

Betriebsverhalten und Performance fehlertoleranter Dreipunkt-Antriebswechselrichter für batterieelektrische Fahrzeuge

Von der Fakultät für Ingenieurwissenschaften
der Universität Bayreuth
zur Erlangung der Würde eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
genehmigte Dissertation

von

Johannes Häring, M.Sc.

aus

Neustadt an der Waldnaab

Erstgutachter: Prof. Dr.-Ing. Mark-Matthias Bakran
Zweitgutachter: Prof. Dr. sc. ETH Zürich Marcelo Lobo Heldwein
Tag der mündlichen Prüfung: 02.10.2025

Lehrstuhl für Mechatronik
Universität Bayreuth
2025

Vorwort

Die vorliegende Arbeit beinhaltet die Ergebnisse meiner Forschungstätigkeit als Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Mechatronik der Universität Bayreuth. Die diskutierten Inhalte setzen sich aus bereits veröffentlichten sowie bisher unveröffentlichten Erkenntnissen zusammen und stellen einen Überblick meiner wichtigsten Forschungsergebnisse dar.

Ich möchte mich an dieser Stelle besonders bei Prof. Dr.-Ing. Mark-M. Bakran für die Ermöglichung und Betreuung meines Promotionsvorhabens, die kontinuierliche fachliche Unterstützung, die inspirierenden Diskussionen und Ideen sowie die Begutachtung dieser Arbeit bedanken. Besonderer Dank gilt auch Prof. Dr. sc. ETH Zürich Marcelo Lobo Heldwein vom Lehrstuhl für Hochleistungs-Umrichtersysteme der Technischen Universität München für die Erstellung des Zweitgutachtens sowie Prof. Dr.-Ing. Christina Roth für die Leitung des Prüfungsausschusses und Prof. Dr. Vedran Perić für die Teilnahme als weiteres Mitglied der Prüfungskommission.

Ein großes Dankeschön möchte ich außerdem allen ehemaligen und aktuellen Kolleginnen und Kollegen am Lehrstuhl für Mechatronik aussprechen, die durch zahlreiche fachliche Diskussionen und durch das Schaffen einer angenehmen und produktiven Arbeitsatmosphäre maßgebend zum Gelingen dieses Projekts beigetragen haben. Besonders hervorheben möchte ich an dieser Stelle meine Kollegen Dr.-Ing. Michael Gleißner und Dominik Nehmer, die mir sowohl im Rahmen der gemeinsamen Projektarbeit als auch außerhalb unserer Projekte stets mit Rat und Tat zur Seite standen.

Des Weiteren bedanke ich mich bei allen Studierenden, die im Laufe der vergangenen Jahre durch ihre Abschlussarbeiten ebenfalls an den hier vorgestellten Untersuchungen mitgewirkt und ihren Beitrag zu den gezeigten Ergebnissen geleistet haben. Zusätzlich möchte ich mich bei Dr. Wolfgang Wondrak, Bernd Klink und Maximilian M. Hepp von der Mercedes-Benz AG für die angenehme Zusammenarbeit und den fachlichen Input in diversen Projekten sowie die Bereitstellung der Prüfstandsmaschine bedanken.

Ein herzliches Dankeschön gilt außerdem meiner Familie und meiner Freundin für die durchgehende Unterstützung und den Rückhalt in den letzten Jahren. Auch allen Freunden, die mich während meiner Promotionszeit begleitet haben, sei an dieser Stelle mein herzlicher Dank ausgesprochen.

Bayreuth, November 2025

Johannes Häring

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	i
Kurzfassung	ix
Abstract	xi
Symbole und Akronyme	xiii
1 Einführung	1
1.1 Motivation und Zielsetzung	1
1.2 Aufbau der Arbeit	2
2 Dreipunkt-Wechselrichter für die elektrische Antriebstechnik	5
2.1 Aktuelle Entwicklungen in der elektrischen Antriebstechnik	5
2.2 Der Wechselrichter als zentrales Element zur Energiewandlung	9
2.2.1 Aufbau des Antriebsstrangs eines batterieelektrischen Fahrzeugs	9
2.2.2 Aufgabe und Funktion wichtiger Komponenten des elektrischen Antriebsstrangs	9
2.3 Grundlegende Funktionsweise und Anwendungen von Mehrpunkt-Wechselrichtern . .	13
2.3.1 Elektrisches Prinzip und Abgrenzung zum Zweipunkt-Wechselrichter	13
2.3.2 Allgemeine Vor- und Nachteile von Mehrpunkt-Wechselrichtern	14
2.3.3 Anwendungsgebiete von Mehrpunkt-Wechselrichtern	15
2.4 Halbleiterbauelemente für Zwei- und Dreipunkt-Wechselrichter in elektrischen Fahrzeugen	16
2.4.1 Die Silizium-Leistungsdiode	17
2.4.2 Der Silizium-IGBT	18
2.4.3 Der Siliziumkarbid-MOSFET	20
2.4.4 Weitere Halbleitertypen	22
2.5 Ansteuerung von Dreipunkt-Wechselrichtern	23
2.5.1 Dreipunkt-Pulsweitenmodulation	23
2.5.2 Dreipunkt-Raumzeigermodulation	24
2.6 Auswahl geeigneter Wechselrichterstrukturen	26
2.6.1 B6 Wechselrichter	26
2.6.2 Neutral Point Clamped Wechselrichter	27
2.6.3 T-Type Wechselrichter	28
2.6.4 Active Neutral Point Clamped Wechselrichter	29
2.6.5 Flying Capacitor Wechselrichter	30
2.6.6 Switched Open Winding Wechselrichter	31
2.7 Zusammenfassung	33

3	Fehlertoleranz bei elektrischen Fahrzeugantrieben	35
3.1	Steigerung der Verfügbarkeit durch Fehlertoleranz	35
3.2	Ausfallverhalten elektrischer Antriebsstränge	37
3.2.1	Ausfallwahrscheinlichkeiten und Ausfallursachen verschiedener Komponenten	37
3.2.2	Ausfallverhalten und Fehlerzustände von Leistungshalbleitern	37
3.2.3	Fehlererkennung im Wechselrichterbetrieb	38
3.3	Konzepte für fehlertolerante Wechselrichter	39
3.3.1	Passiver Redundanzansatz	40
3.3.2	Aktive Redundanz durch Mehrphasen-Wechselrichter	41
3.3.3	Aktive Redundanz durch Mehrpunkt-Wechselrichter	43
3.3.4	Weitere Ansätze zur Steigerung der Fehlertoleranz	46
3.4	Zusammenfassung	48
4	Die ANPC Struktur für Traktionswechselrichter in batterieelektrischen Fahrzeugen	51
4.1	Maschinenprüfstand mit ANPC Wechselrichter	51
4.2	Modulationsverfahren und Verluste	54
4.2.1	Schaltzustände und Kommutierungsvorgänge	54
4.2.2	Schaltabfolgen der gängigsten Modulationsschemata	56
4.2.3	ANPC-spezifische Zusatzverluste bei Halbleitern mit PTO-Neigung	59
4.2.4	Modulationsfunktionen und analytisches Verlustmodell für die ANPC Struktur	67
4.2.5	Verlustmessungen am Prüfstand	71
4.3	Betriebliche Herausforderungen	74
4.3.1	Stabilisierung des Neutralpunktpotentials	74
4.3.2	Inhomogenität der Verlustaufteilung	77
4.4	Verfahren zur Steigerung der Wechselrichter-Performance	78
4.4.1	Hybrid-ANPC Struktur mit Halbleiter-Mischbestückung	78
4.4.2	Verlustumverteilung durch Modulation	79
4.4.3	Halbleiterflächen-Optimierung	80
4.4.4	Vergleich der vorgestellten Verfahren anhand des Betriebsbereichs	84
4.5	Zusammenfassung	87
5	Performance- und Kostenvergleich ausgewählter Wechselrichterstrukturen	89
5.1	Methodik und Vergleichsgrundlage	89
5.1.1	Randbedingungen und Annahmen zur analytischen Verlustberechnung	89
5.1.2	Der WLTC Fahrzyklus	95
5.1.3	Annahmen zur Kostenbewertung	96
5.1.4	Methodik des Topologievergleichs	97
5.2	Gegenüberstellung unterschiedlicher ANPC Variationen	98
5.2.1	Performance- und Kostenanalyse im Fahrzyklus	98
5.2.2	Vergleich mit der B6 Struktur	103
5.2.3	Performance-Vergleich im Maschinenkennfeld	104
5.3	Gegenüberstellung der betrachteten Dreipunktstrukturen	106
5.3.1	Performance- und Kostenanalyse im Fahrzyklus	109
5.3.2	Performance-Vergleich im Maschinenkennfeld	113
5.4	Erweiterte Betrachtung unter Berücksichtigung der Maschinenverluste	114
5.5	Zusammenfassung	117

6	Verhalten des ANPC Wechselrichters im Fehlerfall	119
6.1	Rekonfiguration der Ansteuerung nach einem Halbleiterausfall	119
6.1.1	Der Aktive Kurzschluss als Reaktion auf Fehler im laufenden Betrieb	119
6.1.2	Prinzip der Rekonfiguration beim ANPC Wechselrichter	122
6.1.3	Rekonfiguration mit Raumzeigermodulation	123
6.1.4	Rekonfiguration mit Pulsweitenmodulation	124
6.2	Verhalten des Neutralpunkts im rekonfigurierten Betrieb	126
6.2.1	Spannungswelligkeit als Folge des Neutralpunktstroms	126
6.2.2	Betriebliche Einschränkungen aufgrund der Spannungswelligkeit	128
6.2.3	Abdriften des Neutralpunktpotenzials	129
6.2.4	Folgerungen für den Betrieb im Fehlerfall	130
6.3	Kompensation des Spannungsfehlers bei abweichendem Neutralpunktspotenzial	131
6.3.1	Auswirkungen einer Neutralpunktabweichung	131
6.3.2	Kompensationsprinzip	134
6.3.3	Validierung des Verfahrens durch Messungen	138
6.4	Stabilisierung des Neutralpunktspotenzials im rekonfigurierten Betrieb	142
6.4.1	Prinzip und Aufbau der Regelstruktur	142
6.4.2	Validierung des Regelprinzips durch Messungen	149
6.5	Erweiterung des Betriebsbereichs des rekonfigurierten ANPC Wechselrichters	152
6.5.1	Auswirkung der Rekonfiguration auf den Betriebsbereich	152
6.5.2	Erweiterung des Stellbereichs durch asymmetrische Raumzeigermodulation	153
6.5.3	Erweiterung des Stellbereichs durch asymmetrische Grundfrequenztaktung	159
6.6	Transientes Verhalten beim Übergang in den Fehlerbetrieb	167
6.6.1	Aufbau der Ansteuerung	168
6.6.2	Rekonfiguration im Grunddrehzahlbereich	169
6.6.3	Rekonfiguration im Feldschwächbereich	170
6.6.4	Rekonfiguration außerhalb des symmetrischen Stellbereichs	173
6.7	Zusammenfassung	176
7	Zusammenfassung und Ausblick	177
7.1	Zusammenfassung	177
7.2	Ausblick	180
Anhang		I
A	Formeln zur Verlustberechnung	III
A.1	Verlustformeln für den B6 Wechselrichter	III
A.2	Verlustformeln für den NPC Wechselrichter	IV
A.3	Verlustformeln für den T-Type Wechselrichter	V
A.4	Verlustformeln für den ANPC Wechselrichter	VII
A.4.1	Modulationsschema MS1	VII
A.4.2	Modulationsschema MS2	VIII
A.4.3	Modulationsschema MS3	X
A.5	Verlustformeln für den FC Wechselrichter	XI
A.6	Verlustformeln für den SOW Wechselrichter	XIII
A.6.1	Y-Modus: Sternschaltung	XIII
A.6.2	OW-Modus: Offene Wicklungen	XIV

B	Formelsatz zur Beschreibung permanentmagneterregter Synchronmaschinen mit Reluktanzmoment	XVII
B.1	Betriebsverhalten	XVII
B.2	Verluste	XIX
C	Herleitung der Rekonfiguration mit Pulsweitenmodulation	XXIII
D	Veröffentlichungen im Rahmen dieser Dissertation	XXIX
E	Betreute Abschlussarbeiten	XXXI
	Literaturverzeichnis	XXXIII
	Lebenslauf	LI

Kurzfassung

Dreipunkt-Wechselrichter sind aufgrund ihrer hohen Effizienz, der besseren Spannungsgüte gegenüber Zweipunktstrukturen und der Möglichkeit zur Verwendung von Halbleitern niedrigerer Sperrspannung in einer Vielzahl unterschiedlicher Anwendungen verbreitet. Mit Einführung der 800 V Batteriespannungsebene zur Erhöhung der DC-Ladeleistung von elektrischen Fahrzeugen öffnet sich nun ein neuer Einsatzbereich. Die Anforderungen an Antriebswechselrichter unterscheiden sich jedoch insbesondere im Automobil signifikant von anderen Anwendungsgebieten, weshalb bisher keine Fahrzeuge mit klassischen Dreipunktstrukturen auf dem Markt sind. Die vorliegende Dissertation greift daher die Fragestellung auf, inwiefern sich Dreipunkt-Wechselrichter für den Einsatz in batterieelektrischen Fahrzeugen eignen. Aufgrund des derzeit weltweit zu verzeichnenden Anstiegs in der Verbreitung elektrischer Antriebe und fortlaufenden Bestrebungen zur Automatisierung von Fahrzeugen im Kontext des autonomen Fahrens wird außerdem eine steigende Bedeutung ausfallsicherer Antriebe erwartet. Daher liegt der Fokus dieser Arbeit zusätzlich auf dem Aspekt der Fehlertoleranz.

Als potenzielle Wechselrichtertypen werden neben der gängigen B6 Brücke die *Neutral Point Clamped* (NPC), die *Active Neutral Point Clamped* (ANPC), die T-Type und die *Flying Capacitor* (FC) Struktur mit jeweils unterschiedlicher Halbleiterbestückung betrachtet. Des Weiteren wird die umschaltbare *Switched Open Winding* (SOW) Struktur berücksichtigt, welche die derzeit einzige schaltungstechnische Besonderheit unter kommerziell verbauten Automobil-Antriebswechselrichtern darstellt.

Die fehlertoleranten Eigenschaften der betrachteten Strukturen werden zunächst mit anderen Konzepten zur Steigerung der Ausfallsicherheit verglichen. Dabei stellt sich heraus, dass unter allen diskutierten Ansätzen und Schaltungen die ANPC Struktur den einzigen Wechselrichtertyp darstellt, der auf jeden Halbleiterausfall reagieren kann, ohne auf teure zusätzliche Trennschalter zurückgreifen zu müssen. Dabei gilt das Prinzip der aktiven Redundanz, da alle Schalter im Normalbetrieb verwendet werden. Im Fehlerfall wird die defekte Phase permanent mit dem Neutralpunkt verbunden und die Ansteuerung entsprechend rekonfiguriert.

Aufgrund dieses Vorteils wird die ANPC Struktur als vielversprechendster Wechselrichtertyp anschließend im Detail untersucht. In Abhängigkeit des Modulationsschemas ergeben sich im Betrieb Herausforderungen durch parasitäre Effekte beim Schalten oder prinzipbedingte Inhomogenitäten in der Verlustaufteilung. Hierfür werden Lösungsansätze aus der Literatur aufgegriffen sowie eigene Konzepte vorgestellt.

Um die Eignung der ANPC Struktur gegenüber anderen Alternativen zu beurteilen, werden nachfolgend unterschiedliche Wechselrichtertypen bezüglich ihrer Performance im Betrieb und der zugehörigen Kosten für das Antriebssystem verglichen. Als am besten geeignete Topologie stellt sich grundsätzlich die SOW Struktur heraus. Werden nur auf den Wechselrichter (und indirekt auf die Batterie) bezogene Kosten betrachtet, so offenbart sich zunächst zudem die B6 Brücke mit SiC-MOSFETs als kostengünstige Variante. Generell gilt jedoch, dass unter Berücksichtigung der Verluste in der elektrischen Maschine

nahezu alle Dreipunkt-Wechselrichter konkurrenzfähig zur B6 Brücke sind. Entfällt ein wesentlicher Anteil der Maschinenverluste auf den Oberschwingungsgehalt der Stranggrößen, so punkten je nach Wahl der Randbedingungen insbesondere die SOW, T-Type, ANPC und NPC Struktur mit hoher Effizienz und geringen Kosten.

Aufgrund der fehlertoleranten Eigenschaften des ANPC Wechselrichters folgt die Analyse des Verhaltens dieser Struktur im Fehlerbetrieb. Durch die permanente Neutralpunktverbindung und die damit einhergehende starke Belastung des Zwischenkreises stellt sich eine erhöhte Welligkeit des Neutralpunktspotenzials ein. Zudem greifen gängige Regelverfahren zur Stabilisierung des Neutralpunkts aufgrund der rekonfigurierten Ansteuerung nicht mehr. Um dennoch einen sicheren Weiterbetrieb nach dem Ausfall eines Halbleiters zu ermöglichen, werden unterschiedliche neue Verfahren zur Regelung des Neutralpunktspotenzials sowie zur Kompensation des resultierenden Spannungsfehlers vorgestellt. Da die Neutralpunktverbindung den Stellbereich des Antriebs einschränkt, werden zusätzliche Konzepte zu dessen Erweiterung eingeführt. Der transiente Übergang vom Normalbetrieb in den Fehlerbetrieb erfolgt unter Verwendung der entwickelten Strategien ohne signifikante Einschränkungen. Gleiches gilt für den stationären Fehlerbetrieb.

Durch die Betrachtung verschiedener Wechselrichtertypen für den konkreten Einsatz als Antriebswechselrichter in ausfallsicheren elektrischen Fahrzeugen liefert die vorliegende Arbeit demnach eine generelle Einschätzung zur technischen und ökonomischen Eignung unterschiedlicher Konzepte. Die Ausführungen zu den fehlertoleranten Eigenschaften sowie zum Betriebsverhalten im Fehlerfall zeigen insbesondere bei Verwendung der ANPC Struktur unter Berücksichtigung der beschriebenen Verfahren die grundsätzliche Praktikabilität fehlertoleranter Antriebsstränge.

Schlagwörter:

ANPC Wechselrichter, batterieelektrische Fahrzeuge, Dreipunkt-Wechselrichter, Effizienz, Fehlertoleranz, Kostenberechnung, Neutralpunktregelung

Abstract

Three-level inverters have gained widespread market share due to their high efficiency and enhanced voltage quality relative to two-level structures. The recent introduction of the 800 V battery voltage level with the purpose to increase the DC charging power of electric vehicles has introduced a new application area for these inverters. However, the requirements for traction inverters in the automotive sector differ significantly from other fields of application. Consequently, no vehicles with classic three-level structures are currently on the market. Accordingly, this thesis seeks to address the extent to which three-level inverters are suitable for use in battery electric vehicles. Due to the current global increase in the spread of electric drives and ongoing efforts to automate vehicles in the context of autonomous driving, the importance of *fail-safe* drives is expected to increase significantly. Thus, the present study also focuses on the aspect of fault tolerance.

In addition to the common B6 bridge, the *Neutral Point Clamped* (NPC), *Active Neutral Point Clamped* (ANPC), T-Type, and *Flying Capacitor* (FC) structures, each with different semiconductor components, are considered as potential inverter types. Furthermore, the two-stage *Switched Open Winding* (SOW) structure is considered, which is currently the only special circuit technology among commercially installed automotive drive inverters.

The fault-tolerant properties of the aforementioned structures are then compared with other concepts for increasing reliability. It was determined that among all the approaches and circuits discussed, the ANPC structure is the only type of inverter that can react to any semiconductor failure without requiring expensive additional disconnection elements. The principle of active redundancy is applicable, as all switches are involved in normal operation. In the event of a fault, the defective phase is permanently connected to the neutral point, and the control is reconfigured accordingly.

Due to its advantageous fault-tolerance, the ANPC structure is then examined in detail as the most promising inverter type. However, operational challenges emerge, such as parasitic effects during switching or the principle-related inhomogeneous loss distribution. Hence, an analysis of solution approaches from current literature is conducted, and own concepts are presented to overcome these challenges.

In order to assess the suitability of the ANPC structure compared to other alternatives, a comparison of different inverter types is presented in terms of their operating performance and the associated cost for the drive system. In principle, the SOW structure proves to be the most suitable topology. When solely considering costs associated with the inverter (and, indirectly, the battery), the B6 bridge with SiC-MOSFETs emerges as the most cost-effective option. However, when taking into account the losses in the electrical machine, the B6 bridge is outperformed by most three-level inverters. Moreover, if a substantial amount of the machine losses arises from the harmonic content, SOW, T-Type, ANPC, and NPC structures emerge as particularly efficient and cost-effective options. Nevertheless, the exact result depends a lot on the selection of boundary conditions what is also discussed in detail.

Due to its fault-tolerant properties, an analysis of the behavior of the ANPC inverter in fault mode is conducted. The analysis reveals that the permanent neutral point connection, in conjunction with the high stress on the DC link, results in an augmented ripple of the neutral point potential. Conventional control techniques employed for the stabilization of the neutral point become ineffective due to the reconfigured modulation. To ensure stable and safe operation in the event of a semiconductor failure, novel methods for controlling the neutral point potential and compensating for the resulting voltage error are presented. Furthermore, the operational range of the drive is constrained by the neutral point connection, necessitating the introduction of additional concepts to extend it. The transition from normal operation to fault operation is facilitated by the strategies developed, which allow for a smooth transition without significant restrictions. This holds true for steady-state fault operation as well.

This thesis provides a general assessment of the technical and economic suitability of different inverter concepts for use as drive inverters in *fail-safe* or *fail-operational* electric vehicles. The analysis of fault-tolerant properties and the operating behavior in the event of a fault demonstrates the fundamental practicability of fault-tolerant powertrains, particularly when using the ANPC structure and taking into account the procedures described.

Keywords:

ANPC inverter, battery electric vehicles, efficiency, fault-tolerance, neutral point control, system cost calculation, three-level inverters

Symbole und Akronyme

Allgemeine Nomenklatur

Element	Formatierung	Beispiel
Variablen (zeitunabhängig)	groß, kursiv	K, M, R
Variablen (zeitabhängig)	klein, kursiv	u, i
Konstanten	steil	K, e
Komplexe Zeiger	unterstrichen, kursiv	$\underline{u}, \underline{\Psi}$
Matrizen	groß, steil, fett	$\mathbf{D}$
Funktionen	kursiv, Abhängigkeit in runden Klammern	$f(x, y)$
Operatoren	steil	$\sin, \max, \frac{d}{dt}$
Feste Indizes	steil	R_L, u_K, i_d
Laufindizes	klein, kursiv	q_i, φ_k
Amplituden	mit Zirkumflex	$\hat{U}, \hat{I}$
Mittelwerte	überstrichen	$\bar{u}, \bar{i}_{NP}$
Differenzen, Abweichungen	mit vorangestelltem Δ	$\Delta T, \Delta u$
Abgewandelte Größe	mit angehängtem ' oder *	$\varphi'_i, \Delta U^*_{\alpha\beta}$

Häufig verwendete Indizes

1H	erste Harmonische	C	Kollektor / Kondensator
$\alpha, \beta, \alpha\beta$	Raumzeigerkomponenten in stationarsten Koordinaten	cond	im leitenden Zustand (<i>conducting</i>)
σ	Streugröße	D	Drain / Diode
Σ	Summe	DC	Gleichgröße / auf den Zwischenkreis bezogene Größe
akt	aktiv	diff	differenziell
avg	Mittelwert (<i>average</i>)	dim	Auslegungs- / Dimensionierungsgröße
Batt	Batterie	d, q, dq	Raumzeigerkomponenten in stationarsten Koordinaten
BP	Betriebspunkt		
br	Durchbruch (<i>breakdown</i>)		
c	kapazitiv		

E	Emitter / Energie	OW	auf den Betrieb mit offenen
eck	Größe im Eckpunkt		Wicklungen bezogen
eff	Effektivwert	p	Puls
el	elektrisch	P	Periode
EM	Elektrische Maschine	ph	Phasengröße
err	Fehler (<i>error</i>)	r	Radius / bezogen auf den Wi- derstand
ESR	Kondensator-Serienwiderstand <i>Equivalent Series Resistance</i>	ref	Referenzwert
ext	extern	rek	auf den rekonfigurierten Betrieb bezogene Größe
f	Fluid (in Kombination mit an- deren Größen)	rel	relativ
F	Vorwärtsrichtung der Diode (<i>forward direction</i>)	rr	Reverse-Recovery
FC	„Flying Capacitor“	s	Schalten
fluid	Fluid (einzeln)	S	Source / Strang / Stator
G	Gate	sat	Sättigung (<i>saturation</i>)
ges	Gesamtwert	Si	Silizium
HL	Halbleiter	SiC	Siliziumkarbid
hys	Hysterese	soll	Sollgröße
i	auf den Strom bezogene / inter- ne Größe	spez	spezifisch
I	bezogen auf den Strom	Start	Am Anfang / beim Anfahren
Infr	Infrastruktur	SV	Stromverdrängung
j	Sperrschicht (<i>junction</i>)	sw	auf das Schalten bezogen (<i>swit- ching</i>)
K	auf die Maschinenklemmen be- zogene Größe	symm	symmetrisch
komp	Kompensationsgröße	T	Transistor
L	Last	th	thermisch / Schwelle (<i>thresh- old</i>)
LL	verkettete Leiter-Leiter Größe	u	bezogen auf die Spannung
mech	mechanisch	U	Ummagnetisierung / bezogen auf die Spannung
min/max	Minimal- bzw. Mindestwert / Maximalwert der Größe	v, V	Verlustgröße
mittel	Mittelwert	W	Wärme
N	Nennwert	WLTC	den WLTC Fahrzyklus betref- fend
norm	normiert	WR	Wechselrichter
NP	Neutralpunkt	WS	Wirbelstrom
Nutz	nutzbar	Y	auf den Betrieb in Sternschal- tung bezogen
off	im ausgeschalteten Zustand / beim Ausschalten	z	Zusatz
on	im eingeschalteten Zustand / beim Einschalten	ZK	Zwischenkreis
out	Ausgangsgröße	<i>i, j, x, n</i>	ganzzahlige Laufvariablen
OS	Oberschwingung	a, b, c, abc	Phasengrößen bezogen auf die Wechselrichterphasen A, B, C

