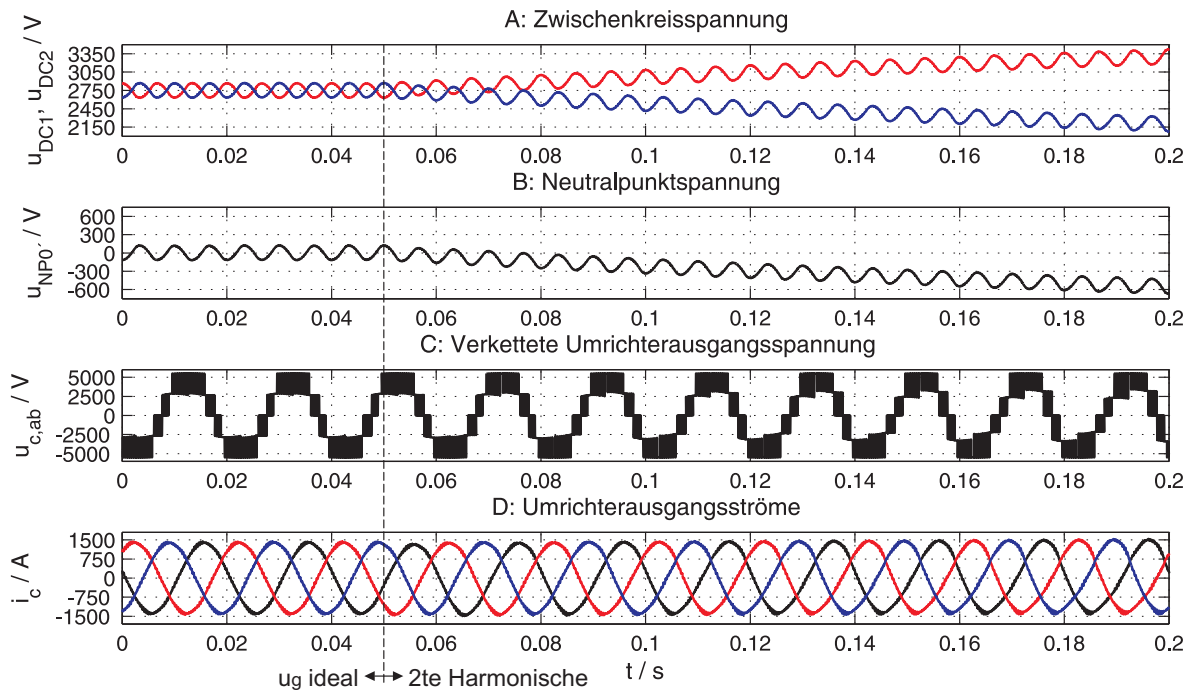


Abb. 5.18: Simulationsergebnisse: Ausbalancierung der ZK-Spannung des klassischen 3L-NPC-Umrichters unter den Randbedingungen einer WEA gemäß Anhang 10.3.2 für Betriebspunkt 3 bei Einfluss einer zweiten Harmonischen in der Netzspannung von 2 %

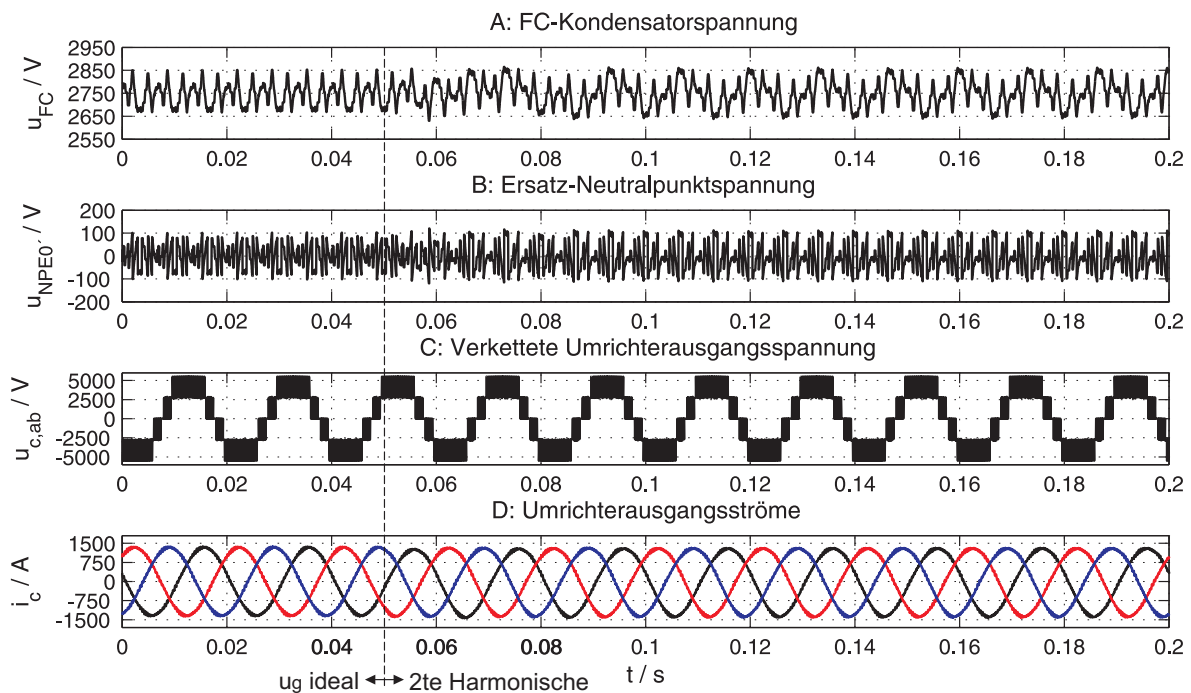


Abb. 5.19: Simulationsergebnisse: Ausbalancierung der NPE-Spannung des erweiterten 3L-NPC-Umrichters bei verlustlosem Schalten der Zusatzhalbbrücke im Normalbetrieb unter den Randbedingungen einer WEA gemäß Anhang 10.3.2 für Betriebspunkt 3 bei Einfluss einer zweiten Harmonischen in der Netzspannung von 2 %

geschaltet werden kann, ergibt sich im Vergleich zum klassischen 3L-NPC-Umrichter ein direkter Vorteil aufgrund reduzierter Gesamtschaltverluste. Wie bereits in Absatz 4.2.1.6 erläutert wurde, besteht sogar die Möglichkeit, diesen Vorteil noch auszuweiten. So können spezielle Modulationsverfahren, wie etwa in [123] vorgestellt, zum Einsatz kommen, die auf eine Reduzierung von Schaltverlusten abzielen, aber deren Anwendung beim klassischen 3L-NPC-Umrichter aufgrund des negativen Einflusses auf die NP-Spannungsbalance nicht denkbar wären.

5.4.4 Nutzen für die Aufteilung der Leistungsverluste

Auch wenn der 3L-NPC-Vollumrichter als vielversprechende Topologie für den Einsatz in WEAs mit hoher Anlagenleistung angesehen wird, wie in Absatz 2.1.1.2 begründet wurde, so weist er dennoch einen wesentlichen Nachteil auf. Gemäß der Ausführungen in Unterabschnitt 3.1.1 kommt es zu einer unsymmetrischen Aufteilung der Leistungsverluste zwischen den LHL-Bauelementen und somit zu einer höheren thermischen Belastung. Vor dem Hintergrund steigender Anforderungen an eine WEA seitens der Netzanschlussregeln, wie z.B. beim Durchfahren von Netzfehlern, ist es denkbar, dass diese Eigenschaft zukünftig die maximal mögliche Leistung, die Schaltfrequenz und letztlich auch die Zuverlässigkeit des Umrichters limitiert [63].

Eine Lösung der Problematik der unsymmetrischen Leistungsverluste bietet die Erweiterung des Umrichters auf eine 3L-ANPC-Topologie [21], wie bereits in Unterabschnitt 3.1.1 geschildert wurde, allerdings auf Kosten von zwölf zusätzlichen LHL-Ventilen für die Vollumrichtervariante. Die Problematik ließe sich jedoch auch mit Hilfe geeigneter Modulationsverfahren lösen [127]. Allerdings nutzen diese ebenfalls die Redundanz der Schaltzustände der inneren Basis-RZs [63], die bereits für die Ausbalancierung der NP-Spannung benötigt wird. Die 3L-FC-basierte Zusatzhalbbrücke würde diesen Konflikt beseitigen können, indem sie die Aufgabe der Spannungsbalance vollständig übernimmt, und somit den Einsatz dieser Verfahren möglich machen. Dabei benötigt die erweiterte Topologie mit 3L-FC-basierter Zusatzhalbbrücke und somit sechs zusätzlichen LHL-Ventilen im Vergleich zum klassischen 3L-NPC-Umrichter sechs Ventile weniger als die entsprechende 3L-ANPC-Topologie in der Vollumrichtervariante. Somit ist es denkbar, dass die Zusatzhalbbrücke, die ursprünglich mit dem Ziel einer höheren Zuverlässigkeit des Umrichters aus Redundanzgründen vorgesehen wurde, somit auch im Normalbetrieb indirekt einen Beitrag zu einer Verlängerung der Lebensdauer des Umrichters beisteuern kann. Denn sie ermöglicht die Anwendung von PWM-Verfahren, die eine symmetrische Aufteilung der Leistungsverluste und somit eine geringere thermische Belastung der LHL-Bauteile zum Ziel haben. Letztere kann wiederum zu einer längeren Lebensdauer der LHL-Bauteile führen, wie in Absatz 2.1.2.3 erläutert wurde.

5.4.5 Nutzen für die Reduzierung von Schaltharmonischen

In Bezug auf die Reduzierung von Schaltharmonischen bietet die erweiterte Umrichter-topologie keinerlei direkte Vorteile im Vergleich zum klassischen 3L-NPC-Umrichter.

Denn die generierten Umrichterausgangsspannungen sind letztlich das Resultat des verwendeten Modulationsverfahrens und die dafür erforderliche Genauigkeit hinsichtlich der Ausbalancierung des NP-Potentials wirkt sich wiederum auf die Schaltverluste aus. Selbst beim Einsatz eines fiktiv angenommenen Modulationsverfahrens, dessen Anwendung erst durch die Verwendung der Zusatzhalbbrücke ermöglicht wird und bei gleichen Schaltverlusten eine Senkung des Oberschwingungsgehalts herbeiführt, wäre kein Nutzen zu erzielen. Denn es ließe sich vor dem Hintergrund des Normalbetriebs des Umrichters zwar theoretisch der Filteraufwand minimieren und die Bauteildimensionierung der Filterelemente kostengünstiger gestalten. Es ist jedoch zu berücksichtigen, dass im Notbetrieb des erweiterten 3L-NPC-Umrichters mit Zusatzhalbbrücke, der dem Normalbetrieb eines klassischen 3L-NPC-Umrichters gleichkommt, ebenfalls die in den Netzanschlussregeln festgelegten Grenzen zulässiger Oberschwingungsströme nicht überschritten werden dürfen. Das Filter müsste daher trotzdem für den Notbetrieb ausgelegt werden, in dem das fiktiv angenommene Modulationsverfahren nicht mehr verwendet werden kann.

5.4.6 Nutzen für die Bauteildimensionierung

Wie bereits im vorangegangenen Unterabschnitt begründet wurde, ergeben sich hinsichtlich der Auslegung der Filterelemente keinerlei Vorteile durch die Verwendung der Zusatzhalbbrücke. Genauso verhält es sich mit der Dimensionierung der eigentlichen Umrichterkomponenten. Bei den ZK-Kondensatoren und den Leistungshalbleitern wäre vor dem Hintergrund einer geringeren Spannungsschwankungsbreite des NPE-Potentials beim erweiterten Umrichter im Vergleich zum NP-Potential des klassischen Umrichters theoretisch eine Kosteneinsparung durch Reduzierung der Spannungsfestigkeit möglich. Allerdings gilt auch hier, dass der Umrichter ebenso für den Notbetrieb ausgelegt sein muss. Somit müssen alle beteiligten Komponenten in gleicher Weise wie beim klassischen 3L-NPC-Umrichter dimensioniert werden.

5.5 Zusammenfassung des Kapitels

In diesem Kapitel wurde das in Kapitel 4 entwickelte Verfahren zur Ansteuerung der Zusatzhalbbrücke der in Kapitel 3 herausgearbeiteten Umrichtertopologie untersucht. Dabei wurde zunächst die grundsätzliche Bedeutung von Modulationsverfahren, Modulationsgrad und Abtastmethode theoretisch analysiert und experimentell validiert. Anschließend wurden Messergebnisse hinsichtlich der Ausbalancierung der Ersatz-Neutralpunktspannung präsentiert und ausgewertet. Danach wurden Aufwand und Hindernisse bei der technischen Umsetzung dargelegt. Zuletzt wurde der Nutzen vor dem Hintergrund des Anwendungsfalls einer WEA unter den gegebenen Randbedingungen theoretisch und simulativ untersucht und im Hinblick auf Leistungsverluste, Schaltharmonische und Bauteildimensionierung bewertet.

Nachfolgend werden die wichtigsten Erkenntnisse aus den Untersuchungen zusammengefasst. Ohne Berücksichtigung spezieller Randbedingungen können folgende verallgemeinerte Aussagen getroffen werden:

- Beim klassischen 3L-NPC-Umrichter erfolgt die Ausbalancierung der NP-Spannung durch Ausnutzung der Redundanz der Schaltzustände der inneren Basis-RZs auf Kosten zusätzlicher Schaltverluste. Gelingt beim erweitertem Umrichter das Schalten der Zusatzhalbbrücke zur Ausbalancierung der NPE-Spannung verlustlos, so ist die Zusatzhalbbrücke für den Normalbetrieb aufgrund geringerer Gesamtschaltverluste bereits von Nutzen.
- Ob ein Umschaltvorgang der Zusatzhalbbrücke zu Beginn einer Abtastperiode verlustlos erfolgen kann, hängt vom geschalteten Basis-RZ-Typ in den Basishalbbrücken und somit von Modulationsverfahren, Modulationsgrad und Abtastmethode ab. Generell ist ein Umschalten jedoch immer möglich, wenn auch auf Kosten zusätzlicher Schaltverluste.
- Bei Anwendung eines kontinuierlichen Modulationsverfahrens ist ein verlustloses Schalten ausschließlich im Modulationsbereich $0 < M \leq 0,577$ zu erreichen. Dies setzt jedoch voraus, dass das innere Hexagon des RZ-Diagramms des 3L-Umrichters wie das RZ-Diagramm eines 2L-Umrichters behandelt wird.
- Im Gegensatz dazu bietet jedes diskontinuierliche Modulationsverfahren die Möglichkeit zum verlustlosen Schalten in einem bestimmten Modulationsbereich, der abhängig von der Art des Abtastverfahrens ist. Unter Voraussetzung der Verwendung von ARS als die vorteilhafte Abtastmethode gilt dies für die 30° -DPWM im Modulationsbereich $0 < M \leq 0,644$, für die 3L- 60° -DPWM im Bereich $0,644 < M \leq 1,155$ und für die übrigen Verfahren im gesamten Modulationsbereich.
- Die 2L- 60° -DPWM erweist sich dabei als das einzige diskontinuierliche Verfahren, welches über den gesamten Modulationsbereich hinweg den jeweils höchsten Anteil möglicher verlustloser Umschaltzeitpunkte bietet. Dieser beläuft sich im Bereich $0 < M \leq 0,577$ auf 50 % und steigt im Bereich $0,644 < M \leq 1,155$ von Null auf ebenfalls 50 % an.
- Im Bereich des Überganges vom inneren ins äußere Hexagon des RZ-Diagramms ist der Anteil möglicher verlustloser Umschaltzeitpunkte bei allen diskontinuierlichen Verfahren am geringsten. Bei einem Modulationsgrad von $M = 0,644$ liegt dieser sogar bei Null.
- Der Aufwand für die technische Umsetzung des Ansteuerverfahrens ist aufgrund der Anzahl an erforderlichen Messgrößen und der Komplexität des Algorithmus als hoch einzuschätzen. Besondere Hindernisse stellen die Messung und Verarbeitung des NPE-Stroms sowie die Realisierung des Umschaltvorganges innerhalb eines möglichst kurzen Zeitraumes in der Größenordnung weniger Prozent einer Abtastperiode nach deren Beginn dar.

Vor dem Hintergrund des vorliegenden Anwendungsfalls einer WEA unter Berücksichtigung der weiteren Randbedingungen konnten weiterhin folgende Erkenntnisse gewonnen werden:

- Im Hinblick auf das Bestreben, die Zusatzhalbbrücke verlustlos zu schalten, stellt die netzseitige Ansteuerung des Umrichters aufgrund eingeschränkter Freiheitsgrade hinsichtlich Modulationsbereich und Modulationsverfahren den Worst-Case dar.
- Dabei erweist sich die Verwendung der 3L-RZM im Modulationsbereich $0,8 \leq M \leq 1,01$ aufgrund der Minimierung des WTHD-Wertes bei annähernd gleichen Schaltverlusten zwischen den Verfahren als sinnvoll. Sie ermöglicht zu keinem Zeitpunkt ein verlustloses Umschalten der Zusatzhalbbrücke.
- Im Modulationsbereich $1,01 < M \leq 1,155$ hingegen erweist sich aus gleichen Gründen die Verwendung der 2L-60°-DPWM als sinnvoll, die in diesem Bereich zu Beginn von mindestens 40 % aller Abtastperioden einen Zeitpunkt zum verlustlosen Umschalten der Zusatzhalbbrücke bietet.
- Ein weiterer Vorteil der Zusatzhalbbrücke besteht darin, dass die Ausbalancierung der NPE-Spannung beim erweiterten Umrichter im Vergleich zur Ausbalancierung der NP-Spannung beim klassischen 3L-NPC-Umrichter unempfindlicher auf Unsymmetrien und Oberschwingungen seitens der Netzspannung reagiert, da sie einzig auf Basis der Messwerte von FC-Kondensatorspannung und Phasenströmen erfolgt.
- Die Zusatzhalbbrücke bietet den weiteren Vorteil, dass die beim 3L-NPC-Umrichter immer vorliegende Konkurrenzsituation zwischen der Aufgabe der Spannungsbalance und weiteren Optimierungszielen, die ebenfalls auf eine Ausnutzung der Redundanz der Schaltzustände der inneren Basis-RZs angewiesen sind, aufgebrochen wird. Dadurch ergeben sich außerdem neue Möglichkeiten für den Einsatz von Modulationsverfahren, die beim klassischen 3L-NPC-Umrichter aufgrund des negativen Einflusses auf die NP-Spannung nicht denkbar wären, im Rahmen dieser Arbeit jedoch nicht näher betrachtet werden können.
- Eine Ausnutzung dieses Vorteils ist insbesondere hinsichtlich der Reduzierung der Schaltverluste [123] und einer Vergleichmäßigung der Aufteilung der Verluste auf die LHL-Bauelemente [127] möglich. Aufgrund der damit verbundenen geringeren thermischen Belastung der LHL-Bauelemente ist auf diese Weise sogar eine Erhöhung der Lebensdauer des Umrichters denkbar.
- Im Hinblick auf die Minimierung von Schaltharmonischen oder die Bauteildimensionierung bietet die Zusatzhalbbrücke jedoch keinerlei Vorteile. Denn hierbei muss berücksichtigt werden, dass der erweiterte Umrichter auch im Notbetrieb, der dem eines klassischen 3L-NPC-Umrichters gleichkommt, in der Lage sein muss, die in den Netzanschlussregeln geforderten Grenzwerte zulässiger Oberschwingungsströme einzuhalten und den elektrischen Belastungen standzuhalten.

6 Fehlerdetektion und Rekonfiguration

In Kapitel 3 wurden zwei fehlertolerante Vollumrichtertopologien auf Basis der 3L-NPC-Struktur herausgearbeitet, die sich zum Zwecke der Erhöhung der Zuverlässigkeit für den vorliegenden Anwendungsfall am geeignetsten erweisen. Dies waren zum einen die Topologie mit einer zusätzlichen klassischen 3L-NPC-Halbbrücke (Top. XIV-XIV) und zum anderen die Topologie mit einer zusätzlichen 3L-FC-basierten Halbbrücke (Top. XVI-XVI). Auf die generelle Funktionsweise sowie auf die Ansteuerung der Umrichter im Normal- und Notbetrieb wurde bereits detailliert eingegangen. Der Umschaltvorgang zwischen dem Normal- und Notbetrieb wurde bislang jedoch nur grob beschrieben. Das Ziel dieses Kapitels liegt darin, den Vorgang der Rekonfiguration für beide Umrichtertopologien im Detail darzustellen und die weiteren Erfordernisse für den Umschaltvorgang darzulegen.

Dazu startet Abschnitt 6.1 mit einer Analyse und Unterteilung der möglichen Fehlerarten beider Umrichtertopologien nach Auswirkung. Anschließend widmet sich Abschnitt 6.2 der Detektion und Diagnose von Ventilfehlern, wobei zwischen Fehlern in den Basishalbbrücken und Fehlern in der Zusatzhalbbrücke unterschieden wird. Abschnitt 6.3 zeigt in Abhängigkeit von der Fehlerkategorie die erforderliche Prozedur für den Rekonfigurationsvorgang auf. Abschließend werden die wichtigsten Erkenntnisse in Abschnitt 6.4 zusammengefasst.

6.1 Fehlerbetrachtung

Innerhalb der beiden Umrichtertopologien ist zwischen Fehlern in äußeren und inneren Ventilen der Basishalbbrücken und der Zusatzhalbbrücke zu unterscheiden, wobei jeweils KS- und LL-Fehler möglich sind. Wie bereits in Absatz 3.3.3.6 dargelegt wurde, können sämtliche Fehler ohne Leistungseinbußen toleriert werden. Bei jedem Fehler in einem aktiv beteiligten Ventil findet zwangsläufig zunächst eine Strukturumschaltung des Umrichters statt, die sich je nach Art des Fehlers unterscheidet. Die Auswirkungen hinsichtlich der Gefahr von Folgeschäden und die erforderliche Prozedur zur Durchführung eines Rekonfigurationsvorganges sind daher ebenfalls verschieden.

Tabelle 6.1 fasst für Topologie XIV-XIV zusammen, wie groß die Gefahr von Folgeschäden einzuschätzen ist, sofern keine Maßnahmen zur Fehlerbehandlung getroffen werden, und wie die Fehlerbehandlung gemäß Kategorisierung in Tabelle 6.7 aussehen muss. Dabei sind zur Vollständigkeit auch denkbare Fehler in der Zusatzhalbbrücke aufgelistet, obwohl dies lediglich eine theoretische Betrachtung ist, da die Zusatzhalbbrücke aufgrund ihrer passiven Redundanz für den Normalbetrieb keine Bedeutung hat.

Ventil	Fehlerart	tolerabel	Gefahr von Folgeschäden (ohne Fehlerbehandlung)	Kategorie der Fehlerbehandlung (siehe Tabelle 6.7)
$S_{x1,4}$	KS	ja	groß	14A
$S_{x1,4}$	LL	ja	groß	14B
$S_{x2,3}$	KS	ja	groß	14A
$S_{x2,3}$	LL	ja	groß	14B
$S_{1,4}$	KS	ja	keine	keine
$S_{1,4}$	LL	ja	keine	keine
$S_{2,3}$	KS	ja	keine	keine
$S_{2,3}$	LL	ja	keine	keine

Tab. 6.1: Bewertung der möglichen Fehlerarten von Topologie XIV-XIV nach Auswirkung und Klassifizierung nach Fehlerbehandlung gemäß Tabelle 6.7

Ventil	Fehlerart	tolerabel	Gefahr von Folgeschäden (ohne Fehlerbehandlung)	Kategorie der Fehlerbehandlung (siehe Tabelle 6.7)
$S_{x1,4}$	KS	ja	groß	16A
$S_{x1,4}$	LL	ja	gering	16B
$S_{x2,3}$	KS	ja	groß	16A
$S_{x2,3}$	LL	ja	gering	16B
$S_{1,4}$	KS	ja	groß	16C
$S_{1,4}$	LL	ja	groß	16C
$S_{2,3}$	KS	ja	groß	16C
$S_{2,3}$	LL	ja	groß	16C
$S_{5,6}$	KS	ja	gering	16C
$S_{5,6}$	LL	ja	groß	16C

Tab. 6.2: Bewertung der möglichen Fehlerarten von Topologie XVI-XVI nach Auswirkung und Klassifizierung nach Fehlerbehandlung gemäß Tabelle 6.7

Ein einzelner Fehler innerhalb der Zusatzhalbbrücke hätte weiterhin auch keine Strukturumschaltung zur Folge, so dass auf eine Fehlerisolierung verzichtet werden kann. Innerhalb der Basishalbbrücken geht insbesondere von KS-Fehlern eine hohe Gefahr von Folgeschäden aus. Denn je nach Szenario mit zwei geschlossenen Ventilen und einem im KS befindlichen Ventil würde sich über dem oberen oder unteren ZK-Kondensator ein KS-Pfad ausbilden [81]. Aufgrund der in Absatz 3.3.3.1 beschriebenen möglichen Vorgänge kann es jedoch auch beim Sperren aller Ventile nach erfolgter Fehlerdetektion zu Folgeschäden in der gleichen Halbbrücke kommen, weshalb eine Fehlerisolierung erforderlich ist. Die Gefahr von Folgeschäden bei LL-Fehlern wird ebenfalls als hoch eingestuft, weil es zu einer unsymmetrischen Aufteilung der ZK-Spannung über den beiden ZK-Kondensatoren und somit zu inakzeptabel hohen Spannungsbelastungen an den Bauteilen kommen kann [81].