Symbolverzeichnis

α	Temperaturkoeffizient	M	Drehmoment / Modulationssignal
δ	wirksame Modulationsfunktion zur Verlustbestimmung an einem Halbleiter	n	Drehzahl
ε	Fehler	N	Anzahl / Windungszahl
η	Wirkungsgrad	p	Polpaarzahl
θ	Winkel im statorfesten α/β -Koordinatensystem	P	Leistung
λ	Ausfallrate	q	Schaltzustand
ξ	Stauchungsfaktor bei elliptischer Raumzeigermodulation	Q	Flächen-Quotient
τ	Zeit(dauer)	r	relative Drehzahlschwankungsbreite
φ	Stromwinkel, Winkel im rotorfesten d/q-Koordinatensystem	R	Widerstand / Zuverlässigkeit
χ	prozentualer Wirkungsgradunterschied	S	Scheinleistung / Fourier-Koeffizient
Ψ	magnetischer Fluss (Flussverkettung)	t	Zeit
ω	Kreisfrequenz	T	Temperatur / Periodendauer
a	Koeffizient zur Berechnung der Hystereseverluste	u, U	Spannung
A	Fläche / Linearisierungskoeffizient	X	Realteil des Fourier-Koeffizienten
b	Koeffizient zur Berechnung der Hystereseverluste	Y	Imaginärteil des Fourier-Koeffizienten
B	magnetische Flussdichte / Linearisierungskoeffizient	z	Zeiger
C	Kapazität	Z	Impedanz
$\mathbf{D}$	Matrix zur Berechnung der Clarke-Transformation		
E	Energie		
f	Frequenz		
F	Fourier-Reihe		
J	Massenträgheitsmoment		
K	Kosten / Exponent zur Skalierung der Schaltverluste / allgemeiner Koeffizient		
k	spezifische Kosten / Kurzschlussstrom-Quotient / allgemeiner Faktor		
i, I	Strom		
L	Induktivität		
m	Modulationsgrad		

Akronyme und Bezeichnungen

0, 0 [±] , 0 _i	Spannungsnullzustände für den ANPC bzw. FC Wechselrichter	ICEV	Internal Combustion Engine Vehicle
2D	Zweidimensional	IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
3P	Dreipunkt	IPMSM	Interior Permanent Magnet Synchronous Machine
A	Anode	K	Kathode
AC	Wechselgröße	KS1/2	Kurzschlussfall 1/2
AKS	Aktiver Kurzschluss	LFP	Lithium-Eisenphosphat
ANPC	Active Neutral Point Clamped	Li	Lithium
ASM	Asynchronmaschine	LUT	Look-up Table
B4M	Vierpuls-Brücke mit Mittelpunktverbindung	MHF	Modular High Frequency
B4Y	Vierpuls-Brücke mit Sternpunktanbindung	MMC	Modular Multilevel Converter
B6	Sechspuls-Brückenschaltung	MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
BEV	Battery Electric Vehicle	MS	Modulationsschema
BP	Betriebspunkt	MTPA	Maximum Torque Per Ampere
CHB	Cascaded H-Bridge	MTPV	Maximum Torque Per Volt
D	Diode	n, n ⁻ , n ⁺	normal, schwach und stark n-dotiertes Gebiet
DAB	Dual Active Bridge	N	Negatives DC-Potenzial
DC	Gleichgröße	NCA	Lithium-Nickel-Cobalt-Aluminium
DC+/-	positives / negatives Zwischenkreispotenzial	NdFeB	Neodym-Eisen-Bor
EESM	Elektrisch Erregte Synchronmaschine	NMC	Lithium-Nickel-Mangan-Cobalt
EM	Elektrische Maschine	NP	Neutralpunkt
ESR	Equivalent Series Resistance	NPC	Neutral Point Clamped
FC	Flying Capacitor	OW	Offene Wicklungen
FCEV	Fuel Cell Electric Vehicle	p, p ⁺	normal und stark p-dotiertes Gebiet
FIT	Failure In Time	P	Positives DC-Potenzial
FT	Fourier-Transformation	PMSM	Permanentmagneterregte Synchronmaschine
GaN	Galliumnitrid	PTO	Parasitic Turn-On
GE	Geldeinheit	PV	Photovoltaik
GFT	Grundfrequenztaktung	PWM	Pulsweitenmodulation
GFT4/6/8	Grundfrequenztaktung mit vier, sechs oder acht Zeigern	RLZ	Raumladungszone
GRM	Geschaltete Reluktanzmaschine	RZM	Raumzeigermodulation
HEMT	High Electron Mobility Transistor	S	Schalter
HEV	Hybrid Electric Vehicle	S _{ij}	Schalter an der Position <i>i</i> oder <i>j</i>
HGÜ	Hochspannungsgleichstromübertragung	S'	Schalter in WR2 der SOW Struktur
HV	Hochvolt	S _Y	Sternpunktschalter der SOW Struktur
HW	Halbwelle		

Si	Silizium
SiC	Siliziumkarbid
SJ	Superjunction
SMD	Surface Mounted Device
SOC	State Of Charge
SOW	Switched Open Winding
SPMSM	Surface Mounted Permanent Ma- gnet Synchronous Machine
SynRM	Synchron-Reluktanzmaschine
T	Transistor
TO	Transistor Outline Gehäuse
T-Type	Wechselrichter mit Neutralpunkt- verbindung über T-Zweig
THD	Total Harmonic Distortion
USV	Unterbrechungsfreie Stromver- sorgung
WBS	Wide-Bandgap Semiconductor
WKA	Windkraftanlage
WLTC	World-wide harmonized Light duty Test Cycle
WR1/2	Wechselrichter 1/2 (linker / rech- ter Teilwechselrichter)
Z	Zwischenzustand

Kapitel 1

Einführung

Die Anforderungen an den Antriebsstrang elektrischer Fahrzeuge unterliegen aufgrund sich ändernder technischer sowie wirtschaftlicher Randbedingungen einem stetigen Wandel. Dieses Kapitel gibt einen kurzen Überblick über ausgewählte aktuelle Trends und stellt die Wichtigkeit sowie den Bedarf an neuen Technologien für moderne Antriebe batterieelektrischer Fahrzeuge heraus. Aus den daraus abgeleiteten Folgerungen wird die Motivation und die Zielsetzung der hier vorliegenden Arbeit formuliert und der inhaltliche Aufbau vorgestellt.

1.1 Motivation und Zielsetzung

Der Begriff der Elektromobilität prägt derzeit sowohl die technische als auch die politische Diskussion im Bereich der Antriebstechnik. Das Ziel der Transformation des Verkehrssektors hin zu nachhaltigeren und klimafreundlicheren Technologien wirkt hierbei als Treiber bei der Entwicklung neuer Antriebskonzepte. Spätestens durch den Beschluss des Europäischen Klimagesetzes im Jahr 2021 [1], welches die verbindliche Reduktion von klimaschädlichen Emissionen bis hin zur Treibhausgasneutralität im Jahr 2050 vorschreibt, wurden EU-weite gesetzliche Anreize für den Kauf elektrisch betriebener Fahrzeuge geschaffen. Ähnliche Bestrebungen sind auch in anderen großen Volkswirtschaften, wie in den Vereinigten Staaten von Amerika [2, 3] und der Volksrepublik China [3] zu verzeichnen. Damit befinden sich die drei größten Absatzmärkte für Personenkraftwagen [4] im Umbruch, was sich weltweit merkbar auf die Entwicklung der Absatzzahlen elektrischer Fahrzeuge auswirkt. In den vergangenen fünf Jahren erhöhte sich nach [5] und [6] sowohl der weltweite Anteil an Fahrzeugen mit elektrischem Antrieb im Straßenverkehr als auch die weltweite Anzahl der Neuzulassungen von elektrischen Fahrzeugen um mehr als das Fünffache. Insbesondere der chinesische Markt ist mit mehr als der Hälfte aller Neuzulassungen in dieser Hinsicht führend [4, 5], wobei der Anteil batterieelektrischer Fahrzeuge (BEV, *Battery Electric Vehicle*) ohne zusätzlichen Batteriespeicher gegenüber dem von Hybrid- (HEV, *Hybrid Electric Vehicle*) oder Brennstoffzellenfahrzeugen (FCEV, *Fuel Cell Electric Vehicle*) dominiert [5].

Der Trend in Richtung Elektromobilität wird auch in den kommenden Jahren das bedeutendste Thema bei der Entwicklung neuer Automobilantriebe darstellen [5, 7] und die Anforderungen an den Antriebsstrang moderner BEVs prägen, wobei die Ansprüche mit zunehmendem Marktanteil weiter steigen werden. Die Hauptanforderungen sind dabei neben hoher Reichweite, Verfügbarkeit, Sicherheit und Effizienz insbesondere niedrige Kosten sowie kurze Ladezeiten [8, 9]. Dies resultiert in diversen technologischen Ansätzen zur Optimierung der Komponenten des elektrischen Antriebsstrangs, mit denen möglichst alle soeben formulierten Ansprüche umgesetzt werden sollen. Eine zentrale Rolle spielt dabei die Wahl der Batteriespannungsebene, die direkt mit der erreichbaren Ladeleistung korreliert [5, 8, 10]. Zur Verringerung der Ladedauer ist derzeit ein Trend zu höheren Batteriespannungen zu verzeichnen: Während die

bisher gängige Spannungsebene von BEVs bei 400 V lag, setzen mittlerweile bereits erste Hersteller auf eine Batteriespannung von 800 V [8, 10, 11]. Diese Entwicklung beeinflusst die Gestaltung des Antriebswechselrichters unmittelbar und ermöglicht durch die Wahl geeigneter Leistungshalbleiter sowie einer günstigen Wechselrichterstruktur neue Freiheitsgrade, die sich ebenso auf die anderen bereits genannten Erwartungen an den Antriebsstrang auswirken.

Das bestmöglich geeignete Wechselrichterkonzept hängt dabei stark von den konkreten Randbedingungen sowie der Gewichtung der Anforderungen untereinander ab. Daher setzt sich die hier vorliegende Arbeit mit unterschiedlichen Konzepten und Methoden auseinander, um möglichst vielen der genannten Ansprüche gerecht zu werden. Der Fokus der Arbeit liegt dabei auf der Verwendung von Dreipunkt-Wechselrichtern, welche erst durch die angehobene Batteriespannungsebene interessant für den Einsatz im Automobil werden. Neben hoher Effizienz weisen sie unter anderem zum Teil fehlertolerante Eigenschaften auf, die beispielsweise für den Einsatz in autonomen Fahrzeugen von Bedeutung sind [9]. In diesem Zusammenhang stellt sich primär die *Active Neutral Point Clamped* (ANPC) Struktur als besonders geeignet heraus, weshalb der Schwerpunkt auf der Performance dieser Wechselrichterstruktur sowie deren Verhalten im Fehlerfall liegt. Das Ziel der hier vorgestellten Analyse ist, die Eignung der ANPC Struktur für fehlertolerante Antriebswechselrichter moderner BEVs zu ermitteln und die Vor- und Nachteile gegenüber anderen Wechselrichter-Topologien zu beschreiben. Da derzeit auf dem Markt befindliche Fahrzeuge bisher weder auf klassische Dreipunkt-Wechselrichter noch auf spezielle topologische Konzepte zur Erhöhung der Ausfallsicherheit des Antriebsstrangs setzen [12], schließt diese Arbeit eine bisher wenig betrachtete Forschungslücke, die aktuell zunehmend an Bedeutung gewinnt.

1.2 Aufbau der Arbeit

Aus der soeben geschilderten Zielsetzung ergibt sich der nachfolgend beschriebene Aufbau dieser Arbeit, die sich in sieben Hauptkapitel untergliedert. Nach der allgemeinen Einführung in diesem Abschnitt folgt in Kap. 2 eine grundlegende Betrachtung des Aufbaus und der Funktionsweise von Dreipunkt-Wechselrichtern und deren Integration in den elektrischen Antriebsstrang. Zudem erfolgt die Abgrenzung zum Zweipunkt-Wechselrichter, die Vorstellung unterschiedlicher Ansteuerprinzipien sowie die Einführung der hier untersuchten Wechselrichterstrukturen.

Kap. 3 beschäftigt sich speziell mit dem Thema der Fehlertoleranz elektrischer Fahrzeugantriebe. Neben grundlegenden Begriffsdefinitionen werden zunächst Ausfallursachen und -wahrscheinlichkeiten sowie Möglichkeiten zur Fehlererkennung beschrieben. Im Anschluss werden Konzepte zum Umgang mit Ausfällen einzelner Halbleiter vorgestellt, um fehlertolerantes Verhalten zu ermöglichen.

Da die ANPC Struktur die größte Vielfalt an Ansteuermöglichkeiten und Reaktionen auf Fehlerzustände bietet, thematisiert Kap. 4 deren grundsätzliche Eignung für den Einsatz als Traktionswechselrichter in BEVs. Hierfür wird zunächst auf unterschiedliche Ansteuerstrategien und die damit verbundenen Verluste eingegangen, bevor anhand ANPC-spezifischer betrieblicher Herausforderungen verschiedene Verfahren zur Steigerung der Performance vorgestellt werden. Des Weiteren wird der zur Verifikation der theoretischen Überlegungen verwendete Prüfstandsaufbau beschrieben.

Kap. 5 umfasst den Vergleich der vielversprechendsten Wechselrichterstrukturen hinsichtlich ihrer Performance im Fahrzyklus sowie der geschätzten Kosten für das Gesamtsystem. Dieser Vergleich wird anhand eines analytischen Verlustmodells für jeden der betrachteten Wechselrichter durchgeführt.

Anschließend liefert Kap. 6 Erkenntnisse zum Verhalten des ANPC Wechselrichters im Fehlerfall. Zunächst wird die konkrete Rekonfigurationsstrategie vorgestellt, mit der bei Detektion eines Halbleiterausfalls auf den Fehler reagiert werden soll. Da sich der Fehlerbetrieb unter anderem auf das Verhalten des

Neutralpunkts am Zwischenkreis auswirkt, werden im Anschluss die zugrunde liegenden Zusammenhänge aufgezeigt und Folgerungen für den Betrieb abgeleitet. Ferner werden zwei Strategien zur Kompensation des sich am Neutralpunkt einstellenden Spannungsfehlers sowie zur Stabilisierung des Neutralpunktpotenzials vorgestellt. Nachdem im rekonfigurierten Fehlerbetrieb nicht mehr der gesamte Betriebsbereich des intakten Wechselrichters ansteuerbar ist, werden zusätzlich zwei auf asymmetrischer Modulation beruhende temporäre Ansteuerungsverfahren zur Erweiterung des Stellbereichs eingeführt. Um das Thema abzurunden, werden alle vorgestellten Verfahren in ein gemeinsames Ansteuerkonzept integriert und Simulationsergebnisse sowie Messungen zu unterschiedlichen Rekonfigurationsszenarien im Zeitverlauf betrachtet.

Kap. 7 fasst die essenziellen Aussagen und Ergebnisse abschließend zusammen und bietet einen Ausblick auf potenzielle künftige Einsatzgebiete sowie Herausforderungen, die im Rahmen dieser Arbeit nicht bearbeitet werden konnten.

Kapitel 2

Dreipunkt-Wechselrichter für die elektrische Antriebstechnik

Die in Kap. 1.1 skizzierten Trends betreffen alle Komponenten des elektrischen Antriebsstrangs, wobei der Antriebswechselrichter eine entscheidende Rolle einnimmt. In diesem Kapitel werden zunächst die Aufgaben des Wechselrichters innerhalb des Antriebsstrangs definiert und anschließend anhand des elektrischen Prinzips sowie der grundlegenden Funktionsweise konkret die daraus resultierenden Vor- und Nachteile von Dreipunkt-Wechselrichtern hervorgehoben. Unter Berücksichtigung geeigneter Halbleiterschalter wird in die wichtigsten Dreipunktstrukturen sowie deren Betriebsweise eingeführt und somit die Grundlage für tiefergreifende Analysen in den folgenden Kapiteln gelegt.

2.1 Aktuelle Entwicklungen in der elektrischen Antriebstechnik

Wie bereits in der Motivation aufgegriffen wurde, verändern sich die Randbedingungen und damit auch die Anforderungen an den elektrischen Antriebsstrang von BEVs kontinuierlich. Dieses Kapitel gibt zunächst einen Überblick über aktuelle Trends und Entwicklungen sowie den Stand der Technik moderner Antriebe, bevor nachfolgend auf die konkreten Aufgaben und Funktionen der am Antriebsstrang beteiligten Einzelkomponenten eingegangen wird. Dieses Kapitel dient neben der Einordnung des bearbeiteten Dissertationsthemas in den aktuellen Stand der Forschung auch zur Begründung der im weiteren Verlauf der Arbeit verwendeten Randbedingungen.

a) Batterie-Technologie

Bei der Entwicklung performanter und gleichzeitig kostengünstiger Batterien war in den vergangenen Jahren der wahrscheinlich größte technologische Fortschritt aller Komponenten des elektrischen Antriebsstrangs zu verzeichnen. Korrekterweise müsste in diesem Zusammenhang von Akkumulatoren bzw. Sekundärbatterien gesprochen werden, um die Lade- und Entladefähigkeit zu betonen [13]. Da der Begriff der Traktions- oder Hochvoltbatterie jedoch insbesondere für die Verwendung im Automobil weit verbreitet und auch in der entsprechenden Literatur gebräuchlich ist [9] [14], wird er in dieser Arbeit ebenfalls genutzt und bezeichnet nachfolgend immer eine Sekundärbatterie. Die mit Abstand häufigste Variante in aktuellen Elektrofahrzeugen ist die Lithium (Li)-Ionen Batterie, da diese sowohl eine hohe Leistungs- als auch Energiedichte aufweist [7, 9, 15] und aufgrund diverser Optimierungen und Weiterentwicklungen sowie der deutlich gestiegenen Stückzahlen mittlerweile zu akzeptablen Kosten produziert werden kann [5, 7, 16]. Insbesondere innerhalb der vergangenen zehn Jahre ist der Preis pro Kilowattstunde bei gleichzeitiger Performanceverbesserung so weit gesunken, dass die Reichweite von BEVs mittlerweile mit der von Fahrzeugen mit Verbrennungsmotor (ICEV, *Internal Combustion Engine Vehicle*) konkurrieren kann [5, 8]. Unter der Annahme weiter sinkender Batteriepreise geht eine

Vielzahl an Literaturquellen von weiteren positiven Entwicklungen in Bezug auf die Reichweite sowie die Gesamtkosten von elektrischen Fahrzeugen aus [5, 7, 14]. Des Weiteren beschäftigt sich die Forschung bereits seit einigen Jahren vermehrt mit der Entwicklung alternativer Zellzusammensetzungen. Hier steht einerseits der Ersatz von Elementen wie Cobalt [17] und andererseits die Sicherheit, die Lebensdauer und die Möglichkeit zum Recycling [9, 13, 18] im Vordergrund. Unterschiedliche Hersteller setzen dabei derzeit auf verschiedene Zellchemien wie Lithium-Nickel-Cobalt-Aluminium (NCA, von Tesla verbaut), Lithium-Nickel-Mangan-Cobalt (NMC, derzeit höchster Marktanteil, verbaut von Audi, Mercedes, NIO, Porsche, XPENG) oder Lithium-Eisenphosphat (LFP, verbaut von BYD und aktuell von Tesla), die jeweils in unterschiedlichen Bereichen vorteilhaft sind [5, 8]. In [19] wird für den Einsatz in kostenmäßig konkurrenzfähigen BEVs eine Energiedichte von $235 \frac{\text{Wh}}{\text{kg}}$ und eine Leistungsdichte von $470 \frac{\text{W}}{\text{kg}}$ bei einem Preis von weniger als $100 \frac{\$}{\text{kWh}}$ gefordert, was gemäß [8, 9, 15, 20] entweder bereits realisierbar ist oder erwartungsgemäß in den kommenden Jahren erreicht wird. Durch weitere Elektrolyte sowie Kathoden- und Anodenmaterialien sind in Zukunft zusätzliche Fortschritte in dieser Hinsicht zu erwarten [21]. Die verwendete Bauform unterscheidet sich je nach Hersteller zwischen zylindrischen, prismatischen und Pouchzellen [9, 14]. Da sich die Wahl der Batterietechnologie unter anderem in der Reichweite und den Kosten des Antriebsstrangs widerspiegelt, wirken sich diese Entwicklungen direkt auf die Performance des Gesamtantriebs und damit auf die Auslegung des Wechselrichters aus.

b) Schnelles Laden als Performance-Kriterium

Eine weitere wichtige und derzeit häufig diskutierte Anforderung an BEVs, welche ebenfalls von der Performance der verbauten Traktionsbatterie abhängt, wird durch die Ladedauer definiert. Um den Nachteil längerer Ladezeiten gegenüber der relativ kurzen Dauer von Tankvorgängen bei ICEVs zu reduzieren, existieren Bestrebungen zur Erhöhung der elektrischen Ladeleistung. Grundsätzlich muss hierbei zwischen unterschiedlichen Arten des Ladens unterschieden werden. Das Laden an dreiphasigem Drehstrom (AC-Laden) ist bis zu einer maximalen Leistung von 22 kW möglich und wird von der Mehrheit der auf dem Markt erhältlichen BEVs unterstützt. Höhere Ladeleistungen erfordern DC-Schnellladestationen, welche Spitzenwerte von bis zu 350 kW erreichen. Aktuelle BEVs schöpfen diesen Leistungsbereich allerdings noch nicht vollständig aus. [8]

Generell steigt mit der Höhe der DC-Spannung die erreichbare Ladeleistung, da der Ladestrom insbesondere durch die verwendeten Ladestecker und den Kabelquerschnitt der Schnellladestationen begrenzt ist [5, 8, 10]. Aus diesem Grund ist aktuell ein Trend zu höheren Batteriespannungsebenen zu erkennen. Wie bereits in Kap. 1.1 erwähnt, gehen mittlerweile immer mehr Hersteller von der bisher gängigen 400 V Spannungsebene auf eine Spannung von 800 V über [8, 10, 11]. Dies wirkt sich merkbar auf die Ladedauer aus, welche in [8] am Beispiel verschiedener aktueller BEVs angegeben ist. Im Durchschnitt beträgt diese für die betrachteten Fahrzeuge mit 800 V Spannungsebene etwa 21 min bei einer durchschnittlichen nutzbaren Batteriekapazität von 82 kWh, was einer mittleren geschätzten Reichweitenerhöhung von 307 km entspricht (vergleiche auch [12]). Hierbei ist anzumerken, dass sich die Bezeichnung „800 V Antriebsstrang“ keinesfalls auf die nominelle Batteriespannung bezieht, sondern vielmehr einen Überbegriff für alle Batteriespannungen darstellt, die bei maximalem Ladezustand (SOC, *State Of Charge*) im Bereich von 800 V liegen. Nach [8] beträgt die nominelle Batteriespannung unterschiedlicher Modelle beispielsweise 725 V (Porsche Taycan 4S Plus, Audi e-tron GT RS), 697 V (Kia EV6 Long Range 2WD, Hyundai IONIQ 6 LR 2AWD, Genesis GV60 Premium) oder 569 V (BYD HAN). Analoges gilt für bisherige 400 V Technologien. Sollen 800 V Fahrzeuge auch an 400 V Ladestationen geladen werden können, so kann dies entweder über einen zusätzlichen DC/DC Steller im Fahrzeug oder über die bereits vorhandenen Komponenten des Wechselrichters unter Verwendung der Maschinenwicklungen realisiert werden [22]. Hieraus ergibt sich eine weitere Anforderung an die Leistungselektronik moderner BEVs.

Weiterhin wird seit einigen Jahren an induktiven Ladeeinrichtungen zur Verbesserung des Ladekomforts geforscht. Da sich diese Methode jedoch nicht grundlegend auf den Antrieb auswirkt und zudem nur niedrige Ladeleistungen und Wirkungsgrade ermöglicht, wird sie hier nicht weiter betrachtet. [23]

c) Moderne Leistungshalbleiter

Die Höhe der Batteriespannung wirkt sich direkt auf die Anforderungen an die verwendeten Leistungshalbleiter aus, da der Antriebswechselrichter üblicherweise direkt über den Zwischenkreis mit der Traktionsbatterie verbunden ist (siehe Kap. 2.2.1). Für einen 400 V Antrieb beträgt die gängige minimale Spannungsfestigkeit der Halbleiterbauelemente 650 V, bei einem 800 V System sind 1200 V üblich [24]. Der Standard-Halbleiterschalter für nahezu alle Antriebswechselrichter von BEVs war über lange Zeit hinweg der IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) auf Silizium (Si)-Basis. Durch die Nutzung von Siliziumkarbid (SiC) und die damit einhergehende Entwicklung von Halbleitern mit größerer Bandlücke (WBS, *Wide-Bandgap Semiconductor*), wurde dieser jedoch in den letzten Jahren in zahlreichen Anwendungen von SiC-MOSFETs (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) abgelöst [25]. Beide Halbleitertypen sind grundsätzlich in den benötigten Spannungsklassen verfügbar, bei höheren Spannungen hat der SiC-MOSFET allerdings Vorteile in Bezug auf sein Schaltverhalten [26, 27]. Zudem bestehen Unterschiede in den Punkten Teillasteffizienz und Kosten. Während SiC-MOSFETs merkbar teurer sind als Si-IGBTs, weisen sie einen erhöhten Wirkungsgrad bei kleinen Strömen auf. Je nach Anforderung muss demnach bei der Dimensionierung entschieden werden, welches Merkmal höher gewichtet wird. Eine Vorreiterrolle in Bezug auf den Einsatz von SiC-MOSFETs nahm die Firma Mitsubishi Electric mit dem ersten Prototyp eines Antriebswechselrichters mit SiC-MOSFETs im Jahr 2014 [28] sowie die Firma Tesla mit dem ersten SiC-Wechselrichter in einem Serienfahrzeug (Tesla Model 3, 2017) [29] ein. [25, 30]

Alternativ zu den beiden gängigen Halbleitertypen werden in dieser Arbeit zusätzlich Superjunction (SJ) MOSFETs auf Si-Basis für spezielle Anwendungen betrachtet. Als Standard-Halbleiter eignet sich diese Variante aufgrund der hohen Schaltverluste allerdings nicht [31]. Ferner drängt derzeit mit Galliumnitrid (GaN) ein weiteres Halbleitermaterial auf den Markt, von dem in Zukunft weitere Vorteile zu erwarten sind [32, 33]. Bisher werden GaN-Halbleiter in Form von HEMTs (*High Electron Mobility Transistor*) vorwiegend für Schaltanwendungen bei niedrigeren Spannungen verwendet [32]. Durch Fortschritte der letzten Jahre wird jedoch auch ein Einsatz in der 650 V Spannungsklasse erwartet, was die Verwendung von Dreipunkt-Wechselrichtern begünstigt [32, 33]. Aufgrund bisher fehlender Erfahrungen und der oft unzureichenden Datenlage zu den exakten Halbleitereigenschaften setzt sich diese Arbeit nicht weiter mit GaN Halbleitern auseinander. Eine detailliertere Betrachtung des Aufbaus, des Funktionsprinzips und der wichtigsten Eigenschaften aller hier verwendeten Leistungshalbleiter erfolgt in Kap. 2.4.

d) Elektrische Maschinen

Auch die Wahl des bevorzugten Maschinentyps für BEVs ist einem stetigen Wandel unterlegen. Während Tesla bei den ersten Fahrzeugen auf Asynchronmaschinen (ASM) setzte, sind in den aktuellen Modellen der meisten Hersteller hauptsächlich permanentmagneterregte Synchronmaschinen (PMSM) anzutreffen [34, 35]. Elektrisch erregte Synchronmaschinen (EESM) wurden bisher nur in einzelnen Fahrzeugen wie dem Renault Zoe oder einigen aktuellen BMW-Modellen verwendet [35–37]. Die Dominanz der PMSM gegenüber allen anderen Maschinentypen ist durch deren hohe Leistungsdichte sowie den hohen Wirkungsgrad in einem großen Teil des Betriebsbereichs zu erklären [20, 34]. Typischerweise werden zur Erzeugung hoher Flussdichten NdFeB-Magnete verwendet, die auf der Seltenen Erde Neodym (Nd) basieren [38]. Die Rohstoffpreise für Seltene Erden sind jedoch hoch und zudem stark volatil [38]. Da sie zudem einen bedeutenden Anteil von 20 - 40 % an den Gesamtkosten der elektrischen Maschine ausmachen, zeigt sich derzeit ein Trend zu Antrieben mit reduziertem Anteil an Seltenen Erden [20, 34, 38].

Dies kann einerseits durch die Erhöhung des Reluktanzmoments der PMSM erfolgen (der Anteil am Gesamtdrehmoment kann bei modernen Maschinen bei mehr als 50 % liegen [39]) oder andererseits durch die Wahl eines Maschinentyps, der nicht auf die Verwendung von Permanentmagneten angewiesen ist. Die ASM kommt hierfür nach [34] aufgrund der zu geringen Leistungsdichte für den Hauptantrieb nicht in Frage. Stattdessen werden aufgrund ihres einfachen Aufbaus gelegentlich Synchron-Reluktanzmaschinen (SynRM) sowie geschaltete Reluktanzmaschinen (GRM) als Alternativen diskutiert [20, 34, 40–42]. Deren Nutzung geht jedoch immer mit erhöhter Drehmomentwelligkeit sowie verringerter Laufruhe [34, 41] bzw. reduziertem maximalem Leistungsfaktor einher [34]. Daher wird sich das Einsatzgebiet künftig eher auf das niedrigpreisige Segment oder Schwerlastantriebe beschränken [20, 43]. Ein Vorteil gegenüber der PMSM, der in ähnlicher Weise auch für die EESM gilt, ist der Schutz des Antriebs beim Auftreten von Fehlern. Insbesondere bei höheren Drehzahlen wird bei einer PMSM eine Strategie für den Umgang mit der von den rotierenden Permanentmagneten in die Statorwicklungen induzierten Spannung benötigt [9, 44, 45]. Diese Anforderung entfällt bei anderen Bauformen. Neben dem Verhalten im Fehlerfall wirkt sich die Wahl des Maschinentyps unter anderem aufgrund der unterschiedlichen Mechanismen zur Drehmomentbildung auch im Normalbetrieb auf die Anforderungen an den Wechselrichter aus.

Des Weiteren gibt es bei der Entwicklung aktueller Maschinen unterschiedliche Trends, die zum einen die Anordnung der Magnete und zum anderen die Wicklungsanordnung betreffen. Sind die Permanentmagnete in die Rotorbleche integriert, so wird die Maschine als IPMSM (*Interior Permanent Magnet Synchronous Machine*) bezeichnet. Sind sie an der Rotor-Oberfläche angebracht, so spricht man von einer SPMSM (*Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Machine*). Bei Antrieben für BEVs wird insbesondere auf vergrabene Magnete gesetzt, da diese einen höheren Reluktanzanteil und sowohl im Grunddrehzahl- als auch im Feldschwäcbereich eine gute Performance aufweisen [35]. Bei den Statorwicklungen geht der aktuelle Trend zur Hairpin-Technologie (Formspulenwicklung), da diese einfache Montageprozesse sowie gute Füllfaktoren verspricht [35, 46].

e) Weitere Entwicklungen

Neben den bereits abgehandelten Themen prägt noch eine Vielzahl weiterer Entwicklungen die Anforderungen an den Antriebsstrang moderner BEVs. Dies soll hier exemplarisch anhand der fortschreitenden Integration aller Einzelkomponenten sowie anhand des autonomen Fahrens angedeutet werden.

In einem klassischen elektrischen Antriebsstrang ist jede Komponente als einzelnes Bauteil ausgeführt. Die Leistungselektronik und die elektrische Maschine erfahren jedoch aktuell wegen des begrenzten Bauraums zur Erhöhung der Leistungsdichte eine immer weiter fortschreitende Integration [34]. Beispiele für Fahrzeuge mit radial bzw. axial in den Motorblock integriertem Wechselrichter sind der Chevrolet Volt oder das Model S von Tesla. Derartige Konzepte erfordern eine hohe Belastbarkeit aller Komponenten, stellen eine Herausforderung für die Wärmeabfuhr dar und limitieren die Größe sowie die Anzahl an verbauten Einzelteilen. [34, 47]

Autonomes Fahren beschäftigt die Automobilindustrie bereits seit einiger Zeit. Vorangetrieben durch Firmen wie Waymo (Alphabet), Apple und Uber wurden in den USA bereits teilautonome Fahrzeuge auf den Markt gebracht [48, 49]. Auch alle deutschen Hersteller haben sich ambitionierte Ziele in Bezug auf das autonome Fahren gesetzt, die Markteinführung in Serienfahrzeugen scheitert hierzulande aktuell allerdings häufig an der Gesetzgebung, da Sicherheitsbedenken bisher nicht vollständig ausgeräumt werden konnten [49]. Hoch- und vollautonome Fahrzeuge sind bisweilen weltweit nicht erhältlich [50]. Um den Fortschritt in diesem Sektor weiter voranzutreiben, spielt die Ausfallsicherheit aller verbauten Komponenten inklusive des elektrischen Antriebsstrangs eine entscheidende Rolle [51]. Unter diesem Aspekt rückt im Vergleich zu nicht- oder teilautonomen Fahrzeugen insbesondere die Fähigkeit zum sicheren Weiterbetrieb im Fehlerfall (*fail-operational* Prinzip) in den Fokus.

2.2 Der Wechselrichter als zentrales Element zur Energiewandlung

Aus den soeben vorgestellten technologischen Trends ergibt sich ein immer weiter steigender Bedarf an hocheffizienten und hochverfügbaren Komponenten für 800 V Antriebsstränge. Dies gilt insbesondere für den Antriebswechselrichter, der als zentrale Einheit zur Energiewandlung alle anderen Komponenten des Antriebsstrangs beeinflusst und umgekehrt von diesen beeinflusst wird. Daher wird nachfolgend auf den konkreten Aufbau eines elektrischen Antriebsstrangs für BEVs sowie die Funktionsweise der für diese Arbeit ausschlaggebenden Komponenten eingegangen.

2.2.1 Aufbau des Antriebsstrangs eines batterieelektrischen Fahrzeugs

Der Antriebsstrang eines rein elektrischen Fahrzeugs setzt sich im Wesentlichen aus den in Abb. 2.1 eingezeichneten Komponenten zusammen. Die Hochvoltbatterie (HV-Batterie) dient als Quelle und speist über das HV-Bordnetz (hier als DC-Bus bezeichnet) den Zwischenkreis. Dieser stellt die Eingangsspannung für den Wechselrichter zur Verfügung, welcher die Wandlung zwischen DC- und AC-Größen vornimmt und die elektrische Maschine mit Drehstrom speist. Die elektrische Maschine selbst wandelt die elektrische Leistung anschließend in mechanische Antriebsleistung, indem sie bei gegebener Drehzahl das Drehmoment stellt, das durch die vom Wechselrichter definierten elektrischen Größen vorgegeben wird. Der Antriebswechselrichter bestimmt dadurch auf Basis des Fahrerwunsches aktiv den Betriebspunkt und stellt der Maschine die hierfür benötigte Leistung zur Verfügung. Die dazu notwendige Ansteuerung des Wechselrichters samt Regelung ist in Abb. 2.1 nicht beinhaltet, wird jedoch im weiteren Verlauf dieser Arbeit noch im Detail vorgestellt. In Kap. 2.2.2 wird auf die spezifischen Aufgaben der genannten Komponenten im Hinblick auf die Anforderungen der nachfolgenden Kapitel eingegangen.

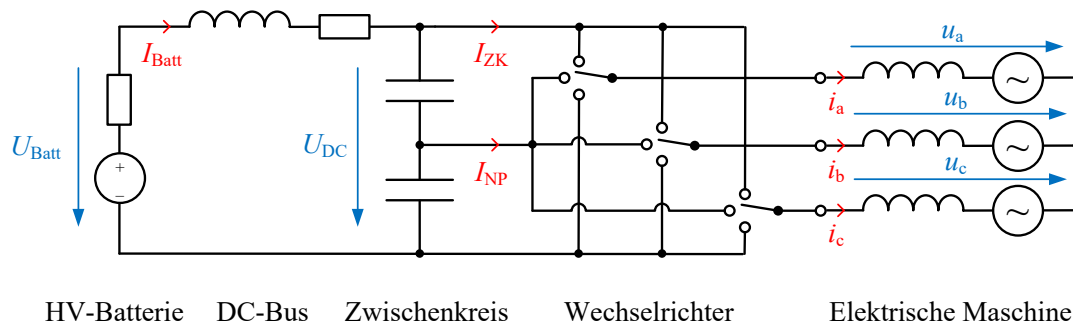


Abb. 2.1: Schematische Darstellung des elektrischen Antriebsstrangs eines batterieelektrischen Fahrzeugs mit Dreipunkt-Wechselrichter, abgeändert nach [52].

2.2.2 Aufgabe und Funktion wichtiger Komponenten des elektrischen Antriebsstrangs

Das Zusammenspiel aller Komponenten aus Abb. 2.1 ermöglicht es dem Antriebsstrang, die von ihm geforderten Aufgaben zu erfüllen. Nachfolgend wird der Aufbau und die Funktionsweise der für diese Arbeit ausschlaggebenden Einzelkomponenten in Bezug auf deren wichtigste Eigenschaften vorgestellt. Batterie, DC-Bus und Zwischenkreis werden dabei nur kurz angeschnitten, während für den Wechselrichter bereits die ersten Grundlagen für die detaillierteren Betrachtungen der nachfolgenden Kapitel gelegt werden. Die Funktionsweise von elektrischen Maschinen wird grundlegend beschrieben, da deren Auslegung den größten Einfluss aller angesprochenen Bestandteile auf den Betrieb des Wechselrichters hat. Im weiteren Verlauf der hier vorliegenden Arbeit stehen diese allerdings nicht explizit im Fokus, sondern dienen vorwiegend zur Definition der Anforderungen an den Wechselrichter.

a) HV-Batterie

Die grundlegende Aufgabe der HV-Batterie ist es, die DC-Spannung zur Verfügung zu stellen. Ihr Verhalten kann vereinfacht durch eine ideale Spannungsquelle mit Innenwiderstand R_i gemäß dem Ersatzschaltbild aus Abb. 2.2 beschrieben werden. Die Leerlaufspannung U_0 ist dabei abhängig vom Ladezustand der Batterie, wobei U_0 mit zunehmendem SOC monoton steigt [53, 54]. Des Weiteren hängt die Klemmenspannung U_{Batt} vom Batteriestrom ab, da der Spannungsabfall über dem Innenwiderstand berücksichtigt werden muss, wodurch sich U_{Batt} im motorischen Betrieb mit $I_{\text{Batt}} > 0$ verringert. Im generatorischen Betrieb während der Rekuperation mit negativem Batteriestrom erhöht sich die Klemmenspannung. Bei der Dimensionierung des Antriebsstrangs muss gewährleistet werden, dass die Batteriespannung in jedem Betriebspunkt innerhalb der spezifizierten Grenzen bleibt, um die Überlastung anderer Komponenten zu vermeiden. Wie bereits in Kap. 2.1 genannt, liegt die nominelle Batteriespannung der meisten derzeit auf dem Markt befindlichen BEVs der 800 V Spannungsklasse daher im Bereich um 700 V [8]. Der zulässige Spannungsbereich liegt in Abhängigkeit der Randbedingungen häufig zwischen 400 V und 850 V. Die im Innenwiderstand umgesetzte Verlustleistung führt zudem zur Erwärmung der Batterie und wirkt sich dadurch auf deren Lebensdauer aus, da die thermische Alterung einen wesentlichen Degradationsmechanismus darstellt [52, 55]. Dies limitiert zum einen den maximalen Lade- und Entladestrom und wirkt sich zusätzlich auf den Betrieb des Wechselrichters aus, da eine durch diesen hervorgerufene Stromwelligkeit ebenfalls zu Stromwärmeverlusten an R_i führt. In der Literatur werden zudem weitere negative Effekte eines erhöhten Rippelstroms auf die Lebensdauer von Li-Ionen Batterien diskutiert [52, 56], wobei die Datenlage nur schwer eindeutige Aussagen zu daraus resultierenden quantitativen Auswirkungen ermöglicht [57, 58].

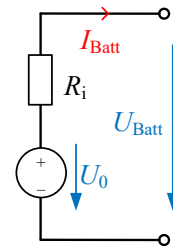


Abb. 2.2: Ersatzschaltbild einer Batterie.

b) DC-Bus

Der DC-Bus verbindet die Batterie mit allen Komponenten, die an das HV-Bordnetz angeschlossen sind. Neben der Ladeinheit (DC-Ladebuchse oder On-Board Charger), dem DC/DC-Wandler zur Bereitstellung von Leistung für das Niederspannungsbordnetz und gegebenenfalls weiteren Verbrauchern betrifft dies insbesondere den Antriebswechselrichter und den vorgeschalteten Zwischenkreis [59, 60]. Über den DC-Bus können zudem hochfrequente Rückwirkungen des Wechselrichters auf die Batterie übertragen werden, was bei der Auslegung berücksichtigt und im Betrieb – soweit möglich – unterbunden werden muss [60, 61]. In Abb. 2.1 wurde zur Modellierung ein vereinfachtes ohmsch-induktives Modell verwendet. Im weiteren Verlauf dieser Arbeit wird nicht weiter auf den DC-Bus eingegangen, weshalb an dieser Stelle auf eine ausführlichere Beschreibung verzichtet wird.

c) Zwischenkreis

Dem Antriebswechselrichter wird als Kurzzeit-Energiespeicher ein kapazitiver Gleichspannungszwischenkreis vorgeschaltet, der den pulsartigen Leistungsbedarf des Wechselrichters abdeckt und dadurch den Leistungsfluss über den DC-Bus inklusive hochfrequenter Rückwirkungen glättet. Der Zwischenkreis kann sowohl mit Elektrolyt- als auch mit Folienkondensatoren realisiert werden, wobei standardmäßig auf Folienkondensatoren gesetzt wird [55, 62]. Die Auslegung der Zwischenkreiskapazität erfolgt entweder anhand der maximalen vom Bordnetz tolerierten Spannungswelligkeit oder anhand der maximalen Effektivstrombelastung der Kondensatoren, welche zu einer Erwärmung aufgrund des Kondensator-Innenwiderstands (ESR, *Equivalent Series Resistance*) führt [62]. Besteht der Zwischenkreis – zur Erhöhung der Sperrfähigkeit oder zur Bereitstellung von Mittelabgriffen – aus einer Serienschaltung mehrerer Kondensatoren, so bedarf es einer passiven und/oder aktiven Strategie zur Realisierung einer symmetrischen Spannungsteilung (Balancing) über alle Kondensatoren.

d) Wechselrichter

Der Begriff Wechselrichter bezeichnet eigentlich eine Unterkategorie von Stromrichtern, die ausschließlich für die Wandlung von DC- in AC-Größen genutzt werden. In der Antriebstechnik ist die Bezeichnung Wechselrichter jedoch auch für solche Stromrichter geläufig, die bei Leistungsrückspeisung in die Batterie umgekehrt als Gleichrichter verwendet werden. Aus diesem Grund wird auch in der hier vorliegenden Arbeit der Begriff des Antriebswechselrichters genutzt. Da alle aktuellen BEVs Spannungszwischenkreiswechselrichter verwenden [10, 63], wird an dieser Stelle ausschließlich diese Ausführungsform betrachtet. Im Gegensatz zur bisher verbreiteten Zweipunkt-Technik [12] wird der Fokus hier allerdings auf Dreipunktstrukturen gelegt. Die Erläuterung des Aufbaus und der Funktionsweise unterschiedlicher Wechselrichtertypen erfolgt in den nachfolgenden Kapiteln. Die grundsätzliche Aufgabe und Funktion soll jedoch bereits an dieser Stelle kurz angeschnitten werden. Durch das Takten von Halbleiterschaltern wird die vom Zwischenkreis zur Verfügung gestellte Gleichspannung gepulst an den Ausgangsklemmen des Wechselrichters angelegt. Durch geeignete Ansteuerung lässt sich so pro Phase eine im Kurzzeitmittelwert sinusförmige Spannung einstellen, die einen ebenso sinusförmigen dreiphasigen Drehstrom in der elektrischen Maschine zur Folge hat. Das entstehende Drehfeld dient letztendlich zur Drehmomentbildung. Da die verwendeten Halbleiterschalter für das beschriebene Funktionsprinzip hochfrequent takten müssen, entstehen auch im Wechselrichter signifikante Verluste. Diese teilen sich neben Ansteuerungsverlusten auf Durchlassverluste aufgrund des Durchlasswiderstands der Leistungshalbleiter und Schaltverluste durch endliche Schaltgeschwindigkeiten auf. Eine ausführliche Beschreibung aller vorgestellten Prinzipien folgt in Kap. 2.3 bis Kap. 2.6

e) Elektrische Maschine

Da die PMSM gemäß [34, 35] den derzeit häufigsten Maschinentyp darstellt, wird diese auch hier als Grundlage für alle weiteren Ausführungen herangezogen. Abb. 2.3 zeigt den Aufbau einer IPMSM mit vergrabenen V-förmig angeordneten Magneten und einer Polpaarzahl $p = 2$. Die in Stern oder Dreieck verschalteten Statorwicklungen können vereinfacht als drei räumlich um 120° versetzte Induktivitäten betrachtet werden (Abb. 2.4 links). Durch die in Gl. (2.2.1) beschriebene amplitudeninvariante Clarke-Transformation für symmetrische Dreiphasensysteme nach [64] lassen sich diese Induktivitäten sowie die zugehörigen Phasenströme in ein statorfestes orthogonales Koordinatensystem überführen.

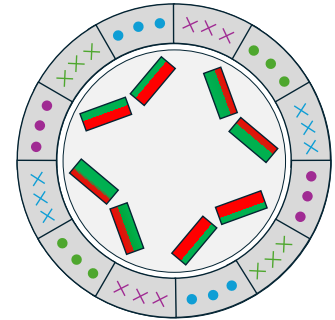


Abb. 2.3: Aufbau einer PMSM.

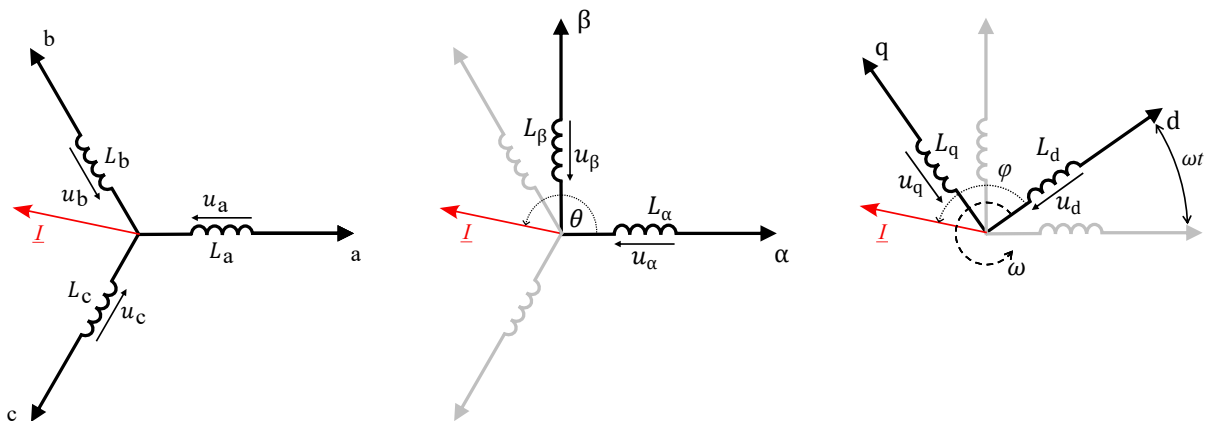


Abb. 2.4: Definition der drei gängigen Koordinatensysteme: statorfestes abc-System (links), statorfestes α/β -System (mittig) und rotorfestes d/q-System (rechts), erweitert nach [35, 42].

Dies ermöglicht die Beschreibung des Drehstromsystems durch einen in der α/β -Ebene rotierenden Zeiger mit zwei Komponenten. Zur besseren Anschaulichkeit sowie zur Reduktion der Komplexität der Regelung ist es ferner üblich, das Verhalten von Drehstrommaschinen in rotorfesten Koordinaten zu betrachten. Durch Multiplikation des α/β -Koordinatensystems mit einer Rotationsmatrix entsteht das mit dem Rotor verankerte d/q-System, wobei die Ausrichtung der d-Achse so definiert ist, dass sie fest in Richtung des Permanentflusses liegt. Die Transformationsvorschrift vom dreiphasigen statorfesten System in das rotorfeste d/q-System ist durch die Park-Transformation nach [65] in Gl. (2.2.2) gegeben.

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (2.2.1)$$

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (2.2.2)$$

In diesem Koordinatensystem lässt sich die PMSM durch das Ersatzschaltbild aus Abb. 2.5 beschreiben, wobei im stationären Betrieb ausschließlich Gleichgrößen vorliegen. Die beiden Achsen werden hierbei getrennt voneinander betrachtet, sind jedoch miteinander verkoppelt, da die Ströme jeweils eine Spannung in die andere Achse induzieren. Zudem muss in der q-Achse die durch den in der d-Achse liegenden Permanentfluss induzierte Spannung $\omega \Psi_{PM}$ berücksichtigt werden. Das grundlegende Verhalten der elektrischen Maschine ergibt sich aus den beiden Maschinengleichungen in Gl. (2.2.3). Eine detailliertere Betrachtung des konkreten Betriebsverhaltens, welches als Grundlage für nachfolgende Kapitel herangezogen wird, ist in Anhang B.1 enthalten. Aufgrund der Anordnung der Magnete sowie gegebenenfalls eingefügten zusätzlichen Aussparungen im Rotorblech ergibt sich mit der Definition der Lage der d-Achse eine Asymmetrie der beiden Induktivitäten L_d und L_q , wobei für IPMSMs immer $L_d < L_q$ gilt. Durch das Stellen eines geeigneten Stromzeigers im d/q-System kann somit ein zusätzliches Reluktanzmoment erzeugt werden, was Gl. (2.2.4) zu entnehmen ist. [35, 42]

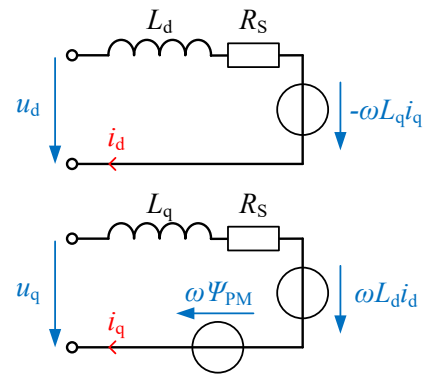


Abb. 2.5: Ersatzschaltbild der PMSM in rotorfesten Koordinaten.

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \quad u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \Psi_{PM} \quad (2.2.3)$$

$$M_{el} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot i_q \cdot (\Psi_{PM} + (L_d - L_q) \cdot i_d) \quad (2.2.4)$$

Die elektrische Maschine ist für den größten Anteil der in einem elektrischen Antriebsstrang anfallenden Verlustleistung verantwortlich. Da die Maschinenverluste unter anderem durch die Wahl der Wechselrichterstruktur sowie deren Modulationsprinzip bestimmt werden, liefert Anhang B.2 außerdem einen Überblick über die wichtigsten Verlustmechanismen einer IPMSM. Grundsätzlich wird nach [66] und [67] zwischen elektromagnetischen und mechanischen Verlusten unterschieden. Elektromagnetische Verluste beinhalten dabei ohmsche Stromwärmeverluste, Ummagnetisierungsverluste im Eisen (Hystereseverluste, Wirbelstromverluste) und Zusatzverluste (z.B. Wirbelstromverluste in Magneten). Mechanisch fallen Reibungsverluste an. Durch die Wahl eines geeigneten Antriebswechselrichters kann dabei vor allem Einfluss auf die Höhe der Ummagnetisierungsverluste genommen werden, welche insbesondere bei elektrischen Maschinen für 800 V Antriebe einen signifikanten Anteil an den Gesamtverlusten einnehmen können [66–75].