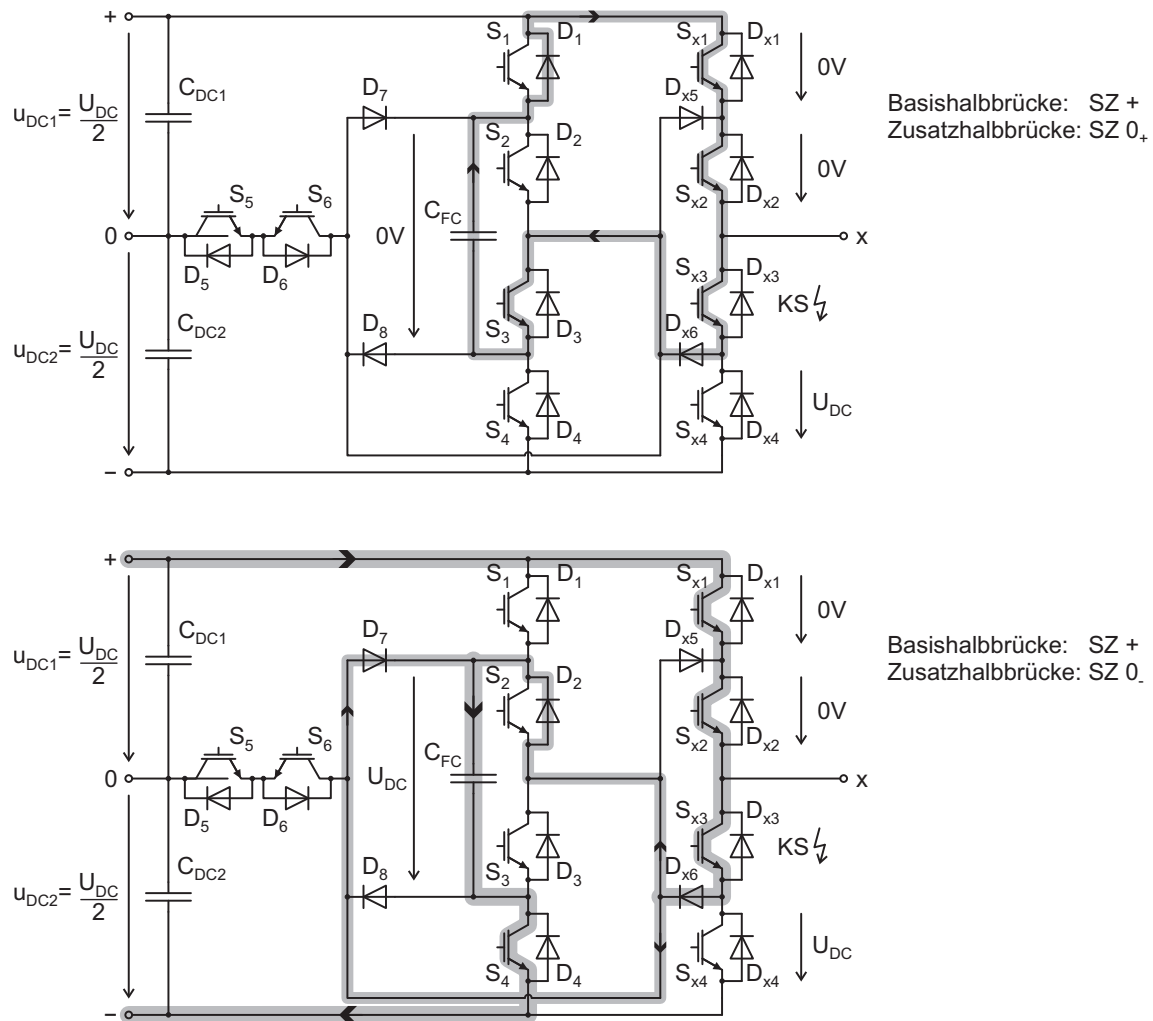


Abb. 6.1: Entstehende Strompfade aufgrund eines KS-Fehlers eines Ventils in einer Basishalbbrücke in Abhängigkeit vom Schaltzustand der Zusatzhalbbrücke

In gleicher Form fasst Tabelle 6.2 Auswirkungen und Klassifizierung von Fehlern in Topologie XVI-XVI zusammen. Im Vergleich zu Topologie XIV-XIV gibt es hinsichtlich der Basishalbbrücken drei wesentliche Unterschiede. Erstens bildet sich der KS-Pfad im Falle eines KS-Fehlers nicht über den ZK-Kondensatoren aus, sondern über der Zusatzhalbbrücke. Je nach Schaltzustand der Zusatzhalbbrücke wird der FC-Kondensator entweder sprunghaft entladen oder die volle ZK-Spannung angelegt. Abbildung 6.1 verdeutlicht dies beispielhaft anhand eines vorliegenden SZs + in einer der Basishalbbrücken. Zweitens können LL-Fehler nicht zu Überspannungen in Folge einer unsymmetrischen Aufteilung der ZK-Spannung über den ZK-Kondensatoren führen, weil die Zusatzhalbbrücke die Ausbalancierung übernimmt. Drittens würde jedoch die Gefahr von Überspannungen an einzelnen Ventilen der Basishalbbrücken in dem Fall bestehen, wenn ein LL-Fehler in einem Ventil der Basishalbbrücken dazu führt, dass trotz eines geschalteten Null-RZs oder äußeren RZs zu Anfang einer Abtastperiode kein NPE-Strom von Null vorliegt. Würde nämlich in diesem Fall das Prozedere zum verlustlosen Umschalten der Zusatzhalbbrücke gemäß Absatz 4.2.1.3 durchgeführt werden, dann würde das in Absatz 4.2.1.2 dargelegte Szenario eintreten. Diese Gefahr wird jedoch

durch die Messung und Auswertung des NPE-Stroms im Rahmen des Ansteuerverfahrens der Zusatzhalbbrücke gemäß Abbildung 4.11 gebannt. Es sei angemerkt, dass diese Schutzmaßnahme in Tabelle 6.2 auch zu dem Aspekt Fehlerbehandlung gezählt werden kann, so dass die Gefahr von Folgeschäden auch als groß eingeschätzt werden kann. Da die Schutzmaßnahme jedoch bereits als Teil des Ansteuerverfahrens vorausgesetzt wird, wird die Gefahr von Folgeschäden ohne Fehlerbehandlung im Sinne von zusätzlichen Maßnahmen als gering eingestuft.

Die 3L-FC-basierte Zusatzhalbbrücke weist aktive Redundanz auf, so dass jeder Fehler eine Strukturänderung innerhalb der Topologie zur Folge hat. Bei einem KS-Fehler in einem der äußeren Ventile der Zusatzhalbbrücke wird der FC-Kondensator schlagartig der vollen ZK-Spannung ausgesetzt. Bei einem KS-Fehler in einem der inneren Ventile der Zusatzhalbbrücke wird der FC-Kondensator sprungartig entladen. In beiden Fällen kann es durch den entstehenden hohen KS-Strom zu Folgeschäden kommen. Weiterhin ist die Gefahr groß, dass es wie bei den 3L-NPC-Halbbrücken aufgrund von Überspannung über dem verbleibenden geöffneten Ventil zu Folgeschäden kommt. Darüber hinaus sind sogar Folgeschäden im gesamten Umrichter möglich, da eine fehlerhafte Zusatzhalbbrücke keine ausbalancierte Ersatz-Neutralpunktspannung mehr gewährleisten kann und somit Überspannungen an einzelnen Ventilen der Basishalbbrücken die Folge sein können. Gleiches gilt für LL-Fehler in der 3L-FC-basierten Zusatzhalbbrücke.

Ein LL-Fehler seitens eines der beiden Hilfsventile hätte nur für das Umschalten der Zusatzhalbbrücke bei einem NPE-Strom ungleich Null Konsequenzen. Dann könnte das in Absatz 4.2.1.4 beschriebene Verfahren zur Vermeidung von Überspannungen durch Bereitstellung eines Freilaufpfades nicht greifen und Ventile in den Basishalbbrücken könnten aufgrund von Überspannungen Schaden nehmen. Ein KS-Fehler seitens eines der beiden Hilfsventile hätte zur Folge, dass am FC-Kondensator schlagartig die Spannung des oberen oder unteren ZK-Kondensators anliegt. Die dadurch kurzzeitig entstehenden hohen Ströme könnten zwar zu Folgeschäden innerhalb der Zusatzhalbbrücke führen. Da die Spannung am FC-Kondensator jedoch innerhalb eines vorgegebenen Toleranzbandes ausbalanciert sein sollte und somit nahezu denen über den beiden ZK-Kondensatoren gleicht, wird die Gefahr für Folgeschäden lediglich als gering eingestuft.

6.2 Detektion und Diagnose von Ventilfehlern

Die Detektion und Diagnose von Ventilfehlern ist eine Grundvoraussetzung, um die Eigenschaft der Fehlertoleranz der beiden betrachteten Umrichtertopologien überhaupt erst ausnutzen zu können. Dabei muss im vorliegenden Fall im Rahmen der Fehlerdiagnose geklärt werden, in welchem Ventil ein Fehler aufgetreten ist und welche Art von Fehler aufgetreten ist, um einen entsprechenden Rekonfigurationsvorgang inklusive Fehlerisolierung vornehmen zu können. Im Folgenden wird unterschieden zwischen Ventilfehlern in den Basishalbbrücken und Ventilfehlern in der Zusatzhalbbrücke.

6.2.1 Ventilfehler in den Basishalbbrücken

Die Strategie in diesem Unterabschnitt besteht darin, die grundsätzliche Übertragbarkeit der Fehlerdetektions- und Diagnoseverfahren des klassischen 3L-NPC-Umrichters auf die Basishalbbrücken der beiden erweiterten Topologien zu begründen. Daher wird zunächst mit einem kurzen Literaturüberblick gestartet.

Die Detektion von KS-Fehlern in LHL-Ventilen in Verbindung mit einer schnellen kontrollierten Abschaltung gehört bereits seit mehr als zehn Jahren zu den standardmäßigen Schutzmechanismen moderner zweistufiger Umrichter [128]. Derartige Schutzmaßnahmen gehören inzwischen ebenfalls beim 3L-NPC-Umrichter zu den Standardfunktionen [81], [129]. Die übliche Methode zur Detektion eines KS-Fehlers besteht dabei in der Detektion eines Überstroms in der betroffenen Halbbrücke mit Hilfe der Gate-Treiber der intakten Ventile [81]. Mit dem Wissen um den aktuellen Schaltzustand in der betroffenen Halbbrücke und mit Hilfe des sich ausbildenden KS-Pfades lässt sich weiterhin das defekte Ventil lokalisieren [81]. Zur Detektion und Diagnose von LL-Fehlern in zweistufigen Umrichtern existiert eine Vielzahl von Verfahren [130]. Eine zuverlässige Methode stellt der Vergleich der Gate-Signale mit der Spannung über dem entsprechenden Ventil dar, der in [78] und [131] auf den 3L-NPC-Umrichter angewendet wird. Als Nachteil ist lediglich der zusätzliche Hardware-Aufwand pro Ventil zu sehen, der insbesondere bei Multi-Level-Umrichtern ins Gewicht fällt. Daher wurden weitere Verfahren auf Basis einer Auswertung charakteristischer Merkmale von Größen im Zeit- oder Frequenzbereich entwickelt, die sich hinsichtlich Anwendungsfall, Hardware-Aufwand, erforderlicher Rechenleistung, Detektionszeit und Anfälligkeit gegenüber Fehlauflösung unterscheiden. Hier sind insbesondere die Verfahren aus [132], [133], [134], [135], [81] und [129] zu nennen, die auch mit dem 3L-NPC-Umrichter in Verbindung gebracht werden. Weiterhin existieren Methoden auf Basis von Fuzzy-Logik [136] oder Neuronalen Netzen [137]. Eine detaillierte Betrachtung aller denkbaren Verfahren zur Fehlerdetektion und -diagnose des klassischen Umrichters in Verbindung mit der Fragestellung, welche dieser Verfahren für den vorliegenden Anwendungsfall am vielversprechendsten erscheint, würde den Rahmen dieser Arbeit übersteigen. Losgelöst von dieser Thematik wird daher im Folgenden lediglich begründet, weshalb die grundsätzliche Übertragbarkeit dieser Verfahren auf die erweiterten Topologien grundsätzlich möglich erscheint.

Bei Topologie XIV-XIV ist die Zusatzhalbbrücke passiv redundant. Unter der Voraussetzung, dass sich die Ventile der Zusatzhalbbrücke im gesperrten Zustand befinden, hat sie keinerlei Auswirkungen auf den Normalbetrieb. Die resultierende Topologie im Normalbetrieb entspricht daher exakt der Topologie des klassischen 3L-NPC-Umrichters. Alle Verfahren zur Detektion und Diagnose von Ventilfehlern des klassischen 3L-NPC-Umrichters können daher ohne Einschränkung auf die Topologie XIV-XIV übertragen werden.

Topologie XVI-XVI weist im Vergleich zum klassischen Umrichter den Unterschied auf, dass sich im Falle eines KS-Fehlers innerhalb der Basishalbbrücken kein KS-Pfad über den ZK-Kondensatoren, sondern über dem FC-Kondensator ausbildet, wie in Abbildung 6.1 dargestellt. Da die üblichen Verfahren zur Detektion von KS-Fehlern beim 3L-NPC-Umrichter aber überwiegend auf einer Überstromerkennung mit Hilfe

SZ	Fehlermerkmal	Fehlerart
0 ₊	i_{NPE} nie positiv, u_{FC} steigt nie an	LL-Fehler in S_1
0 ₊	i_{NPE} nie negativ, u_{FC} sinkt nie ab	LL-Fehler in S_3
0 ₋	i_{NPE} nie positiv, u_{FC} sinkt nie ab	LL-Fehler in S_2
0 ₋	i_{NPE} nie negativ, u_{FC} steigt nie an	LL-Fehler in S_4

Tab. 6.3: Fehlerdetektion für LL-Fehler in der Zusatzhalbbrücke des erweiterten 3L-NPC-Umrichters (Top. XVI-XVI)

S_5	S_6	Fehlermerkmal	Fehlerart
1	0	$i_{NPE} > 0$, U_{DC} über S_{x1} für $SZ_x = 0$ ($x \in \{a, b, c\}$)	LL-Fehler in S_5
0	1	$i_{NPE} < 0$ U_{DC} über S_{x4} für $SZ_x = 0$ ($x \in \{a, b, c\}$)	LL-Fehler in S_6

Tab. 6.4: Fehlerdetektion für LL-Fehler in den Hilfsventilen der Zusatzhalbbrücke des erweiterten 3L-NPC-Umrichters (Top. XVI-XVI)

der Gate-Treiber der intakten geschlossenen Ventile basiert [81], können derartige Verfahren ebenfalls bei dieser Topologie zur Anwendung kommen. Als weiterer Unterschied ist zu nennen, dass Überspannungen aufgrund einer unsymmetrischen Aufteilung der ZK-Spannung über den ZK-Kondensatoren nicht in Folge eines LL-Fehlers innerhalb der Basishalbbrücken eintreten können, weil die Zusatzhalbbrücke die Ausbalancierung übernimmt. Somit begrenzt dieser Aspekt nicht die maximal zulässige Detektionsdauer eines LL-Fehlers, wie es beim klassischen 3L-NPC-Umrichter der Fall ist [81]. Dies ist als weiterer Vorteil dieser Topologie zu werten. Weiterhin ist die Gefahr von Überspannungen bei einem Umschaltprozedere für einen NPE-Strom von Null trotz Vorliegens eines NPE-Stroms in Folge eines LL-Fehlers in einem Ventil der Basishalbbrücken durch Messung und Auswertung des NPE-Stroms gebannt. In Bezug auf LL-Fehler erscheint also die grundsätzliche Übertragbarkeit der Verfahren des klassischen Umrichters auf Topologie XVI-XVI gegeben. Inwieweit jedoch charakteristische Merkmale von Größen im Zeit- oder Frequenzbereich, die als Indikatoren für die Verfahren dienen, verändert werden und welchen Einfluss das auf die Anwendbarkeit der Verfahren hat, kann im Rahmen dieser Arbeit nicht geklärt werden.

6.2.2 Leerlauf-Ventilfehler in der Zusatzhalbbrücke

Wie in Abschnitt 6.1 dargelegt wurde, sind im Normalbetrieb Ventilfehler seitens der Zusatzhalbbrücke lediglich bei Topologie XVI-XVI von Bedeutung. Im Gegensatz zu den Basishalbbrücken wird die Gefahr von Folgeschäden durch LL-Fehler in der Zusatzhalbbrücke aus genannten Gründen als groß eingeschätzt.

Ein LL-Fehler in einem der vier Ventile der Zusatzhalbbrücke wird sich dadurch äußern, dass in einem der beiden Schaltzustände entweder ein Lade- oder ein Entladevorgang

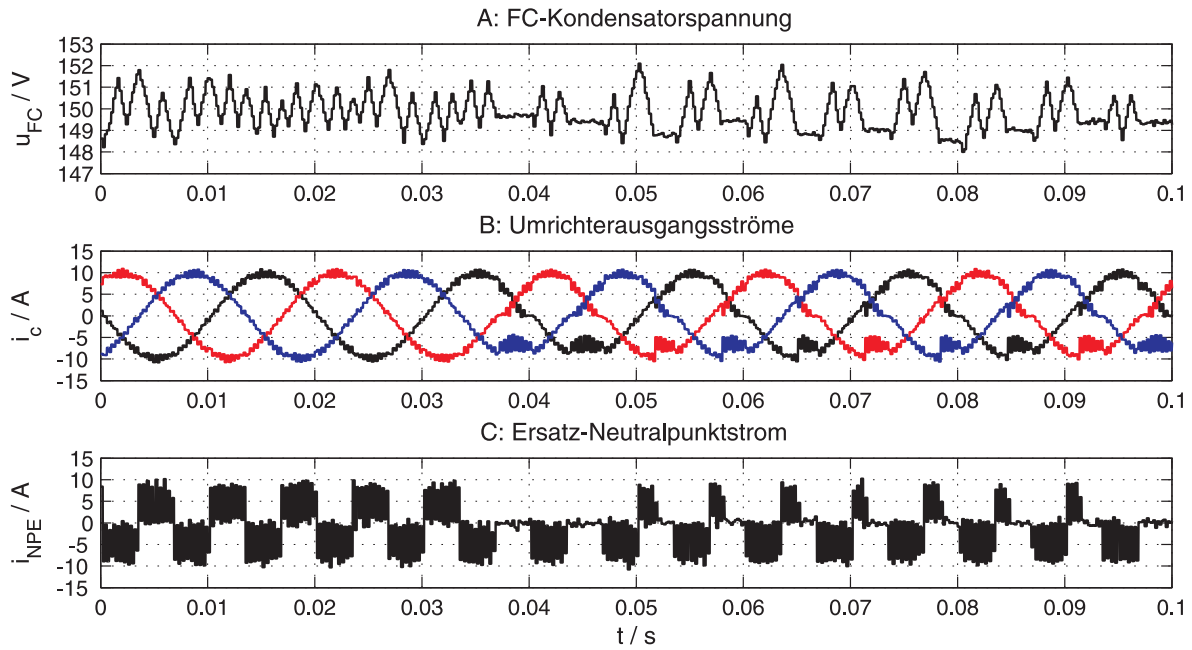


Abb. 6.2: Messergebnisse: Zeitverläufe des erweiterten 3L-NPC-Umrichters (Top. XVI-XVI) bei verlustlosem Schalten der Zusatzhalbbrücke im Normalbetrieb bei Auftreten eines LL-Fehlers (bei ca. $t = 35 \text{ ms}$) in Ventil S_1 der Zusatzhalbbrücke (Parameter: $U_{DC} = 300 \text{ V}$, $C_{DC} = C_{FC} = 1650 \mu\text{F}$, $R_l = 15 \Omega$, $L_l = 1,5 \text{ mH}$, 2L-60°-DPWM, ARS, $f_c/f_1 = 51$, $M = 1$)

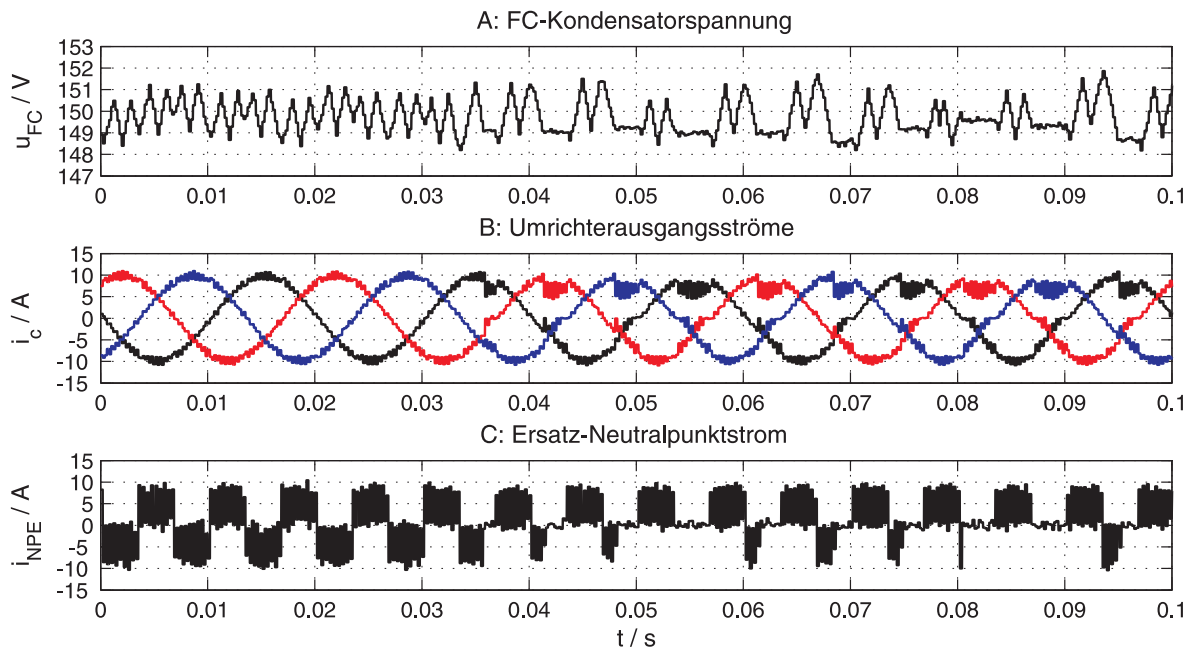


Abb. 6.3: Messergebnisse: Zeitverläufe des erweiterten 3L-NPC-Umrichters (Top. XVI-XVI) bei verlustlosem Schalten der Zusatzhalbbrücke im Normalbetrieb bei Auftreten eines LL-Fehlers (bei ca. $t = 35 \text{ ms}$) in Ventil S_4 der Zusatzhalbbrücke (Parameter: $U_{DC} = 300 \text{ V}$, $C_{DC} = C_{FC} = 1650 \mu\text{F}$, $R_l = 15 \Omega$, $L_l = 1,5 \text{ mH}$, 2L-60°-DPWM, ARS, $f_c/f_1 = 51$, $M = 1$)

nicht mehr möglich ist, da der Strompfad unterbrochen ist. Der LL-Fehler lässt sich dementsprechend durch Auswertung der Spannung über dem FC-Kondensator und des NPE-Stroms gemäß Tabelle 6.3 detektieren und lokalisieren.