2.3 Grundlegende Funktionsweise und Anwendungen von Mehrpunkt-Wechselrichtern

Aus den soeben betrachteten Eigenschaften der verschiedenen Einzelkomponenten des elektrischen Antriebsstrangs eines BEVs ergeben sich konkrete Anforderungen an den Antriebswechselrichter. Dessen Eigenschaften hängen stark von der gewählten Wechselrichterstruktur ab, wobei insbesondere die Anzahl der verfügbaren Spannungsstufen einen signifikanten Einfluss auf die Performance im Betrieb hat. Aus diesem Grund wird in diesem Kapitel zunächst das elektrische Grundprinzip von Mehrpunkt-Wechselrichtern im Vergleich zum weit verbreiteten Zweipunkt-Wechselrichter vorgestellt und anschließend auf dessen Vor- und Nachteile sowie derzeitige Anwendungsgebiete eingegangen.

2.3.1 Elektrisches Prinzip und Abgrenzung zum Zweipunkt-Wechselrichter

Aus Kap. 2.2.2 e) ist bekannt, dass die Wicklungen der elektrischen Maschine mit dreiphasigem Drehstrom gespeist werden müssen, um das zur Drehmomentbildung nötige Drehfeld zu erzeugen. Die Bereitstellung des an den jeweiligen Betriebspunkt angepassten Dreiphasensystems ist die Hauptaufgabe des Antriebswechselrichters. Unabhängig von der Wechselrichterstruktur geschieht dies über das hochfrequente periodische Schalten zwischen den verfügbaren diskreten Spannungsstufen des Zwischenkreises, wodurch sich an jedem Phasenausgang eine getaktete Spannung einstellt. Der über je eine Pulsperiode hinweg berechnete Kurzzeitmittelwert dieser Spannung entspricht bei geschickter Ansteuerung dem stufenförmig abgetasteten sinusförmigen Spannungsbedarf der Maschine, aus dem sich die drei Phasenströme ergeben. Abb. 2.6 stellt das Prinzipschaltbild eines Zweipunkt-Wechselrichters mit den beiden verfügbaren Spannungsstufen $\{DC+, DC-\}$ sowie das eines Dreipunkt-Wechselrichters mit den Spannungsstufen $\{DC+, NP, DC-\}$ gegenüber, wobei NP den Neutralpunkt bezeichnet, der idealerweise bei der halben Zwischenkreisspannung (genau zwischen $DC+$ und $DC-$) liegt. Mehrpunktwechselrichter mit einer höheren Anzahl an Spannungsstufen besitzen entsprechend mehrere Zwischenkreisabgriffe zwischen den Potenzialen $DC+$ und $DC-$, die alle auf den Phasenausgang geschaltet werden können.

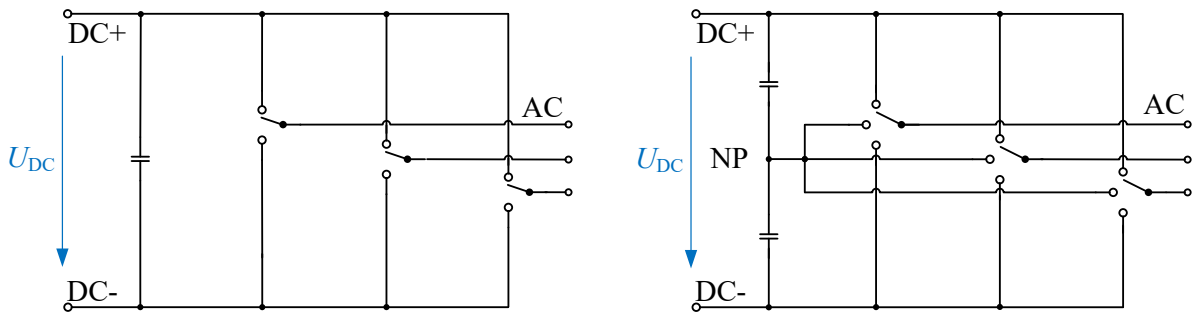


Abb. 2.6: Prinzipschaltbild eines dreiphasigen Wechselrichters in Zweipunkt- (links) und Dreipunkttechnik (rechts).

Die Abweichungen der sich aufgrund der gepulsten Ausgangsspannung des Wechselrichters einstellenden realen Phasenströme von ihrem idealen Sollwert hängen dabei sowohl von der Frequenz als auch von der Spannungsdifferenz aufeinanderfolgender Pulse ab. Bei ausreichend hoher Pulsfrequenz folgt der Strom durch die typischerweise in Stern oder Dreieck verschalteten Wicklungen der elektrischen Maschine der quasi-sinusförmigen Spannungsvorgabe. Da die Schaltfrequenz bei der Verwendung von Halbleiterschaltern in realen Wechselrichtern jedoch nicht beliebig hoch eingestellt werden kann, verbleibt eine Restwelligkeit im Strom. Dieser sogenannte Stromrippel steigt gemäß Gl. (2.3.1) zudem mit der Höhe der Spannungsflanken und sinkt mit zunehmender Wicklungsinduktivität.

$$\Delta i = \frac{\Delta U}{f_p L_s} \quad (2.3.1)$$

Hieraus entsteht ein Vorteil der schaltungstechnisch aufwändigeren Mehrpunkt-Wechselrichter, da die Höhe der Spannungshübe mit der Zahl der verfügbaren Spannungsstufen sinkt, was anhand der Spannung gegenüber dem (virtuellen) Neutralpunkt in Abb. 2.7 zu erkennen ist. Des Weiteren führt bei Mehrpunkt-Wechselrichtern bereits eine niedrigere effektive Schaltfrequenz der Halbleiterschalter zu einer zur Zweipunkt-Modulation äquivalenten Pulsfrequenz am Ausgang [76].

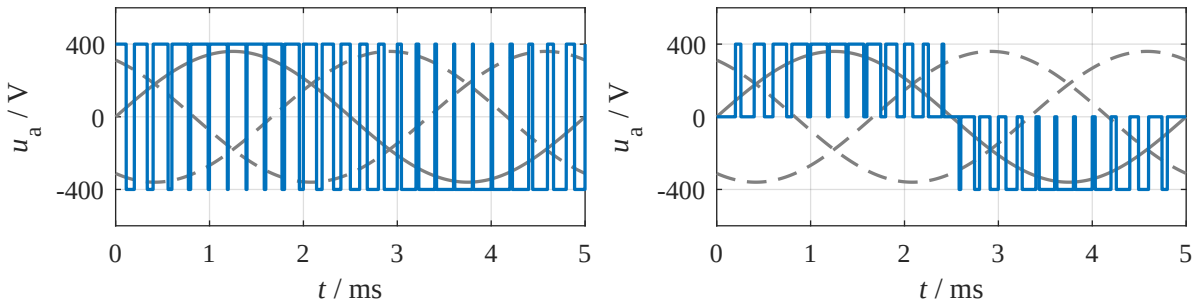


Abb. 2.7: Klemmenspannung gegenüber dem (virtuellen) Neutralpunkt bei Zweipunkt- (links) und Dreipunkt- (rechts) Modulation mit hinterlegten Grundschwingungen der Klemmenspannungen aller Phasen bei $U_{DC} = 800$ V.

Da die Unterscheidung zwischen den verschiedenen Frequenzen der Ansteuerung, der Halbleiter und der elektrischen Größen insbesondere bei Mehrpunkt-Wechselrichtern essenziell für das Verständnis der Arbeitsweise ist, dient der Überblick in Tab. 2.1 zur Definition und Abgrenzung der unterschiedlichen Größen. Die genaue Herangehensweise zur Erzeugung der Pulsmuster mittels PWM oder RZM wird in Kap. 2.5 beschrieben.

Tab. 2.1: Überblick aller wirksamen Frequenzen.

Symbol	Bezeichnung	Beschreibung
f_{el}	Ausgangsfrequenz / (elektr.) Grundfrequenz	Frequenz der ersten Harmonischen der Ausgangsgrößen
f_p	Pulsfrequenz	Am Ausgang wirksame Frequenz der Spannungspulse
$f_{s,eff}$	(eff.) Schaltfrequenz / Taktfrequenz	Über eine Grundfrequenzperiode gemittelte Anzahl an Schalthandlungen eines Halbleiterschalters pro Zeit
f_s	Trägersignalfrequenz / Modulationsfrequenz	Frequenz des Trägersignals bei PWM / Frequenz der Schaltsequenzabfolge bei RZM

2.3.2 Allgemeine Vor- und Nachteile von Mehrpunkt-Wechselrichtern

Mehrpunkt-Wechselrichter besitzen aufgrund ihrer Struktur prinzipbedingte Vorteile sowie Nachteile gegenüber dem klassischen Zweipunkt-Wechselrichter. Wie Kap. 2.3.3 zeigt, ergeben sich daraus bisher deutlich unterschiedliche Einsatzgebiete. Kap. 2.1 ist jedoch zu entnehmen, dass die Randbedingungen für Antriebswechselrichter in BEVs derzeit einem gewissen Wandel unterliegen. Daher werden nachfolgend die Eigenschaften von Mehrpunkt-Wechselrichtern in Bezug auf deren Einsatz in elektrischen Fahrzeugen bewertet.

Ein Vorteil von Wechselrichterstrukturen mit mehr als zwei Spannungsstufen liegt in der Erhöhung der Spannungsebene bei gleichzeitiger Verwendung niedrig sperrender Halbleiter, sofern sich die Zwischenkreisspannung im sperrenden Zustand auf mehrere seriell verschaltete Halbleiter aufteilt. Daraus ergeben sich einige Vorteile, die in Kap. 2.4 erneut aufgegriffen werden. Außerdem führt die bereits angesprochene

effektive Erhöhung der Pulsfrequenz sowie die Verringerung der Amplitude der Spannungsflanken an den Klemmen der elektrischen Maschine zu einer Reduktion der Spannungsüberschwingungen und dadurch zu einer Erhöhung der Stromgüte [69, 77]. Als Maß für den auf die Grundwelle bezogenen Oberschwingungsgehalt der Ausgangsspannungen und -ströme wird üblicherweise der THD_u bzw. THD_i Wert aus Gl. (2.3.2) verwendet. Beide Werte sinken mit wachsender Anzahl an geschalteten Spannungsstufen [77]. Anhang B.2 ist zu entnehmen, dass sich dadurch ein signifikanter Verlustvorteil ergeben kann.

$$\text{THD}_u = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{U_1} \quad \text{THD}_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (2.3.2)$$

Da die Höhe der Spannungsflanken bei Dreipunktmodulation halb so groß ist wie bei Zweipunktmodulation, reduziert sich bei Einsatz eines Dreipunktwechselrichters außerdem das Risiko einer Schädigung der Maschinenlager durch Ableitströme. Diese Lagerströme entstehen nach [78, 79] auf unterschiedliche Arten, wobei sich der Einsatz von Mehrpunktstrukturen in jedem Fall als vorteilhaft erweist. Zudem sinkt aufgrund der geringeren Höhe der Spannungsflanken die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten von Teilentladungen in der Motorisolation, welche zur Zerstörung der Isolation und damit zum Ausfall der elektrischen Maschine führen können [80–82].

Ein weiterer Vorteil, der aus der höheren Anzahl an Komponenten resultiert, ist die gesteigerte Toleranz gegenüber Ausfällen einzelner Halbleiterschalter. Abhängig von der konkreten Wechselrichterstruktur können die Aufgaben ausgefallener Einzelschalter durch andere intakte Schalter übernommen und dadurch unterschiedliche Ausfallszenarien abgepuffert werden [83]. Ein Überblick über die fehlertoleranten Eigenschaften verschiedener Wechselrichterstrukturen ist in Kap. 3.3 gegeben.

Die hohe Anzahl an Einzelkomponenten bringt allerdings auch Nachteile mit sich. Da jeder Schalter einzeln angesteuert werden muss, steigt dadurch sowohl der Ansteueraufwand als auch das Bauvolumen und damit die Kosten für den Wechselrichter. Zusätzlich erhöhen sich zwar mit wachsender Anzahl der Komponenten die Möglichkeiten zur Reaktion auf Ausfälle, jedoch steigt die Wahrscheinlichkeit des Auftretens eines Defekts ebenfalls an, weshalb die Einschätzung der Ausfallsicherheit für jede Wechselrichterstruktur individuell getroffen werden muss [84]. Kap. 3 beschäftigt sich am Beispiel unterschiedlicher Wechselrichterstrukturen im Detail mit dieser Thematik.

Die Eignung eines Mehrpunkt-Wechselrichters für den Einsatz in einem BEV ist erst dann gegeben, wenn die genannten Nachteile durch die zuvor angesprochenen Vorteile aufgewogen werden. Gemäß [85] besteht dabei insbesondere in Bezug auf die ökonomische Konkurrenzfähigkeit zum Zweipunkt-Wechselrichter, das Ausreizen der maximalen Effizienz sowie den fehlertoleranten Betrieb weiterhin großes Forschungspotenzial. Die zentrale Frage, unter welchen Randbedingungen der Einsatz von Mehrpunktstrukturen sinnvoll ist, wird in Kap. 5 anhand eines breit angelegten Topologievergleichs verschiedener Wechselrichterstrukturen mit unterschiedlicher Halbleiterbestückung und individuellen Ansteuerstrategien untersucht. Aufgrund der hohen Komplexität von höherstufigen Mehrpunkt-Wechselrichtern wird die Wahl der betrachteten Strukturen im Hinblick auf den Einsatz im Automobil jedoch auf Dreipunkt-Wechselrichter beschränkt [12, 86].

2.3.3 Anwendungsgebiete von Mehrpunkt-Wechselrichtern

Mehrpunkt-Wechselrichter werden vornehmlich in höheren Spannungsclassen sowie für Anwendungen mit hohen Effizienzanforderungen eingesetzt. Den wohl höchsten Anspruch aller gängigen Anwendungsgebiete an diese beiden Kriterien stellt die Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ) dar. Daher werden in diesem Bereich mit der MMC (*Modular Multilevel Converter*) Struktur die Stromrichter mit der höchsten Anzahl an Spannungsstufen eingesetzt [87, 88]. Im Rahmen der zunehmenden Integration

erneuerbarer Energien in das Übertragungsnetz erfährt diese Struktur derzeit weltweit hohe Aufmerksamkeit [89]. Ein bedeutender Anteil der Anlagen zur Nutzung erneuerbarer Energien setzt dabei ebenfalls auf Mehrpunkt-Wechselrichter zur Einspeisung elektrischer Energie in das Netz. Dies betrifft einerseits Windkraftanlagen (WKAs), welche auf eine große Vielfalt unterschiedlicher Wechselrichtertypen – von Zweipunktstrukturen über Dreipunkt-Wechselrichter bis hin zum MMC – setzen [90]. Zum anderen nutzen auch Photovoltaik (PV)-Anlagen [91, 92] sowie Pumpspeicherkraftwerke [93] Mehrpunktstrukturen zur Einspeisung der dort generierten Leistung. Ein weiteres Einsatzgebiet stellen unterbrechungsfreie Stromversorgungen (USVs) [85] dar.

Neben der Energieübertragung finden Mehrpunkt-Wechselrichter auch in unterschiedlichen Antrieben Anwendung. Bei großen Industrieantrieben im Mittelspannungsbereich betrifft dies nach [94] insbesondere verschiedene Dreipunktstrukturen als auch kaskadierte Stromrichter. In der Traktion werden Mehrpunkt-Wechselrichter unter anderem in Bahnantrieben verwendet. Hier findet sich neben der klassischen Zweipunktstruktur beispielsweise die dreistufige NPC (*Neutral Point Clamped*) Struktur. [12, 95, 96] (siehe Kap. 2.6.2). Wenn auch bisher wenig verbreitet, so stellt das elektrische Fliegen ebenfalls einen aktuellen Forschungsschwerpunkt für Mehrpunkt-Wechselrichter dar. Insbesondere aufgrund der hohen Anforderungen an die Effizienz des Antriebs sowie an seine Ausfallsicherheit werden in diesem Zusammenhang unterschiedliche Mehrpunkt-Topologien diskutiert [86, 97, 98].

Mit Ausnahme von Schnellladestationen, welche häufig auf Dreipunktstrukturen zur Bereitstellung der DC-Spannung setzen [99, 100], dominieren im Kraftfahrzeugbereich derzeit Zweipunkt-Wechselrichter [12]. Obwohl sich die Literatur bereits seit vielen Jahren mit der Eignung von Mehrpunkt-Wechselrichtern für BEVs auseinandersetzt [101], legt erst der derzeitige Trend zu höheren Batteriespannungen (siehe Kap. 2.1) den Grundstein für einen sinnvollen Einsatz. Mit der in Kap. 2.6.6 näher betrachteten umschaltbaren SOW (*Switched Open Winding*) Struktur des Kia EV6 GT aus dem Jahr 2022 (vermarktet unter dem Namen „Dual-Inverter“ bzw. „2-Stage Motor System“) hat die Hyundai Motor Group zum ersten Mal eine Wechselrichterstruktur in einem Serienfahrzeug eingeführt, die der Funktionsweise eines klassischen Dreipunkt-Wechselrichters nahe kommt [102–105].

2.4 Halbleiterbauelemente für Zwei- und Dreipunkt-Wechselrichter in elektrischen Fahrzeugen

Die in Kap. 2.3.1 als ideal angenommenen Schalter zur Wahl des am jeweiligen Phasenausgang anliegenden Zwischenkreispotenzials werden in Wechselrichtern durch Leistungshalbleiter realisiert. Die maximale Sperrfähigkeit dieser Halbleiter liegt bei Antrieben mit 400 V DC-Spannung in der Spannungs-klasse von 650 V bis 750 V. Bei 800 V-DC Antrieben beträgt sie standardmäßig 1200 V, wobei durch den Einsatz der meisten Dreipunktstrukturen auch Leistungshalbleiter der 650 V - 750 V Spannungs-klasse nutzbar sind. Daraus resultierende Vorteile werden nachfolgend erläutert. Leistungshalbleiter sind im Gegensatz zu Halbleitern für Signal-Anwendungen für den Betrieb bei hohen Spannungen und hohen Strömen ausgelegt. Dies äußert sich beispielsweise im vertikalen Aufbau der nachfolgend beschriebenen Halbleiterstrukturen der wichtigsten Bauelemente.

Als Halbleitermaterialien kommen für Fahrzeugantriebe Silizium und Siliziumkarbid in Frage, wobei der Si-IGBT und der SiC-MOSFET die beiden derzeit gängigen Typen steuerbarer leistungselektronischer Ventile darstellen. Zusätzlich werden Dioden auf Si-Basis genutzt. In diesem Kapitel soll außerdem kurz auf Si-SJ MOSFETs sowie in niedrigeren Spannungs-klassen bereits weit verbreitete GaN-HEMTs eingegangen werden. Erstere Technologie soll hinsichtlich ihrer Eignung für niederfrequent schaltende Bauteile untersucht werden und letztere gilt als vielversprechende Alternative für künftige Dreipunkt-

Antriebswechselrichter [32, 33, 106]. Die genannten Halbleitermaterialien unterscheiden sich dabei signifikant in ihren Eigenschaften wie Bandlücke, Ladungsträgerbeweglichkeit und maximaler Feldstärke. Daraus resultieren unterschiedliche Charakteristiken, welche nachfolgend diskutiert werden sollen. Wichtige Anforderungen an Leistungshalbleiter sind unter anderem gute Durchlass- und Schalteigenschaften für geringe Verluste (besonders im Teillastbetrieb), eine gute thermische Anbindung zur Abführung der anfallenden Verlustleistung, Robustheit gegenüber äußeren Einflüssen sowie niedrige Kosten [32, 79, 107].

2.4.1 Die Silizium-Leistungsdiode

Leistungsdioden sind nicht schaltbare Halbleiterbauelemente, die ausschließlich unidirektionalen Stromfluss zulassen. Sie basieren grundlegend auf einem pn-Übergang, der zur Erhöhung der Spannungsfestigkeit um eine intrinsische (bzw. schwach n-dotierte) Schicht erweitert wird. Die Halbleiterstruktur einer solchen pin- bzw. psn-Diode ist in Abb. 2.9 abgebildet. Die beiden Kontakte werden als Anode (A) und Kathode (K) bezeichnet, wobei die Diode Stromfluss von der Anode zur Kathode ermöglicht (technische Stromrichtung), während sie in Gegenrichtung Spannung aufnehmen kann. Die charakteristische Kennlinie einer typischen Leistungsdiode ist ebenfalls in Abb. 2.9 enthalten. Für detailliertere halbleiterphysikalische Grundlagen zur konkreten Funktionsweise sei auf die Literatur verwiesen [79, 108, 109]. In einem Antriebswechselrichter wird die Diode sowohl im ersten als auch im dritten Quadranten der Kennlinie aus Abb. 2.9 betrieben. Die Sperrkennlinie im dritten Quadranten wird dabei aufgrund des niedrigen Sperrstroms als ideal und verlustfrei angenommen. Im Durchlassbetrieb (erster Quadrant) wird die eigentlich durch die Shockley-Gleichung beschreibbare Kennlinie durch eine Linearisierung angenähert. Zur Herleitung des Kleinsignalverhaltens wird eine Tangente in den Nennpunkt der Diodenkennlinie gelegt, deren Steigung dem differentiellen Vorwärtswiderstand r_F der Diode entspricht. Der Schnittpunkt mit der Achse der Vorwärtsspannung u_F wird als Schwellenspannung $U_{F,0}$ bezeichnet. Das Ersatzschaltbild einer realen Diode kann demnach in linearisierter Form gemäß Abb. 2.8 als Reihenschaltung des differentiellen Widerstands, einer Spannungsquelle zur Nachbildung der Schwellenspannung sowie einer idealen Diode zur Definition der Stromflussrichtung modelliert werden. Die daraus resultierenden Dioden-Leitverluste $P_{\text{cond},D}$ innerhalb einer Periode T_P setzen sich demnach gemäß Gl. (2.4.1) zusammen, wobei $\delta_D(t)$ den zeitlichen Verlauf des von außen eingepprägten Aussteuergrads der Diode beschreibt. Bei der Berechnung wird außerdem die Temperaturabhängigkeit von $U_{F,0}$ und r_F berücksichtigt. Als Referenz gilt hierfür die Sperrschichttemperatur T_j . [79, 107, 109]

$$P_{\text{cond},D} = \frac{1}{T_P} \cdot \int_0^{T_P} u_F(t) \cdot i_F(t) dt = \frac{1}{T_P} \cdot \int_0^{T_P} \delta_D(t) \cdot (U_{F,0}(T_j) \cdot i_F(t) + r_F(T_j) \cdot i_F^2(t)) dt \quad (2.4.1)$$

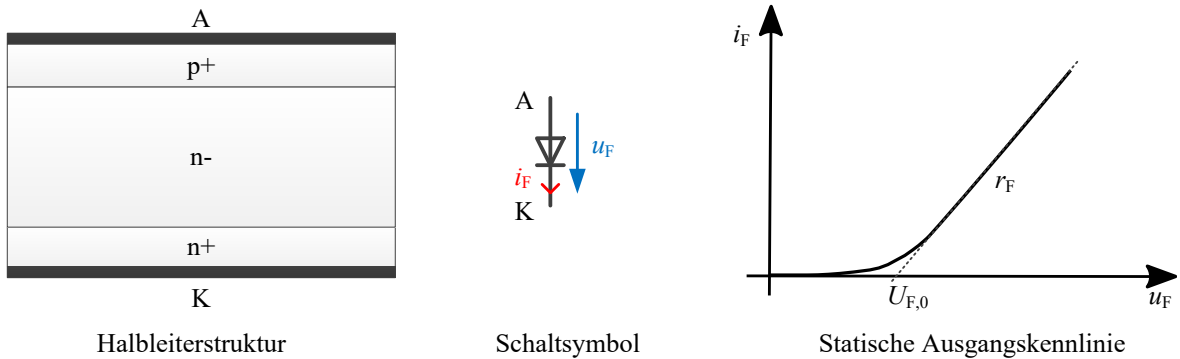


Abb. 2.9: Interne Halbleiterstruktur, Schaltsymbol und Durchlasskennlinie einer Si-pin-Diode.

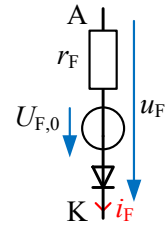


Abb. 2.8: Ersatzschaltbild der Diode.

Neben Durchlassverlusten fallen bei jedem Ausschaltvorgang zusätzliche Schaltverluste $P_{sw,D}$ an. Durch den Reverse-Recovery Strom, welcher nach dem Nulldurchgang von i_F durch die Diode fließt, bis alle Restladungen aus der Raumladungszone (RLZ) ausgeräumt sind, fällt bei jedem Schaltvorgang die Reverse-Recovery Energie E_{rr} an, nachdem die Diode bereits im Maximum der Rückstromspitze Spannung aufnimmt (siehe Abb. 2.10).

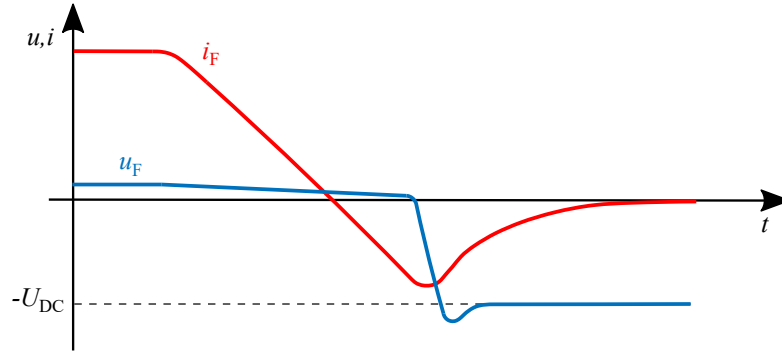


Abb. 2.10: Schematischer Ausschaltvorgang einer Diode mit Reverse-Recovery Verhalten nach [79].