In den Abbildungen 6.2 und 6.3 sind Messergebnisse zu den Zeitverläufen von FC-Kondensatorspannung, Umrichterausgangsströmen und NPE-Strom bei verlustlosem Schalten der Zusatzhalbbrücke dargestellt für den Fall, dass in Ventil S_1 bzw. S_4 der Zusatzhalbbrücke ein LL-Fehler auftritt. Die LL-Fehler wurden hardwareseitig mit Hilfe der in Anhang 10.4.3 beschriebenen Fehlerauslöseplatine emuliert. Für den LL-Fehler in Ventil S_1 wird deutlich, dass der NPE-Strom bei negativem Vorzeichen keine Einschränkungen erfährt. Im positiven Bereich hingegen hängt es vom Schaltzustand der Zusatzhalbbrücke ab, ob der NPE-Strom Null ist oder einen positiven Wert annehmen kann. In den Zeitbereichen, in denen der NPE-Strom Null ist, lassen sich die negativen Auswirkungen auf die Qualität der Ausgangsströme des Umrichters feststellen. Diese werden dadurch hervorgerufen, dass in den Basishalbbrücken, in denen SZ 0 geschaltet ist, kein positiver Phasenstrom fließen kann. Weiterhin ist zu beobachten, dass die Kondensatorspannung in diesen Bereichen ebenfalls konstant bleibt, da aufgrund des unterbrochenen Stromflusses auch kein Laden oder Entladen des FC-Kondensators stattfinden kann. Auffällig ist diesbezüglich, dass die Bereiche konstanter FC-Kondensatorspannung im negativen Bereich liegen, da das Ansteuerverfahren von intakten Ventilen ausgeht, die auch im SZ 0_+ ein Laden des FC-Kondensators gewährleisten können. Im Unterschied zum LL-Fehler in Ventil S_1 kann im Falle eines LL-Fehlers in Ventil S_4 ein Ladevorgang des FC-Kondensators nicht im SZ 0_- der Zusatzhalbbrücke erfolgen, da dann ein negativer NPE-Strom ausgeschlossen ist.

In beiden vorliegenden Fällen ist das Ansteuerverfahren zwar noch in der Lage, eine ausbalancierte FC-Kondensatorspannung trotz LL-Fehlers in der Zusatzhalbbrücke bereitzustellen. Dies kann jedoch nicht grundsätzlich vorausgesetzt werden. Aufgrund der eingeschränkten Möglichkeit, den Ladezustand des FC-Kondensators mit Hilfe des NPE-Stroms gezielt zu beeinflussen, ist es auch möglich, dass sich ein Ersatz-NP-Potential ausprägt, welches in unzulässiger Höhe vom bereitzustellenden Sollpotential abweicht. Sofern der Fehler nicht bereits durch Feststellung des in Tabelle 6.3 beschriebenen Fehlermerkmals detektiert werden kann, lässt sich weiterhin auch ein Toleranzband für die FC-Kondensatorspannung vorgeben, bei dessen Überschreiten spätestens ein Fehler gemeldet und der Normalbetrieb eingestellt wird.

Ein LL-Fehler in einem der beiden Hilfsventile der Zusatzhalbbrücke würde dazu führen, dass beim Umschalten der Zusatzhalbbrücke bei einem NPE-Strom ungleich Null je nach betroffenem Hilfsventil das positive oder negative ZK-Potential kurzzeitig für die Dauer einer Ventiltotzeit auf das NPE-Potential gezogen wird. Somit kann es zu Überspannungen an den äußeren Ventilen derjenigen Basishalbbrücken kommen, in denen der SZ 0 vorliegt. In Bezug auf die Fehlerdetektion wird dieser Fehlertyp als problematischster angesehen, da die Möglichkeit zur Detektion erst dann besteht, sobald die Hilfsventile in den Umschaltvorgang einbezogen werden. Als Fehlermerkmale können daher zum einen Überspannungen an den äußeren Ventilen der Basishalbbrücken herangezogen werden. Zum anderen kommt es mit Hinweis auf Abbildung 4.10 ausschließlich im Falle dieses Fehlertyps zu einem NPE-Strom ungleich Null, der mit Hilfe des verwendeten Stromsensors detektiert werden kann. Diese Fehlermerkmale, die in

SZ	Fehlermerkmal	Fehlerart
0 ₊	Überstromdetektion $S_3, U_{FC} \rightarrow 0$	KS-Fehler in S_2
0 ₊	Überstromdetektion $S_1, U_{FC} \rightarrow U_{DC}$	KS-Fehler in S_4
0 ₋	Überstromdetektion $S_2, U_{FC} \rightarrow 0$	KS-Fehler in S_3
0 ₋	Überstromdetektion $S_4, U_{FC} \rightarrow U_{DC}$	KS-Fehler in S_1

Tab. 6.5: Fehlerdetektion für KS-Fehler in der Zusatzhalbbrücke des erweiterten 3L-NPC-Umrichters (Top. XVI-XVI)

S_5	S_6	Fehlermerkmal	Fehlerart
0	0	u_{DC1} steigt an, u_{DC2} sinkt ab	KS-Fehler in S_5
0	0	u_{DC1} sinkt ab, u_{DC2} steigt an	KS-Fehler in S_6

Tab. 6.6: Fehlerdetektion für KS-Fehler in den Hilfsventilen der Zusatzhalbbrücke des erweiterten 3L-NPC-Umrichters (Top. XVI-XVI)

Tabelle 6.4 zusammengefasst sind, sind für den Zweck der Fehlerdetektion allerdings nur dann von Nutzen, sofern die von Überspannungen betroffenen Ventile innerhalb der Basishalbbrücken kurzzeitig dieser Belastung standhalten können.

6.2.3 Kurzschluss-Ventilfehler in der Zusatzhalbbrücke

In Abschnitt 6.1 wurde erläutert, dass es bei einem KS-Fehler im gesperrten inneren Ventil der Zusatzhalbbrücke zu einer plötzlichen Entladung des FC-Kondensators kommt. Bei einem KS-Fehler im gesperrten äußeren Ventil wird am FC-Kondensator schlagartig die volle ZK-Spannung angelegt. In beiden Fällen kommt es zu einem Überstrom, der mit den in Unterabschnitt 6.2.1 genannten Verfahren zur Überstromerkennung durch die Gate-Treiber der intakten Ventile der Zusatzhalbbrücke detektiert werden kann. Eine Lokalisierung ist zudem eindeutig mit Hilfe des auslösenden Gate-Treibers und der Spannung über dem FC-Kondensator möglich, wie Tabelle 6.5 zeigt.

Bei einem KS-Fehler in einem der beiden Hilfsventile bildet sich hingegen kein KS-Strom aus, weshalb auch die Überstromerkennung nicht zum Zwecke der Fehlerdetektion verwendet werden kann. Hier bietet sich jedoch die Möglichkeit, das Verhalten der Spannungen über den beiden ZK-Kondensatoren auszuwerten. Da die Hilfsventile lediglich im Rahmen des Umschaltvorganges geschlossen werden, darf es darüber hinaus keinerlei signifikante Veränderung der Aufteilung der ZK-Spannung geben, da der NP-Strom Null sein muss. Ist dieses nicht erfüllt, so liegt ein KS-Fehler vor. Über das Lade- bzw. Entladeverhalten beider ZK-Kondensatoren infolge eines vorliegenden NP-Stroms kann zudem eindeutig bestimmt werden, welches der beiden Hilfsventile einen KS-Fehler aufweist, wie Tabelle 6.6 darstellt.

Abbildung 6.4 zeigt Messergebnisse für die Zwischenkreisspannung, die FC-Kondensatorspannung sowie die Umrichterausgangsströme und den NPE-Strom bei verlustlosem Schalten der Zusatzhalbbrücke im Normalbetrieb für den Fall, dass ein KS-Fehler im

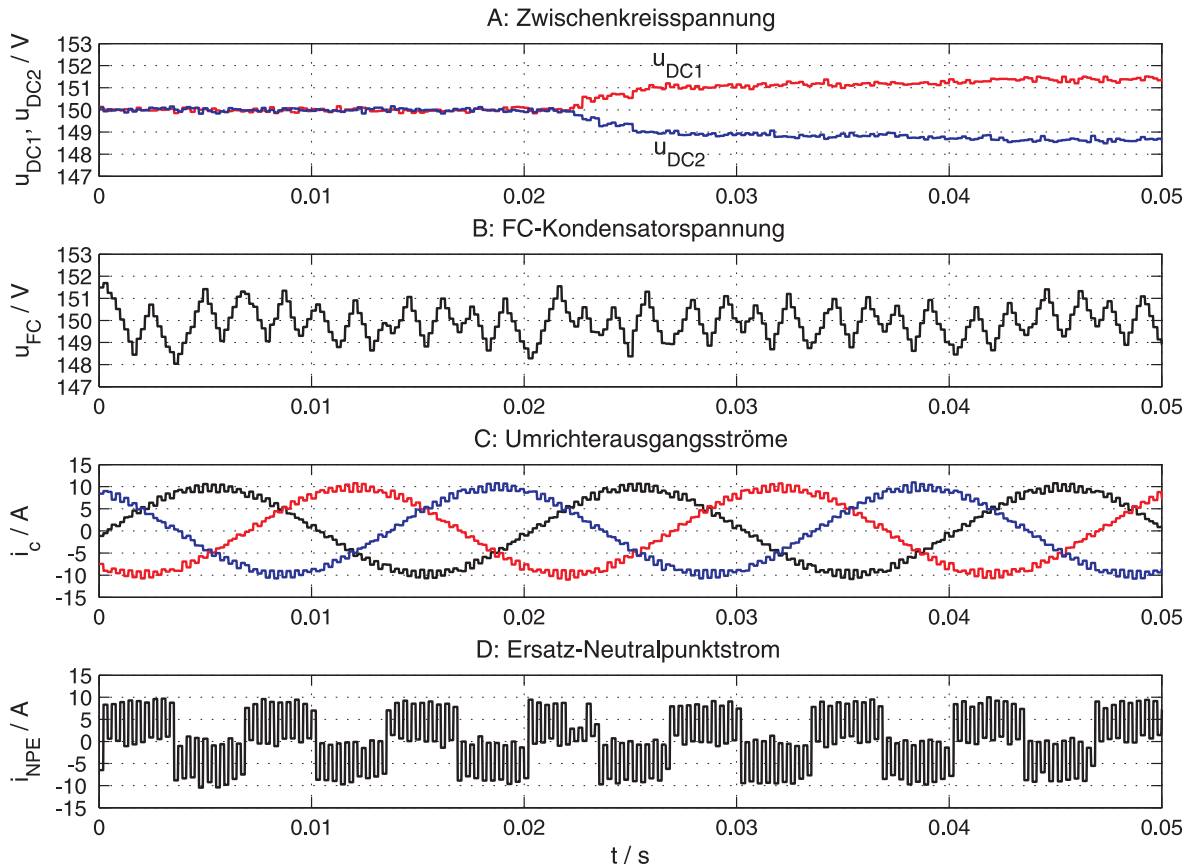


Abb. 6.4: Messergebnisse: Zeitverläufe des erweiterten 3L-NPC-Umrichters (Top. XVI-XVI) bei verlustlosem Schalten der Zusatzhalbbrücke im Normalbetrieb bei Auftreten eines KS-Fehlers (bei $t = 22$ ms) im Hilfsventil S_5 der Zusatzhalbbrücke (Parameter: $U_{DC} = 300$ V, $C_{DC} = C_{FC} = 1650$ μ F, $R_l = 15$ Ω , $L_l = 1,5$ mH, 2L-60°-DPWM, ARS, $f_c/f_1 = 51$, $M = 1$)

Hilfsventil S_5 aufritt. Der Fehler wurde softwareseitig durch Ansteuerung des Ventils mit einem hohen Pegel emuliert. Es wird deutlich, dass sich zwischen den Spannungen über den beiden ZK-Kondensatoren nach Fehlereintritt eine deutlich erkennbare unsymmetrische Aufteilung einstellt, wobei u_{DC1} ansteigt und u_{DC2} absinkt. Der Vorgang des Divergierens beider Spannungen ist unmittelbar nach Fehlereintritt am stärksten ausgeprägt. Hier ist aufgrund des hinzukommenden NP-Stroms in Folge des defekten Hilfsventils ein kurzzeitiger Einbruch des NPE-Stroms zu beobachten. Im weiteren Verlauf klingt der Vorgang des Divergierens ab und es stellt sich eine gleichbleibende unsymmetrische Spannungsaufteilung ein. Das auftretende Phänomen lässt sich im dargestellten Fall dadurch erklären, dass der obere ZK-Kondensator aufgrund des unidirektionalen NP-Strompfades, in diesem Fall in Richtung $i_{NP} > 0$, immer dann der FC-Kondensatorspannung ausgesetzt wird, wenn diese größer ist als die Spannung über dem oberen ZK-Kondensator. Somit kommt es zu einem Ausgleichsstrom, der zum Laden des oberen ZK-Kondensators führt. Umgekehrt verhält es sich mit dem unteren ZK-Kondensator. Somit wird die entstehende Differenz zwischen den Spannungen des oberen und unteren ZK-Kondensators von der Schwankungsbreite der FC-Kondensatorspannung bestimmt.

Kategorie	Fehlerbehandlung
14A	Fehlerdiagnose \rightarrow Normalbetrieb aus (alle IGBTs auf) $\rightarrow T_{x,y,z1,2}$ zu $\rightarrow F_{x,y,(z)}$ lösen aus $\rightarrow R_{x1}$ auf $\rightarrow R_{x3}$ zu $\rightarrow R_{x2}$ zu \rightarrow Notbetrieb (mit 2 Basishalbbrücken und Zusatzhalbbrücke) ein
14B	Fehlerdiagnose \rightarrow Normalbetrieb aus (alle IGBTs auf) $\rightarrow R_{x1}$ auf $\rightarrow R_{x3}$ zu $\rightarrow R_{x2}$ zu \rightarrow Notbetrieb (mit 2 Basishalbbrücken und Zusatzhalbbrücke) ein
16A	Fehlerdiagnose \rightarrow Normalbetrieb aus (alle IGBTs auf) $\rightarrow T_{x,y,z1,2}$ zu $\rightarrow F_{x,y,(z)}$ lösen aus $\rightarrow R_{x1}, R_1$ auf $\rightarrow R_{x3}, R_2$ zu $\rightarrow R_{x2}$ zu \rightarrow Notbetrieb (mit 2 Basishalbbrücken und Zusatzhalbbrücke) ein
16B	(Fehlerdetektion durch NPE-Stromsensor \rightarrow SZ der Zusatzhalbbrücke beibehalten \rightarrow) Fehlerdiagnose \rightarrow Normalbetrieb aus (alle IGBTs auf) $\rightarrow R_{x1}, R_1$ auf $\rightarrow R_{x3}, R_2$ zu $\rightarrow R_{x2}$ zu \rightarrow Notbetrieb (mit 2 Basishalbbrücken und Zusatzhalbbrücke) ein
16C	Fehlerdiagnose \rightarrow Normalbetrieb aus (alle IGBTs auf) $\rightarrow R_1$ auf $\rightarrow R_2$ zu \rightarrow Notbetrieb (mit 3 Basishalbbrücken) ein

Tab. 6.7: Prozeduren zur Fehlerbehandlung in Abhängigkeit von der Kategorie gemäß Tabellen 6.1 und 6.2 ($x \in \{a, b, c\}$, x fehlerhaft, y, z intakt) unter Verwendung der Bauteilbezeichnungen aus den Abbildungen 3.30 und 3.23

6.3 Rekonfiguration der fehlertoleranten Topologien

In den Tabellen 6.1 und 6.2 wurde jedem möglichen Ventilfehler innerhalb der beiden Topologien eine Kategorie hinsichtlich der Fehlerbehandlung zugewiesen. Tabelle 6.7 fasst nun die erforderlichen Prozeduren zur Fehlerbehandlung im Rahmen des Rekonfigurationsvorganges nach Eintritt eines Fehlers unter Verwendung der Bauteilbezeichnungen aus den Abbildungen 3.30 und 3.23 zusammen.

Dabei ist für Kategorie 16B, welche die LL-Fehlerfälle in den Basishalbbrücken von Topologie XVI-XVI betrifft, eine Besonderheit zu erläutern. Es ist möglich, dass bereits im Rahmen der Messung des NPE-Stroms und dem Vergleich mit dem aktuell vorliegenden Basis-RZ als Schutzfunktion ein Fehler detektiert wird. In diesem Fall muss das Umschalten der Zusatzhalbbrücke ausgesetzt werden, um Folgeschäden zu vermeiden. Allerdings muss dann die Ansteuerung der Basishalbbrücken für die erforderliche Dauer bis zur Ermittlung von Art und Lokalisierung des Fehlers im Rahmen der Fehlerdiagnose fortgesetzt werden. Der Vorgang ist innerhalb der Tabelle eingeklammert, weil nicht alle Fehler in den Basishalbbrücken auf diese Weise frühzeitig detektiert werden. Es werden durch diese Schutzfunktion nur diejenigen Fehler in den Basishalbbrücken erfasst, die zu Beginn einer Abtastperiode einen NPE-Strom ungleich Null hervorrufen, obwohl ein Null-RZ oder ein äußerer RZ vorliegt, und somit eine Gefahr in Bezug auf Folgeschäden darstellen. Alle restlichen Fehler werden mit Hilfe des eigentlichen Verfahrens zur Fehlerdiagnose detektiert.

6.4 Zusammenfassung des Kapitels

In diesem Kapitel wurden die möglichen Arten von Ventilfehlern der beiden fehlertoleranten Umrichtertopologien, die in Kapitel 3 als die geeignetsten herausgearbeitet wurden, zunächst hinsichtlich ihrer Auswirkungen analysiert. Basierend darauf wurde dargelegt, welche Möglichkeiten für die Detektion und Lokalisierung dieser Fehler bestehen und wie das Prozedere des Rekonfigurationsvorganges aussehen muss. Im Folgenden werden die wichtigsten Erkenntnisse zusammengefasst:

- In Topologie XIV-XIV mit passiv redundanter 3L-NPC-Zusatzhalbbrücke geht ohne Maßnahmen zur Fehlerbehandlung sowohl von KS-Fehlern als auch von LL-Fehlern seitens der Basishalbbrücken eine hohe Gefahr von Folgeschäden aus. Bei KS-Fehlern bilden sich KS-Pfade über den ZK-Kondensatoren aus. Bei LL-Fehlern kann es zu unsymmetrischer Aufteilung der ZK-Spannung auf die beiden ZK-Kondensatoren und somit zu unzulässig hohen Spannungsbelastungen an den Bauteilen kommen. Die Zusatzhalbbrücke ist für die Fehlerbetrachtung nicht relevant.
- In Topologie XVI-XVI mit aktiv redundanter 3L-FC-basierter Zusatzhalbbrücke geht seitens der Basishalbbrücken nur von KS-Fehlern eine hohe Gefahr von Folgeschäden aus, wobei sich KS-Pfade über dem FC-Kondensator ausbilden. LL-Fehler können hingegen nicht zu unsymmetrischer Aufteilung der ZK-Spannung führen, was als weiterer Vorteil dieser Topologie gewertet werden kann. Mit Ausnahme des KS-Fehlers in einem der Hilfsventile können alle Fehler in der Zusatzhalbbrücke zu Folgeschäden am Umrichter führen, da sie die Spannungsbalance beeinträchtigen.
- Die Übertragbarkeit von Verfahren zur Detektion und Lokalisierung von Ventilfehlern des klassischen 3L-NPC-Umrichters auf die Basishalbbrücken der erweiterten Topologien XIV-XIV und XVI-XVI ist grundsätzlich gegeben. Bei KS-Fehlern sind Verfahren auf Basis einer Überstromerkennung gängige Praxis. Bei LL-Fehlern ist zusätzlicher Hardware- oder Rechenaufwand erforderlich.
- In Topologie XVI-XVI können KS-Fehler in der Zusatzhalbbrücke ebenfalls mit Hilfe von Überstromerkennung detektiert werden. LL-Fehler in der Zusatzhalbbrücke und KS-Fehler in den Hilfsventilen können mit Hilfe der vorliegenden Messgrößen und des aktuellen Schaltzustandes ermittelt und lokalisiert werden. Das gilt ebenso für LL-Fehler in den Hilfsventilen, sofern kurzzeitige Überspannungen in Höhe der vollen ZK-Spannung für die Dauer einer Ventiltotzeit in äußeren Ventilen der Basishalbbrücken nicht zu einem Ausfall führen.
- Für alle Ventilfehler, die im Hinblick auf die Ausnutzung der Fehlertoleranz relevant sind, existiert eine Prozedur für die Rekonfiguration, um nach erfolgter Detektion und Lokalisierung vom Normal- in den Notbetrieb umzuschalten.

7 Zusammenfassung, Fazit und Ausblick

7.1 Zusammenfassung und Fazit

Das Ziel dieser Arbeit bestand darin, die Möglichkeiten zur Ausstattung der für Frequenzumrichter in Windenergieanlagen hoher Leistung am häufigsten eingesetzten dreistufigen NPC-Topologie als Vollumrichter mit der Eigenschaft der Fehlertoleranz gegenüber Ausfällen von LHL-Ventilen zu untersuchen. Dabei sollte vor dem Hintergrund des vorliegenden Anwendungsfalls geklärt werden, welche Topologien mit Fokus auf die Erhöhung der Zuverlässigkeit unter Berücksichtigung von Kosten und technischem Aufwand überhaupt geeignet sind und welche den größten Nutzen mit sich bringen. Weiterhin sollte analysiert werden, welche Besonderheiten sich im Vergleich zum klassischen 3L-NPC-Umrichter ergeben, insbesondere im Hinblick auf die Ansteuerung. Im Folgenden werden die Arbeit zusammengefasst und die wichtigsten Erkenntnisse dargestellt. Es sei an dieser Stelle nochmals darauf hingewiesen, dass diese ebenfalls am Ende eines jeden Kapitels in einer größeren Detailtiefe vorzufinden sind.

Nach einer Einleitung in das Thema und einem Kurzüberblick über die Arbeit in Kapitel 1 wurde in Kapitel 2 zunächst die Problemstellung verdeutlicht, um die anschließend formulierte Zielsetzung zu motivieren und den Beitrag der Arbeit mit Abgrenzung zu bestehenden wissenschaftlichen Veröffentlichungen darzulegen. Es wurde herausgearbeitet, dass der dreistufige NPC-Vollumrichter mit voller Antriebsleistung für hohe Anlagenleistungen am vielversprechendsten erscheint und bereits heutzutage am häufigsten eingesetzt wird. Aufgrund der fehlenden Hardware-Redundanz besteht jedoch ein großer Nachteil darin, dass ein einzelner Defekt eines LHL-Ventils bereits den Ausfall des Umrichters und somit der gesamten Anlage nach sich zieht. Die Ausstattung des Umrichters mit der Eigenschaft der Fehlertoleranz wurde als vielversprechende Strategie herausgearbeitet, um die Zuverlässigkeit des elektrischen Umrichtersystems wirksam zu erhöhen.

In Kapitel 3 erfolgten die Untersuchung und Bewertung der Möglichkeiten, die dreistufige NPC-Topologie mit der Eigenschaft der Fehlertoleranz auszustatten. Dazu wurden die in Tabelle 10.1 aufgeführten 13 Topologien auf Basis modifizierter und 3 Topologien auf Basis zusätzlicher Halbbrücken hinsichtlich Fehlertoleranz, ihrer Wirkung auf Gesamtzuverlässigkeit und Normalbetrieb, sowie technischem Aufwand und Kosten qualitativ und quantitativ analysiert. Dabei hat sich gezeigt, dass die betrachteten 13 Topologien auf Basis modifizierter Halbbrücken für den Einsatz in Windenergieanlagen nicht geeignet sind, da ihr Einfluss auf die Erhöhung der Zuverlässigkeit die erforderlichen Kosten und die Einschränkungen hinsichtlich tolerierbarer Fehlerarten nicht rechtfertigt. Im Gegensatz dazu kann konstatiert werden, dass alle 3 betrachteten Topologien auf Basis zusätzlicher Halbbrücken grundsätzlich geeignet sind. Dies sind Topologien

mit einer zusätzlichen passiv redundanten 3L-NPC-Halbbrücke (Top. XIV), einer resonanten 3L-NPC-basierten Zusatzhalbbrücke (Top. XV) und einer 3L-FC-basierten Zusatzhalbbrücke (Top. XVI), jeweils mit einer für die Fehlerisolierung erforderlichen Trennschaltung. Sofern allein die Erhöhung der Zuverlässigkeit das Ziel ist, so wird die Topologie XIV empfohlen, die sich diesbezüglich unter erheblich niedrigeren Kosten annähernd so auswirkt wie ein zweites passiv redundantes Umrichtermodul. Das gewonnene Maß an Zuverlässigkeit ist dabei höher als der Faktor für die anfallenden Mehrkosten. Sofern weiterhin das Ziel besteht, unter geringfügigen Einbußen hinsichtlich der Zuverlässigkeit von der Möglichkeit zur Ausbalancierung der Neutralpunktspannung durch die Zusatzhalbbrücke Gebrauch zu machen, werden die Topologien XV und XVI als sinnvoll angesehen. Aufgrund von Vorteilen im Hinblick auf Kosten, Zuverlässigkeit und technischem Aufwand wird die Topologie XVI mit einer 3L-FC-basierten Zusatzhalbbrücke empfohlen. Die Klärung des Nutzens der vielversprechenden Möglichkeit der Spannungsbalance durch die 3L-FC-basierte Zusatzhalbbrücke wurde als Ziel für Kapitel 5 ausgegeben, setzt jedoch zunächst die Erarbeitung eines Ansteuerungsverfahrens voraus, welches als primäres Ziel für Kapitel 4 vorgegeben wurde.