Aus diesem Verhalten ergibt sich die Dioden-Schaltverlustleistung $P_{sw,D}$ nach Gl. (2.4.2). Da die Reverse-Recovery Energie abhängig von der Sperrschichttemperatur, der Sperrspannung und dem Strom durch die Diode ist, muss zusätzlich eine Skalierung auf die Randbedingungen des betrachteten Betriebspunkts erfolgen. Die Stromabhängigkeit müsste hierfür eigentlich bereits innerhalb des Integrals aus Gl. (2.4.2) berücksichtigt werden. Analog zur gängigen Herangehensweise aus der Literatur wird diese jedoch gemäß dem Verfahren aus Kap. 5.1.1 f) nachträglich durchgeführt [97, 110]. Für die Berechnungen aus Kap. 5 wurde zusätzlich ein kapazitiver Verlustanteil E_c mit berücksichtigt, der in dieser Darstellung der Übersichtlichkeit halber vernachlässigt wird. Durch die Wahl der Integrationsgrenzen und die Definition des Stroms $i_F(t)$ wird berücksichtigt, dass der Strom durch die Diode vom Modulationsverfahren der am Kommutierungsvorgang beteiligten Schalter abhängt.

$$P_{sw,D} = f_s \cdot E_{rr}(U_{DC}, i_F, T_j) \cdot \frac{1}{T_P} \int_0^{T_P} \frac{i_F(t)}{\hat{i}_F} dt \quad (2.4.2)$$

2.4.2 Der Silizium-IGBT

Si-IGBTs werden seit Jahrzehnten in Wechselrichtern der betrachteten Leistungsklassen eingesetzt. Die bipolaren Bauelemente bestehen im Wesentlichen aus vier unterschiedlich dotierten Gebieten zwischen Kollektor (C) und Emitter (E). Auf einem p^+ -dotierten Si-Substrat wird eine n^- -dotierte Driftregion (Epitaxieschicht) aufgebracht, in welche sogenannte p-Wannen (*Body Regions*) eingelassen werden. In diesen befinden sich wiederum n^+ -dotierte Source-Schichten. Die Metallisierung des Gate-Kontakts (G) ist über eine Oxidschicht von der darunter liegenden Struktur isoliert. Solange keine ausreichend große positive Spannung U_{GE} zwischen Gate und Emitter angelegt wird, ist der IGBT weder im Vorwärts- noch im Rückwärtsbetrieb leitfähig. Durch das Anlegen einer Spannung $U_{GE} > U_{GE,th}$ bildet sich in den p-Wannen nahe des Gate-Oxids ein leitfähiger Kanal, der den IGBT in Vorwärtsrichtung (technische Stromrichtung von C nach E) leitfähig macht. Da sowohl Elektronen als auch Defektelektronen als Ladungsträger zur Verfügung stehen, weist der IGBT ein gutes Durchlassverhalten bei hohen Strömen auf. Bei niedrigen Strömen trägt die Vorwärtsspannung der Dioden-ähnlichen pn-Struktur am Kollektor einen wesentlichen Anteil zur gesamten Durchlassspannung U_{CE} über dem IGBT bei. Dies führt zu erhöhten Verlusten, die insbesondere den Wirkungsgrad im Teillastbetrieb verringern. Weiterhin folgt aus der pnp-Struktur zwischen Emitter und Kollektor, dass der IGBT rückwärts grundsätzlich sperrt.

Für den Rückwärtsbetrieb ist demnach eine antiparallele externe Diode notwendig. Der differenzielle Widerstand r_{CE} , welcher anhand der linearisierten Kennlinie aus Abb. 2.11 definiert ist, sinkt aufgrund der damit verbundenen Erweiterung des Kanals mit steigender Gatespannung. Er besitzt außerdem einen positiven Temperaturkoeffizienten. Der Temperaturkoeffizient der Schwellenspannung $U_{CE,0}$ ist negativ. Unter Berücksichtigung der Temperaturabhängigkeit ergibt sich für die Durchlassverluste die Beziehung aus Gl. (2.4.3), wobei $\delta(t)$ den Tastgrad des IGBTs beschreibt. [79, 107, 109]

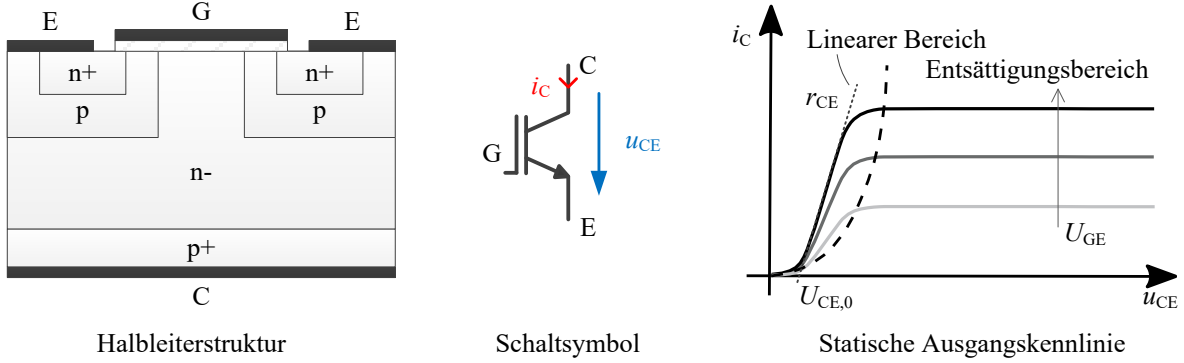


Abb. 2.11: Interne Halbleiterstruktur, Schaltsymbol und Durchlasskennlinie eines typischen Si-IGBTs.

$$P_{\text{cond,IGBT}} = \frac{1}{T_p} \cdot \int_0^{T_p} \delta(t) \cdot (U_{CE,0}(T_j) \cdot i_C(t) + r_{CE}(T_j) \cdot i_C^2(t)) dt \quad (2.4.3)$$

Das dynamische Verhalten eines IGBTs ist in Abb. 2.12 abgebildet. Bei einem Einschaltvorgang beginnt der IGBT zunächst Strom von seinem Kommutierungspartner zu übernehmen. Durch den Stromgradienten über der Streuinduktivität sinkt die Spannung über dem Bauteil während der Stromhochlaufphase. Erst nachdem der Strom den Laststrom erreicht hat, übernimmt der zuvor stromführende Schalter die Spannung. Umgekehrt nimmt der IGBT beim Ausschaltvorgang zunächst so lange Sperrspannung auf, bis u_{CE} gleich U_{DC} ist. Bis zu diesem Zeitpunkt beginnt der Strom aufgrund kapazitiver Umladungen leicht zu sinken, danach fällt er steil ab. Auch hier wirkt sich die Stromflanke aufgrund der Streuinduktivität über den Zusammenhang $U = L_\sigma \frac{di}{dt}$ auf die Sperrspannung aus und führt zu einem Überschwinger. Der Strom läuft gegen Ende des Schaltvorgangs flach aus (sog. Tailstrom), bis das Ladungsträgerplasma vollständig ausgeräumt ist.

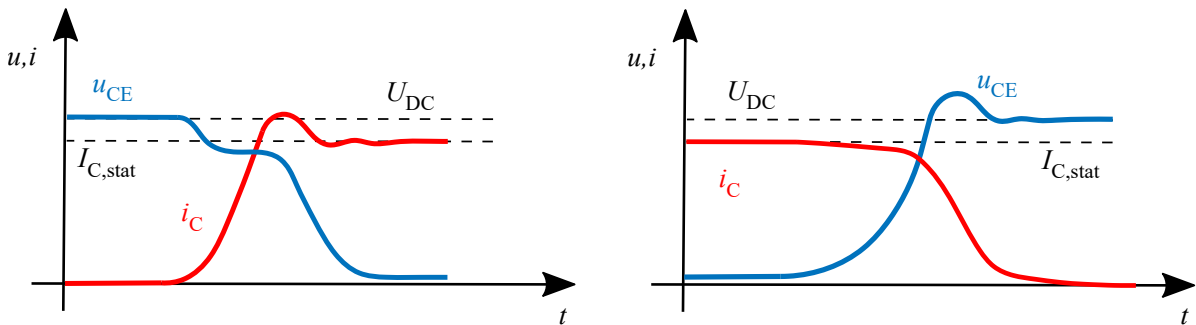


Abb. 2.12: Ein- (links) und Ausschaltvorgang (rechts) eines IGBTs.

Sowohl während des Ein- als auch während des Ausschaltens fällt eine spezifische Verlustenergie an. Diese wird mit E_{on} bzw. E_{off} bezeichnet und führt im periodisch taktenden Betrieb zu der in Gl. (2.4.4) beschriebenen Verlustleistung. Da die Verlustenergien analog zu den Reverse-Recovery Verlusten der Diode strom-, spannungs- und temperaturabhängig sind, werden sie einmalig unter Referenzbedingungen

bestimmt und anschließend entsprechend der tatsächlich vorliegenden Bedingungen skaliert, wie bereits anhand der Diodenverluste beschrieben. Der zusätzliche kapazitive Verlustanteil E_c wird auch hier der Übersichtlichkeit halber vernachlässigt.

$$P_{sw,IGBT} = f_s \cdot (E_{on}(U_{DC}, i_C, T_j) + E_{off}(U_{DC}, i_C, T_j)) \cdot \frac{1}{T_P} \int_0^{T_P} \frac{i_C(t)}{\hat{i}_C} dt \quad (2.4.4)$$

In der 650 V-750 V Spannungsklasse gilt der IGBT als kostengünstiges, zuverlässiges und gut beherrschbares Halbleiterbauelement mit hohem Wirkungsgrad im Vollastbetrieb. Mit steigender Durchbruchspannung erhöhen sich die Schaltverluste jedoch aufgrund der breiter werdenden Driftregion signifikant [107], weshalb kaum ein Hersteller auf IGBTs in 800 V Antrieben für BEVs setzt. Diese Einschränkung kann durch den Einsatz von Dreipunkt-Antriebswechselrichtern umgangen werden, da nahezu alle Dreipunktstrukturen mit Halbleitern auskommen, die auf die halbe Zwischenkreisspannung ausgelegt sind.

2.4.3 Der Siliziumkarbid-MOSFET

MOSFETs auf SiC-Basis erlebten in den vergangenen zehn Jahren ihren Durchbruch und haben Si-IGBTs bereits in zahlreichen Anwendungen abgelöst [25]. Der Hauptvorteil von SiC gegenüber Si beruht auf der größeren Bandlücke, durch die SiC-Halbleiter bei ähnlicher Bauteildicke höhere Sperrspannungen aufnehmen können. Zudem sind größere Dotierkonzentrationen möglich, was sich ebenfalls positiv auf den Durchlasswiderstand auswirkt [107]. Zusätzlich entfällt aufgrund des n^+ -dotierten Substrats die Schwellenspannung, wodurch der MOSFET im Gegensatz zum IGBT eine lineare Ausgangskennlinie erhält, deren Steigung durch den von der Gatespannung abhängigen Widerstand $r_{DS,on}$ beschrieben wird (siehe Abb. 2.13). Bis auf die Dotierung des Substrats unterscheidet sich die grundlegende Struktur eines SiC-MOSFETs nicht von der eines Si-IGBTs. Durch die ersetzte p^+ Schicht fehlt dem MOSFET jedoch der pn-Übergang, welcher beim IGBT Defektelektronen in die Driftzone injiziert, weshalb der MOSFET ein unipolares Bauelement ist, das nur auf Elektronenleitung basiert. Hieraus resultiert ein höherer differentieller Widerstand als beim IGBT. Aufgrund der linearen Kennlinie weist die MOSFET Struktur jedoch einen erheblichen Effizienzvorteil im Teillastbetrieb auf. Bei niedrigen Strömen verhält sich die am Bauteil abfallende Spannung direkt proportional zum Strom, wodurch die Verlustleistung gegenüber dem IGBT signifikant reduziert wird (siehe Gl. (2.4.5)).

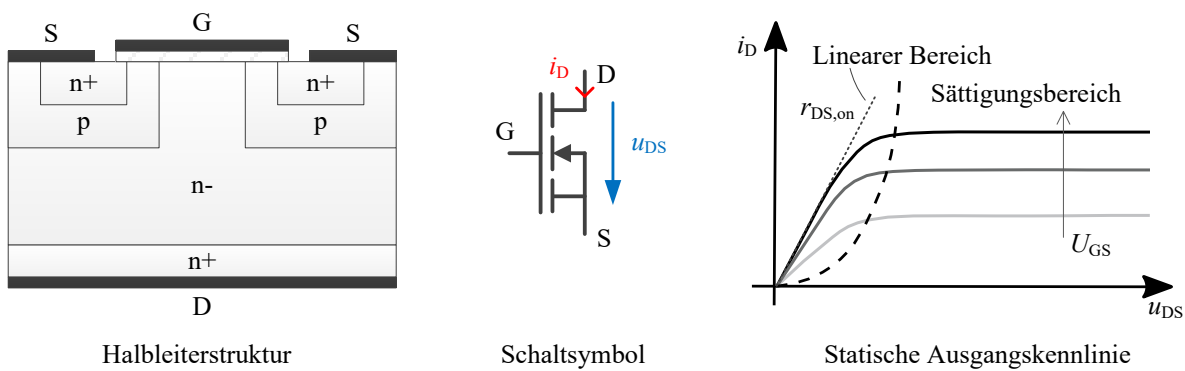


Abb. 2.13: Interne Halbleiterstruktur, Schaltsymbol und Durchlasskennlinie eines typischen selbstsperrenden n-Kanal SiC-MOSFETs.

$$P_{cond,MOSFET} = \frac{1}{T_P} \cdot \int_0^{T_P} \delta(t) \cdot r_{DS,on}(T_j) \cdot i_D^2(t) dt \quad (2.4.5)$$

Der spezifische Widerstand der Driftzone steigt überproportional zur Spannungsklasse, während die Kanalbreite – und damit deren Widerstand – weitgehend gleich bleibt. Bei niedrigen Sperrspannungen wirkt sich dies aufgrund des sinkenden Kanalanteils am Gesamtwiderstand positiv auf das Durchlassverhalten

von höhersperrenden MOSFETs aus. Daher eignen sich SiC-MOSFETs der 1200 V Spannungsklasse besonders für Zweipunkt-Wechselrichter mit einer Zwischenkreisspannung von 800 V. [107, 109]

Der fehlende pn-Übergang zwischen Substrat und Epitaxieschicht beeinflusst das Rückwärtsverhalten des MOSFETs, da somit ein Stromfluss von Source (S) nach Drain (D) möglich ist. Dieser kann entweder bei eingeschaltetem MOSFET ($U_{GS} > U_{GS,th}$) und negativem Strom durch den Kanal oder im ausgeschalteten Zustand über den pn-Übergang zwischen p-Wanne und Epitaxieschicht (interne Bodydiode) fließen. Daher wird das MOSFET-Symbol nachfolgend ausschließlich in Kombination mit einem antiparallelen Diodensymbol verwendet. Im Gegensatz zum IGBT wird der Bereich, in dem der MOSFET bei konstantem Drainstrom weiter Spannung aufnimmt, Sättigungsbereich genannt. [107, 109]

Das Schaltverhalten in Abb. 2.14 unterscheidet sich dahingehend von dem des IGBTs, dass beim Ausschaltvorgang aufgrund des unipolaren Charakters kein Tailstrom vorhanden ist. Stattdessen erreicht der fallende Drainstrom den Nulldurchgang deutlich früher, wodurch die anfallenden Schaltverluste sinken. Weiterhin übersteigen die einstellbaren maximalen Spannungsteilheiten von SiC-MOSFETs die von Si-IGBTs, was sich ebenfalls positiv auf die Verlustbilanz auswirkt. Analog zu den Ausführungen bei Diode und Si-IGBT zeigt Gl. (2.4.6) die Berechnungsvorschrift zur Bestimmung der Schaltverluste, wobei auch hier die kapazitiven Anteile der Übersicht wegen zunächst vernachlässigt werden. Die Skalierung der Ein- und Ausschaltverluste geschieht nachfolgend ebenfalls gemäß den Ausführungen aus Kap. 5.1.1 f).

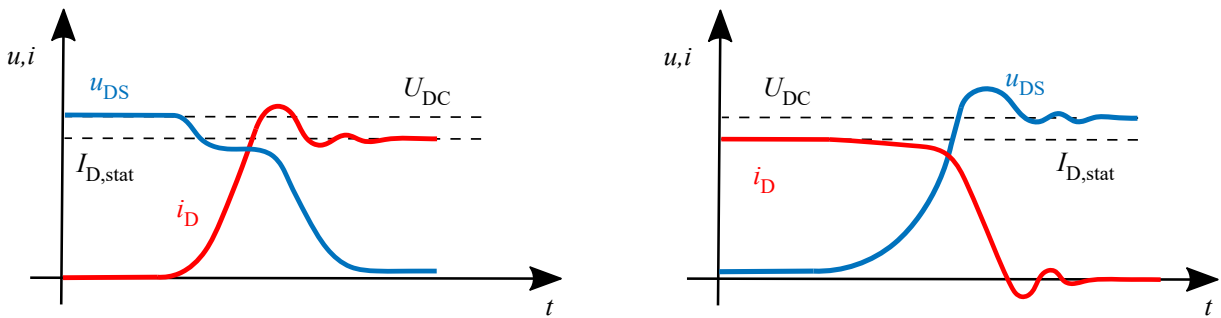


Abb. 2.14: Ein- und Ausschaltvorgang eines MOSFETs.

$$P_{sw,MOSFET} = f_s \cdot (E_{on}(U_{DC}, i_D, T_j) + E_{off}(U_{DC}, i_D, T_j)) \cdot \frac{1}{T_P} \int_0^{T_P} \frac{i_D(t)}{\hat{i}_D} dt \quad (2.4.6)$$

Für die Analyse des Betriebsverhaltens der Halbleiterschalter, die im Prüfstandsaufbau aus Kap. 4.1 verwendet wurden, ist weiterhin eine Betrachtung der parasitären Kapazitäten von SiC-MOSFETs nötig. Grundsätzlich weisen alle Übergänge zwischen unterschiedlich dotierten Gebieten der MOSFET-Struktur ein kapazitives Verhalten auf. Vereinfacht können diese zu den drei Hauptkapazitäten C_{GD} , C_{GS} und C_{DS} aus Abb. 2.15 zusammengefasst werden. Steile Spannungsflanken durch schnelle Schaltvorgänge führen daher zu kapazitiven Verschiebungsströmen, welche sich wiederum auf das Schaltverhalten auswirken. So kann während eines Ausschaltvorgangs über den kapazitiven Spannungsteiler auf Seite des Gate-Kontakts beispielsweise Ladung auf die Gate-Source Kapazität C_{GS} fließen. Dadurch steigt die über dieser Kapazität anliegende Spannung U_{GS} , was in Abhängigkeit der Kapazitätsverhältnisse zum parasitären Einschalten des MOSFETs (PTO, *Parasitic Turn-On*) führen kann. Diesem Verhalten kann innerhalb gewisser Grenzen durch die Wahl der vorgeschalteten Gatewiderstände $R_{G,on}$ und $R_{G,off}$ sowie durch die Wahl des Gatespannungsniveaus für den ausgeschalteten Zustand U_{GS}^- entgegengewirkt werden. [111–113]

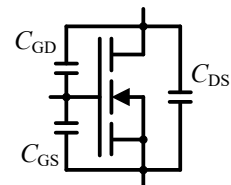


Abb. 2.15: Parasitäre Kapazitäten an einem MOSFET.

Dem Einsatz von SiC-MOSFETs stehen trotz der hohen Teillasteffizienz und den niedrigen Schaltverlusten in höheren Spannungsklassen allerdings insbesondere im Automobilbereich die höheren Bauteilkosten gegenüber. Diese resultieren hauptsächlich aus dem aufwändigen Herstellungsverfahren von SiC-Wafern und müssen bei der Entwicklung eines kostengünstigen Antriebs mit den genannten Vorteilen abgewogen werden. Für die Zukunft werden aufgrund weiterer Optimierungen der Herstellungsprozesse sinkende SiC-Kosten angenommen, wobei jedoch auch auf lange Sicht ein signifikanter Kostenunterschied im Vergleich zu Si zu erwarten ist [114, 115].

2.4.4 Weitere Halbleitertypen

Neben den derzeit verwendeten Si-IGBTs und SiC-MOSFETs existieren weitere Transistor-Typen, die in der Literatur insbesondere für den Einsatz in Mehrpunkt-Wechselrichtern als vielversprechende Alternativen betrachtet werden [106, 116–118]. Nachfolgend wird demnach kurz auf Si-SJ MOSFETs und GaN-HEMTs eingegangen. Beide Typen sind derzeit hauptsächlich in Spannungsklassen bis 650 V erhältlich, weshalb der Einsatz in 800 V Antrieben nur mit Dreipunkttechnik möglich ist.

a) Silizium-Superjunction MOSFETs

Si-SJ MOSFETs basieren auf dem in Abb. 2.13 vorgestellten MOSFET-Prinzip mit veränderter Geometrie der p-Wannen. Als Halbleiter-Material wird hier jedoch Si verwendet, was einerseits einen Kostenvorteil mit sich bringt, andererseits allerdings aufgrund der kleineren Bandlücke sowie der strukturell bedingt signifikant höheren Schaltverluste nur bedingt für höhere Spannungen geeignet ist [107]. Auf dem Markt sind daher keine Si-SJ MOSFETs der 1200 V Spannungsklasse erhältlich, weshalb ein Einsatz im 800 V BEV nur in Kombination mit Dreipunktstrukturen in Frage kommt. Die erhöhten Schaltverluste beschränken zudem die Schaltfrequenz unter Last, weshalb Si-SJ MOSFETs hier nur für langsam taktende Schalter in Betracht gezogen werden. Analog zum SiC-MOSFET entfällt die Schwellenspannung, weshalb SJ-MOSFETs einen Vorteil im Teillastbetrieb gegenüber IGBTs aufweisen. Der flächenspezifische Durchlasswiderstand von SJ MOSFETs kann durch gezielte Dotierung und Dimensionierung der p-Wannen aufgrund des daraus resultierenden optimierten Feldverlaufes zudem das unipolare Limit – durch welches das Durchlassverhalten eines normalen Si-MOSFETs nach Abb. 2.13 physikalisch begrenzt ist – unterschreiten. Damit kann der Durchlasswiderstand zwar größer als bei bipolaren Bauelementen aber kleiner als bei Si-MOSFETs ohne entsprechende Anpassungen werden. [107]

b) Galliumnitrid-Halbleiter

Als Alternative zu SiC ist GaN ein weiteres vielversprechendes Halbleitermaterial mit ähnlich großer Bandlücke, das derzeit viel Aufmerksamkeit in der Literatur erfährt [32, 33]. Der Aufbau und die Funktionsweise eines GaN-Halbleiters unterscheiden sich jedoch von den beiden bisher diskutierten Transistorstrukturen. Die Bauform als HEMT setzt dabei auf die Ausbildung eines zweidimensionalen Elektronengases mit hoher Elektronenbeweglichkeit an der Grenzschicht zwischen dem GaN-Kanal und einer AlGaN-Sperrschicht [119]. Aufgrund der hohen realisierbaren Schaltgeschwindigkeiten und der damit einhergehenden geringen Schaltverluste sind Halbleiter auf GaN-Basis in niedrigeren Spannungs- und Leistungsklassen bereits weit verbreitet [120]. Für den Einsatz im Antriebswechselrichter eines BEVs stellt insbesondere die zur Realisierung steiler Schaltflanken nötige niederinduktive Anbindung eine Herausforderung dar, die sich auf das Design des gesamten Wechselrichters auswirken kann [121]. Ähnlich wie bei Si-SJ MOSFETs sind GaN-HEMTs bisher ebenfalls nicht in höheren Spannungsklassen verfügbar, weshalb ein Einsatz in 800 V Antrieben ausschließlich durch die Verwendung von Dreipunktstrukturen möglich wird.

2.5 Ansteuerung von Dreipunkt-Wechselrichtern

Aus Kap. 2.3.1 ist bereits bekannt, dass die Hauptaufgabe eines Antriebswechselrichters darin besteht, eine gepulste Ausgangsspannung an den Klemmen der elektrischen Maschine bereitzustellen. Die Erzeugung des Pulsmusters erfolgt dabei durch das Takten von Halbleiterschaltern, welche entweder über das Verfahren der Sinus-Pulsweitenmodulation (PWM) oder per Raumzeigermodulation (RZM) angesteuert werden. Beide Verfahren finden in unterschiedlichen Bereichen Anwendung, wobei die RZM das in der Antriebstechnik bevorzugte Verfahren ist, sobald der Antrieb in den Koordinatensystemen aus Kap. 2.2.2 e) beschrieben wird [79]. Nachfolgend werden die Grundprinzipien beider Modulationsverfahren betrachtet.

2.5.1 Dreipunkt-Pulsweitenmodulation

Bei der Sinus-PWM wird zunächst für jede der drei Phasen eine zur gewünschten Ausgangsspannung passende sinusförmige Sollwertvorgabe für die Aussteuerung $M(t)$ der Halbleiterschalter im Zeitbereich definiert. Die (bei reiner Sinus-PWM als Modulationsgrad m bezeichnete) Amplitude dieser Modulationsfunktion nimmt für maximale Ausgangsspannung den Wert 1 an und skaliert linear mit dieser. Zur Erzeugung der pulsförmigen Ansteuersignale der Halbleiter des Wechselrichters wird $M(t)$ jeweils über eine einfache Logik mit einem hochfrequenten Sägezahn- oder Dreiecksignal verglichen. Die Frequenz dieses Trägersignals (nachfolgend auch *Carrier* genannt) wird als Modulationsfrequenz f_s bezeichnet, die Amplitude ist bei Zweipunkt-Modulation im Bereich $[-1 \dots 1]$ definiert, siehe Abb. 2.16 (links). [79, 108, 122]

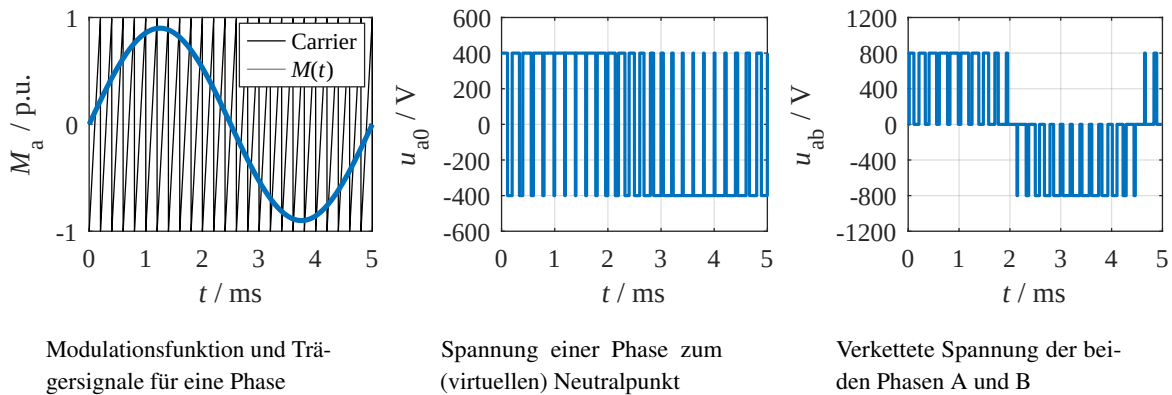


Abb. 2.16: Modulationssignale und Spannungen bei Zweipunkt-Pulsweitenmodulation für einen Wechselrichter mit $U_{\text{DC}} = 800 \text{ V}$, $f_{\text{el}} = 200 \text{ Hz}$, $f_s = 5 \text{ kHz}$ und $m = 0,9$.

Liegt $M(t^*)$ zum Zeitpunkt t^* oberhalb des Trägersignals, so wird als Schaltsignal für die betreffende Phase des Wechselrichters der Zustand +1 ausgegeben, während im entgegengesetzten Fall der Zustand -1 an die Halbleiter weitergegeben wird. Im ersten Fall verbinden diese das DC+ Potenzial mit dem Phasenausgang, in letzterem das DC- Potenzial. Daraus ergibt sich die getaktete Klemmenspannung gegenüber dem virtuellen Neutralpunkt (bei halber Zwischenkreisspannung) gemäß Abb. 2.16 (Mitte). Die für die elektrische Maschine sichtbare verkettete Spannung zwischen zwei Phasen ist in der rechten Grafik abgebildet. Je größer das Verhältnis zwischen Modulationsfrequenz f_s und elektrischer Grundfrequenz f_{el} ist, desto genauer nähert der Kurzzeitmittelwert dieser Spannungsform den durch $M(t)$ vorgegebenen idealen sinusförmigen Verlauf an. [79, 108, 122]

Da bei Dreipunkt-Wechselrichtern neben den Schaltzuständen +1 für DC+ und -1 für das DC- Potenzial noch der zusätzliche Zustand 0 für das Neutralpunktspotenzial existiert, wird das Trägersignal der Dreipunkt-Modulation für die positive Halbwelle im Intervall $[0 \dots 1]$ und für die negative Halbwelle

mit dem Wertebereich $[-1 \dots 0]$ definiert. Die beiden Signale können dabei entweder vertikal zueinander verschoben (*phase disposition*) oder an der Zeitachse gespiegelt werden (*phase opposition*), wobei ersteres Verfahren aufgrund eines geringeren Oberschwingungsgehalts zu bevorzugen ist. Die Logik der Pulsgenerierung ist an die Logik der Zweipunkt-Modulation angelehnt. Dabei wird $M(t)$ während der positiven Halbwelle mit dem oberen Trägersignal verglichen und während der negativen Halbwelle mit dem unteren. Befindet sich $M(t)$ dazwischen, so wird der Zustand 0 ausgegeben. Hieraus resultieren die Spannungsverläufe aus Abb. 2.17. [123–125]

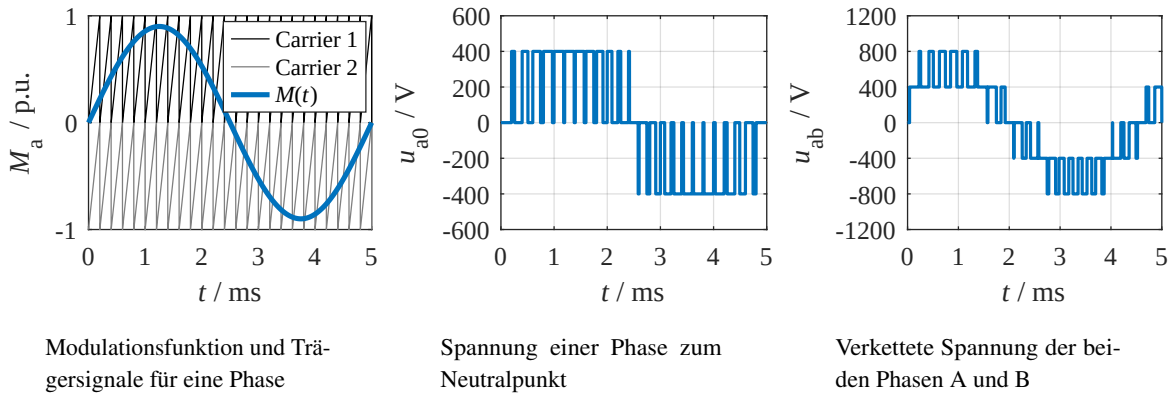


Abb. 2.17: Modulationssignale und Spannungen bei Dreipunkt-Pulsweitenmodulation für einen Wechselrichter mit $U_{DC} = 800 \text{ V}$, $f_{el} = 200 \text{ Hz}$, $f_s = 5 \text{ kHz}$ und $m = 0,9$.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde zudem ein kombiniertes Verfahren aus Zwei- und Dreipunkt-Modulation zur Entlastung der Neutralpunktschalter von Dreipunkt-Wechselrichtern entwickelt und zur Patentanmeldung eingereicht. Da dieser Prozess noch nicht abgeschlossen ist, wird an dieser Stelle jedoch auf weitere Ausführungen verzichtet. Zur Ansteuerung von Mehrpunkt-Wechselrichtern höherer Stufenzahl wird das vorgestellte Verfahren gemäß [124, 125] erweitert, indem zusätzliche Trägersignale definiert werden.

Die maximale Amplitude der Strangspannung eines Wechselrichters mit reiner Sinus-PWM entspricht der halben Zwischenkreisspannung. Diese liegt nach der Definition aus Gl. (2.5.1) bei dem Modulationsgrad $m = 1$ vor. Durch die Überlagerung der Modulationsfunktion $M(t)$ mit der dritten Harmonischen der Grundfrequenz ist eine Erhöhung des Modulationsgrads auf den Wert $m_{\max} = \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,155$ möglich. [79]

$$m = \frac{\hat{u}_{s,\max}}{\frac{U_{DC}}{2}} \quad (2.5.1)$$

2.5.2 Dreipunkt-Raumzeigermodulation

Die RZM eignet sich besonders zur Ansteuerung von elektrischen Maschinen im statorfesten α/β -Koordinatensystem. Da der Wechselrichter aus drei Phasen mit je zwei Schaltzuständen besteht, ergeben sich $2^3 = 8$ mögliche Schaltzustände. Bis auf die beiden Nullzeiger $\{-1, -1, -1\}$ und $\{+1, +1, +1\}$ lassen sich diese gemäß Gl. (2.5.2) als Spannungszeiger im α/β -Koordinatensystem definieren, wobei jedem Zeiger ein Wert $n = \{1 \dots 6\}$ zugewiesen wird, siehe Abb. 2.18 (links). Die Nullzeiger stellen an allen Phasenausgängen das gleiche Potenzial, wodurch die verkettete Spannung zwischen allen Klemmen immer gleich Null ist.

$$\underline{u}_{\alpha\beta,n} = \frac{2}{3} U_{DC} e^{j \frac{\pi}{3} n} \quad (2.5.2)$$

Die einfachste Form der Ansteuerung aktiviert diese sechs Zeiger im Sinne der Grundfrequenztaktung (GFT) einfach nacheinander, um ein geschaltetes Drehfeld zu erzeugen. Die RZM hingegen setzt analog zur Sinus-PWM auf die Trägheit des Stroms in den Wicklungsinduktivitäten der elektrischen Maschine und

nähert den durch die Regelung vorgegebenen Sollwert des Spannungszeigers durch den Kurzzeitmittelwert benachbarter Basiszeiger an. Die Modulationsfrequenz f_s entspricht hier in Analogie zur Sinus-PWM der inversen Dauer einer vollständigen Schaltsequenzabfolge, durch die im Mittel der Soll-Spannungszeiger gestellt wird. Die Berechnung der Schaltzeiten der einzelnen Basiszeiger basiert auf trigonometrischer Vektoraddition nach Abb. 2.18 (links) und liefert das durch Gl. (2.5.3) - Gl. (2.5.5) beschriebene Ergebnis. Bei der Abfolge der Zeiger ist darauf zu achten, die Anzahl an Schalthandlungen innerhalb einer Pulsperiode zu minimieren. [79, 122]

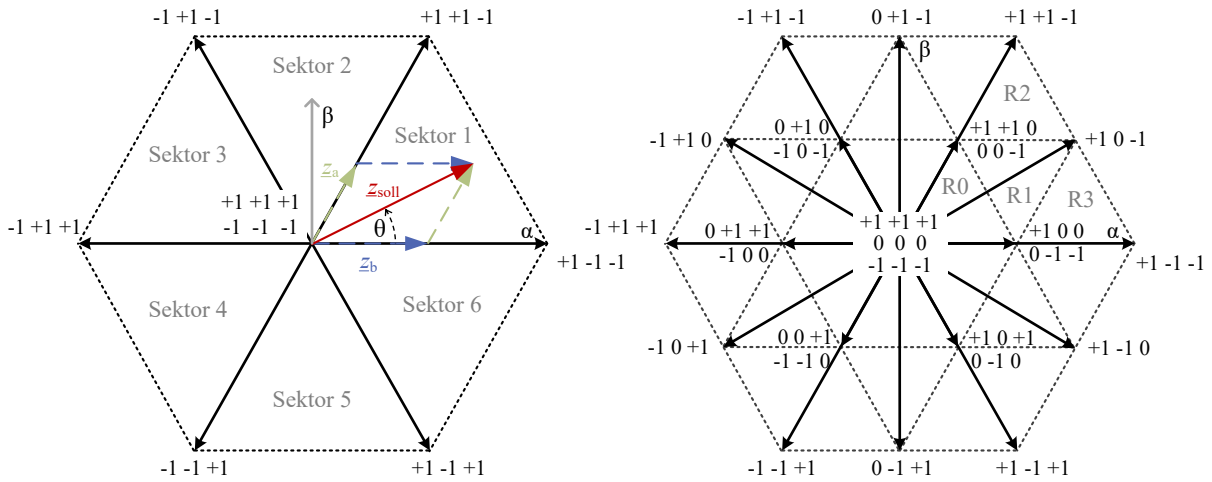


Abb. 2.18: Zweipunkt-Raumzeigerdiagramm (links) mit acht Basiszeigern und Dreipunkt-Raumzeigerdiagramm (rechts) mit 27 Basiszeigern.

$$t_a = \frac{\sqrt{3}}{f_s} \frac{|\hat{u}_{soll}|}{U_{DC}} \sin(\theta) \quad (2.5.3)$$

$$t_b = \frac{\sqrt{3}}{f_s} \frac{|\hat{u}_{soll}|}{U_{DC}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (2.5.4)$$

$$t_0 = f_s^{-1} - t_a - t_b \quad (2.5.5)$$

Aufgrund des Neutralpunktabbriffs bei Dreipunktwechselrichtern erhöht sich die Anzahl verfügbarer Basiszeiger bei Dreipunkt-RZM auf $3^3 = 27$, unter welchen nun drei Nullzeiger enthalten sind. Jeder der sechs Sektoren des Zweipunkt-Raumzeigerdiagramms wird bei Dreipunkt-Modulation zusätzlich in vier Regionen R_0 bis R_3 unterteilt. Nach der Identifikation des Sektors und der Region, in der sich die Spitze des zu stellenden Soll-Spannungszeigers befindet, werden analog zur Zweipunkt-RZM die umliegenden Basiszeiger verwendet. Im Gegensatz zum bisher beschriebenen Verfahren variiert die Anzahl der an eine Region grenzenden Basiszeiger jedoch, da die kurzen Zeiger jeweils durch zwei – aus Sicht der Ausgangsklemmen redundante – Schaltzustände repräsentiert werden. Durch die zusätzlichen Basiszeiger wird bei geschickter Ansteuerung nur noch maximal die halbe Zwischenkreisspannung geschaltet. Dies wirkt sich – wie bereits in Kap. 2.3.1 angemerkt – positiv auf die Stromgüte in der elektrischen Maschine aus. Die Berechnung der Schaltzeiten ist abhängig von der Region, weshalb an dieser Stelle auf die Ausführungen in [125] verwiesen wird. [79, 122, 125]

Eine Erweiterung des Raumzeigerdiagramms für höherstufige Mehrpunkt-Wechselrichter basiert auf dem gleichen Prinzip, wobei das einhüllende Hexagon mit steigender Anzahl an Spannungsstufen immer weiter untergliedert wird [125]. Unabhängig von der Anzahl an Stufen beträgt der maximale Modulationsgrad bei RZM $m_{\max} = \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,155$ [79].

2.6 Auswahl geeigneter Wechselrichterstrukturen

Nachdem die grundlegende Funktionsweise, das Prinzip der Ansteuerung sowie die verwendeten Komponenten von Zwei- und Dreipunkt-Wechselrichtern bereits aus den vorangegangenen Kapiteln bekannt sind, werden nun die vielversprechendsten Strukturen für den Einsatz im Automobil anhand ihrer Schaltbilder und Schaltzustände vorgestellt. Die hier getroffene Auswahl bildet die Grundlage aller weiteren Ausführungen hinsichtlich Fehlertoleranz, Performance und Kosten.

2.6.1 B6 Wechselrichter

Die B6 Brückenschaltung ist die bei Fahrzeugantrieben am weitesten verbreitete Struktur und in BEVs fast ausnahmslos im Einsatz [12]. Daher dient sie auch in dieser Arbeit als Referenz-Struktur für den aktuellen Stand der Technik und wird in den nachfolgenden Kapiteln wiederkehrend als Grundlage für Vergleiche herangezogen. Demnach ist es von besonderer Bedeutung, zunächst die Funktionsweise sowie die fundamentalen Eigenschaften des B6 Wechselrichters zu beschreiben.

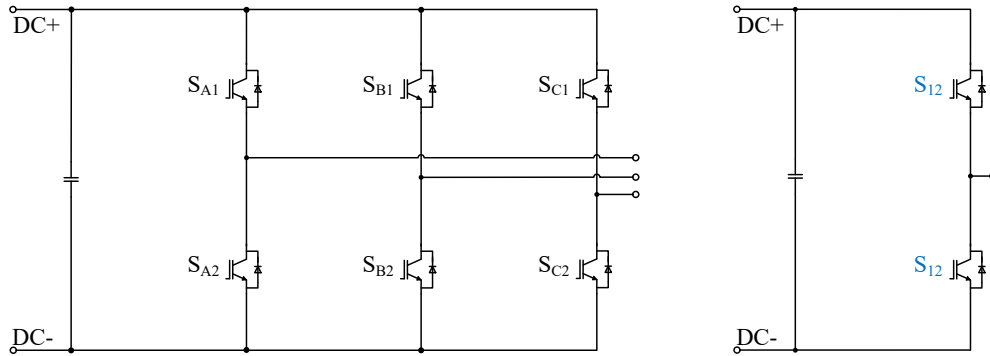


Abb. 2.19: Dreiphasiger B6 Wechselrichter (links) und zugehörige Nomenklatur der Schalter einer beliebigen Einzelphase unter Berücksichtigung der Symmetriebedingungen (rechts).

Das Ersatzschaltbild in Abb. 2.19 entspricht im Wesentlichen dem des vereinfachten Zweipunkt-Wechselrichters aus Abb. 2.6, wobei zur Realisierung der idealen Schalter zwei Halbleiterschalter pro Phase verwendet werden. Die Nomenklatur S_{xj} bezieht sich auf den Schalter der Phase $x \in \{A, B, C\}$ und der Position $j \in \{1, 2\}$. Aufgrund der angestrebten Halbwellensymmetrie, der Symmetrie des Dreiphasensystems und der angenommenen Symmetrie des Aufbaus unterscheiden sich die sechs Schalter nicht grundsätzlich in ihrer Betriebsweise. Daher ist es für die Berechnung der Verluste im weiteren Verlauf dieser Arbeit ausreichend, einen Schalter repräsentativ für den gesamten Wechselrichter zu betrachten. Aus diesem Grund wird der Index x der Phase zur Bezeichnung eines Schalters nachfolgend nur an den Stellen verwendet, an denen eine Unterscheidung sinnvoll ist. Sofern eine Aussage für beide Schalter einer Phase gilt, werden – wie in Abb. 2.19 (rechts) dargestellt – beide Indizes genutzt. Die Bezeichnung S_{12} bildet somit alle Schalter des B6 Wechselrichters ab. Diese Herangehensweise erschließt sich bei der nachfolgenden Betrachtung komplexerer Topologien.

Tab. 2.2: Schaltzustände eines B6 Wechselrichters.

Zustand	S_1	S_2
P	1	0
N	0	1

Die Schaltzustände P und N der Halbleiter einer Phase zur Realisierung der durch die PWM / RZM vorgegebenen Spannungszustände $+1$ oder -1 sind in Tab. 2.2 gegeben. Der Schaltzustand '1' bezeichnet dabei den eingeschalteten (leitfähigen) Zustand, während '0' den ausgeschalteten Zustand definiert.

2.6.2 Neutral Point Clamped Wechselrichter

Der NPC Wechselrichter ist ein weit verbreiteter Dreipunkt-Wechselrichter [126], der erstmals im Jahr 1981 in [127] und [128] vorgestellt wurde. Er wird vorwiegend zur Energieübertragung in PV- [91, 92] oder Windkraftanlagen [90] sowie für Industrieantriebe im Mittelspannungsbereich [129] und USV-Anwendungen [85] eingesetzt und bildet die Basis für alle weiteren betrachteten Dreipunktstrukturen. Die Verbindung zum Neutralpunkt des Zwischenkreises, welcher durch die Serienschaltung zweier Kondensatoren realisiert wird, geschieht über die Klemmdioden D_5 und D_6 (siehe Abb. 2.20).

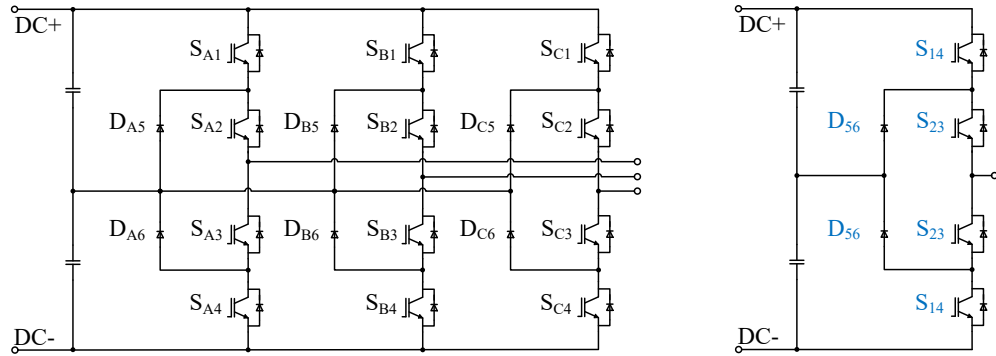


Abb. 2.20: Dreiphasiger NPC Wechselrichter (links) und zugehörige Nomenklatur der Schalter einer beliebigen Einzelphase unter Berücksichtigung der Symmetriebedingungen (rechts).

Die Schaltzustände der vier aktiven Halbleiterschalter für die entsprechenden Spannungszustände an der AC-Seite sind Tab. 2.3 zu entnehmen. Für die Zustände P und N werden demnach die beiden oberen bzw. unteren Schalter gemeinsam eingeschaltet, während die gegenüberliegenden Halbleiter jeweils sperren. Der Nullzustand ergibt sich über das Schließen der beiden inneren Schalter, wodurch in Abhängigkeit der Stromrichtung entweder der Pfad über D_5 und S_2 oder über D_6 und S_3 leitfähig wird. Die Aufteilung der Momentanbelastung auf die Halbleiter stellt sich demnach anhand des Vorzeichens des Phasenstroms ein.

Tab. 2.3: Schaltzustände eines NPC Wechselrichters.

Zustand	S_1	S_2	S_3	S_4
P	1	1	0	0
0	0	1	1	0
N	0	0	1	1

Aus dieser Schaltlogik lässt sich ableiten, dass die Ansteuerung und damit auch die Belastung der beiden äußeren Halbleiter zwar um eine Halbwelle versetzt, aber unter den angenommenen Symmetriebedingungen grundsätzlich identisch ist. Gleiches gilt für die beiden inneren Schalter sowie für die Strombelastung der Klemmdioden. Daraus resultiert die verallgemeinerte Nomenklatur aus Abb. 2.20 (rechts). Die Bezeichnung D_{56} steht nachfolgend demnach immer repräsentativ für eine der beiden Klemmdioden einer beliebigen Phase. Auf die aktiven Schalter wird das selbe Prinzip angewendet, woraus sich die Bezeichnungen S_{14} für S_1 und S_4 bzw. S_{23} für S_2 und S_3 ergeben. Da sich nach Tab. 2.3 (und auch während der Verriegelungszeiten zwischen den aufgeführten Zuständen) zu jedem Zeitpunkt mindestens zwei aktive Schalter im Sperrzustand befinden, teilt sich die Zwischenkreisspannung immer auf mindestens zwei Bauteile auf. Somit ermöglicht die NPC Struktur den Einsatz von Halbleitern mit niedrigerer Sperrspannung, da es bei ausreichender Symmetrierung genügt, alle Schalter auf die halbe Zwischenkreisspannung auszulegen.

2.6.3 T-Type Wechselrichter

Der T-Type Wechselrichter ist eine Abwandlung des NPC Wechselrichters, bei dem die Neutralpunktverbindung nach Abb. 2.21 über zwei entgegengesetzt angeordnete serielle Schalter S_2 und S_3 mit jeweils antiparalleler Diode realisiert wird. Die beiden Schalter des T-Zweigs können dabei sowohl in *Common-Source* Ausführung als auch in *Common-Drain* Ausführung miteinander verknüpft werden. Je nach Bezugspotenzial wirkt sich dies auf die Komplexität der benötigten Gate-Ansteuerungen aus. Die T-Type Anordnung reduziert die Zahl der benötigten Halbleiterbauelemente, da auf die Klemmdioden des NPC Wechselrichters verzichtet wird. Stattdessen müssen die äußeren Schalter S_1 und S_4 auf die gesamte Zwischenkreisspannung ausgelegt werden. Den Ausführungen aus Kap. 2.4 nach ist dies einerseits nachteilig für die Verlustbilanz der äußeren Schalter, andererseits befindet sich in den Spannungszuständen P und N nur jeweils ein Halbleiter im Lastpfad. In Abhängigkeit der Halbleiterbestückung der einzelnen Schalterpositionen ergibt sich daraus ein positiver oder negativer Effekt für die Gesamtperformance. Im Vergleich zur auf die gleiche Zwischenkreisspannung ausgelegten B6 Struktur fallen an den äußeren Schaltern unter Verwendung des gleichen Halbleitertyps hingegen geringere Schaltverluste an, da aufgrund des Neutralpunktabgriffs während der aktiven Halbwelle nur die halbe Zwischenkreisspannung anliegt. Die T-Type Struktur findet unter anderem als Wechselrichter in den Bereichen USV, PV, WKA und als Industrieantrieb Anwendung [85].

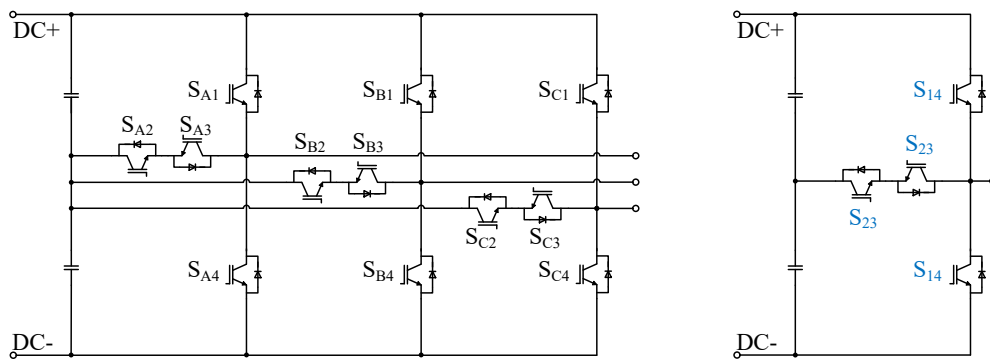


Abb. 2.21: Dreiphasiger T-Type Wechselrichter (links) und zugehörige Nomenklatur der Schalter einer beliebigen Einzelphase unter Berücksichtigung der Symmetriebedingungen (rechts).

Die zugehörige Schalttafel für die drei möglichen Spannungszustände am Phasenausgang ist in Tab. 2.4 hinterlegt. Dabei ist S_2 während der positiven Spannungshalbwelle dauerhaft eingeschaltet, wohingegen S_1 und S_3 versetzt gegeneinander takten. Die Modulation während der negativen Halbwelle erfolgt analog. Hieraus ergibt sich auch für den T-Type Wechselrichter eine Symmetrie bezüglich der Belastung der Einzelschalter: Gemäß Abb. 2.21 (rechts) können die beiden Schalter des T-Zweigs zu S_{23} und die beiden äußeren Schalter zu S_{14} zusammengefasst werden.

Tab. 2.4: Schaltzustände eines T-Type NPC Wechselrichters.

Zustand	S_1	S_2	S_3	S_4
P	1	1	0	0
0	0	1	1	0
N	0	0	1	1

Es ist anzumerken, dass die T-Type Struktur durch dauerhafte Deaktivierung des T-Zweiges äquivalent zum B6 Wechselrichter betrieben werden kann. Diese Herangehensweise stellt bereits eine mögliche Strategie für den Umgang mit Fehlern an S_{23} dar. Im Dreipunkt-Betrieb unterscheiden sich die Ausgangsgrößen des T-Type Wechselrichters hingegen nicht von denen der NPC Struktur.

2.6.4 Active Neutral Point Clamped Wechselrichter

Der ANPC Wechselrichter stellt eine weitere Abwandlung der NPC Struktur dar, bei der die Klemmdioden – wie in Abb. 2.22 dargestellt – durch aktive Schalter ersetzt werden. Diese Struktur wurde im Jahr 2003 von Bernet und Brückner patentiert [130] und wird seitdem in diversen Anwendungen wie beispielsweise in Windkraft- [90, 131, 132] und PV-Anlagen [85, 92] oder großen Industrieantrieben [94] eingesetzt. Des Weiteren stellt die ANPC Struktur in Form der Dual Active Bridge (DAB) eine verbreitete Schaltung für Schnellladestationen elektrischer Fahrzeuge dar [100, 133, 134] und wird des Öfteren im Zusammenhang mit elektrischem Fliegen diskutiert [97, 135].