In Kapitel 4 wurde nach einer Darlegung der erforderlichen Grundlagen über die Ansteuerung von dreistufigen Umrichtern erläutert, wie die Ansteuerung der fehlertoleranten Topologie XVI mit 3L-FC-basierter Zusatzhalbbrücke im Normal- und Notbetrieb zu erfolgen hat. Für die Ansteuerung der Zusatzhalbbrücke im Normalbetrieb wurde ein Ansteuerungsverfahren mit dem Ziel der Bereitstellung eines ausbalancierten Ersatz-Potentials für die Neutralpunktspannung auf Basis einer Auswertung von FC-Kondensatorspannung, ZK-Kondensatorspannungen und dem Mittelwert des Ersatz-Neutralpunktstroms über einer Abtastperiode entwickelt. Letzterer wird zwar mit Hilfe der Phasenströme und den Tastverhältnissen des mittleren Schaltzustandes in den drei Phasen ermittelt. Dennoch ist die Verwendung eines Sensors zur Messung des Ersatz-Neutralpunktstroms unumgänglich, damit Schalthandlungen der Zusatzhalbbrücke im Falle eines Ventilfehlers in den Basishalbbrücken, die zu Folgeschäden am Umrichter führen können, verhindert werden kann. Weiterhin hat sich aufgrund der Auswertung des Mittelwertes des Ersatz-Neutralpunktstroms über einer Abtastperiode das Schalten der Zusatzhalbbrücke gleich zu Beginn der Abtastperiode als wichtige Erfordernis herausgestellt. Zudem hat sich gezeigt, dass das Umschaltprozedere davon abhängig ist, ob ein Ersatz-Neutralpunktstrom von Null oder ungleich Null vorliegt, um die Gefahr von Überspannungen an Ventilen der Basishalbbrücken zu bannen.

In Kapitel 5 wurde das entwickelte Verfahren zur Ansteuerung der 3L-FC-basierten Zusatzhalbbrücke im Normalbetrieb im Rahmen theoretischer, simulativer und experimenteller Untersuchungen analysiert und der Nutzen der Zusatzhalbbrücke für den Normalbetrieb geklärt. Dabei wurde die Frage, ob das Schalten der Zusatzhalbbrücke verlustlos erfolgen kann, als zentraler Punkt angesehen. Ist dies nämlich der Fall, so ergibt sich im Vergleich zum klassischen 3L-NPC-Umrichter, bei dem die Spannungsbalance durch Ausnutzung der Redundanz der Schaltzustände der inneren Basis-RZs auf Kosten zusätzlicher Schaltverluste geschieht, der Vorteil geringerer Gesamtschaltverluste. Es wurde herausgearbeitet, dass die Erfüllung dieser Forderung von Modulationsverfahren, Modulationsgrad und Abtastmethode abhängt. Dabei können die klassischen kontinuierlichen Verfahren dieser Forderung nicht nachkommen. Bei den diskontinuier-

lichen Verfahren weist die 2L-60°-DPWM im gesamten Modulationsbereich den jeweils höchsten Anteil möglicher Zeitpunkte für verlustloses Schalten der Zusatzhalbbrücke auf. Weiterhin ist die Verwendung von ARS als Abtastmethode in diesem Kontext vorteilhaft. Nach der Darlegung dieser allgemeingültigen Erkenntnisse wurde der Nutzen der Zusatzhalbbrücke speziell vor dem Hintergrund des vorliegenden Anwendungsfalles analysiert, bei dem die netzseitige Betrachtung im Hinblick auf das Bestreben, die Zusatzhalbbrücke verlustlos zu schalten, aufgrund eingeschränkter Freiheitsgrade hinsichtlich Modulationsbereich und Modulationsverfahren als Worst-Case angesehen wird. Dabei hat sich herausgestellt, dass ein verlustloses Schalten der Zusatzhalbbrücke im oberen Modulationsbereich von $M > 1$ möglich ist, da hier die Verwendung der 2L-60°-DPWM aufgrund der Minimierung des WTHD-Wertes bei annähernd gleichen Schaltverlusten zwischen den Verfahren sinnvoll ist. Als weiterer Vorteil wurde herausgearbeitet, dass die Spannungsbalance im Vergleich zum klassischen 3L-NPC-Umrichter unempfindlicher auf Unsymmetrien und Oberschwingungen seitens der Netzspannung reagiert. Weiterhin bietet die Zusatzhalbbrücke die Möglichkeit, Modulationsverfahren zur Anwendung kommen zu lassen, die beim klassischen 3L-NPC-Umrichter aufgrund des negativen Einflusses auf die NP-Spannung nicht möglich wären. Eine Ausnutzung dieses Vorteils ist insbesondere hinsichtlich einer Reduzierung der Schaltverluste und einer Vergleichmäßigung der Leistungsverluste denkbar. Den Vorteilen steht ein hoher Aufwand zur technischen Umsetzung gegenüber, bei dem das Schalten der Zusatzhalbbrücke zu Beginn einer Abtastperiode die größte Herausforderung darstellt.

In Kapitel 6 wurden die Fehlerarten der beiden empfohlenen fehlertoleranten Umrichtertopologien analysiert und basierend darauf Strategien hinsichtlich Fehlerdetektion und Rekonfiguration abgeleitet. Es wurde in Theorie und Praxisanteilen gezeigt, dass für alle Arten von Ventilfehlern in den Basishalbbrücken und der Zusatzhalbbrücke, die im Hinblick auf die Ausnutzung der Fehlertoleranz relevant sind, Verfahren zur Detektion und Prozeduren für einen Übergang vom Normalbetrieb in den Notbetrieb existieren, so dass Folgeschäden am Umrichter vermieden werden können.

Als abschließendes Fazit kann gezogen werden, dass die in Unterabschnitt 2.2 vorgegebenen Ziele erreicht werden konnten. Aus der Idee, das elektrische Umrichtersystem einer Windenergieanlage auf Basis der dreistufigen NPC-Topologie zwecks Erhöhung der Zuverlässigkeit mit der Eigenschaft der Fehlertoleranz auszustatten, sind zwei konkrete Empfehlungen für geeignete Topologien hervorgegangen. Je nach Einzelfall muss im Wesentlichen zwischen dem zu erzielenden Gewinn an Zuverlässigkeit, dem Wunsch nach einer Reduzierung der Gesamtschaltverluste und dem akzeptablen Aufwand zur technischen Umsetzung abgewogen werden, welche der beiden Topologien zum Einsatz kommen sollte.

7.2 Ausblick

Die im Rahmen der Arbeit gesteckten Ziele konnten zwar erreicht werden. Jedoch sind bei den Untersuchungen zusätzliche interessante Aspekte ins Blickfeld gerückt, deren Betrachtung den Umfang dieser Arbeit überschritten hätte. Diese werden im Folgenden mit Bezug zu den jeweiligen Kapiteln kurz dargelegt.

In Kapitel 3 basierte die Analyse stellvertretend auf der Verwendung von IGBTs in Presspack-Bauweise, da hierfür Kosten und Fehlerraten herausgefunden werden konnten. Allerdings ist der Einsatz von IGCTs beim vorliegenden Anwendungsfall ebenfalls üblich. Somit wäre es interessant, ob sich deren Kosten und Fehlerraten im vergleichbaren Größenbereich finden und die Ergebnisse übertragbar sind. Losgelöst vom vorliegenden Anwendungsfall wäre weiterhin die Ausweitung der Analysen zur Zuverlässigkeit auf IGBTs in Modulbauweise interessant.

In Kapitel 4 wurde ein Ansteuerverfahren für die 3L-FC-basierte Zusatzhalbbrücke entwickelt, bei dem der Umschaltvorgang zu Beginn einer Abtastperiode stattfinden muss. Somit entscheidet der dort vorliegende Raumzeiger darüber, ob ein Umschaltvorgang verlustlos durchgeführt werden kann. Um sich von dieser Abhängigkeit zu lösen, besteht jedoch Potential für die Entwicklung weitaus komplexerer Algorithmen, die den optimalen Umschaltzeitpunkt innerhalb der Abtastperiode ermitteln, bei dem einerseits verlustlos geschaltet werden kann und andererseits eine gezielte Beeinflussung des Ladezustandes des FC-Kondensators herbeigeführt werden kann. In Kapitel 4 wurde weiterhin die Ansteuerung der Basishalbbrücken betrachtet. Vor dem Hintergrund, dass die Aufgabe der Spannungsbalance vollständig von der Zusatzhalbbrücke übernommen wird, entstehen im Hinblick auf die Verfolgung bestimmter Optimierungsziele, wie z.B. einer Vergleichmäßigung der Leistungsverluste, neue Möglichkeiten für die Entwicklung von Modulationsverfahren, die beim klassischen Umrichter aufgrund des negativen Einflusses auf die Neutralpunktspannung nicht denkbar wären. Im Rahmen des Ausblicks wird dieser Aspekt als der wichtigste angesehen und eine tiefere Untersuchung empfohlen.

In Kapitel 5 wurde ein verlustloses Schalten der Zusatzhalbbrücke angestrebt, um ihren Nutzen sicherzustellen. Allerdings ist es denkbar, dass selbst bei verlustbehaftetem Schalten der Zusatzhalbbrücke im Modulationsbereich $M < 1$ die dort auftretenden Schaltverluste geringer sind als die zusätzlich anfallenden Schaltverluste zum Ausbalancieren der Neutralpunktspannung durch die Basishalbbrücken beim klassischen 3L-NPC-Umrichter. An dieser Stelle wäre eine Quantifizierung der Gesamtschaltverluste und eine Gegenüberstellung interessant. Eine Ausweitung dieser Betrachtungen auf die verschiedenen PWM-Verfahren wäre unter Berücksichtigung weiterer Aspekte, wie etwa der WTHD-Werte und der Aufteilung der Leistungsverluste, ebenfalls sinnvoll, wenn auch sehr aufwendig.

Neben der in den Kapiteln 4 und 5 betrachteten Topologie mit 3L-FC-basierter Zusatzhalbbrücke wäre außerdem eine analoge Untersuchung der ebenfalls geeigneten Topologie mit zusätzlicher resonanter 3L-NPC-Halbbrücke mit Induktivität interessant. Möglicherweise gestaltet sich das verlustlose Schalten zwecks Spannungsbalance bei dieser Topologie als einfacher, so dass ein weniger komplexer Algorithmus für die Ansteuerung zum Einsatz kommen kann.

In Kapitel 6 wurden mögliche Strategien für die Detektion und Diagnose von Ventilfehlern sowie für die Rekonfiguration in den beiden empfohlenen fehlertoleranten Umrichtertopologien vorgestellt. An dieser Stelle wären eine tiefere Analyse der Verfahren zur Fehleranalyse, insbesondere für Ventilfehler in den Basishalbbrücken, sowie eine experimentelle Erprobung der Strategien zur Rekonfiguration sinnvoll.

8 Literaturverzeichnis

- [1] Z. Chen, J. M. Guerrero, and F. Blaabjerg, “A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 8, pp. 1859–1875, August 2009.
- [2] H. Li and Z. Chen, “Overview of Different Wind Generator Systems and their Comparisons,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 2, no. 2, pp. 123–138, June 2008.
- [3] European Wind Energy Association, “Powering Europe: Wind Energy and the Electricity Grid,” available: http://www.ewea.org/fileadmin/ewea_documents/reports/Grids_Report_2010.pdf, November 2010.
- [4] M. Liserre, R. Cárdenas, M. Molinas, and J. Rodríguez, “Overview of Multi-MW Wind Turbines and Wind Parks,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1081–1095, April 2011.
- [5] P. J. Tavner, G. J. W. van Bussel, and F. Spinato, “Machine and Converter Reliabilities in Wind Turbines,” *IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, pp. 127–130, March 2006.
- [6] F. Blaabjerg, M. Liserre, and K. Ma, “Power Electronics Converters for Wind Turbine Systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 2, pp. 708–719, March/April 2012.
- [7] M. Winkelkemper, F. Wildner, and P. K. Steimer, “6 MVA Five-Level Hybrid Converter for Windpower,” *Power Electronics Specialists Conference PESC*, pp. 4532–4538, June 2008.
- [8] B. Backlund, M. Rahimo, S. Klaka, and J. Siefken, “Topologies, Voltage Ratings and State of the Art High Power Semiconductor Devices for Medium Voltage Wind Energy Conversion,” *IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications PEMWA*, June 2009.
- [9] A. Faulstich, J. K. Steinke, and F. Wittwer, “Medium Voltage Converter for Permanent Magnet Wind Power Generators up to 5 MW,” *European Conference on Power Electronics and Applications EPE*, September 2005.
- [10] B. Andresen and J. Birk, “A High Power Density Converter System for the Gamesa G10x 4,5 MW Wind Turbine,” *European Conference on Power Electronics and Applications EPE*, September 2007.
- [11] J. Birk and B. Andresen, “Parallel-Connected Converters for Optimizing Efficiency, Reliability and Grid Harmonics in a Wind Turbine,” *European Conference on Power Electronics and Applications EPE*, September 2007.

-
- [12] UpWind Project, “Design Limits and Solutions for very Large Wind Turbines,” available: http://www.ewea.org/fileadmin/ewea_documents/documents/upwind/21895_UpWind_Report_low_web.pdf, March 2011.
- [13] O. S. Senturk, L. Helle, S. Munk-Nielsen, P. Rodriguez, and R. Teodorescu, “Medium Voltage Three-Level Converters for the Grid Connection of a Multi-MW Wind Turbine,” *European Conference on Power Electronics and Applications EPE*, September 2009.
- [14] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Perez, and J. I. Leon, “Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, August 2010.
- [15] L. G. Franquelo, J. Rodríguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, and M. A. M. Prats, “The Age of Multilevel Converters Arrives,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, pp. 28–39, June 2008.
- [16] J. Rodríguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, “Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, August 2002.
- [17] A. Lesnicar and R. Marquardt, “A New Modular Voltage Source Inverter Topology,” *European Conference on Power Electronics and Applications EPE*, September 2003.
- [18] B. Backlund and S. Ebner, “The Wind Power Converter for Tomorrow is Already Here,” *Conference of the European Wind Energy Association EWEA*, March 2011.
- [19] R. Jakob, C. Keller, G. Möhlenkamp, and B. Gollentz, “3-Level High Power Converter with Press Pack IGBT,” *European Conference on Power Electronics and Applications EPE*, September 2007.
- [20] F. Filsecker, R. Alvarez, and S. Bernet, “Comparison of 4.5-kV Press-Pack IGBTs and IGCTs for Medium-Voltage Converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 2, pp. 440–449, February 2012.
- [21] T. Brückner, “The Active NPC Converter for Medium-Voltage Drives,” *Dissertation Technische Universität Dresden*, December 2005.
- [22] V. Yaramasu and B. Wu, “Three-Level Boost Converter Based Medium Voltage Megawatt PMSG Wind Energy Conversion Systems,” *Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE*, pp. 561–567, September 2011.
- [23] R. Isermann, “Fault-Diagnosis Systems - An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance,” *Springer-Verlag Berlin Heidelberg*, 2006.
- [24] A. Birolini, “Zuverlässigkeit von Geräten und Systemen,” *Springer-Verlag Berlin Heidelberg*, 1997.
- [25] A. Konnov, “Zuverlässigkeitsberechnung und vorbeugende Wartung von komplexen technischen Systemen mittels modifizierter Markov-Methode,” *Dissertation Universität Fridericiana zu Karlsruhe*, September 2007.

-
- [26] Windstats, available: <http://www.windstats.com>, December 2010.
- [27] Landwirtschaftskammer, Schleswig-Holstein, Germany, available: <http://lwksh.de/cms/index.php?id=2878>, December 2010.
- [28] J. Ribrant and L. M. Bertling, "Survey of Failures in Wind Power Systems with Focus on Swedish Wind Power Plants during 1997-2005," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 1, pp. 167–173, March 2007.
- [29] German Federal for the Environment, Nature Conservation and Nuclear Safety, "Erhöhung der Verfügbarkeit von Windenergieanlagen (EVW)," available: <http://www.ev-wind.de>, December 2010.
- [30] S. Faulstich, M. Durstewitz, B. Hahn, K. Knorr, and K. Rohrig, "Windenergie Report Deutschland 2008," *Institut für Solare Energieversorgungstechnik (ISET), Kassel*, 2008.
- [31] F. Spinato, P. J. Tavner, G. J. W. van Bussel, and E. Koutoulakos, "Reliability of Wind Turbine Subassemblies," *IET Renewable Power Generation*, vol. 3, no. 4, pp. 387–401, December 2009.
- [32] P. Lyding, S. Faulstich, B. Hahn, and P. Tavner, "Reliability of the Electrical Parts of Wind Energy Systems - a Statistical Evaluation of Practical Experiences," *EPE Joint Wind Energy and T&D Chapters Seminar*, April 2010.
- [33] E. Wolfgang, "Examples for Failures in Power Electronics Systems," *ECPE Tutorial "Reliability of Power Electronic Systems"*, April 2007.
- [34] S. Yang, A. Bryant, P. Mawby, D. Xiang, L. Ran, and P. Tavner, "An Industry-Based Survey of Reliability in Power Electronic Converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 3, pp. 1441–1451, May/June 2011.
- [35] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galván, R. C. Portillo Guisado, A. M. Prats, J. I. León, and N. Moreno-Alfonso, "Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 4, pp. 1002–1016, August 2006.
- [36] G.-A. Klutke, P. C. Kiessler, and M. A. Wortmann, "A Critical Look at the Bathtub Curve," *IEEE Transactions on Reliability*, vol. 52, no. 1, pp. 125–129, March 2003.
- [37] S. Yang, D. Xiang, A. Bryant, P. Mawby, L. Ran, and P. Tavner, "Condition Monitoring for Device Reliability in Power Electronic Converters: A Review," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 11, pp. 2734–2752, November 2010.
- [38] P. Hansen and P. McCluskey, "Failure Models in Power Device Interconnects," *European Conference on Power Electronics and Applications, EPE*, 2007.
- [39] M. Ciappa and A. Castellazzi, "Reliability of High-Power IGBT Modules for Traction Applications," *Reliability Physics Symposium, RELPHY*, pp. 480–485, April 2007.

-
- [40] V. Smet, F. Forest, J.-J. Huselstein, F. Richardeau, Z. Khatir, S. Lefebvre, and M. Berkani, "Ageing and Failure Modes of IGBT Modules in High-Temperature Power Cycling," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 10, pp. 4931–4941, October 2011.
- [41] J. Lutz, "IGBT-Modules: Design for Reliability," *European Conference on Power Electronics and Applications, EPE*, 2009.
- [42] Y. Song and B. Wang, "Survey on Reliability of Power Electronic Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 591–604, January 2013.
- [43] D. A. Murdock, J. E. R. Torres, J. J. Connors, and R. D. Lorenz, "Active Thermal Control of Power Electronic Modules," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 2, pp. 552–558, March/April 2006.
- [44] J. Lehmann, M. Netzel, R. Herzer, S. Pawel, and T. Doll, "Method for Electrical Detection of End-of-Life Failures in Power Semiconductors," *European Conference on Power Electronics and Applications, EPE*, 2003.
- [45] D. Xiang, L. Ran, P. Tavner, A. Bryant, S. Yang, and P. Mawby, "Monitoring Solder Fatigue in a Power Module Using Case-Above-Ambient Temperature Rise," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 6, pp. 2578–2591, November/December 2011.
- [46] U. Scheuermann and R. Schmidt, "Impact of Solder Fatigue on Module Lifetime in Power Cycling Tests," *European Conference on Power Electronics and Applications, EPE*, 2011.
- [47] R. Bayerer, T. Herrmann, T. Licht, J. Lutz, and M. Feller, "Model for Power Cycling Lifetime of IGBT Models - Various Factors Influencing Lifetime," *International Conference on Integrated Power Electronic Systems, CIPS*, pp. 37–42, 2008.
- [48] M. Bartram, "IGBT-Umrichtersysteme für Windkraftanlagen: Analyse der Zyklenbelastung, Modellbildung, Optimierung und Lebensdauervorhersage," *Dissertation Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen*, July 2005.
- [49] R. L. de Araujo Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, and A. M. N. Lima, "Fault-Tolerant Voltage-Fed PWM Inverter AC Motor Drive Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 2, pp. 439–446, April 2004.
- [50] D. U. Campos-Delgado, D. R. Espinoza-Trejo, and E. Palacios, "Fault-Tolerant Control in Variable Speed Drives: A Survey," *IET Electric Power Applications*, vol. 2, no. 2, pp. 121–134, March 2008.
- [51] A. M. S. Mendes and A. J. Marques Cardoso, "Fault-Tolerant Operating Strategies Applied to Three-Phase Induction-Motor Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 6, pp. 1807–1817, December 2006.
- [52] M. Naidu, S. Gopalakrishnan, and T. W. Nehl, "Fault-Tolerant Permanent Magnet Motor Drive Topologies for Automotive X-By-Wire Systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 2, pp. 841–848, March/April 2010.

-
- [53] B. A. Welchko, T. A. Lipo, T. M. Jahns, and S. E. Schulz, "Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies: A Comparison of Features, Cost, and Limitations," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 4, pp. 1108–1116, July 2004.
- [54] R. R. Errabelli and P. Mutschler, "Fault-Tolerant Voltage Source Inverter for Permanent Magnet Drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 500–508, February 2012.
- [55] P. Lezana, J. Pou, T. A. Meynard, J. Rodriguez, S. Ceballos, and F. Richardeau, "Survey on Fault Operation on Multilevel Inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2207–2218, July 2010.
- [56] C. Turpin, P. Baudesson, F. Richardeau, F. Forest, and T. A. Meynard, "Fault Management of Multicell Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, pp. 988–997, October 2002.
- [57] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 17, no. 5, pp. 518–523, September/October 1981.
- [58] D. Schröder, "Leistungselektronische Schaltungen - Funktion, Auslegung und Anwendung," *Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2. Auflage*, 2008.
- [59] N. Celanovic and D. Boroyevich, "A Comprehensive Study of Neutral-Point Voltage Balancing Problem in Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 2, pp. 242–249, March 2000.
- [60] J. Pou, R. Pindado, D. Boroyevich, and P. Rodríguez, "Evaluation of the Low-Frequency Neutral-Point Voltage Oscillations in the Three-Level Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 6, pp. 1582–1588, December 2005.
- [61] B. Wu, "High-Power Converters and AC Drives," *John Wiley and Sons, Inc., Hoboken, New Jersey*, 2006.
- [62] J. Rodríguez, S. Bernet, P. K. Steimer, and I. E. Lizama, "A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2219–2230, July 2010.
- [63] K. Ma and F. Blaabjerg, "Modulation Methods for Neutral-Point-Clamped Wind Power Converter Achieving Loss and Thermal Redistribution Under Low-Voltage Ride-Through," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 2, pp. 835–845, February 2014.
- [64] M. Michel, "Leistungselektronik - Einführung in Schaltungen und deren Verhalten," *Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 4. Auflage*, 2008.
- [65] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, and T. Reimann, "Applikationshandbuch Leistungshalbleiter," *ISLE Verlag, Semikron International GmbH*, 2010.

-
- [66] M. Mohr, "Stromrichtersysteme zur Netzeinspeisung elektrischer Energie aus Brennstoffzellen," *Dissertation Christian-Albrechts-Universität zu Kiel*, March 2011.
- [67] D. G. Holmes and T. A. Lipo, "Pulse Width Modulation for Power Converters - Principles and Practice," *John Wiley and Sons*, 2003.
- [68] R. R. Errabelli, "Inverter and Controller for Highly Available Permanent Magnet Synchronous Drives," *Dissertation Technische Universität Darmstadt*, May 2012.
- [69] Deutsches Institut für Normung, "DIN 25424-1: Fehlerbaumanalyse - Methode und Bildzeichen," *Deutsche Norm*, September 1981.
- [70] Deutsches Institut für Normung, "DIN 25424-2: Fehlerbaumanalyse - Handrechenverfahren zur Auswertung eines Fehlerbaumes," *Deutsche Norm*, April 1990.
- [71] Deutsches Institut für Normung, "DIN 25419: Ereignisablaufanalyse - Verfahren, graphische Symbole und Auswertung," *Deutsche Norm*, November 1985.
- [72] Europäisches Komitee für Elektrotechnische Normung, "DIN EN 61078: Techniken für die Analyse der Zuverlässigkeit - Zuverlässigkeitsblockdiagramm und Boole'sche Verfahren," *Europäische Norm*, Oktober 2006.
- [73] S. Zinober, "Redundanzstrukturen zur Erhöhung der Sicherheit und Zuverlässigkeit von Mikrosystemen," *Dissertation Albert-Ludwigs-Universität Freiburg im Breisgau*, Juli 2002.
- [74] J. Li, A. Q. Huang, Z. Liang, and S. Bhattacharya, "Analysis and Design of Active NPC (ANPC) Inverters for Fault-Tolerant Operation of High-Power Electrical Drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 519–533, February 2012.
- [75] P. Steimer, O. Apeldoorn, E. Carroll, and A. Nagel, "IGCT Technology Baseline and Future Opportunities," *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*, vol. 2, pp. 1182–1187, November 2001.
- [76] T. Geyer and S. Schröder, "Reliability Considerations and Fault-Handling Strategies for Multi-MW Modular Drive Systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 6, pp. 2442–2451, November/December 2010.
- [77] E. R. da Silva, W. S. Lima, H. Razik, A. S. de Oliveira Jr., and C. B. Jacobina, "Detection and Compensation of Switch Faults in a Three Level Inverter," *Power Electronics Specialists Conference PESC*, June 2006.
- [78] S. Li and L. Xu, "Strategies of Fault Tolerant Operation for Three-Level PWM Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 4, pp. 933–940, July 2006.
- [79] X. Kou, K. A. Corzine, and Y. L. Familiant, "A Unique Fault-Tolerant Design for Flying Capacitor Multilevel Inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 4, pp. 979–987, July 2004.