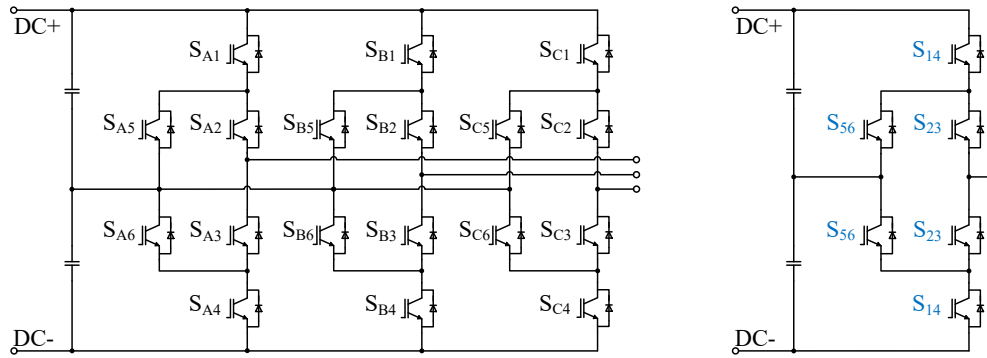


Abb. 2.22: Dreiphasiger ANPC Wechselrichter (links) und zugehörige Nomenklatur der Schalter einer beliebigen Einzelphase unter Berücksichtigung der Symmetriebedingungen (rechts).

Die Betriebsweise der ANPC Struktur beruht grundlegend auf der des NPC Wechselrichters. Der größte Unterschied liegt hierbei in der Steuerbarkeit der Neutralpunktschalter, über die aktiv zwei unterschiedliche Neutralpunktpfade realisiert werden können. Der obere Pfad über die Schalter S₅ und S₂ wird in Tab. 2.5 mit dem Schaltzustand 0^+ bezeichnet, der untere Pfad über S₆ und S₃ mit 0^- . Dies bietet zusätzliche Freiheitsgrade für den Betrieb, da sich die Belastung der Einzelschalter (sowohl hinsichtlich der Schalt- als auch der Durchlassverluste) über die Wahl des Neutralpunktpfads beeinflussen lässt [136, 137]. Eine weitere Ansteuervariante ergibt sich durch die parallele Nutzung beider Neutralpunktpfade, indem im Spannungsnullzustand alle inneren Schalter gleichzeitig eingeschaltet werden. Dieser Zustand wird nachfolgend mit $0^\pm$ bezeichnet.

Über das Modulationsschema kann im Betrieb entschieden werden, welcher der verfügbaren Neutralpunktpfade gewählt wird. Dabei beschreibt Modulationsschema 1 (MS1) die Ansteuerung mit Neutralpunktpfad 0^+ (bzw. 0^-) während der positiven (bzw. negativen) Spannungshalbperiode. Modulationsschema 2 (MS2) beschreibt dagegen die Verwendung von 0^- (bzw. 0^+) während der positiven (bzw. negativen) Halbperiode.

Modulationsschema 3 (MS3) nutzt grundsätzlich beide Pfade parallel, wodurch sich insbesondere bei niedriger Aussteuerung und der Nutzung von SiC-MOSFETs ein Verlustvorteil durch die Parallelschaltung der Halbleiter ergibt [131]. Kap. 4 beschäftigt sich genauer mit der ANPC Struktur, da diese aufgrund der großen Anzahl an Schaltern ein hohes Maß an Ausfallsicherheit aufweist, wie Kap. 3 zu entnehmen ist. Die Symmetrie der Ansteuerung entspricht der des NPC Wechselrichters.

Tab. 2.5: Schaltzustände eines ANPC Wechselrichters.

Zustand	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆
P	1	1	0	0	0	1
0^+	0	1	0	1	1	0
$0^\pm$	0	1	1	0	1	1
0^-	1	0	1	0	0	1
N	0	0	1	1	1	0

2.6.5 Flying Capacitor Wechselrichter

Der FC Wechselrichter kommt wie die T-Type Struktur mit nur vier Halbleiterschaltern pro Phase aus. Im Gegensatz zu den bisher betrachteten Dreipunkt-Wechselrichtern wird das Neutralpunktpotenzial bei dieser Struktur jedoch nicht durch einen festen Zwischenkreisabgriff realisiert, sondern jede Phase erhält einen zusätzlichen „fliegenden“ Kondensator (siehe Abb. 2.23), an welchem im unbelasteten symmetrischen Zustand die halbe Zwischenkreisspannung anliegt. Die FC Struktur findet wie die meisten anderen Dreipunkt-Topologien in Windkraft- und PV-Anwendungen [92] sowie generell im Bereich der Energieübertragung [138] ihren Einsatz.

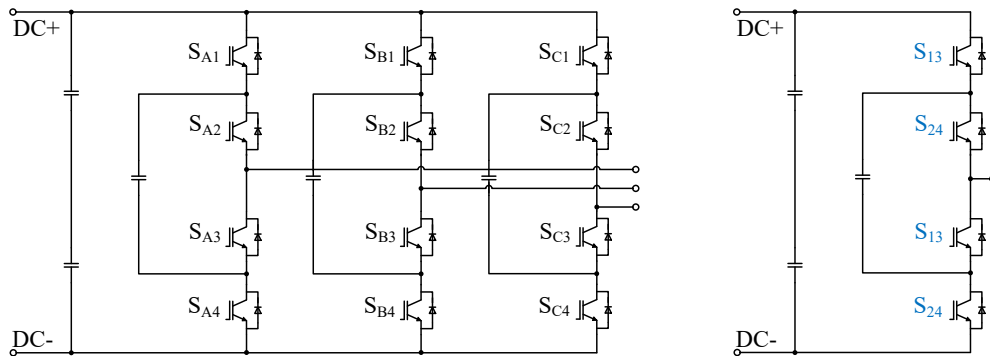


Abb. 2.23: Dreiphasiger FC Wechselrichter (links) und zugehörige Nomenklatur der Schalter einer beliebigen Einzelphase unter Berücksichtigung der Symmetriebedingungen (rechts).

Für den FC Wechselrichter existieren nach Tab. 2.6 zwei unterschiedliche Nullzustände. Der Zustand 0_1 wird über die Schalter S_2 und S_4 gestellt, wodurch am AC-Ausgang die Spannung über dem „fliegenden“ Kondensator U_{FC} anliegt. Entspricht diese der halben Zwischenkreisspannung, so ist die Ausgangsspannung äquivalent zur Spannung der bisher betrachteten Dreipunktstrukturen in deren Nullzustand. Würde allerdings in jedem Nullzustand der gleiche Pfad verwendet, so käme es zur Entladung des Kondensators und zum Abdriften des Spannungsnullzustands. Da der Zustand 0_2 das Gegenteil zu 0_1 bewirkt (am Ausgang liegt die Spannung $U_{DC} - U_{FC}$ an), wird für einen symmetrischen Betrieb zwischen den beiden angegebenen Nullzuständen alterniert und die Kondensatorspannung so im Mittel konstant gehalten. Die Frequenz, mit der zwischen beiden Zuständen gewechselt wird, entscheidet über die benötigte Kapazität, weshalb der Übergang teilweise innerhalb jeder Pulsperiode durchgeführt wird. Über das zeitliche Verhältnis der beiden Nullzeiger kann die Kondensatorspannung geregelt werden [139]. Die am Innenwiderstand ESR des Kondensators anfallenden Verluste müssen zusätzlich zu denen der Halbleiter in die Verlustbilanz aufgenommen werden. Aufgrund der symmetrischen Belastung werden hier die Schalter S_1 und S_3 bzw. S_2 und S_4 grundsätzlich gemeinsam betrachtet.

Tab. 2.6: Schaltzustände eines FC Wechselrichters.

Zustand	S_1	S_2	S_3	S_4
P	1	1	0	0
0_1	0	1	0	1
0_2	1	0	1	0
N	0	0	1	1

Ein Nachteil der FC Struktur ist durch den großen Bauraum der Kondensatoren gegeben, was insbesondere im Automobilbereich ein Problem darstellen kann [8]. Des Weiteren müssen die Kondensatoren jeder Phase beim Start zunächst aufgeladen werden, bevor der Wechselrichter einsatzbereit ist.

2.6.6 Switched Open Winding Wechselrichter

Der SOW Wechselrichter stellt eine Ausnahme unter den betrachteten Wechselrichterstrukturen dar, da er grundsätzlich in Zweipunkttechnik aufgebaut ist, jedoch auch gewisse Eigenschaften der betrachteten Dreipunktstrukturen verkörpert. Er ist als Antriebswechselrichter der 800 V E-GMP Plattform im Kia EV6 GT (2022) verbaut und wird von der Hyundai Motor Group unter der Bezeichnung „Dual Stage Inverter“ bzw. „2-Stage Motor System“ vermarktet. Damit ist diese Wechselrichterstruktur eine Besonderheit unter allen auf dem Markt befindlichen Wechselrichtern in BEVs [102–105]. Der Aufbau besteht aus zwei Teilwechselrichtern in B6 Struktur, die beide mit dem gleichen Zwischenkreis verbunden sind (links: WR1, rechts: WR2). Die elektrische Maschine ist mit offenen Wicklungen ausgeführt, wobei die Wicklungsenden jeweils aus der Maschine herausgeführt sind und je eine Seite an die Ausgangsklemmen eines Teilwechselrichters angeschlossen ist. Jede Wicklung wird demnach von einer eigenen Vollbrücke gespeist. Zusätzlich sind drei Sternpunktschalter verbaut, um die Wicklungen der elektrischen Maschine WR2-seitig betriebspunktabhängig in Stern verschalten zu können [74, 102, 103]. Die Schalter in WR1 werden nachfolgend mit S_{12} bezeichnet, die Schalter in WR2 mit S'_{12} und die Sternpunktschalter mit S_Y .

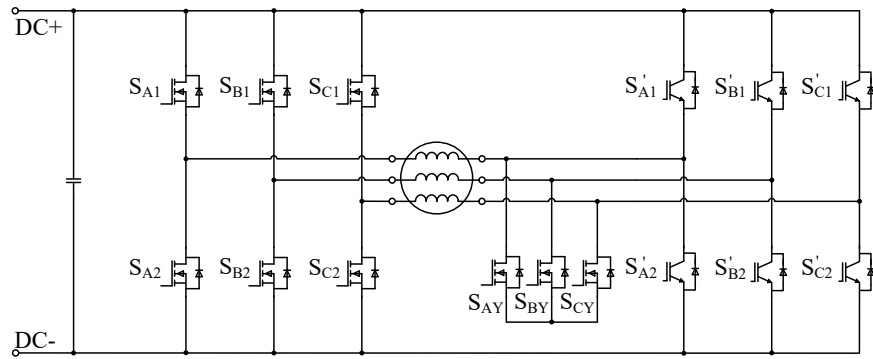


Abb. 2.24: Dreiphasiger SOW Wechselrichter mit zugehöriger Nomenklatur der Schalter.

Das Grundprinzip der Ansteuerung des SOW Wechselrichters unterscheidet sich ebenfalls von dem der gängigen Zwei- und Dreipunkt-Modulation. Der linke Teilwechselrichter WR1 arbeitet dabei kontinuierlich im PWM-Betrieb. Wird bei großen Drehzahlen eine hohe Spannung benötigt, so werden die Sternpunktschalter deaktiviert und WR2 zur Reduktion der Schaltverluste in GFT getaktet (nachfolgend OW-Betrieb genannt). Bei niedrigeren Drehzahlen und einem damit verbundenen geringeren Spannungsbedarf schaltet die Ansteuerung in den Sternpunktbetrieb (Y-Betrieb). Der Umschaltzeitpunkt ist dabei über den Modulationsgrad definiert (siehe Abb. 2.25). Wird dieser nach Gl. (2.5.1) definiert, so ergibt sich in Sternschaltung analog zu allen bisher betrachteten Strukturen ein maximaler Modulationsgrad von $m_{\max,Y} = \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,155$. Im OW-Betrieb erhöht sich dieser um den Faktor $\sqrt{3}$ auf $m_{\max,OW} = 2$. Eine Aufmodulation der dritten Harmonischen im OW-Betrieb ist aufgrund der gemeinsamen Zwischenkreisanbindung im Gegensatz zu den verwandten Strukturen aus [140–142] jedoch nicht möglich.

Tab. 2.7: Schaltzustände des SOW Wechselrichters mit offenen Wicklungen (links) und in Sternschaltung (rechts).

Zustand (WR1/2)	S_1	S_2	S'_1	S'_2	S_Y
P/N (OW)	1	0	0	1	0
P/P (OW)	1	0	1	0	0
N/N (OW)	0	1	0	1	0
N/P (OW)	0	1	1	0	0

Zustand (WR1)	S_1	S_2	S'_1	S'_2	S_Y
P (Y)	1	0	0	0	1
N (Y)	0	1	0	0	1

Die Ansteuerung mit RZM erfolgt mit Hilfe des in Abb. 2.25 (links) abgebildeten Raumzeigerdiagramms. Im Gegensatz zur Dreipunkt-RZM aus Abb. 2.18 kann hier allerdings nicht beliebig zwischen den kurzen und mittellangen Zeigern gewechselt werden. Weiterhin sind die langen Zeiger aufgrund der resultierenden Nullkomponente bei gemeinsamer Zwischenkreisanbindung beider Teilwechselrichter verboten [177]. Stattdessen wird bis zur Spannungsgrenze des Y-Betriebs das innere Hexagon genutzt und im OW-Modus dauerhaft auf die Zeiger a-f übergegangen. Die hier verwendeten Modulationsprinzipien sowie die zugehörigen Erläuterungen entsprechen zu großen Teilen den Ausführungen aus [HBHK25].

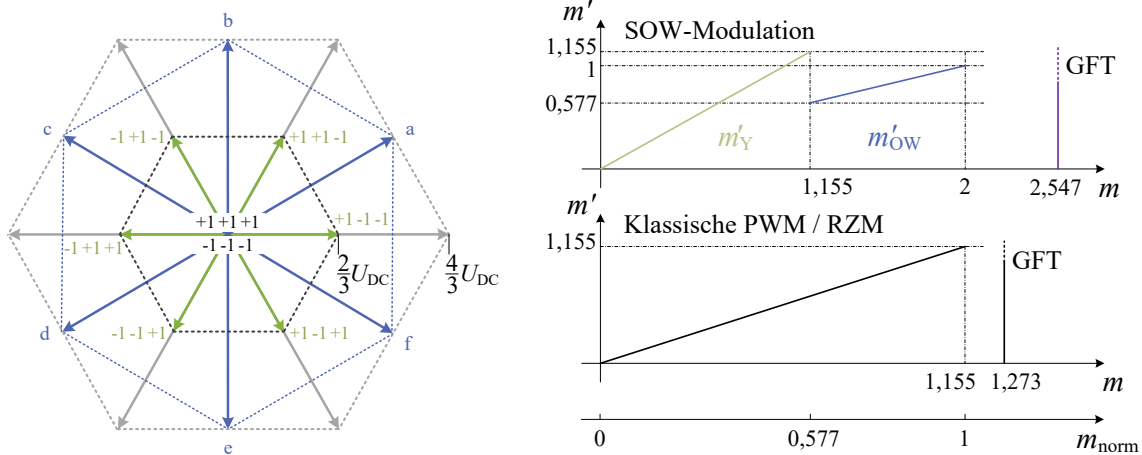


Abb. 2.25: Raumzeigerdiagramm des SOW Wechselrichters (links) und übergeordneter Modulationsgrad m , auf den jeweiligen Teilbetrieb bezogener Aussteuergrad m' sowie normierte Aussteuerung m_{norm} der SOW-Modulation im Vergleich mit der klassischen RZM/PWM (rechts).

Bei Auslegung des Antriebsstrangs auf die gleiche Zwischenkreisspannung erhöht sich die Windungszahl N der elektrischen Maschine durch den OW-Betrieb ebenfalls um den Faktor $\sqrt{3}$ gegenüber einer Maschine mit permanenter Sternschaltung. Um den gleichen Betriebspunkt mit identischem Fluss einzustellen, genügt demnach ein um den Faktor $\frac{1}{\sqrt{3}}$ reduzierter Strom. Dies wiederum wirkt sich bei Auslegung auf die gleiche Maximalleistung positiv auf die benötigte Halbleiterfläche aus. Im Gegenzug zur Verringerung des Stroms muss der Modulationsgrad im Y-Modus entsprechend um das $\sqrt{3}$ -fache erhöht werden, wie in Abb. 2.25 aus der Gegenüberstellung der SOW-Modulation mit der klassischen RZM ersichtlich wird. Dabei ergeben sich über den gesamten Modulationsbereich von $m \in [0 \dots 2]$ die beiden Teilbetriebs-Aussteuergrade $m'_Y \in [0 \dots 1,155]$ und $m'_{OW} \in [0 \dots 1]$, wobei im OW-Betrieb ausschließlich der Wertebereich $m'_{OW} \in [0,577 \dots 1]$ genutzt wird. Als übergeordnete Ansteuergröße wird in dieser Arbeit die auf den mit RZM jeweils maximal erreichbaren Modulationsgrad normierte Aussteuerung $m_{\text{norm}} = \frac{m}{m_{\text{max,RZM}}} \in [0 \dots 1]$ verwendet. Eine weitere Erhöhung des jeweiligen übergeordneten Modulationsgrads durch die Nutzung der GFT ist prinzipiell möglich, wird in dieser Arbeit jedoch nicht weiter vertieft. Der eigentliche Vorteil dieser Schaltungsvariante gegenüber den anderen betrachteten Wechselrichtertypen besteht darin, dass die Ausnutzung der Halbleiter in WR1 aufgrund der geringeren verfügbaren Spannung im Y-Betrieb erhöht wird. Wird demnach WR1 mit möglichst effizienten Halbleitern bestückt, so steigert dies den Teillastwirkungsgrad gegenüber dem Volllastbetrieb, in dem WR2 mit weniger effizienten (aber ggf. günstigeren) Halbleitern beteiligt ist. Der niedrigere Strombedarf führt zusätzlich dazu, dass die effizienten Halbleiter in WR1 weniger Fläche benötigen als in einem vergleichbaren klassischen Wechselrichter an einer elektrischen Maschine in kontinuierlicher Sternschaltung. Die genauen Auswirkungen auf die Kosten und den Gesamtwirkungsgrad – auch hinsichtlich der Dimensionierung der Sternpunktsschalter S_Y , der Halbleiterbestückung und der hohen Anzahl an Gesamtkomponenten – werden in Kap. 5 betrachtet. Weiterhin ist anzumerken, dass die Notwendigkeit der zusätzlichen Motorklemmen sowohl bezüglich des Bauraums als auch in Bezug auf die Kosten der elektrischen Maschine nachteilig sind.

2.7 Zusammenfassung

Diverse aktuelle Entwicklungen in der elektrischen Antriebstechnik stellen immer weiter steigende Anforderungen an den Antriebsstrang elektrischer Fahrzeuge, die sich neben allen weiteren Antriebskomponenten auch auf die Auslegung des Wechselrichters auswirken. Insbesondere die Erhöhung der Batteriespannungsebene moderner BEVs auf 800 V zur Realisierung kürzerer Ladezeiten bringt neue Freiheitsgrade für das Wechselrichterdesign mit sich. Dies betrifft unter anderem die Wahl des Halbleitertyps in Kombination mit einer geeigneten Wechselrichterstruktur, wohingegen sich bei 400 V Antrieben aufgrund der gängigen Spannungsclassen von Leistungshalbleitern ausschließlich die Zweipunkt-B6 Struktur durchgesetzt hat. Durch die Nutzung von Dreipunkt-Wechselrichtern ergibt sich die Möglichkeit, eine im Automobilbereich bisher nicht genutzte Technologie einzusetzen, die neben der erwarteten Effizienzerhöhung für Wechselrichter und Maschine teils zusätzliche vorteilhafte Eigenschaften wie Fehlertoleranz mit sich bringt. Noch mehr als bei anderen klassischen Anwendungen für Dreipunkt-Wechselrichter wie PV- und Windkraftanlagen oder Industrieantrieben besteht in der Automobilbranche allerdings der Bedarf, Fertigungskosten und Bauraum so gering wie möglich zu halten. Beide Parameter hängen stark von der verwendeten Struktur, den verbauten Halbleitern sowie der Betriebsweise des Wechselrichters ab. Aus diesen Anforderungen kann die zentrale Frage abgeleitet werden, unter welchen Randbedingungen und in welcher Konfiguration sich unterschiedliche Wechselrichter-Topologien für den Einsatz im Automobil eignen. Diese Frage soll im Verlauf der nachfolgenden Kapitel mit dem Fokus auf die Zusatzbedingung fehlertoleranter Eigenschaften anhand der in Kap. 2.6 getroffenen Auswahl an Wechselrichterstrukturen beantwortet werden.

Kapitel 3

Fehlertoleranz bei elektrischen Fahrzeugantrieben

Fehlertolerante Antriebe erreichen ein hohes Maß an Verfügbarkeit. Diese gewinnt aufgrund der zunehmenden Verbreitung elektrischer Fahrzeuge im Straßenverkehr sowie im Kontext des autonomen Fahrens fortlaufend an Bedeutung. Da Fehlertoleranz viele unterschiedliche Aspekte umfasst, bedarf es einer klaren Definition der geforderten Eigenschaften für einen ausfallsicheren Antrieb. Dieses Kapitel stellt eben diese Merkmale am Beispiel bekannter Wechselrichterstrukturen heraus und bewertet deren Eignung für den Einsatz im BEV.

3.1 Steigerung der Verfügbarkeit durch Fehlertoleranz

Im Bereich der funktionalen Sicherheit, welcher sich mit Maßnahmen zur Vermeidung von Ausfällen technischer Systeme beschäftigt, existiert eine Vielzahl unterschiedlicher Begrifflichkeiten und Begriffsdefinitionen. Daher werden nachfolgend zunächst die wichtigsten Bezeichnungen definiert und gegeneinander abgegrenzt, um den Fokus dieser Arbeit auf fehlertolerante Antriebe in den Gesamtkontext dieser Disziplin einzuordnen.

Grundsätzlich beschreibt der Begriff der Verfügbarkeit die Eigenschaft eines technischen Systems, in einem bestimmten Zeitraum einsatzfähig zu sein [143, 144]. Als Maß der Verfügbarkeit wird häufig die Zuverlässigkeit (*reliability*) $R(t)$ in Form der Überlebenswahrscheinlichkeit des Gesamtsystems über eine definierte Zeitdauer verwendet. Diese berechnet sich wiederum aus der Summe der Ausfallraten $\lambda_i(t)$ aller N Einzelkomponenten nach Gl. (3.1.1) und wird in der Einheit FIT angegeben [144]. 1 FIT entspricht dabei einem Ausfall in 10^9 Stunden [145].

$$\lambda_{\text{ges}}(t) = \sum_{i=1}^N \lambda_i(t) \quad (3.1.1)$$

Die Ausfallrate eines Bauteils kann mit Hilfe der Weibull-Verteilung prognostiziert werden, wobei zwischen Frühausfällen, zufälligen Ausfällen im Betrieb und Alterungsausfällen unterschieden werden muss. Die Überlagerung der Weibull-Verteilungen dieser drei Ausfallmechanismen resultiert in der charakteristischen Badewannenkurve für die Ausfallrate der verwendeten Bauteile. [143, 146]

Zur Erhöhung der Zuverlässigkeit (und damit der Verfügbarkeit) eines aus mehreren Teilkomponenten bestehenden technischen Systems werden in der Literatur unterschiedliche Vorgehensweisen genannt, welche sich auf die Anwendung in der Leistungselektronik übertragen lassen. So vermindert beispielsweise die Verwendung hochwertiger Komponenten oder die Überdimensionierung von Bauteilen ein frühzeitiges Ausfallen aufgrund von Alterungserscheinungen. Aktives Temperaturmanagement im Betrieb führt zu einer geringeren Belastung von Kontaktflächen mit Materialien unterschiedlicher thermischer Ausdehnungskoeffizienten und reduziert somit ebenfalls das Risiko von Alterungsausfällen. Durch kontinuierliche Überwachung der Systemeigenschaften kann ferner eine Prognose von Ausfällen erfolgen, um gealterte

Komponenten rechtzeitig ersetzen zu können. Außerdem ist die Fehlerdiagnose ein unumgänglicher Bestandteil, um bei einem Defekt in Echtzeit die richtige Reaktion einleiten zu können. Hierfür muss der Fehler zunächst erkannt und lokalisiert werden, bevor die betroffene Stelle vom intakten Restsystem isoliert und eine Rekonfiguration von Software und/oder Hardware erfolgen kann. [144, 145]

Das Konzept der Fehlertoleranz setzt an diesem Punkt an und beschreibt die Eigenschaft eines technischen Systems, auf Ausfälle von Einzelkomponenten reagieren zu können, um damit die Verfügbarkeit des Gesamtsystems zu erhöhen [144, 145]. Die Notwendigkeit einer hohen Verfügbarkeit durch Fehlertoleranz variiert je nach Anwendungsgebiet. So besteht in untergeordneten und nicht sicherheitskritischen Anwendungen kaum Bedarf an fehlertoleranten Eigenschaften, während diese in Bereichen mit höherem Gefahrenpotenzial durchaus angestrebt werden oder gar vorgeschrieben sind. Neben dem elektrischen Fliegen [147], der Energieversorgung [148] oder dem Militär [149] betrifft dies unter anderem auch den Fahrzeugsektor. Hier sind sowohl fehlertolerante elektrische Lenksysteme [150] als auch der Hauptantrieb von BEVs betroffen, weshalb insbesondere fehlertolerante Wechselrichter ein häufig diskutiertes Thema in der Literatur darstellen [151–153]. Besonders in Situationen, in denen ein Ausfall des Antriebsstrangs ernsthafte Sicherheitsrisiken birgt (wie bei einem Überholmanöver mit hoher Geschwindigkeit), ist ein Modus wünschenswert, der zumindest eine Teilfunktionalität des Antriebs aufrechterhält und die Weiterfahrt nach Hause oder bis zur nächsten Werkstatt ermöglicht [154]. Durch Trends wie das autonome Fahren und den steigenden Anteil elektrisch betriebener Fahrzeuge im Straßenverkehr gewinnt die Ausfallsicherheit leistungselektronischer Komponenten in Form von Fehlertoleranz zusätzliche Bedeutung.