-
- [80] G.-T. Park, T.-J. Kim, D.-W. Kang, and D.-S. Hyun, "Control Method of NPC Inverter for Continuous Operation Under One Phase Fault Condition," *Industry Applications Society Annual Meeting IAS*, vol. 4, pp. 2188–2193, October 2004.
- [81] T.-J. Kim, W.-C. Lee, and D.-S. Hyun, "Detection Method for Open-Circuit Fault in Neutral-Point-Clamped Inverter Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 7, pp. 2754–2763, July 2009.
- [82] X. Yuan, H. Stemmler, and I. Barbi, "Investigation on the Clamping Voltage Self-Balancing of the Three-Level Capacitor Clamping Inverter," *Power Electronics Specialists Conference PESC*, vol. 2, pp. 1059–1064, 1999.
- [83] S. Ceballos, J. Pou, E. Robles, J. Zaragoza, and J. L. Martín, "Performance Evaluation of Fault-Tolerant Neutral-Point-Clamped Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2709–2718, August 2010.
- [84] S. Ceballos, J. Pou, J. Zaragoza, E. Robles, J. L. Villate, and J. L. Martín, "Fault-Tolerant Neutral-Point-Clamped Converter Solutions Based on Including a Fourth Resonant Leg," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 6, pp. 2293–2303, June 2011.
- [85] S. Karimi, A. Gaillard, P. Poure, and S. Saadate, "FPGA-Based Real-Time Power Converter Failure Diagnosis for Wind Energy Conversion Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4299–4308, December 2008.
- [86] S. Bolognani, M. Zordan, and M. Zigliotto, "Experimental Fault-Tolerant Control of a PMSM Drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 5, pp. 1134–1141, October 2000.
- [87] D. H. Lee, S. R. Lee, and F. C. Lee, "An Analysis of Midpoint Balance for the Neutral-Point-Clamped Three-Level VSI," *Power Electronics Specialists Conference PESC*, vol. 1, pp. 193–199, May 1998.
- [88] S. Ceballos, J. Pou, J. Zaragoza, E. Robles, J. L. Villate, and J. L. Martín, "Soft-Switching Topology for a Fault-Tolerant Neutral-Point-Clamped Converter," *International Symposium on Industrial Electronics ISIE*, pp. 3186–3191, June 2007.
- [89] S. Ceballos, J. Pou, E. Robles, J. Zaragoza, P. Ibáñez, and J. L. Martín, "Fault-Tolerant Hybrid Four-Leg Multilevel Converter," *European Conference on Power Electronics and Applications EPE*, September 2007.
- [90] S. Ceballos, J. Pou, I. Gabiola, J. L. Villate, J. Zaragoza, and D. Boroyevich, "Fault-Tolerant Multilevel Converter Topology," *International Symposium on Industrial Electronics ISIE*, pp. 1577–1582, July 2006.
- [91] S. Ceballos, J. Pou, E. Robles, I. Gabiola, J. Zaragoza, J. L. Villate, and D. Boroyevich, "Three-Level Converter Topologies with Switch Breakdown Fault-Tolerance Capability," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 3, pp. 982–995, March 2008.

-
- [92] F. Jenni and D. Wüest, "Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter," *Teubner Verlag Stuttgart*, 1995.
- [93] M. P. Kazmierkowski, F. Blaabjerg, and R. Krishnan, "Control in Power Electronics - Selected Problems," *Academic Press*, 2002.
- [94] T. Brückner and D. G. Holmes, "Optimal Pulse-Width Modulation for Three-Level Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 1, pp. 82–89, January 2005.
- [95] N. Celanovic and D. Boroyevich, "A Fast Space-Vector Modulation Algorithm for Multilevel Three-Phase Converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 2, pp. 637–641, March/April 2001.
- [96] K. Zhou and D. Wang, "Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 186–196, February 2002.
- [97] W. Yao, H. Hu, and Z. Lu, "Comparisons of Space-Vector Modulation and Carrier-Based Modulation of Multilevel Inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 45–51, January 2008.
- [98] N. Hoffmann, F. W. Fuchs, and J. Dannehl, "Models and Effects of Different Updating and Sampling Concepts to the Control of Grid-Connected PWM Converters - A Study Based on Discrete Time Domain Analysis," *European Conference on Power Electronics and Applications EPE*, August 2010.
- [99] F. Wang, "Reduce Beat and Harmonics in Grid-Connected Three-Level Voltage Source Converters with Low Switching Frequencies," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 5, pp. 1349–1359, September/October 2007.
- [100] B. P. McGrath, D. G. Holmes, and T. A. Lipo, "Optimized Space Vector Switching Sequences for Multilevel Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 6, pp. 1293–1301, November 2003.
- [101] T. Sukegawa, K. Kamiyama, K. Mizuno, T. Matsui, and T. Okuyama, "Fully Digital, Vector-Controlled PWM VSI-Fed AC Drives with an Inverter Dead-Time Compensation Strategy," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 3, pp. 552–559, May/June 1991.
- [102] B. A. Welchko, S. E. Schulz, and S. Hiti, "Effects and Compensation of Dead-Time and Minimum Pulse-Width Limitations in Two-Level PWM Voltage Source Inverters," *Industry Applications Society Annual Meeting IAS*, vol. 2, pp. 889–896, October 2006.
- [103] D. Leggate, J. Pankau, D. W. Schlegel, R. J. Kerkman, and G. L. Skibinski, "Reflected Waves and Their Associated Current," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 6, pp. 1383–1392, November/December 1999.
- [104] F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, and P. Thoegersen, "Improved Modulation Techniques for PWM-VSI Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 1, pp. 87–95, February 1997.

-
- [105] D. Leggate and R. J. Kerkman, "Pulse-Based Dead-Time Compensator for PWM Voltage Inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 2, pp. 191–197, April 1997.
- [106] J.-L. Lin, "A New Approach of Dead-Time Compensation for PWM Voltage Inverters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems - I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 49, no. 4, pp. 476–483, April 2002.
- [107] L. Chen and F. Z. Peng, "Dead-Time Elimination for Voltage Source Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 574–580, March 2008.
- [108] D. Zhou and D. G. Rouaud, "Dead-Time Effect and Compensations of Three-Level Neutral Point Clamp Inverters for High-Performance Drive Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 4, pp. 782–788, July 1999.
- [109] S. R. Minshull, C. M. Bingham, D. A. Stone, and M. P. Foster, "Compensation of Nonlinearities in Diode-Clamped Multilevel Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2651–2658, August 2010.
- [110] J. M. Erdmann, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel, and G. L. Skibinski, "Effect of PWM Inverters on AC Motor Bearing Currents and Shaft Voltages," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 2, pp. 250–259, March/April 1996.
- [111] H. Zhang, A. von Jouanne, S. Dai, A. K. Wallace, and F. Wang, "Multilevel Inverter Modulation Schemes to Eliminate Common-Mode Voltages," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 6, pp. 1645–1653, November/December 2000.
- [112] C. Xia, H. Shao, Y. Zhang, and X. He, "Adjustable Proportional Hybrid SVPWM Strategy for Neutral-Point-Clamped Three-Level Inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4234–4242, October 2013.
- [113] J. Pou, R. Pindado, D. Boroyevich, and P. Rodríguez, "Limits of the Neutral-Point Balance in Back-to-Back-Connected Three-Level Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 3, pp. 722–731, May 2004.
- [114] J. Pou, D. Boroyevich, and R. Pindado, "Effects of Imbalances and Nonlinear Loads on the Voltage Balance of a Neutral-Point-Clamped Inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 1, pp. 123–131, January 2005.
- [115] J. K. Steinke, "Switching Frequency Optimal PWM Control of a Three-Level Inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, no. 3, pp. 487–496, July 1992.
- [116] S. Ogasawara and H. Akagi, "Analysis of Variation of Neutral Point Potential in Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters," *Industry Applications Society Annual Meeting IAS*, vol. 2, pp. 965–970, October 1993.

- [117] C. Newton and M. Sumner, "Neutral Point Control for Multi-Level Inverters: Theory, Design and Operational Limitations," *Industry Applications Society Annual Meeting IAS*, vol. 2, pp. 1336–1343, October 1997.
- [118] L. Helle, S. Munk-Nielsen, and P. Enjeti, "Generalized Discontinuous DC-Link Balancing Modulation Strategy for Three-Level Inverters," *Power Conversion Conference PCC*, vol. 2, pp. 359–366, April 2002.
- [119] A. Bendre and G. Venkataramanan, "Radial State Space Vector Modulation - A New Space Vector Technique for Reducing DC Link Capacitor Harmonic Currents in Three Level Converters," *Industry Applications Society Annual Meeting IAS*, vol. 1, pp. 684–691, October 2003.
- [120] S. Busquets-Monge, J. Bordonau, D. Boroyevich, and S. Somavilla, "The Nearest Three Virtual Space Vector PWM - A Modulation for the Comprehensive Neutral-Point Balancing in the Three-Level NPC Inverter," *IEEE Power Electronics Letters*, vol. 2, no. 1, pp. 11–15, March 2004.
- [121] J. Pou, J. Zaragoza, P. Rodríguez, S. Ceballos, V. M. Sala, R. P. Burgos, and D. Boroyevich, "Fast-Processing Modulation Strategy for the Neutral-Point-Clamped Converter with Total Elimination of Low-Frequency Voltage Oscillations in the Neutral Point," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 2288–2294, August 2007.
- [122] A. Bendre, S. Krstic, J. Vander Meer, and G. Venkataramanan, "Comparative Evaluation of Modulation Algorithms for Neutral-Point-Clamped Converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 2, pp. 634–643, March/April 2005.
- [123] S. Ceballos, J. Pou, J. Zaragoza, J. L. Martín, E. Robles, I. Gabiola, and P. Ibáñez, "Efficient Modulation Technique for a Four-Leg Fault-Tolerant Neutral-Point-Clamped Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 3, pp. 1067–1074, March 2008.
- [124] A. A. Rockhill, M. Liserre, R. Teodorescu, and P. Rodriguez, "Grid-Filter Design for a Multimegawatt Medium-Voltage Voltage-Source Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1205–1217, April 2011.
- [125] D. Schulz, "Netzrückwirkungen - Theorie, Simulation, Messung und Bewertung," *VDE Verlag GmbH, 1. Auflage*, 2004.
- [126] Europäisches Komitee für Elektrotechnische Normung, "DIN EN 50160: Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen," *Europäische Norm*, September 2007.
- [127] K. Ma and F. Blaabjerg, "Thermal Optimised Modulation Methods of Three-Level Neutral-Point-Clamped Inverter for 10 MW Wind Turbines under Low-Voltage Ride Through," *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 6, pp. 920–927, July 2012.

-
- [128] F. W. Fuchs, "Some Diagnosis Methods for Voltage Source Inverters in Variable Speed Drives with Induction Machines - a Survey," *Industrial Electronics Conference IECON*, vol. 2, pp. 1378–1385, November 2003.
- [129] U.-M. Choi, H.-G. Jeong, K.-B. Lee, and F. Blaabjerg, "Method for Detecting an Open-Switch Fault in a Grid-Connected NPC Inverter System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 6, pp. 2726–2739, June 2012.
- [130] B. Lu and S. K. Sharma, "A Literature Review of IGBT Fault Diagnostic and Protection Methods for Power Inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 5, pp. 1770–1777, September/October 2009.
- [131] J. Li, A. Q. Huang, S. Bhattacharya, and G. Tan, "Three-Level Active Neutral-Point-Clamped (ANPC) Converter with Fault Tolerant Ability," *Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC*, pp. 1048–2334, February 2009.
- [132] K. S. Smith, L. Ran, and J. Penman, "Real-Time Detection of Intermittent Misfiring in a Voltage-Fed PWM Inverter Induction-Motor Drive," *IEEE Transactions on Industry Electronics*, vol. 44, no. 4, pp. 468–476, August 1997.
- [133] R. Peugeot, S. Courtine, and J. P. Rognon, "Fault Detection and Isolation of a PWM Inverter by Knowledge-Based Model," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 6, pp. 1318–1326, November/December 1998.
- [134] K. Rothenhagen and F. W. Fuchs, "Performance of Diagnosis Methods for IGBT Open Circuit Faults in Three Phase Voltage Source Inverters for AC Variable Speed Drives," *European Conference on Power Electronics and Applications EPE*, September 2005.
- [135] R. L. de Araujo Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, and A. M. N. Lima, "Fault Detection of Open-Switch Damage in Voltage-Fed PWM Motor Drive Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 2, pp. 587–593, March 2003.
- [136] F. Zidani, D. Diallo, M. E. H. Benbouzid, and R. Nait-Said, "A Fuzzy-Based Approach for the Diagnosis of Fault Modes in a Voltage-Fed PWM Inverter Induction Motor Drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 2, pp. 586–593, February 2008.
- [137] S. Khomfoi and L. M. Tolbert, "Fault Diagnostic System for a Multilevel Inverter Using a Neural Network," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 3, pp. 1062–1069, May 2007.
- [138] L. Papula, "Mathematische Formelsammlung für Ingenieure und Naturwissenschaftler," *Vieweg Verlag*, 2001.
- [139] BDEW Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft e.V., "Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz (Richtlinie für Anschluss und Parallelbetrieb von Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz)," *Technische Richtlinie*, June 2008.
- [140] J. Vobecky, "Future Trends in High Power Devices," *International Conference on Microelectronics, MIEL*, pp. 67–72, May 2010.

- [141] R. Alvarez, F. Filsecker, M. Buschendorf, and S. Bernet, “Characterization of 4.5 kV/2.4 kA Press Pack IGBT Including Comparison with IGCT,” *Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE*, pp. 260–267, September 2013.
- [142] Westcode Semiconductors Ltd, “Insulated Gate Bi-Polar Transistor Type T1200-EB45E,” *Datenblatt*, October 2009.
- [143] J. Dannehl, “Regelung von Netzpulsstromrichtern mit LCL-Filter für Antriebe mit kleiner Kapazität im Zwischenkreis,” *Dissertation Christian-Albrechts-Universität zu Kiel*, July 2012.
- [144] VEÖ Österreich, VSE Schweiz, VDN - e.V. Deutschland, CSRES Tschechien, “Technische Regeln zur Beurteilung von Netzurückwirkungen,” *Technische Richtlinie*, July 2007.
- [145] M. Winkelkemper, “Regelung von Zwischenkreiskapazitäten in Frequenzumrichtern für Niederspannungsantriebe,” *Dissertation Technische Universität Berlin*, June 2005.

9 Eigene Veröffentlichungen

- [MB1] M. Böttcher, J. Dannehl, and F. W. Fuchs, “Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Current Control of Grid-Connected PWM Converter with LCL-Filter,” *International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC*, pp. T3-20-T3-26, September 2010.
- [MB2] B. Wittig, M. Böttcher, and F. W. Fuchs, “Analysis and Design Aspects of a Desaturation Detection Circuit for Low Voltage Power MOSFETs,” *International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC*, pp. T1-7-T1-12, September 2010.
- [MB3] M. Böttcher, and F. W. Fuchs, “Power Electronic Converters in Wind Energy Systems - Considerations of Reliability and Strategies for Increasing Availability,” *EPE Joint Wind Energy and T&D Chapters Seminar*, May 2011.
- [MB4] M. Böttcher, M. Paulsen, and F. W. Fuchs, “Laboratory Setup for Power Cycling of IGBT Modules with Monitoring of ON-State Voltage and Thermal Resistance for State of Aging Detection,” *International Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management PCIM Europe*, pp. 1614-1621, May 2012.
- [MB5] M. Böttcher, J. Reese, and F. W. Fuchs, “Reliability Comparison of Fault-Tolerant 3L-NPC Based Converter Topologies for Application in Wind Turbine Systems,” *Industrial Electronics Conference IECON*, vol. 2, pp. 1378-1385, November 2013.

10 Anhang

10.1 Überblick über die fehlertoleranten Umrichtertopologien

Nummer	Beschreibung der Topologie	Bezug
I	3L-NPC, klassisch	S. 36
II	3L-NPC, Auslegung innere IGBTs für volle ZK-Spannung	S. 38
III	3L-NPC, parallele Thyristoren zu inneren IGBTs, Auslegung innere Ventile für volle ZK-Spannung	S. 39
IV	3L-NPC, parallele Thyristoren zu allen IGBTs, Auslegung innere Ventile für volle ZK-Spannung	S. 40
V	3L-NPC, 2 antiparallele Thyristoren zwischen NP und jedem Phasenabgriff, Auslegung innere IGBTs für volle ZK-Spannung	S. 40
VI	3L-ANPC, klassisch	S. 41
VII	3L-ANPC, Auslegung innere IGBTs für volle ZK-Spannung	S. 42
VIII	3L-NPC, thyristorausgelöste Sicherungen im Clamping-Pfad, Auslegung innere/äußere IGBTs für volle ZK-Spannung	S. 43
IX	3L-ANPC, thyristorausgelöste Sicherungen im Clamping-Pfad, Auslegung innere/äußere IGBTs für volle ZK-Spannung	S. 43
X	3L-NPC, Reihen-/Parallelschaltung innere/äußere IGBTs	S. 44
XI	3L-NPC, Parallelschaltung innere/äußere IGBTs	S. 44
XII	3L-NPC, Reihenschaltung innere/äußere IGBTs	S. 44
XIII	3L-NPC, Reihenschaltung innere IGBTs	S. 44
XIV	3L-NPC, Erweiterung um klassische 3L-NPC-Halbbrücke	S. 59
XV	3L-NPC, Erweiterung um 3L-NPC-basierte resonante Halbbrücke mit Induktivität	S. 60
XVI	3L-NPC, Erweiterung um 3L-FC-basierte Halbbrücke	S. 62

Tab. 10.1: Überblick über die betrachteten Topologien mit verwendeter Nummerierung und Kurzbeschreibung

10.2 Zur Ermittlung der Zuverlässigkeitsfunktionen

10.2.1 Verknüpfungen von Ereignissen

Verknüpfungen von Ereignissen A und B [138]:

- Komplementäres Ereignis zu A :
Nicht Eintritt von A
Symbolische Schreibweise: \bar{A}
- Vereinigung der Ereignisse A und B :
Eintritt von A oder Eintritt von B oder Eintritt von A und B gleichzeitig
Symbolische Schreibweise: $A \cup B$
- Durchschnitt der Ereignisse A und B :
Eintritt von A und B gleichzeitig
Symbolische Schreibweise: $A \cap B$

10.2.2 Verwendete Grundregeln der Stochastik

Wahrscheinlichkeit für Eintritt des zu A komplementären Ereignisses [138]:

$$P(\bar{A}) = 1 - P(A) \quad (10.1)$$

Wahrscheinlichkeit für Eintritt der Vereinigung zweier beliebiger Ereignisse A und B (Additionssatz) [138]:

$$P(A \cup B) = P(A) + P(B) - P(A \cap B) \quad (10.2)$$

Additionssatz für zwei sich gegenseitig ausschließende Ereignisse A und B [138]:

$$P(A \cup B) \stackrel{P(A \cap B)=0}{=} P(A) + P(B) \quad (10.3)$$

Wahrscheinlichkeit für Eintritt des Durchschnitts stochastisch unabhängiger Ereignisse A , B und C [138]:

$$P(A \cap B \cap C) = P(A) \cdot P(B) \cdot P(C) \quad (10.4)$$

10.2.3 Erläuterungen und Herleitungen

- Erläuterungen zu Zuverlässigkeitsfunktion 3.24:

$$R_{\text{XII,Gen}}(t) = \left[\underbrace{R_{1,2}^4(t)}_{*1} + \underbrace{4 \cdot R_{1,2}^3(t) \cdot \overline{R_{1,2}}(t)}_{*2} + \underbrace{5 \cdot R_{1,2}^2(t) \cdot \overline{R_{1,2}}^2(t)}_{*3} \right]^6 \cdot R_{3,4}^{24}(t) \cdot R_5^6(t) \quad (10.5)$$

Der Term innerhalb der Klammer beschreibt alle möglichen Szenarien für die oberen vier bzw. unteren vier Ventile einer 3L-NPC-Halbbrücke mit reihenredundant ausgeführten inneren und äußeren Ventilen, bei denen der Betrieb des Umrichters aufrechterhalten werden kann.

Der Exponent lässt sich dadurch erklären, dass jede Gruppe dieser vier oberen bzw. vier unteren Ventile einer Halbbrücke im Zuverlässigkeitsblockdiagramm ein Reihenelement darstellt.

Szenarien:

*₁: Alle vier Ventile sind intakt. Dieser Fall ist nur ein Mal möglich.

*₂: Genau eines der vier Ventile ist defekt. Dieser Fall ist vier Mal möglich.

*₃: Genau zwei der vier Ventile sind defekt, wobei dies nicht beide inneren Ventile sein dürfen. Dieser Fall ist fünf Mal möglich (Ventile 1 und 2, Ventile 1 und 3, Ventile 1 und 4, Ventile 2 und 3 oder Ventile 2 und 4 defekt).

– Herleitung von Zuverlässigkeitsfunktion 3.36 (Erläuterungen siehe Seite 65):

$$\begin{aligned}
 R_{XV}(t) &= \underbrace{R_{HB}^4(t) \cdot R_S^4(t) \cdot R_L(t)}_{\text{Normalbetrieb}} + \underbrace{3 \cdot R_{HB}^3(t) \cdot \overline{R_{HB}}(t) \cdot R_S^4(t)}_{\text{Notbetrieb 1}} \\
 &\quad + \underbrace{R_{HB}^3(t) \cdot \overline{R_{HB}}(t) \cdot R_S^4(t) \cdot R_L(t)}_{\text{Notbetrieb 2}} \\
 &= R_{HB}^3(t) \cdot \left[R_{HB}(t) \cdot R_S^4(t) \cdot R_L(t) + 3 \cdot (1 - R_{HB}(t)) \cdot R_S^4(t) \right. \\
 &\quad \left. + (1 - R_{HB}(t)) \cdot R_S^4(t) \cdot R_L(t) \right] \quad (10.6) \\
 &= R_{HB}^3(t) \cdot \left[1 + 3 \cdot R_S^4(t) \cdot (1 - R_{HB}(t)) \right] \\
 &= e^{-3\lambda_{HB}t} \cdot \left[1 + 3 \cdot e^{-4\lambda_S t} \cdot (1 - e^{-\lambda_{HB}t}) \right]
 \end{aligned}$$

– Herleitung von Zuverlässigkeitsfunktion 3.37 (Erläuterungen siehe Seite 66):

$$\begin{aligned}
 R_{XV}(t) &= \underbrace{R_{HB}^4(t) \cdot R_6(t) \cdot R_S^2(t)}_{\text{Normalbetrieb}} + \underbrace{3 \cdot R_{HB}^3(t) \cdot \overline{R_{HB}}(t) \cdot R_6(t)}_{\text{Notbetrieb 1}} \\
 &\quad + \underbrace{R_{HB}^3(t) \cdot \overline{R_{HB}}(t) \cdot R_6(t) \cdot R_S^2(t)}_{\text{Notbetrieb 2}} \\
 &= R_{HB}^3(t) \cdot \left[R_{HB}(t) \cdot R_6(t) \cdot R_S^2(t) + 3 \cdot (1 - R_{HB}(t)) \cdot R_6(t) \right. \\
 &\quad \left. + (1 - R_{HB}(t)) \cdot R_6(t) \cdot R_S^2(t) \right] \quad (10.7) \\
 &= R_{HB}^3(t) \cdot \left[1 + 3 \cdot R_6(t) \cdot (1 - R_{HB}(t)) \right] \\
 &= e^{-3\lambda_{HB}t} \cdot \left[1 + 3 \cdot e^{-\lambda_6 t} \cdot (1 - e^{-\lambda_{HB}t}) \right]
 \end{aligned}$$

- Erläuterungen zu Zuverlässigkeitsfunktion 3.42:

$$\begin{aligned}
 R_{\text{XV-XV}}(t) &= \left[\underbrace{R_{HB}^7(t) \cdot R_S^4(t) \cdot R_L(t)}_{\text{Normalbetrieb}} + \underbrace{6 \cdot R_{HB}^6(t) \cdot \overline{R_{HB}(t)} \cdot R_S^4(t)}_{\text{Notbetrieb 1}} \right. \\
 &\quad \left. + \underbrace{R_{HB}^6(t) \cdot \overline{R_{HB}(t)} \cdot R_S^4(t) \cdot R_L(t)}_{\text{Notbetrieb 2}} \right] \cdot R_{DC}(t) \quad (10.8) \\
 &= e^{-(6\lambda_{HB} + \lambda_{DC})t} \cdot \left[1 + 6 \cdot e^{-4\lambda_S t} \cdot (1 - e^{-\lambda_{HB} t}) \right]
 \end{aligned}$$

Die Ermittlung der Terme innerhalb der Klammer erfolgt analog zur Ermittlung der Terme für Zuverlässigkeitsfunktion 3.36. Der Unterschied besteht darin, dass für die Vollumrichtervariante sieben anstelle von vier Halbbrücken betrachtet werden. Weiterhin fließt bei der Vollumrichtervariante auch der Zwischenkreis in die Funktion mit ein.

- Erläuterungen zu Zuverlässigkeitsfunktion 3.43:

$$\begin{aligned}
 R_{\text{XVI-XVI}}(t) &= \left[\underbrace{R_{HB}^7(t) \cdot R_6(t) \cdot R_S^2(t)}_{\text{Normalbetrieb}} + \underbrace{6 \cdot R_{HB}^6(t) \cdot \overline{R_{HB}(t)} \cdot R_6(t)}_{\text{Notbetrieb 1}} \right. \\
 &\quad \left. + \underbrace{R_{HB}^6(t) \cdot \overline{R_{HB}(t)} \cdot R_6(t) \cdot R_S^2(t)}_{\text{Notbetrieb 2}} \right] \cdot R_{DC}(t) \quad (10.9) \\
 &= e^{-(6\lambda_{HB} + \lambda_{DC})t} \cdot \left[1 + 6 \cdot e^{-\lambda_6 t} \cdot (1 - e^{-\lambda_{HB} t}) \right]
 \end{aligned}$$

Die Ermittlung der Terme innerhalb der Klammer erfolgt analog zur Ermittlung der Terme für Zuverlässigkeitsfunktion 3.37. Der Unterschied besteht darin, dass für die Vollumrichtervariante sieben anstelle von vier Halbbrücken betrachtet werden. Weiterhin fließt bei der Vollumrichtervariante auch der Zwischenkreis in die Funktion mit ein.

10.3 Grundlage der theoretischen und simulativen Betrachtungen

Im Folgenden werden alle Randbedingungen aufgeführt, die für die theoretischen und simulativen Betrachtungen von Relevanz sind. Dazu werden in Unterabschnitt 10.3.1 zunächst auf Basis der Nenndaten am Netzanschlusspunkt der betrachteten Anlage Basisparameter für ein dimensionsloses Per-Unit-System aufgelistet. In Unterabschnitt 10.3.2 werden dann sämtliche Randbedingungen mit Bezug zur entsprechenden Textstelle im Überblick dargestellt. Dabei werden die Wahl von Schaltfrequenz und Modulationsverfahren sowie die Auslegung von Netzfilter, ZK-Spannung und ZK-Kapazität in den Unterabschnitten 10.3.3 bis 10.3.5 dargelegt. Zuletzt werden in Unterabschnitt 10.3.6 Informationen über die verwendeten Simulationsmodelle geliefert.

10.3.1 Basisparameter des dimensionslosen Per-Unit-Systems

Basisparameter	Symbol	Berechnungsformel	Basiswert
Basiswirkleistung	P_B		6 MW
Basisleistungsfaktor	$\cos(\varphi_B)$		0,9
Basisscheinleistung	$ S_B $	$ S_B = P_B / \cos(\varphi_B)$	6,67 MVA
Basisspannung	$ U_B $		3,3 kV
Basisstrom	$ I_B $	$ I_B = S_B / (\sqrt{3} \cdot U_B)$	1166,4 A
Basisfrequenz	f_B		50 Hz
Basiskreisfrequenz	ω_B	$\omega_B = 2\pi \cdot f_B$	$2\pi \cdot 50$ Hz
Basisperiodendauer	T_B	$T_B = 1/f_B$	20 ms
Basisimpedanz	$ Z_B $	$ Z_B = U_B ^2 / S_B $	1,6335 Ω
Basisinduktivität	L_B	$L_B = Z_B / \omega_B$	5,2 mH
Basiskapazität	C_B	$C_B = 1 / (\omega_B \cdot Z_B)$	1948,6 μF

Tab. 10.2: Basisparameter des dimensionslosen Per-Unit-Systems auf Basis der Nenndaten am Netzanschlusspunkt der betrachteten Anlage

10.3.2 Randbedingungen im Überblick

Parameter	Wert	Bezug
Antriebstyp	Drehzahlvariabel	S. 20
Generatortyp	PMSM	S. 20
Umrichtertyp	Vollleistungsrichter	S. 20

Tab. 10.3: Randbedingungen zum Antriebssystem

Parameter	Symbol	Wert	Bezug
Umrichtertopologie		3L-NPC-Vollumrichter	S. 20
Zwischenkreisspannung	U_{DC}	5,5 kV 1,67 [p.u.]	S. 185 S. 185
ZK-/FC-Kondensatortyp		Aluminium-Elektrolyt	S. 30
Bemessungsspannung eines ZK-Kond.	U_B	3 kV 0,91 [p.u.]	S. 30 S. 175
Kapazität eines ZK-Kondensators	C_{DC}	3 mF 1,54 [p.u.]	S. 186 S. 186
Bemessungsspannung eines FC-Kond.	U_B	3 kV 0,91 [p.u.]	S. 186 S. 186
Kapazität eines FC-Kondensators	C_{FC}	3 mF 1,54 [p.u.]	S. 186 S. 186
Leistungshalbleitertyp		Presspack-IGBT	S. 20
Sperrspannung eines IGBTs	U_{CES}	4,5 kV 1,36 [p.u.]	S. 30 S. 175
Nennkollektorstrom eines IGBTs	I_{CN}	1,2 kA 1,03 [p.u.]	S. 30 S. 175
PWM-Verfahren (netzseitig)			
... für $0,8 \leq M \leq 1,01$		3L-RZM	S. 180
... für $1,01 < M \leq 1,155$		2L-60°-DPWM	S. 181
Sampling Methode		Asymmetric Regular (Trägersignal synchron)	S. 179 S. 179
Trägerfrequenz			
... bei kontinuierlicher PWM	$f_{c,kont}$	1650 Hz 33 [p.u.]	S. 179 S. 179
... bei diskontinuierlicher PWM	$f_{c,diskont}$	2550 Hz 51 [p.u.]	S. 179 S. 179
Effektive Schaltfrequenz			
... bei kontinuierlicher PWM	$f_{s,eff,kont}$	825 Hz 16,5 [p.u.]	S. 179 S. 175
... bei diskontinuierlicher PWM	$f_{s,eff,diskont}$	850 Hz 17 [p.u.]	S. 179 S. 175
Ventil-Totzeit			
	$t_{d,min}$	10 μ s 0,003 [p.u.]	S. 181 S. 175

Tab. 10.4: Randbedingungen zum Umrichtersystem

Parameter	Notation	Wert	Bezug
Netzfrequenz	f_g	50 Hz	S. 20
		1 [p.u.]	S. 175
Betrag verkettete Netzspannung	$ \underline{U}_{g,LL} $	3,3 kV	S. 20
		1 [p.u.]	S. 175
Geforderte Wirkleistung am PCC	$P_{PCC,N}$	6 MW	S. 20
		1 [p.u.]	S. 175
Betrag Nennscheinleistung am PCC	$ \underline{S}_{PCC,N} $	6,67 MVA	S. 185
		1 [p.u.]	S. 175
Netz-KS-Leistungsverhältnis am PCC	SCR	20	S. 183
Betrag der Netzimpedanz	$ \underline{Z}_g $	81,7 m Ω	S. 185
		0,05 [p.u.]	S. 175
Verhältnis Netzreaktanz zu -resistanz	X_g/R_g	3	S. 185
Geforderter Leistungsfaktor am PCC	$\cos(\varphi_{PCC})$	0,9 _{ind/kap}	S. 185
		1 [p.u.]	S. 175
Netzanschlussrichtlinie		BDEW 2008 [139]	S. 181
Netzfiltertopologie		LCL-Filter	S. 181
Dämpfungsmethode		Passive Dämpfung	S. 181
Resonanzfrequenz des LCL-Filters	ω_{res}	$2\pi \cdot 450$ Hz	S. 184
		9 [p.u.]	S. 175
Dämpfungsfaktor des LCL-Filters	ζ_{res}	0,3	S. 184
Umrichterseitige Filterinduktivität	L_{fc}	1 mH	S. 184
		0,192 [p.u.]	S. 175
Netzseitige Filterinduktivität	L_{fg}	0,5 mH	S. 184
		0,096 [p.u.]	S. 175
Filterkapazität	C_f	374,74 μ F	S. 184
		0,192 [p.u.]	S. 175
Dämpfungswiderstand	R_{fd}	0,5663 Ω	S. 184
		0,347 [p.u.]	S. 175

Tab. 10.5: Randbedingungen zum Netzanschluss

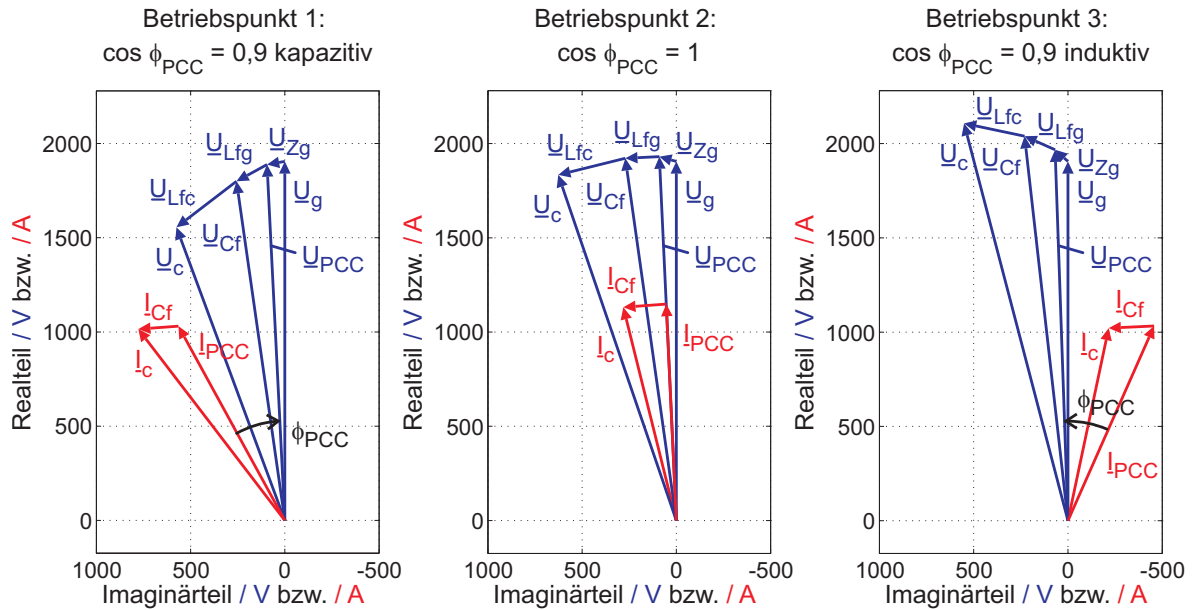


Abb. 10.1: Zeigerdiagramme der Spannungen und Ströme für das Gesamtsystem gemäß Abbildung 10.3 in den drei Betriebspunkten gemäß Absatz 10.3.5 für die Parameter aus Tabellen 10.4 und 10.5 bei Grundschwingungsbetrachtung

Parameter	Betriebspunkt 1	Betriebspunkt 2	Betriebspunkt 3
M	0,853	0,997	1,12
\underline{U}_c	$1,66 \text{ kV} \cdot e^{j20,3^\circ}$	$1,94 \text{ kV} \cdot e^{j18,9^\circ}$	$2,18 \text{ kV} \cdot e^{j14,7^\circ}$
\underline{I}_c	$1,28 \text{ kA} \cdot e^{j37,4^\circ}$	$1,17 \text{ kA} \cdot e^{j13,9^\circ}$	$1,04 \text{ kA} \cdot e^{-j11,9^\circ}$
ϕ_c	$-17,1^\circ$	$4,9^\circ$	$26,6^\circ$
$\cos \phi_c$	0,956	0,996	0,894
\underline{U}_{PCC}	$1,89 \text{ kV} \cdot e^{j2,9^\circ}$	$1,93 \text{ kV} \cdot e^{j2,7^\circ}$	$1,97 \text{ kV} \cdot e^{j2^\circ}$
\underline{I}_{PCC}	$1,18 \text{ kA} \cdot e^{j28,6^\circ}$	$1,15 \text{ kA} \cdot e^{j2,7^\circ}$	$1,13 \text{ kA} \cdot e^{-j23,9^\circ}$
ϕ_{PCC}	$-25,8^\circ$	0°	$25,8^\circ$
$\cos \phi_{PCC}$	0,9	1	0,9

Tab. 10.6: Übersicht über die wichtigsten Größen für das Gesamtsystem gemäß Abbildung 10.3 in den drei Betriebspunkten gemäß Absatz 10.3.5 für die Parameter aus Tabellen 10.4 und 10.5 bei Grundschwingungsbetrachtung

10.3.3 Schaltfrequenz und Modulationsverfahren

Die Festlegung der Schaltfrequenz beeinflusst die Wahl des Modulationsverfahrens und die anschließende Filterauslegung. Die Trägerfrequenz f_c sollte bei einem dreistufigen Netzpulsstromrichter als ungeradzahlig Vielfaches der dreifachen Grundschwingungsfrequenz f_1 gewählt werden, um Spannungsunsymmetrien und Harmonische geradzahligter Ordnung zu vermeiden [99], [124]. Die möglichen Trägerfrequenzen und die gemäß der Formeln 4.8 und 4.16 resultierenden effektiven Schaltfrequenzen für kontinuierliche und diskontinuierliche PWM-Verfahren sind in Tabelle 10.7 aufgelistet.

f_c/f_1	f_c	$f_{s,eff,kont}$	$f_{s,eff,diskont}$
$3 \cdot 3 = 9$	450 Hz	225 Hz	150 Hz
$5 \cdot 3 = 15$	750 Hz	375 Hz	250 Hz
$7 \cdot 3 = 21$	1050 Hz	525 Hz	350 Hz
$9 \cdot 3 = 27$	1350 Hz	675 Hz	450 Hz
$11 \cdot 3 = 33$	1650 Hz	825 Hz	550 Hz
$13 \cdot 3 = 39$	1950 Hz	975 Hz	650 Hz
$15 \cdot 3 = 45$	2250 Hz	1125 Hz	750 Hz
$17 \cdot 3 = 51$	2550 Hz	1275 Hz	850 Hz
$19 \cdot 3 = 57$	2850 Hz	1425 Hz	950 Hz

Tab. 10.7: Mögliche Trägerfrequenzen f_c mit ihren jeweiligen effektiven Schaltfrequenzen $f_{s,eff}$ bei kontinuierlicher und diskontinuierlicher Modulation für eine Grundswingungsfrequenz von $f_1 = 50$ Hz

Wie im Folgenden deutlich wird, sollen die gewichteten Verzerrungsfaktoren der Umrichter Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Modulationsgrad bei annähernd gleichen Schaltverlusten als Basis für die Festlegung des PWM-Verfahrens dienen. Um eine annähernde Gleichheit der Schaltverluste zu gewährleisten, müssen die kontinuierlichen und diskontinuierlichen Verfahren in etwa die gleiche effektive Schaltfrequenz aufweisen [21]. Mit den heutigen LHL-Ventilen sind für dreistufige Umrichter der hier betrachteten Leistungsklasse Trägerfrequenzen von $f_c = 1 \dots 2$ kHz möglich, wobei meistens eine niedrige Trägerfrequenz, wie z.B. $f_c = 1050$ Hz bei kontinuierlicher Modulation [124] üblich ist, um Schaltverluste möglichst gering zu halten [99]. Die Entwicklung von LHL-Ventilen wird jedoch weiter voranschreiten, so dass in Zukunft auch höhere Schaltfrequenzen bei geringeren Schaltverlusten möglich sein werden [140], [141]. Da diese Arbeit in Bezug auf die Thematik der Fehlertoleranz auf zukünftige Entwicklungen abzielt, wird hier eine höhere Schaltfrequenz zu Grunde gelegt. Die Wahl fällt dabei auf ein Verhältnis von $f_c/f_1 = 33$ bei kontinuierlicher und $f_c/f_1 = 51$ bei diskontinuierlicher Modulation.

Im zweiten Schritt wird das Modulationsverfahren ausgewählt. Dabei fällt die Wahl der Abtastmethode auf das ARS, welches heutzutage aufgrund der geringeren Verzerrungen üblicherweise zum Einsatz kommt [21]. Weiterhin wird davon ausgegangen, dass das Trägersignal mit der Grundswingung synchronisiert ist, da sich dies bei Umrichtern höherer Leistung durchgesetzt hat [99]. Als Basis für die Wahl des Modulationsverfahrens wird der Faktor der gewichteten harmonischen Verzerrung WTHD (weighted total harmonic distortion) verwendet. Dieser gewichtet die niederfrequenten Oberschwingungsanteile, die im Wesentlichen für den zu betreibenden Filteraufwand verantwortlich sind, stärker als die höherfrequenten Anteile [21]:

$$WTHD = \frac{2}{\sqrt{3} \cdot U_{DC}} \cdot \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{\hat{U}_{LL}^n}{n} \right)^2} \quad (10.10)$$

Die Wahl des Modulationsverfahrens soll wie in [21] anhand dieses Faktors in Abhän-

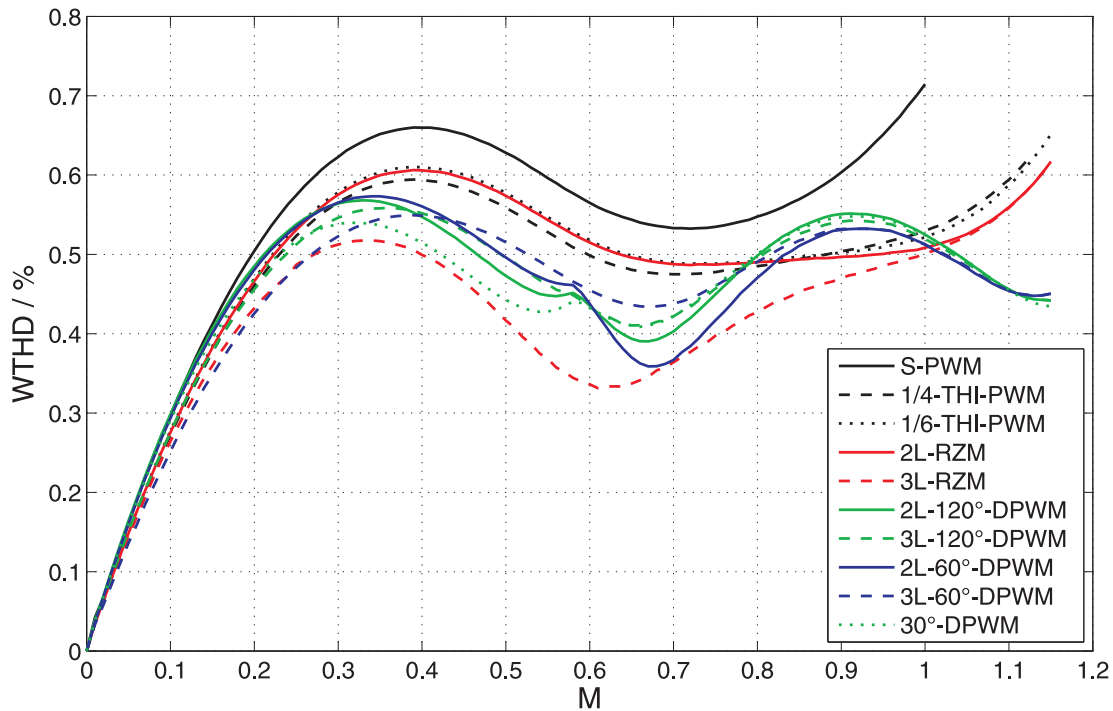


Abb. 10.2: Gewichtete Verzerrungsfaktoren $WTHD$ der Umrichterausgangsspannung in Abhängigkeit vom Modulationsgrad M für alle betrachteten kontinuierlichen ($f_{c,kont}/f_1 = 33$) und diskontinuierlichen ($f_{c,diskont}/f_1 = 51$) Modulationsverfahren bei ARS

gigkeit vom Modulationsgrad bei annähernd gleichen Schaltverlusten erfolgen, wobei das NTV-Prinzip beibehalten und nur der lineare Aussteuerbereich betrachtet werden soll. Zu diesem Zweck wurden für alle in Abschnitt 4.1 betrachteten Modulationsverfahren unter Berücksichtigung der zuvor festgelegten Trägerfrequenzen die Spektren der Umrichterausgangsspannung in Abhängigkeit vom Modulationsgrad mit Hilfe von Simulationen aufgezeichnet und die gewichteten Verzerrungsfaktoren berechnet. Das Resultat zeigt Abbildung 10.2. Dabei wurden die Spektralanteile mit Hilfe einer Fast Fourier Transformation (FFT) ermittelt. Es ist darauf hinzuweisen, dass die Annahme gleicher Schaltverluste bei ungefähr gleicher Schaltfrequenz nur eine Näherung ist, da die Verluste nicht nur von der Anzahl an Schalthandlungen abhängen, sondern auch vom Momentanwert des Phasenstroms [21].

Aus Abbildung 10.2 geht hervor, dass es kein Verfahren gibt, das über den gesamten linearen Aussteuerbereich hinweg den niedrigsten WTHD-Wert aufweist. Diese Aussage gilt ebenso bei Verwendung anderer effektiver Schaltfrequenzen gleicher Größenordnung [21]. Um dennoch für jeden Modulationsgrad den minimal möglichen WTHD-Wert zu erreichen, ist eine Umschaltung zwischen den PWM-Verfahren sinnvoll. Im vorliegenden Fall empfiehlt sich für den Bereich $0 \leq M \leq 1,01$ die 3L-RZM, bei der sich die Reduzierung der Schalthandlungen im Bereich des Nulldurchganges der Referenzsignale positiv auf den Oberschwingungsgehalt auswirkt [21].

Oberhalb dieses Modulationsbereiches erweisen sich die diskontinuierlichen Verfahren als vorteilhafter, wobei hier alle Verfahren ähnliche Verläufe im Diagramm aufweisen.

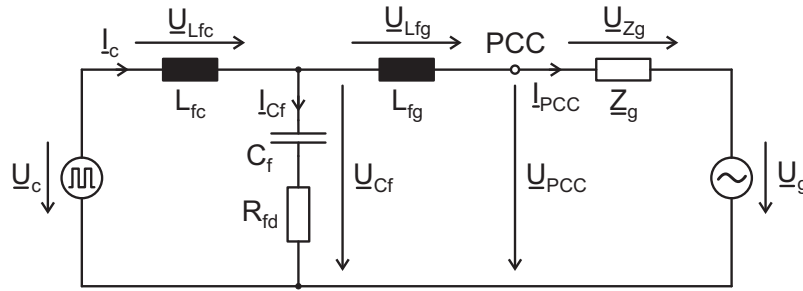


Abb. 10.3: Einphasiges Ersatzschaltbild des Gesamtsystems, bestehend aus Umrichter-
ausgangsspannung, LCL-Filter, PCC und Netz

In [21] wird jedoch herausgearbeitet, dass in diesem Modulationsbereich die 2L-60°-DPWM gegenüber den 30°- und 120°-DPWM-Verfahren bei gleicher Schaltfrequenz niedrigere Schaltverluste aufweist. Denn die Aufteilung der Halteintervalle auf zwei 60°-Abschnitte innerhalb einer Grundswingungsperiode führt dazu, dass sowohl bei der positiven als auch bei der negativen Halbwelle die betragsmäßigen Spitzenwerte des Phasenstroms bei Leistungsfaktoren von bis zu $\cos \phi_c = \pm 0,866$ in das Halteintervall fallen [21]. Bei der 3L-60°-DPWM schränkt sich dieser Bereich des Leistungsfaktors noch weiter ein, da die Halteintervalle in Abhängigkeit vom Modulationsgrad verkleinert werden, wie in Absatz 4.1.3.2 dargestellt wurde. Um dadurch bedingte höhere Schaltverluste innerhalb des betrachteten Modulationsbereiches ausschließen zu können, wird hier die 2L-60°-DPWM für den Bereich $1,01 < M \leq 1,155$ verwendet.

Für die in Absatz 4.1.4.1 erläuterten einzuhaltenen Totzeiten zwischen dem Ein- und Ausschalten der Ventile wird ein Wert von $t_{d,min} = 10 \mu s$ verwendet. Dieser orientiert sich an der Ausschaltverzögerung eines repräsentativen Presspack-IGBTs unter Berücksichtigung einer zusätzlichen Reserve [142]. Das Einwirken von Methoden zur Totzeitkompensation sowie zur Behandlung von minimalen Pulsweiten und anderen nichtlinearen Effekten wird nicht weiter berücksichtigt, da ein solcher Detailgrad für die Analysen als nicht erforderlich angesehen wird.

10.3.4 Netzfilter

Im dritten Schritt sollen exemplarisch Parameter für ein Netzfilter in einer realistischen Größenordnung gefunden werden. Als eine der üblichen Filtertopologien für die Reduzierung von Oberschwingungen im Netzstrom wird das LCL-Filter verwendet [124], wobei die Wahl der Methode zur Dämpfung der Filterresonanz in dieser Arbeit auf die einfacher umzusetzende passive Dämpfung mit Hilfe eines zum Filterkondensator seriell angeordneten Widerstands fällt. Ein einphasiges Ersatzschaltbild des LCL-Filters mit der verwendeten Notation geht aus Abbildung 10.3 hervor. Die Auslegung der Filterparameter geschieht in Anlehnung an [124] und [143] unter Berücksichtigung der „Technischen Richtlinien für Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz“ des Bundesverbandes der Energie- und Wasserwirtschaft e.V. (BDEW) [139]. Die BDEW-Richtlinien geben Grenzwerte g_{BDEW} für die zulässigen Oberschwingungsströme im Netzanschluss-

Ordnungszahl ν, μ	$g_{BDEW} / \frac{A}{MVA}$			$g_{SCR} / \%$	$g_{SCR} / \%$ $\cdot SCR$
	10 kV	20 kV	30 kV		
5	0,058	0,029	0,019	0,100	2,009
7	0,082	0,041	0,027	0,142	2,841
11	0,052	0,026	0,017	0,090	1,801
13	0,038	0,019	0,013	0,066	1,316
17	0,022	0,011	0,070	0,038	0,762
19	0,018	0,009	0,006	0,031	0,624
23	0,012	0,006	0,004	0,021	0,416
25	0,010	0,005	0,003	0,017	0,346
$25 < \nu < 40$ (ungeradzahlig)	$0,25/\nu$	$0,125/\nu$	$0,075/\nu$	$0,433/\nu$	$8,660/\nu$
$\nu < 40$ (geradzahlig)	$0,06/\nu$	$0,03/\nu$	$0,02/\nu$	$0,104/\nu$	$2,078/\nu$
$\nu > 40$	$0,18/\nu$	$0,09/\nu$	$0,06/\nu$	$0,312/\nu$	$6,235/\nu$
$\mu < 40$	$0,06/\mu$	$0,03/\mu$	$0,02/\mu$	$0,104/\mu$	$2,078/\mu$
$\mu > 40$	$0,18/\mu$	$0,09/\mu$	$0,06/\mu$	$0,312/\mu$	$6,235/\mu$

Tab. 10.8: Zur Einspeisung in das Mittelspannungsnetz gemäß [139] festgelegte Grenzwerte der maximal zulässigen Oberschwingungsströme I^ν und Zwischenharmonischenströme I^μ mit Umrechnung nach Formel 10.12 ($SCR = 20$)

punkt (PCC) in Abhängigkeit von der dortigen Kurzschlussleistung vor [139]:

$$\frac{I_{PCC}^{\nu,\mu}}{|S_{PCC,k}|} \leq g_{BDEW} \quad (10.11)$$

Um die Filterwirkung anhand der Spektren der Umrichterausgangsspannung und des PCC-Stroms in einem Diagramm darstellen zu können, ist eine Normierung der Oberschwingungsströme auf den Grundswingungsstrom zweckmäßig. Dazu wird eine Multiplikation mit der Kurzschlussleistung $|S_{PCC,k}|$ und eine Division durch den Nennwert des Grundswingungsstroms $|I_{PCC,N}|$ durchgeführt:

$$\begin{aligned} \frac{I_{PCC}^{\nu,\mu}}{I_{PCC,N}^1} &\stackrel{I_{PCC,N}^1 = |I_{PCC,N}|}{\leq} g_{BDEW} \cdot |S_{PCC,k}| \cdot \frac{1}{|I_{PCC,N}|} \\ &= g_{BDEW} \cdot |S_{PCC,k}| \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot |U_{PCC,LL,N}|}{|S_{PCC,N}|} \\ &\stackrel{|U_{PCC,LL,N}| \approx |U_{g,LL}|}{\approx} \underbrace{g_{BDEW} \cdot \sqrt{3} \cdot |U_{g,LL}|}_{g_{SCR}} \cdot SCR \end{aligned} \quad (10.12)$$

Die daraus sich ergebenden Grenzwerte g_{SCR} , für die sich nun eine Abhängigkeit vom Netzkurzschlussleistungsverhältnis SCR (Short Circuit Ratio) und eine Unabhängigkeit vom Netzspannungsniveau ergibt, sind zusammen mit den ursprünglich vom

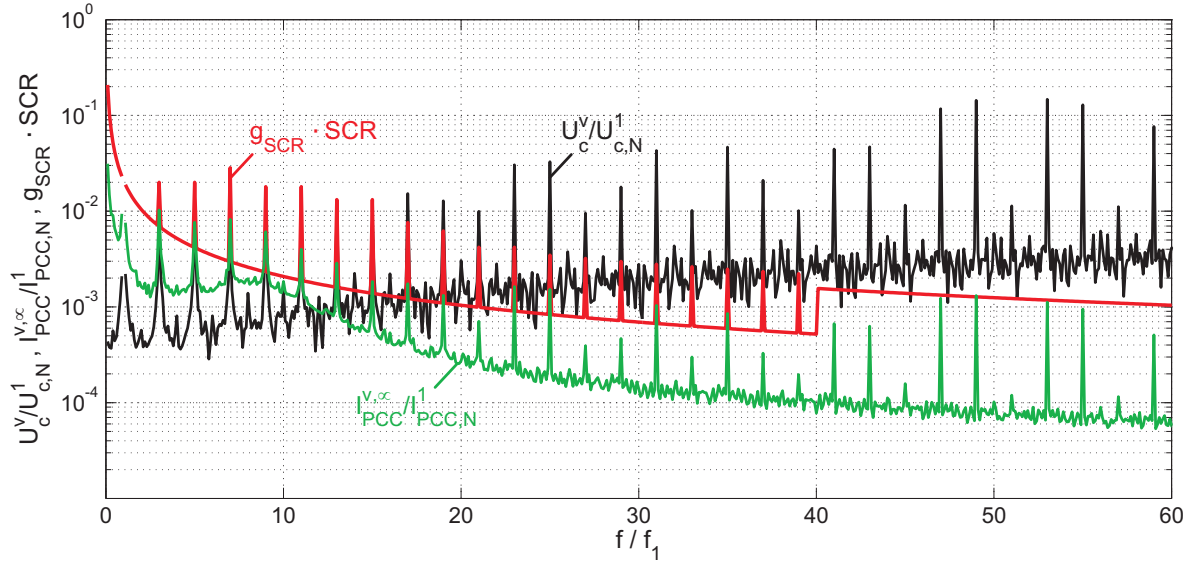


Abb. 10.4: Spektren der Umrichterausgangsspannung (schwarz) und des Stroms im PCC (grün) für die gewählten Parameter sowie Grenzwerte des erlaubten Stroms im PCC (rot), jeweils normiert auf die Grundschwingungsamplitude

BDEW angegebenen Richtlinien in Tabelle 10.8 zusammengefasst. Hierbei wurde in Orientierung an [124] ein Netzkurzschlussleistungsverhältnis von $SCR = 20$ angenommen. Es ist anzumerken, dass für Oberschwingungen mit ungerader, durch drei teilbarer Ordnung die in der Tabelle für die nächsthöhere ungeradzahlige Ordnungszahl angegebenen Werte zu Grunde gelegt werden können, solange kein Nullsystem in das Netz eingespeist wird [139].

Für die Auslegung der Filterparameter ist zunächst die Ermittlung eines sogenannten Worst-Case-Spektrums (Virtual Harmonic Spectrum) für die Umrichterausgangsspannung erforderlich [124]. Dazu wird jeweils der Modulationsgrad im relevanten Bereich von $0,8 \leq M \leq 1,155$ durchlaufen und die jeweils größte auftretende Frequenzkomponente ermittelt [124]. Das Resultat des auf die Grundschwingungsspannung normierten Worst-Case-Spektrums für die zuvor festgelegte Schaltfrequenz und das gewählte Modulationsverfahren ist im schwarz gefärbten Verlauf von Abbildung 10.4 zu sehen. Dabei fallen insbesondere die Oberschwingungsanteile um den Bereich der beiden verwendeten Trägerfrequenzen auf. Weiterhin sind die in den BDEW-Richtlinien vorgegebenen Grenzwerte für die auf den Grundschwingungsstrom normierten Oberschwingungsströme im PCC in roter Färbung dargestellt.

Die Aufgabe des Filters besteht nun darin, alle Oberschwingungsanteile so weit zu dämpfen, dass die Oberschwingungsströme unterhalb der Grenzwerte liegen. Die Übertragungsfunktion $G_{LCL,R}(s)$ des LCL-Filters mit einem zum Filterkondensator seriell angeordneten Widerstand zur passiven Dämpfung ist durch folgenden Ausdruck gegeben [124]:

$$G_{LCL,R}(s) = \frac{I_{PCC}(s)}{U_c(s)} = \frac{R_{fd}}{L_{fc} \cdot L_{fg}} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_{fd} \cdot C_f}}{s \cdot (s^2 + 2 \cdot \zeta_{res} \cdot \omega_{res} \cdot s + \omega_{res}^2)} \quad (10.13)$$

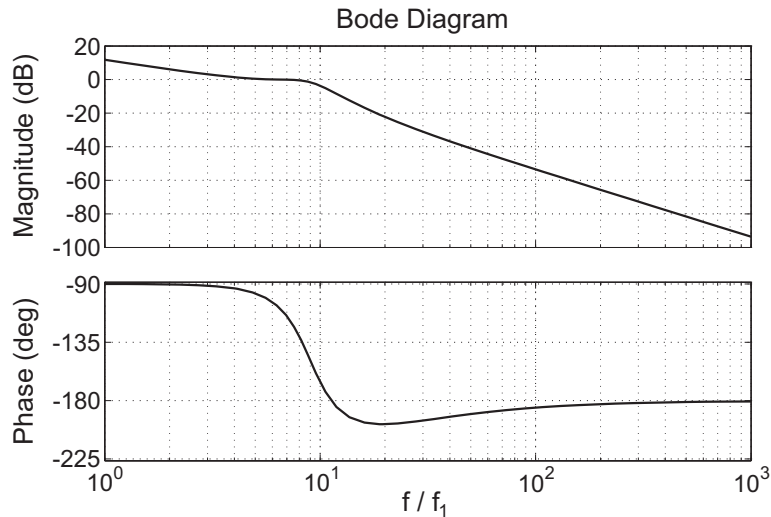


Abb. 10.5: Bode-Diagramm des gewählten LCL-Filters mit passiver Dämpfung

Dabei berechnen sich die Resonanzfrequenz ω_{res} und der Dämpfungsfaktor ζ_{res} auf folgende Weise [124]:

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_{fc} + L_{fg}}{L_{fc} \cdot L_{fg} \cdot C_f}} \quad (10.14)$$

$$\zeta_{res} = \frac{R_{fd} \cdot C_f}{2} \cdot \omega_{res} \quad (10.15)$$

Die Wahl der Filterparameter geschieht nun in Form eines iterativen Prozesses anhand der sich ergebenden Spektren, wobei mögliche Parameterunsicherheiten, wie z.B. Schwankungen der ZK-Spannung, nicht berücksichtigt werden. Im Gegenzug werden jedoch auch keine ohmschen Widerstände der Filterelemente und Zuleitungen berücksichtigt, die zusätzlich einen dämpfenden Einfluss ausüben würden.

Als realistische Größenordnung wird zunächst der Gesamtinduktivität der Filterelemente ein Wert von $L_{fc} + L_{fg} = 1,5 \text{ mH}$ ($= 0,288 \text{ [p.u.]}$) zugewiesen. Als typischer Wert für das Verhältnis der Induktivitäten wird $L_{fc}/(L_{fc} + L_{fg}) = 2/3$ gewählt [143], so dass sich die Werte der Induktivitäten zu $L_{fc} = 1 \text{ mH}$ ($= 0,192 \text{ [p.u.]}$) und $L_{fg} = 0,5 \text{ mH}$ ($= 0,096 \text{ [p.u.]}$) ergeben. Um ein ausreichendes Dämpfungsverhalten im Bereich der Schaltarmonischen zu gewährleisten, wird die Resonanzfrequenz auf das Neunfache der Grundschwingungsfrequenz gelegt [124]. Damit berechnet sich die Filterkapazität mit Hilfe von Formel 10.14 zu $C_f = 374,74 \mu\text{F}$ ($= 0,192 \text{ [p.u.]}$).

Ein Dämpfungsfaktor von $\zeta_{res} = 0,3$ erreicht weiterhin, dass sich alle Oberschwingungsanteile des PCC-Stroms um den Bereich der Resonanzfrequenz unterhalb der erlaubten Grenzwerte befinden. Dies führt durch Formel 10.15 auf einen Wert von $R_{fd} = 566,3 \text{ m}\Omega$ ($= 0,347 \text{ [p.u.]}$) für den Widerstand zur passiven Dämpfung. Das Bode-Diagramm des LCL-Filters mit dieser Auslegung ist in Abbildung 10.5 dargestellt. Weiterhin ist das resultierende Spektrum des auf den Grundschwingungsstrom normierten PCC-Stroms mit grüner Färbung in Abbildung 10.4 zu sehen.

Es sei nochmals darauf hingewiesen, dass hinsichtlich der Optimierung der Filterparameter großer Spielraum vorhanden ist, um unterschiedliche Optimierungsziele zu verfolgen [143]. In dieser Arbeit soll jedoch keine Optimierung des Filters, sondern lediglich eine Ermittlung von exemplarischen Parametern in einer realistischen Größenordnung erreicht werden.

10.3.5 Zwischenkreisspannung und Zwischenkreiskapazität

In diesem Absatz sollen die letzten noch verbleibenden Parameter festgelegt werden, die für die Untersuchungen in dieser Arbeit von Bedeutung sind, wobei die Festlegung der ZK-Spannung und der ZK-Kapazität im Fokus stehen. Das einphasige Erstsatzschaltbild des Gesamtsystems ist in Abbildung 10.3 dargestellt. Es besteht aus Umrichterausgangsspannung \underline{U}_c , LCL-Filter, PCC und dem Netz, modelliert durch eine Netzimpedanz \underline{Z}_g und die auf die Primärseite des Transformators bezogene Netzspannung \underline{U}_g . Es wird dabei von einem System mit drei Phasen und drei Leitern ausgegangen. In Abschnitt 2.2 wurde eine geforderte Wirkleistungsabgabe am PCC von $P_{PCC,N} = 6 \text{ MW}$ ($= 1 \text{ [p.u.]}$) vorgegeben. Je nach Anforderung muss diese Wirkleistung über einen bestimmten Bereich des Leistungsfaktors hinweg abzugeben sein, wobei sich dieser Bereich in Anlehnung an [124] zwischen $\cos \phi_{PCC} = 0,9$ ($= 1 \text{ [p.u.]}$) induktiv und kapazitiv erstrecken soll. Somit muss der Betrag der Nennscheinleistung im PCC einen Wert von $|\underline{S}_{PCC,N}| = 6,67 \text{ MVA}$ ($= 1 \text{ [p.u.]}$) aufweisen. Mit diesem Wert kann anhand folgender Formel das Netzkurzschlussleistungsverhältnis $SCR = 20$ in den Betrag der Netzimpedanz $|\underline{Z}_g| = 81,7 \text{ m}\Omega$ ($= 0,05 \text{ [p.u.]}$) umgewandelt werden:

$$SCR = \frac{|\underline{S}_{PCC,k}|}{|\underline{S}_{PCC,N}|} = \frac{3 \cdot |\underline{U}_g|^2}{|\underline{Z}_g| \cdot |\underline{S}_{PCC,N}|} \Rightarrow |\underline{Z}_g| = \frac{3 \cdot |\underline{U}_g|^2}{SCR \cdot |\underline{S}_{PCC,N}|} \quad (10.16)$$

Mit der Annahme eines für ein Mittelspannungsnetz typischen Verhältnisses von Netzreaktanz zu Netzresistanz von $X_g/R_g = 3$ [144] können weiterhin der ohmsche und induktive Anteil der Netzimpedanz bestimmt werden. Die Bereitstellung von induktiver bzw. kapazitiver Blindleistung bei gleichzeitiger Wirkleistungsabgabe muss durch ein Anheben bzw. Absenken der Spannung am PCC und somit durch ein entsprechendes Stellen der Umrichterausgangsspannung erfolgen. Der dafür erforderliche Modulationsgrad ist abhängig von der ZK-Spannung.

Betrachtet man wie in Abbildung 10.6 den Modulationsgrad in Abhängigkeit von Wirkleistung und Leistungsfaktor, so kann die ZK-Spannung als Freiheitsgrad aufgefasst werden, um den oberen Aussteuerbereich von $M \geq 0,8$ innerhalb der relevanten Grenzen für Wirkleistung und Leistungsfaktor möglichst gut auszunutzen [124]. Neben den bereits festgelegten Grenzen wird weiterhin die minimal bereitzustellende Wirkleistung auf 10 % des Nennwertes begrenzt [139]. Es ergibt sich das in Abbildung 10.6 gezeigte Diagramm, wobei eine ZK-Spannung von $U_{DC} = 5,5 \text{ kV}$ ($= 1,67 \text{ [p.u.]}$) in Anlehnung an [124] als sinnvoller Wert gewählt wird, um zum einen den Modulationsbereich gut auszunutzen und zum anderen noch Reserve zur Überwindung höherer Spannungsabfälle über den Filterelementen und der Netzimpedanz zur Verfügung zu haben.

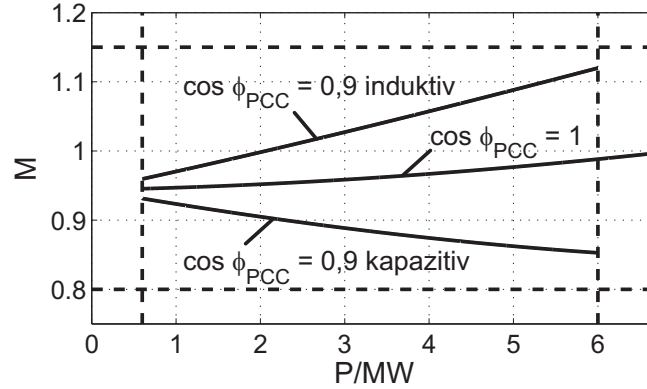


Abb. 10.6: Modulationsgrad in Abhängigkeit von der Wirkleistung für verschiedene Leistungsfaktoren im relevanten Bereich dieser drei Größen mit den gewählten Randbedingungen

Die Auslegung der ZK-Kapazität ist ein wesentlicher Aspekt bei der Dimensionierung eines Umrichters und aufgrund der Beziehung zu anderen relevanten Aspekten ein viel beachtetes Forschungsgebiet. Einerseits ist sie so gering wie möglich zu wählen, um das Bauvolumen und die damit verbundenen Kosten möglichst gering zu halten [145]. Andererseits muss jedoch ein geeigneter Kompromiss gefunden werden, um zugleich weiteren Anforderungen, wie etwa in Bezug auf die Spannungsschwankungsbreite, der damit verbundenen Bauteilbelastung und Qualität der Ausgangsspannung sowie hinsichtlich der Stabilität der Regelkreise, zu genügen [143], [145]. Beim 3L-NPC-Umrichter kommt hinzu, dass die ZK-Kapazität Einfluss auf den NP-Strom und somit auf die Balance der NP-Spannung ausübt [59], [116]. Da in dieser Arbeit jedoch nicht die Optimierung der ZK-Kapazität das Ziel ist, wird im Folgenden eine konservative Auslegung vorgenommen, die sich an [143] orientiert und folgenden Zusammenhang nutzt:

$$C_{DC} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{du_{DC}}{dt} = i_{DC} = \frac{P_{DC}}{u_{DC}} \quad (10.17)$$

Die ZK-Kapazität C_{DC} wird so dimensioniert, dass im Falle eines Anstiegs der Wirkleistung $P_{DC} \approx P_{PCC}$ von Null auf Nennwert innerhalb einer festgelegten Zeitdauer Δt_{min} eine bestimmte Spannungsschwankungsbreite $\Delta u_{DC,max}$ nicht überschritten wird:

$$C_{DC,min} \approx \frac{2 \cdot P_{PCC,N} \cdot \Delta t_{min}}{u_{DC} \cdot \Delta u_{DC,max}} \quad (10.18)$$

Bei der festgelegten Spannungsfestigkeit der ZK-Kondensatoren von 3kV (= 0,91 [p.u.]) und der vorgegebenen Zwischenkreisspannung von 5,5kV (= 1,67 [p.u.]) ergibt sich eine Spannungsschwankungsbreite von $\Delta u_{DC,max} = 1\text{ kV}$ (= 0,3 [p.u.]). Zusammen mit einer minimalen Zeitdauer von einer effektiven Schaltperiode $\Delta t_{min} = 1/825\text{ Hz} = 1,21\text{ ms}$ (= $2\pi \cdot 0,06$ [p.u.]) führt das zu einer minimal erforderlichen ZK-Kapazität von $C_{DC,min} = 2644,6\ \mu\text{F}$ (= 1,36 [p.u.]). Unter Berücksichtigung einer Sicherheitsreserve wird diese auf einen Wert von $C_{DC} = 3\text{ mF}$ (= 1,54 [p.u.]) erhöht. Gemäß der Ausführungen aus Absatz 3.3.3.5 werden für Kapazität und Spannungsfestigkeit des FC-Kondensators die gleichen Werte zu Grunde gelegt.

Als Betriebspunkte sind insbesondere die beiden Betriebsgrenzen mit maximaler kapazitiver bzw. induktiver Blindleistungsabgabe sowie der Betriebspunkt mit ausschließlicher Wirkleistungsabgabe am PCC interessant. Die vollständigen Zeigerdiagramme der Spannungen und Ströme für das Gesamtsystem gemäß Abbildung 10.3, die sich bei idealer Grundswingungsbetrachtung für diese Betriebspunkte ergeben, sind in Abbildung 10.1 dargestellt. Weiterhin sind in Tabelle 10.6 die sich ergebenden Werte für die wichtigsten Größen aufgeführt.

10.3.6 Simulationsmodelle

Für die Simulation werden die Programme MATLAB (Version 7.9.0.529), Simulink (Version 7.4) und PLECS (Version 3.5.5) verwendet, wobei PLECS als Blockset in die Simulink-Umgebung eingebunden wird. In PLECS werden ein Modell des klassischen 3L-NPC-Umrichters sowie ein Modell des erweiterten Umrichters mit 3L-FC-basierter Zusatzhalbbrücke umgesetzt. Weiterhin werden Anbindungen, wie z.B. Netzfilter und Netzspannung, ebenfalls innerhalb der PLECS-Umgebung berücksichtigt. Darüber hinaus werden die erforderlichen Totzeiten beim Schalten der Ventile innerhalb der Basishalbbrücken sowie der Zusatzhalbbrücke entsprechend der Abbildungen 4.11 und 4.12 mit Hilfe von PLECS realisiert. Alle Modulationsverfahren für die 3L-NPC-Halbbrücken gemäß Abschnitt 4.1 sowie das Ansteuerungsverfahren der Zusatzhalbbrücke gemäß Abschnitt 4.2 werden in Simulink mit Hilfe von MATLAB s-functions implementiert. In Simulink werden weiterhin Oberschwingungen und Unsymmetrien der Netzspannung modelliert. MATLAB dient zur Implementierung aller erforderlichen Parameter, u.a. der Randbedingungen gemäß Anhang 10.3.2, sowie zur Durchführung sämtlicher Berechnungen und Analysen.

10.4 Grundlage der experimentellen Betrachtungen

Für die Durchführung experimenteller Untersuchungen, aber auch zur Abschätzung des Aufwandes sowie zur Aufdeckung von Hindernissen bei der technischen Umsetzung wurde ein Umrichterstand eigenständig konzipiert und aufgebaut. Nachfolgend werden ein Überblick über den Teststand gegeben sowie Leistungsteil und Steuerteil separat beschrieben. Weiterhin werden Informationen zu verwendeten Komponenten und Kenngrößen des Umrichters sowie Angaben zu verwendeten Geräten und Messmitteln geliefert.

10.4.1 Überblick über den Laborteststand

Die Gesamtstruktur des Laborteststandes geht aus Abbildung 10.7 hervor, wobei Leistungsteil und Steuerteil des Umrichters in nachfolgenden Unterabschnitten separat beschrieben werden. Der Aufbau wurde so konzipiert, dass wahlweise der Betrieb als klassischer 3L-NPC-Umrichter gemäß Abbildung 3.1 oder als erweiterter Umrichter mit Zusatzhalbbrücke im Normalbetrieb gemäß Abbildung 4.8 oder im Notbetrieb gemäß Abbildung 4.14 möglich ist. Dabei wurde das in den Flussdiagrammen 4.11 und 4.12 illustrierte Verfahren zur Ansteuerung der Zusatzhalbbrücke implementiert. Für die Ansteuerung der Basishalbbrücken kann zwischen sämtlichen Modulationsverfahren, die in Abschnitt 4.1 dargelegt wurden, ausgewählt werden. Weiterhin bietet der Aufbau die Möglichkeit, Verfahren zur Diagnose von LL-Fehlern zu erproben.

10.4.2 Leistungsteil des Umrichters

Der Leistungsteil des Umrichters, dessen Schaltungstopologie ebenfalls aus Abbildung 10.7 hervorgeht, besteht im Kern aus vier 3L-NPC-Halbbrückenmodulen und dem Spannungszwischenkreis. Eine der vier Halbbrückenmodule wurde durch Erweiterung um den FC-Kondensator in die 3L-FC-basierte Zusatzhalbbrücke umgewandelt. Die zwischen den beiden Clamping-Dioden befindlichen Abgriffe aller Halbbrückenmodule sind miteinander fest verdrahtet und über zwei antiparallel geschaltete diskrete IGBTs mit antiparalleler Freilaufdiode an den Neutralpunkt des Umrichters angebunden. Diese stellen die beiden Hilfsventile dar. Gemessen werden die ZK-Spannungen, die FC-Kondensatorspannung sowie die Phasenströme und der Ersatz-Neutralpunktstrom mit Hilfe von Sensoren. Darüber hinaus besteht die Möglichkeit, bis zu drei weitere Spannungen zu messen, z.B. zur Erprobung von Verfahren zur Fehlerdiagnose.

Um den Betrieb des klassischen Umrichters zu ermöglichen, werden die Ventile der Zusatzhalbbrücke dauerhaft gesperrt und die beiden Hilfsventile dauerhaft geschlossen. Um den Notbetrieb der erweiterten Topologie zu realisieren kann der Ausgangsabgriff der Zusatzhalbbrücke, also der Ersatz-Neutralpunkt, mechanisch von den zwischen den beiden Clamping-Dioden befindlichen Abgriffen aller Basishalbbrücken getrennt werden.

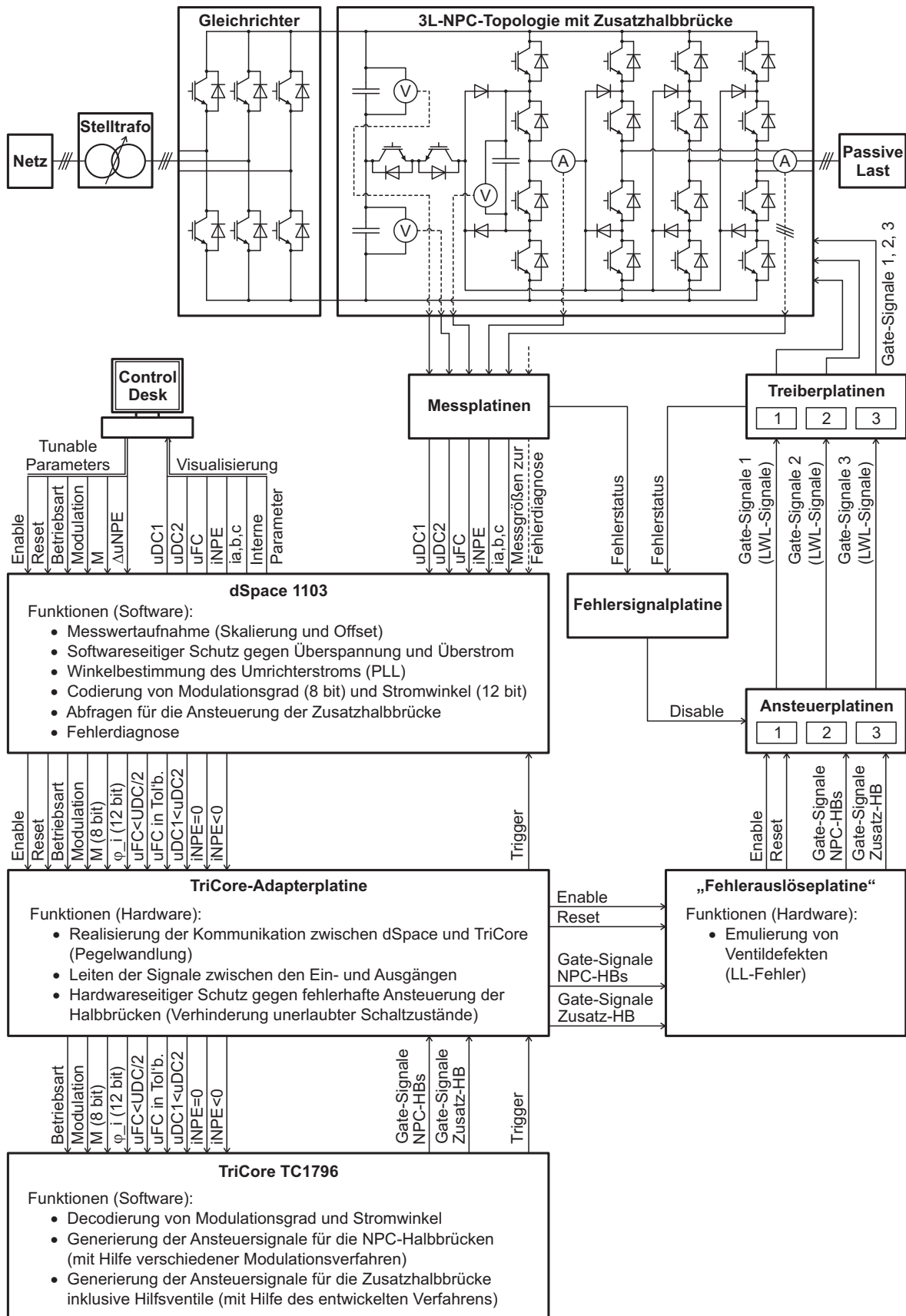


Abb. 10.7: Grundstruktur des Laborteststandes

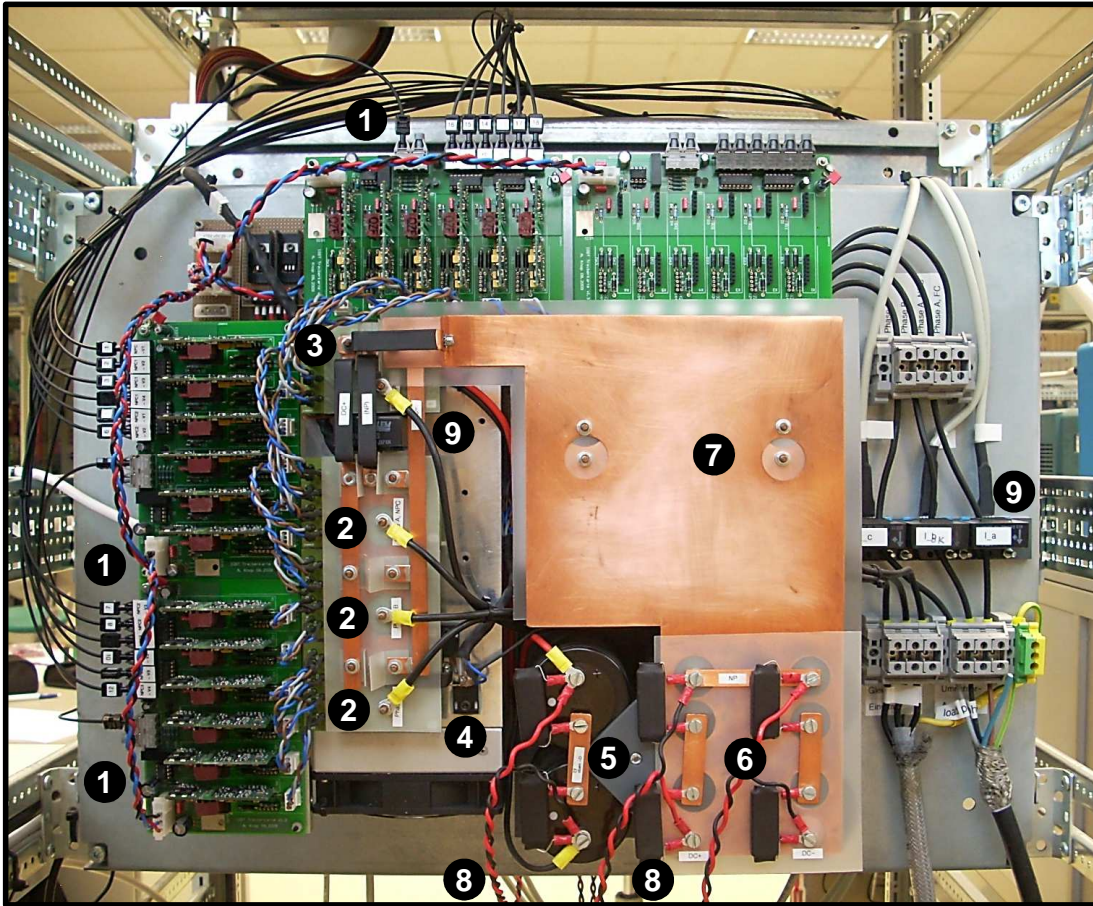


Abb. 10.8: Leistungsteil des Umrichters mit Treiberplatinen und Gate-Treibern (1), 3L-NPC-Halbbrücken-Ventilen (2), Zusatzhalbbrücken-Ventilen (3) mit Hilfsventilen (4), FC-Kondensatoren (5), ZK-Kondensatoren (6), Gleichrichter (7), Spannungsmessungen (8) und Stromsensoren (9)

Abbildung 10.8 zeigt ein Foto des Leistungsteils inklusive Beschriftung der einzelnen Komponenten. Tabelle 10.9 enthält Informationen über die verwendeten Komponenten und über die Auslegung des Umrichters. Es sei darauf hingewiesen, dass die Bemessungsspannung der ZK-Kondensatoren von 700 V sowie die Sperrspannung der IGBTs von 600 V so gewählt sind, dass bei geladenem Zwischenkreis selbst im Falle einer vollständig unsymmetrischen Aufteilung der ZK-Spannung von maximal 565 V auf die ZK-Kondensatoren kein Schaden zu erwarten ist.

10.4.3 Steuerteil des Umrichters

Die Ansteuerung des Umrichters findet durch ein Zusammenspiel des Echtzeitsystems dSpace 1103 und dem Mikrocontroller TriCore TC1796 statt. Abbildung 10.7 verdeutlicht die Kommunikation zwischen diesen beiden Systemen und der weiterhin beteiligten Hardware-Peripherie sowie deren Funktionen innerhalb des Aufbaues. In Abbildung 10.9 ist weiterhin ein Foto des Steuerteils mit Beschriftung der unterschiedlichen Komponenten dargestellt.

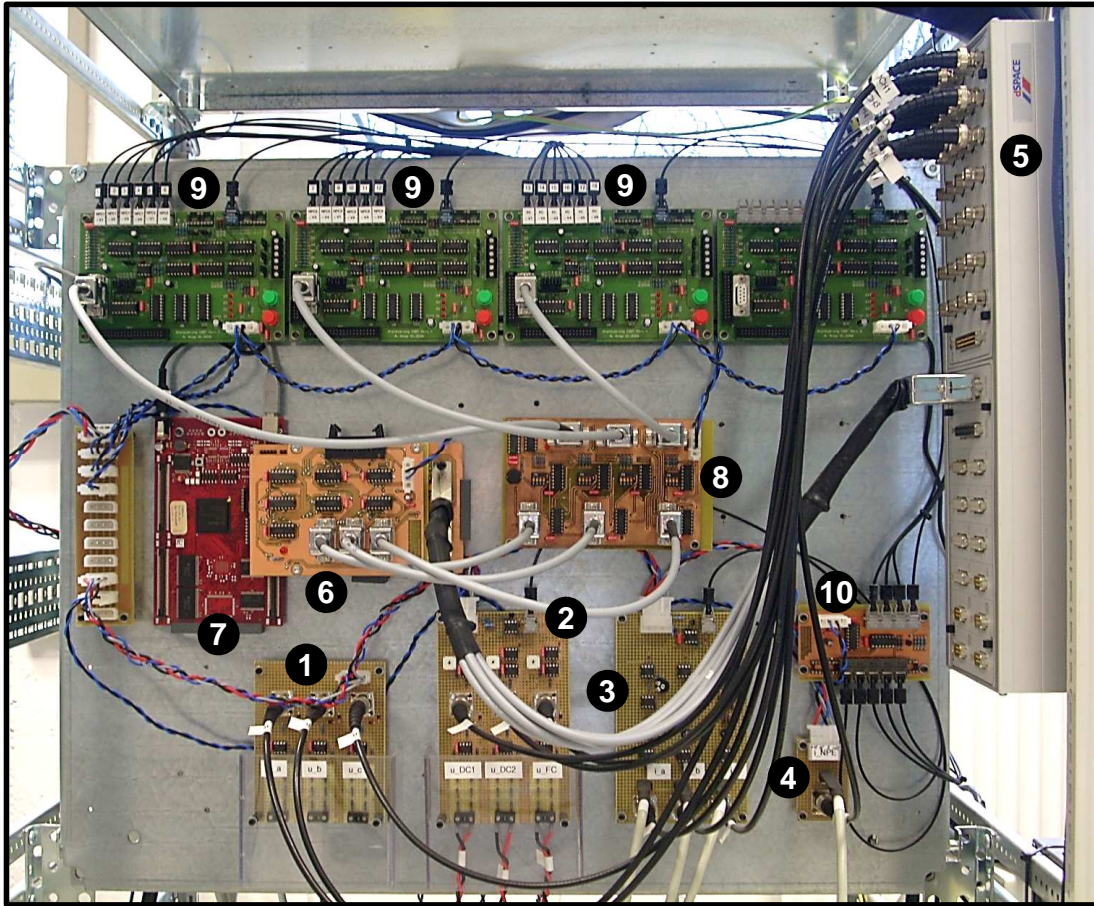


Abb. 10.9: Steuerteil des Umrichters mit Spannungsmessplatinen (1, 2), Strommessplatinen (3, 4), dSpace 1103 Panel (5), TriCore-Adapterplatine (6), TriCore TC1796 (7), LL-Fehlerauslöseplatine (8), Ansteuerplatinen (9) und Fehlersignalplatine (10)

Mit Hilfe von Messplatinen erfolgt zunächst die Aufnahme von Messwerten für die obere und untere ZK-Spannung, die FC-Spannung sowie für die Phasenströme und den Ersatz-NP-Strom. Weiterhin können bis zu drei zusätzliche Spannungsmessungen für den Zweck der Fehlerdiagnose vorgenommen werden. Die Messwerte werden nach Pegelwandlung galvanisch getrennt an das dSpace-Panel geführt und es erfolgt eine A/D-Wandlung. Neben diesen Messgrößen erhält das dSpace-System weiterhin durch die Bedienoberfläche Control Desk Parameter, die in Echtzeit durch den Bediener variabel vorgegeben werden können. Dazu zählen die Signale Enable und Reset zum Freigeben der Ansteuerplatinen, die Wahl der Betriebsart (Betrieb als klassischer 3L-NPC-Umrichter oder als erweiterter Umrichter mit Zusatzhalbbrücke), die Wahl zwischen zwei beliebig vorgewählten Modulationsverfahren, der Modulationsgrad und die Weite des Toleranzbandes für die FC-Kondensatorspannung. Weiterhin können alle Messgrößen und internen Parameter durch den Control Desk visualisiert werden.

Auf Basis der Messgrößen und der vorgegebenen Parameter führt das dSpace-System eine Reihe implementierter Funktionen aus. Hierzu gehören die Messwertverarbeitung, softwareseitige Funktionen zum Schutz des Umrichters gegen Überspannungen und

Überströme sowie die Aufbereitung der Messwerte für den TriCore in Form von Abfrageergebnissen, die gemäß der Abbildungen 4.11 und 4.12 für die Ansteuerung der Zusatzhalbbrücke erforderlich sind. Weiterhin wird zur Vorbereitung der TriCore-seitigen Berechnung des Mittelwertes des NPE-Stroms über eine Abtastperiode der aktuelle Winkel des Umrichterausgangsstroms mit Hilfe einer PLL ermittelt. Dieser wird mit einer Auflösung von 12 bit für den TriCore codiert, ebenfalls der Modulationsgrad mit einer Auflösung von 8 bit. Weiterhin besteht die Möglichkeit der Implementierung von Verfahren zur Fehlerdiagnose auf dem dSpace-System. Eine selbst konzipierte und gefertigte TriCore-Adapterplatine ermöglicht die Kommunikation zwischen dSpace und TriCore sowie der Hardware zur Aufnahme der Ansteuersignale und Freigabesignale. Zudem ist ein hardwareseitiger Schutz gegen fehlerhafte Ansteuerung vorgesehen, der das Anlegen unerlaubter Schaltzustände zum Schutz des Umrichters verhindert. Auf dem TriCore selbst sind die verschiedenen PWM-Verfahren zur Ansteuerung der 3L-NPC-Halbbrücken sowie das Ansteuerungsverfahren für die Zusatzhalbbrücke implementiert. Um zudem das dSpace-System mit dem TriCore zu synchronisieren, generiert der TriCore ein Trigger-Signal nach Ablauf einer Abtastperiode.

Die vom TriCore generierten Ansteuersignale werden schließlich über eine selbst konzipierte und gefertigte LL-Fehlerauslöseplatine an die drei Ansteuerplatinen geführt. Die Fehlerauslöseplatine bietet zum Test von Verfahren zur Detektion von LL-Fehlern die Möglichkeit, beim Ansteuersignal eines beliebig wählbaren Ventils der vier Halbbrücken durch Tastendruck sprunghaft einen dauerhaft niedrigen Pegel auszulösen und somit einen LL-Fehler zu emulieren. Die drei Ansteuerplatinen können jeweils sechs Signale mit Hilfe von Lichtwellenleitern (LWL) an eine entsprechende Treiberplatine führen. Um die Freigabesignale der drei Ansteuerplatinen zu synchronisieren, kommt eine selbst konzipierte und gefertigte Fehlersignalplatine zum Einsatz. Diese sorgt dafür, dass alle Ansteuerplatinen im Falle eines fehlenden Freigabesignals seitens der Treiberplatinen oder der Messplatinen, z.B. aufgrund einer Überspannungsdetektion, zum Schutz des Umrichters gleichzeitig gesperrt werden. Auf den Treiberplatinen ist für jedes anzusteuern Ventil eine Treiberkarte vorgesehen, die aus dem jeweiligen LWL-Signal eine für die Ansteuerung der IGBTs geeignete Gate-Spannung generiert, die schließlich an das entsprechende Ventil des Umrichters geführt wird.

In Tabelle 10.9 im Anhang sind neben den Kenngrößen des Umrichters auch die verwendeten Parameter für die Ansteuerung aufgeführt. Dabei wurden die Randbedingungen aus den theoretischen und simulativen Untersuchungen gemäß Abschnitt 10.3 weitestgehend übernommen. Dies betrifft die verwendeten Trägerfrequenzen, die daraus resultierenden effektiven Schaltfrequenzen sowie die Abtastmethode. Das PWM-Verfahren hingegen kann mit Hilfe der Bedienoberfläche Control Desk frei ausgewählt werden.

10.4.4 Komponenten und Kenngrößen des Umrichters

Bemessungsleistung: 25 kW
Bemessungsspannung: 400 V
Bemessungsstrom: 36 A

Komponente	Beschreibung
Passiver Gleichrichter	IGBT-Modul B6 Hersteller: Eupec Typbezeichnung: BSM75GD120DLC Kollektor-Emitter Sperrspannung eines IGBTs: 1200 V Kollektor-Dauergleichstrom eines IGBTs: 75 A
3L-NPC-Halbbrücke / 3L-FC-basierte Zusatzhalbbrücke	IGBT-Modul NPC Hersteller: Infineon Typbezeichnung: F3L50R06W1E3-B11 Kollektor-Emitter Sperrspannung eines IGBTs: 600 V Kollektor-Dauergleichstrom eines IGBTs: 50 A
Hilfsventil	Diskreter IGBT Hersteller: Infineon Typbezeichnung: IKW75N60T Kollektor-Emitter Sperrspannung: 600 V Kollektor-Dauergleichstrom: 75 A
IGBT-Treiber	Hersteller: Alstom Typbezeichnung: 029.148.385
Oberer / unterer ZK-Kondensator, FC-Kondensator	Jeweils zwei Kondensatoren in Anordnung 2s1p (Spannungssymmetrierung mit 20 k Ω -Widerstand) Hersteller: Siemens Typbezeichnung: B43564-S4338-M1 Kondensatortyp: Aluminium-Elektrolyt Bemessungsspannung: 2 · 350 V Kapazität: (1/2) · 3300 μ F
Echtzeitsystem	Real-Time Single-Board Control System Hersteller: dSpace Typbezeichnung: 1103 PPC Controller Board PowerPC Processor PPC750GX CPU Clock Frequenz: 1 GHz
Mikrocontroller	32-Bit TriCore-basierter Mikrocontroller Hersteller: Infineon Typbezeichnung: TC1796 Maximale CPU Clock Frequenz: 150 MHz Trägerfrequenz bei kontinuierlicher PWM: 1650 Hz Trägerfrequenz bei diskontinuierlicher PWM: 2550 Hz Sampling Methode: ARS (Trägersignal synchron) Ventiltotzeit: 2 μ s

Tab. 10.9: Verwendete Komponenten und Kenngrößen des Umrichters

10.4.5 Verwendete Geräte und Messmittel

Komponente	Beschreibung
Netzteil	Hersteller: Elektro-Automatik Typbezeichnung: EA-PSI 81000-30 Ausgangsspannung: 0...1000 V/DC Ausgangsleistung: 0...10 kW (Mit verwendetem 16 A-Adapter: 0...7 kW)
Stelltransformator	Hersteller: Ismet Transformatoren GmbH Typbezeichnung: DRSE 720627/1 Primärspannung: 3×400 V Sekundärspannung: $3 \times 0...500$ V Leistung: 0...37,7 kVA
Lastwiderstand	Hersteller: Frizlen Typbezeichnung: BW 82 Leistung: 20 kW Spannung: $3 \times 0...230/400$ V Stromeinstellbereich: 0,6...29 A bei $3 \times 230/400$ V, 50 Hz
Lastinduktivität	Hersteller: Moeller Induktivität: $3 \times 1,5$ mH (0...10 % Toleranz) Bemessungsfrequenz: 50...60 Hz Maximale Spannung: 1000 V Maximaler Strom: 150 A

Tab. 10.10: Verwendete Geräte

Komponente	Beschreibung
Oszilloskop	Hersteller: Tektronix Typbezeichnung: DPO 3014 Anzahl Kanäle: 4 Abtastrate: 2,5 GS/s Bandbreite: 100 MHz
Differenzastkopf	Hersteller: Elditest Electronic Typbezeichnung: Differential Probe GE 8115 Maximale Eingangsspannung: 1500 V Bandbreite/Dämpfung: 20 MHz/1000x, 30 MHz/100x Genauigkeit: 3 %
Stromsensor (Messung i_{NPE} , i_c)	Hersteller: LEM Typbezeichnung: HAL 50-S Primärer Nennstrom: 50 A Genauigkeit: 1 %
Strommesszange	Hersteller: Fluke Typbezeichnung: i200s AC Current Clamp Primärer Nennstrom: 20 A, 200 A Genauigkeit: 1,5 % (48...65 Hz)

Tab. 10.11: Verwendete Messmittel

Kurzlebenslauf

Name: Matthias Böttcher

Geburtstag: 26.11.1981

Geburtsort: Eckernförde

Staatsangehörigkeit: Deutsch

Schulausbildung: 1992 - 2001:
Gymnasium Kronshagen

Studium: 2002 - 2009:
Studium der Elektrotechnik und Informationstechnik
Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

Berufstätigkeit: 2009 - 2013:
Wissenschaftlicher Mitarbeiter
Lehrstuhl für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe
Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

2014 - 2015:
Projektingenieur im Bereich Funktionale Sicherheit
ORANGE Engineering GmbH & Co.KG

Seit 2015:
Systemingenieur im Bereich Qualitätssicherung
Raytheon Anschütz GmbH