Fehlertolerante Systeme lassen sich in zwei Unterkategorien einteilen: Soll durch die Reaktion auf den Ausfall ausschließlich ein sicherer Zustand eingestellt werden, ohne die grundlegende Funktionalität aufrechtzuerhalten, so spricht man von einem *fail-safe* System. Ermöglicht die Reaktion hingegen einen sicheren Weiterbetrieb, so wird der Begriff *fail-operational* verwendet. Der Funktionsumfang kann in diesem Fall entweder voll erhalten bleiben oder in Form eines degradierten Weiterbetriebs bei reduzierter Leistung, Effizienz oder Güte relevanter Größen reduziert werden.

In dieser Arbeit wird der Fokus auf Wechselrichter mit *fail-operational* Fehlertoleranz gelegt, um einen geregelten Weiterbetrieb nach Ausfall einer Teilkomponente gewährleisten zu können. Hierfür eignen sich zwei unterschiedliche Konzepte: Die Partitionierung setzt auf die Aufteilung des Gesamtsystems in Teilsysteme, wobei die Funktionalität der Teilsysteme unabhängig voneinander ist, sodass im Fehlerfall nur einzelne Funktionen wegfallen. Das Prinzip der Redundanz hingegen beruht auf der Verwendung einer größeren Anzahl an Ressourcen als es für den Normalbetrieb nötig ist. Daraus entsteht die Möglichkeit, die Aufgaben defekter Komponenten auf andere Bauteile aufzuteilen. Werden die zusätzlich verbauten Bestandteile auch im Normalbetrieb genutzt, um beispielsweise die Belastung zu verteilen, so spricht man von aktiver oder heißer Redundanz. Bleiben diese ungenutzt, so werden die Bezeichnungen passive oder kalte Redundanz verwendet. Zwischen beiden Extrema existieren beliebige Mischformen, die als warme Redundanz bezeichnet werden. Eine Mehrfachausführung des gesamten zugrundeliegenden Systems nennt sich vollständige Redundanz, während bei partieller Redundanz nur ausfallkritische Komponenten oder Teilsysteme mehrfach vorhanden sind.

Aus Gl. (3.1.1) folgt, dass sich durch einen redundanten Aufbau aufgrund der höheren Anzahl an Bauteilen grundsätzlich zunächst die Ausfallwahrscheinlichkeit für Teilkomponenten erhöht. Wird der *fail-operational* Ansatz verwendet, besteht jedoch die Möglichkeit, dass die Verfügbarkeit des Gesamtsystems dennoch steigt [84].

3.2 Ausfallverhalten elektrischer Antriebsstränge

Bevor auf geeignete Konzepte zur Realisierung fehlertoleranter Antriebswechselrichter eingegangen werden kann, bedarf es einer Abschätzung, an welchen Bauteilen Ausfälle zu erwarten sind und wodurch diese hervorgerufen werden. Anhand dieser Informationen lassen sich anschließend die wichtigsten Randbedingungen für fehlertolerante Antriebe ableiten.

3.2.1 Ausfallwahrscheinlichkeiten und Ausfallursachen verschiedener Komponenten

Die Bestandteile eines elektrischen Antriebsstrangs nach Abb. 2.1 werden unterschiedlich beansprucht und weisen daher auch stark voneinander abweichende Merkmale bezüglich der Wahrscheinlichkeiten und Ursachen von Ausfällen auf. In der Literatur liegt der Fokus hauptsächlich auf der Betrachtung von Halbleitern, Motorwicklungen und Kondensatoren, wobei Ausfälle der Ansteuerung den Halbleiterdefekten zugeordnet werden. Sonstige Komponenten wie Leiterplatten, Stecker, Magnete oder mechanische Lager werden seltener unter dem Aspekt der Ausfallsicherheit diskutiert.

Die mit Abstand höchsten Ausfallraten unter den genannten Bauteilen sind bei den Leistungshalbleitern zu erwarten. Dies gilt sowohl für IGBTs [155, 156] als auch für MOSFETs [157], wobei eine exakte Abschätzung der absoluten FIT-Raten stark vom Rechenmodell abhängt und nur durch umfangreiche Alterungstests bestimmt werden kann [157, 158]. Als Ursachen für Halbleiterausfälle kommen neben der einmaligen Überschreitung elektrischer Bauteilgrenzen und der kumulierten Anhäufung kleinerer Schädigungen im Betrieb aufgrund von Materialermüdung auch die mechanische Beanspruchung durch Vibrationen sowie Korrosion zum Tragen [156]. Insbesondere die thermische Wechselbeanspruchung der Lötstellen stellt aufgrund der großen Zahl an Temperaturzyklen eine Hauptausfallursache dar [107, 159]. Während die Wahrscheinlichkeit des Eintretens der genannten Ausfallgründe entweder durch das Einhalten der Spezifikationsgrenzen aller Einzelkomponenten reduziert oder anhand bekannter Alterungsmechanismen abgeschätzt werden kann, sind zusätzlich spontane Defekte aufgrund von kosmischer Strahlung möglich [160, 161]. Ein Ausfall der Gate-Ansteuerung sorgt für ein ähnliches Fehlerbild und kann ebenfalls durch die genannten Ursachen hervorgerufen werden.

Passive Komponenten fallen den Literaturangaben [155–157] zufolge deutlich seltener aus. Daraus wird ersichtlich, dass der größte Nutzen für den Entwurf eines fehlertoleranten Antriebsstrangs in der Kompensation von Halbleiterfehlern liegt. Daher ist es unabdingbar, das Verhalten unterschiedlicher Leistungshalbleiter im Fehlerfall zu kennen, um Ausfälle zu detektieren und in angemessener Weise darauf reagieren zu können.

3.2.2 Ausfallverhalten und Fehlerzustände von Leistungshalbleitern

Zunächst ist es ausschlaggebend, alle möglichen Fehlerzustände eines ausgefallenen Halbleiters zu kennen, um seinen Einfluss auf die verbleibenden intakten Schaltungsteile einschätzen zu können. In Bezug auf das elektrische Verhalten muss an dieser Stelle zwischen niederohmigen Kurzschluss-Ausfällen, hochohmigen Offen-Ausfällen und undefinierten Zwischenzuständen unterschieden werden. Generell gilt, dass der Kurzschluss-Ausfall bei den gängigen Bauformen den häufigsten Fehlerzustand darstellt [162]. Er resultiert beispielsweise aus Überspannungsfehlern, einem Lawinendurchbruch, Ionisierung oder dem Übersteigen der maximalen Sperrschichttemperatur. In der Folge entsteht jeweils ein Überstrom, durch dessen Verlusteintrag der Halbleiter thermisch zerstört wird und als Kurzschluss ausfällt [156]. Offen-Ausfälle werden hingegen vorrangig durch Ausfälle der Gate-Treiber oder Bonddrahtabheben aufgrund gealterter oder überlasteter Lötstellen hervorgerufen [156, 163].

Auch das Modul-Design hat Einfluss auf die Art des Halbleiterausfalls. Während Presspack- und Sandwich-Module eine nahezu ideale Kurzschluss-Ausfallcharakteristik vorweisen, fallen gebondete Module sowie

Gehäuse in TO- oder SMD-Technik (TO: *Transistor Outline*; SMD: *Surface Mounted Device*) häufig weder ideal offen noch ideal kurzgeschlossen aus [164, 165]. Trotz der höheren Wahrscheinlichkeit eines Kurzschlussausfalls kann dieser demnach nicht als sicherer Fehlerzustand angesehen und das betroffene Bauteil darf im Fehlerfall nicht weiter belastet werden [162, 165]. Eine Ausnahme stellt hierbei der Aktive Kurzschluss (AKS) als temporäre Reaktion eines nicht-fehlertoleranten Wechselrichters auf den Ausfall eines Halbleiterschalters im Betrieb dar. Dieser Zustand wird in Kap. 6.1.1 genauer betrachtet.

Um Sekundärschäden zu vermeiden, muss der defekte Halbleiter so schnell wie möglich von der übrigen Schaltung isoliert werden. Sofern die Wechselrichterstruktur diese Funktionalität nicht von sich aus mit sich bringt (später zeigt sich, dass die ANPC Struktur diesbezüglich einen deutlichen Vorteil aufweist), bedarf es dem Einsatz zusätzlicher Trennelemente wie Sicherungen, Schütze oder Relais. Diese benötigen nach [166] jedoch viel Bauraum, sind schwer und teuer, weshalb sie für den Einsatz im Automobil nur bedingt geeignet sind. Daraus folgt, dass fehlertolerante Eigenschaften nur dann wirtschaftlich zu erreichen sind, wenn die Schaltung an sich bereits die nötigen Grundvoraussetzungen bietet und keine teuren oder großen Zusatzkomponenten verbaut werden müssen.

Das transiente Ausfallverhalten sowie das Risiko von Sekundärausfällen unterscheidet sich bei Kurzschluss- und Offen-Ausfällen ebenfalls, weshalb eine Differenzierung zwischen beiden Fehlerzuständen einerseits grundsätzlich möglich und andererseits teils zwingend notwendig ist [167]. Dies erlaubt bei bestimmten fehlertoleranten Ansätzen eine Erweiterung des Leistungsumfangs im Fehlerbetrieb (siehe Kap. 3.3). Um eine Reaktion einzuleiten, die das Gesamtsystem schützt, ist allerdings eine schnelle Fehlererkennung nötig. Hierfür existieren unterschiedliche Verfahren, welche darauf beruhen, dass defekte Bauteile von den typischen charakteristischen Kennlinien abweichen. Kap. 3.2.3 gibt einen Überblick über gängige Methoden und deren Funktion.

3.2.3 Fehlererkennung im Wechselrichterbetrieb

Zur Detektion von Halbleiterausfällen im taktenden Wechselrichterbetrieb sind in der Literatur zahlreiche Verfahren beschrieben. Während einige Ansätze aus Kostengründen auf die Überwachung der Halbleiterschalter an sich verzichten und stattdessen die Analyse der Ausgangsgrößen zur Erkennung von Fehlern verwenden, ist für eine sinnvolle Rekonfiguration eines fehlertoleranten Antriebs die Betrachtung jedes Einzelschalters nötig [144, 145]. Nur so ist es möglich, die Position und den Zustand des ausgefallenen Schalters zu erkennen und eine geeignete Reaktion einzuleiten.

Zur Detektion von Offen-Ausfällen eignet sich unter anderem die Überwachung der Kollektor-Emitter (bzw. Drain-Source) Spannung inklusive eines Abgleichs mit den im jeweiligen Schaltzustand erwarteten Größen [167]. Speziell für die T-Type Struktur schlägt [168] außerdem die Überwachung des Neutralpunktstroms vor, um als Leerlauf ausgefallene Schalter zu erkennen. [169] nutzt einen Ansatz, um mit künstlicher Intelligenz anhand der Ausgangsgrößen Offen-Ausfälle zu detektieren. Zur exakten Lokalisierung des Defekts – insbesondere bei komplexeren Wechselrichterstrukturen – sind jedoch beide Herangehensweisen ungeeignet.

Das wohl gängigste Verfahren zur Kurzschlussdetektion beruht auf der Erkennung der Sättigungs- bzw. Entsättigungscharakteristik (je nachdem, ob MOSFETs oder IGBTs verwendet werden) [170]. Bei diesem Verfahren wird nach dem Einschaltvorgang und einer kurzen Totzeit überprüft, ob sich die Durchlassspannung in einem auf Basis der Durchlasskennlinie zu erwartenden Wertebereich befindet oder ob sie einen höheren Wert annimmt und sich der Halbleiter somit im (Ent-)Sättigungsbereich nach Abb. 2.11 bzw. Abb. 2.13 befindet. Mit dieser Methode lassen sich sowohl Fehler erkennen, die bereits vor bzw. während des Einschaltens vorliegen (häufig als Kurzschlussfall 1 oder KS1 bezeichnet), als auch solche, die im leitenden Betrieb eintreten (KS2). Grundsätzlich gilt das beschriebene Verfahren als robust und zuverlässig.

Die Detektion erfolgt bei Halbleitern, die den linearen Bereich erst bei hohen Strömen verlassen – wie es beispielsweise bei SiC-MOSFETs der Fall ist – jedoch erst, sobald die Detektionsspannung überschritten wird. Dies kann zu einer hohen Belastung anderer Bauteile und zu möglichen Folgeschäden führen. Bei der Auslegung des Wechselrichters ist darauf zu achten, dass die Erkennung dennoch in jedem Betriebszustand voll funktionsfähig ist.

Neben der (Ent-)Sättigung ermöglichen auch andere Verfahren die Detektion von Kurzschlüssen. So kann beispielsweise das Fehlen des Miller-Plateaus der Gatespannung während des Einschaltvorgangs eines kurzgeschlossenen Halbleiters zur Erkennung des KS1 genutzt werden. Hierfür wird die Gateladung als Integral des Gatestroms während des Einschaltens berechnet und mit einem Schwellwert verglichen [171]. Ein KS2 ist mit diesem Verfahren allerdings nicht detektierbar. Ferner bietet die Messung des Stroms an jedem topologischen Schalter (entweder über Shunts, Rogowski-Spulen, Stromspiegel oder das $\frac{di}{dt}$ an der parasitären Induktivität zwischen Source und Hilfs-Source bzw. Emitter und Hilfs-Emitter) die Möglichkeit zur direkten Erkennung von Überströmen durch Kurzschlüsse. Dabei bietet jedes Verfahren gewisse Vor- und Nachteile bezüglich der realisierbaren Messgenauigkeiten, Zusatzverlusten oder zusätzlich benötigter Hardware [172]. Insbesondere für den Einsatz von SiC-MOSFETs soll hier außerdem das in [172] für IGBTs vorgestellte und in [173] auf SiC-MOSFETs übertragene 2D-Detektionsverfahren erwähnt werden, welches zur Detektion von KS1 und KS2 auf eine Kombination des Gatespannungs- und des $\frac{di}{dt}$ -Signals setzt. Das Prinzip beruht darauf, dass bei einem intakten Schalter zu keinem Zeitpunkt ein positives $\frac{di}{dt}$ auftritt, während die Gatespannung gleichzeitig oberhalb des Miller-Plateaus liegt. Durch die Betrachtung beider Größen sinkt die Detektionszeit, da Kurzschlüsse bereits im linearen Bereich der Durchlasskennlinie erkannt werden.

Unabhängig vom konkreten Detektionsprinzip ist festzuhalten, dass geeignete Verfahren zur Echtzeiterkennung und zur Lokalisierung von Halbleiterfehlern bekannt sind und auch in derzeitigen leistungselektronischen Schaltungen Anwendung finden. Es soll also davon ausgegangen werden, dass Kurzschlüsse rechtzeitig abgeschaltet werden und die Ansteuerung eines fehlertoleranten Wechselrichters innerhalb einer Taktperiode von dem vorliegenden Ausfall erfährt und eine Reaktion einleiten kann.

3.3 Konzepte für fehlertolerante Wechselrichter

Die in Kap. 3.1 vorgestellten Prinzipien zur Realisierung fehlertoleranter Wechselrichter für einen *fail-operational* Antrieb werden nun auf konkrete Schaltungskonzepte übertragen. Neben der Unterscheidung zwischen passiver und aktiver Redundanz wird zusätzlich die Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems nach Ausfall einer Teilkomponente bewertet und als Kriterium zur Beurteilung des jeweiligen Ansatzes verwendet. Verringert sich die Maximalleistung des Antriebs im Fehlerbetrieb, so wird zwischen einer Reduktion des erreichbaren Stroms und einer Einschränkung der verfügbaren Spannung unterschieden. Welches von beiden Szenarien eintritt, hängt dabei vom Redundanz-Konzept ab. Eine Differenzierung zwischen beiden Ausprägungen ist sinnvoll, da sich die Auswirkungen auf den Betriebsbereich des Antriebs gemäß Abb. 3.1 unterscheiden. Steht im Fehlerfall nur noch die halbe Spannung zur Verfügung, so verschiebt sich nach Gl. (B.1.5) die Eckfrequenz und damit die Grenze zwischen Grunddrehzahl- und Feldschwäcbereich in Richtung niedrigerer Drehzahlen. Im Anfahrpunkt steht demnach unter Vernachlässigung zusätzlicher Einflüsse (siehe Kap. 6.2) weiterhin das volle Drehmoment zur Verfügung. Die Leistungsreduktion wirkt sich erst bei höheren Geschwindigkeiten aus. Im Gegensatz dazu bewirkt die Reduktion des erlaubten Maximalstroms eine Verringerung des verfügbaren Drehmoments, was sich insbesondere bei niedrigen Drehzahlen negativ auf die Performance auswirkt. Bei hohem Reluktanzanteil der PMSM sinkt das Drehmoment durch die Halbierung des Stroms sogar um mehr als 50 %. Mit steigender Frequenz und dem damit einhergehenden erhöhten Spannungsbedarf verringert sich je nach Auslegung des Antriebs gegebenenfalls

die Einschränkung des Drehmoment-Stellbereichs gegenüber der Spannungsreduktion. Insbesondere für gängige Auslegungen mit $k \approx 0,9$ (siehe Gl. (B.1.6)) ist die Spannungsreduktion jedoch hinsichtlich des verbleibenden Stellbereichs zu bevorzugen. Nachfolgend wird auf konkrete – auf dem Redundanzprinzip basierende – Konzepte zur Erhöhung der Verfügbarkeit eingegangen. Die Ergebnisse und Analysen dieses Kapitels entsprechen zu großen Teilen den Ausführungen aus [GHWB19], [GHBWH20] und [GHWB20].

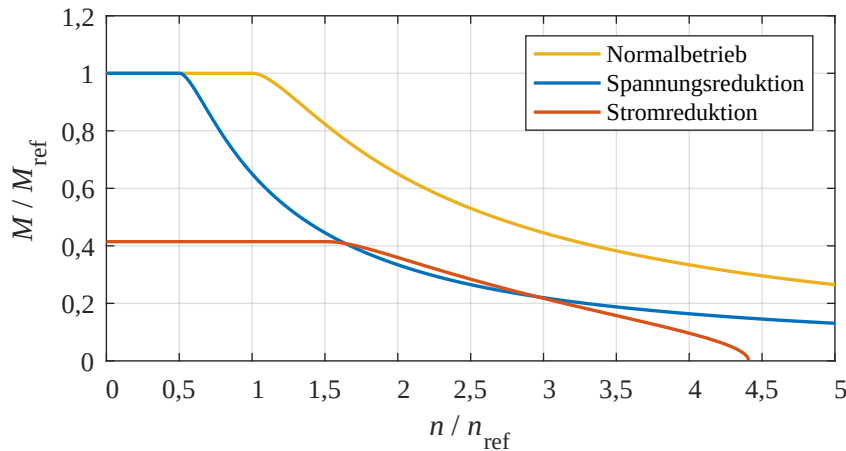


Abb. 3.1: Auswirkung von Strom- und Spannungsreduktion um jeweils 50 % auf den Betriebsbereich eines Antriebs mit anisotroper PMSM und $k = 0,9$.

3.3.1 Passiver Redundanzansatz

Ein intuitiver Ansatz zur Erlangung fehlertoleranter Eigenschaften unter Beibehaltung der gängigen Zweipunkt-Wechselrichterstruktur ist die Ergänzung zusätzlicher Komponenten, welche im Fehlerfall die Aufgaben der ausgefallenen Schaltungsteile übernehmen. Dies kann beispielsweise über das Hinzufügen einer vierten Wechselrichterphase erfolgen, die nur bei Ausfall eines Schalters der drei anderen Phasen aktiviert wird [83, 174]. Für das Trennen der defekten Phase vom Zwischenkreis sind Sicherungen oder Trennschalter nötig. Die Verbindung mit dem entsprechenden Phasenausgang kann über aktive Bauelemente wie Triacs (siehe Abb. 3.2, links) oder Dioden realisiert werden [164]. Ist die vierte Phase ebenfalls auf den Nennstrom des Wechselrichters ausgelegt, so steht nach der Rekonfiguration des Antriebs weiterhin die vollständige Ausgangsleistung zur Verfügung. Soll hingegen nur ein degradiert Fehlerbetrieb ermöglicht werden, so ist aus Kostengründen eine Unterdimensionierung der redundanten Phase denkbar, welche im Fehlerfall zu einer Stromreduktion führt.

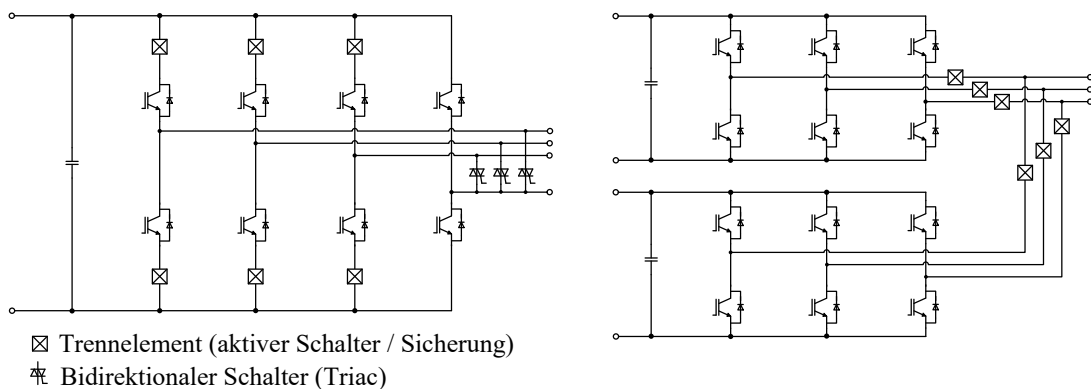


Abb. 3.2: Partielle passive Redundanz durch Hinzufügen einer vierten Phase (links) und vollständige passive Redundanz durch zwei parallele Wechselrichter an der gleichen elektrischen Maschine (rechts).

Ist zusätzlich eine Reaktion auf Mehrfachfehler notwendig, so bietet sich die vollständige Doppeltausführung des Wechselrichters an [83, 175]. Bei Ausfall einer oder mehrerer Komponenten kann so von einem Wechselrichter auf den anderen übergegangen werden. Auch in diesem Fall sind jedoch zusätzliche Trennelemente nötig, welche – wie bereits in Kap. 3.2.2 angesprochen – aufgrund des benötigten Bauraums und der damit verbundenen Kosten für den Einsatz im Automobil ungeeignet sind [166]. Durch die zusätzlich verbaute ungenutzte Leistung steigen außerdem die Kosten für den Antriebsstrang.

3.3.2 Aktive Redundanz durch Mehrphasen-Wechselrichter

Um die insgesamt verbaute Leistung zu reduzieren, werden nachfolgend alternative Ansätze mit aktiver Redundanz vorgestellt, welche im Normalbetrieb zusätzlichen Nutzen aus allen verbauten Komponenten ziehen. Dies ist beispielsweise möglich, indem die vierte Phase oder der zweite B6 Wechselrichter der Topologien aus Abb. 3.2 auch ohne Ausfall zur Belastungsverteilung genutzt werden. In [176] wird beispielsweise ein NPC Wechselrichter mit vierter Phase vorgestellt, welche im Normalbetrieb die Spannungswelligkeit am Neutralpunkt reduziert und im Fehlerfall die defekte Phase ersetzt. Es ist weiterhin allgemein möglich, durch den Einsatz mehrphasiger Wechselrichter fehlertolerante Antriebe zu verwirklichen. Wird die Maschine ebenfalls mehrphasig ausgeführt, so besteht zusätzlich die Option, auch auf Ausfälle der Wicklungen zu reagieren. Hierfür sind in Abb. 3.3 zwei unterschiedliche Ausführungsformen dargestellt. Die linke Variante setzt auf die Verwendung einer sechshephasigen Maschine, wobei ein Wechselrichter je ein dreiphasiges Wicklungssystem speist. Im Fehlerfall wird der defekte Wechselrichter entweder deaktiviert (alle Schalter sind offen bzw. durch die Trennelemente von der Maschine getrennt) oder in den AKS geschaltet (alle Phasen liegen auf dem gleichen Potenzial, siehe Kap. 6.1.1).

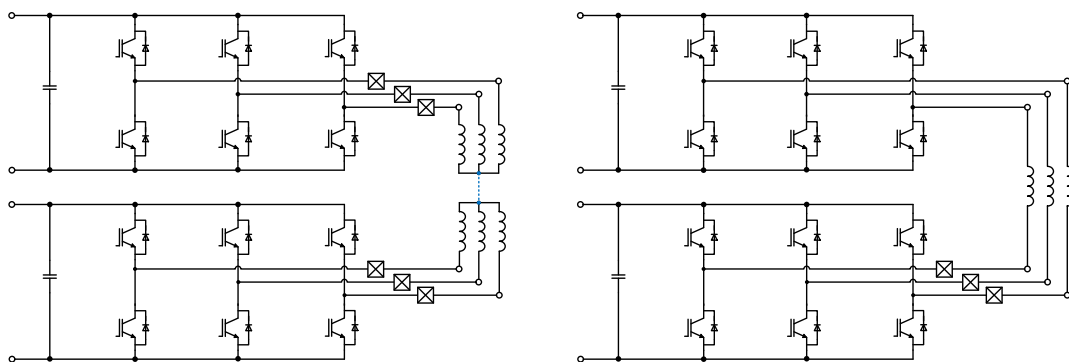


Abb. 3.3: Mehrphasige fehlertolerante Wechselrichterstrukturen: Doppelte Wechselrichterausführung an einer sechshephasigen Maschine mit verbundenen bzw. getrennten Sternpunkten (links) und doppeltausgeführte Ausführung an einer Maschine mit offenen Wicklungen (rechts).

Durch die blau gepunktete Linie ist angedeutet, dass die beiden Sternpunkte entweder getrennt oder verbunden ausgeführt werden können. Ein gemeinsamer Sternpunkt vergrößert dabei den Betriebsbereich im Fehlerbetrieb, während die Einkopplungen des defekten Systems auf die intakten Wicklungen bei getrennten Sternpunkten geringer ausfallen [GHWB19], [83]. [GHWB20] zeigt allerdings, dass sich die beiden Wicklungssysteme trotz getrennter Sternpunkte gegenseitig beeinflussen und dass daher eine geeignete, von der Art des Ausfalls abhängige Betriebsstrategie für den Fehlerfall nötig ist. Dürfen defekte Schalter – wie hier angenommen – nicht weiter belastet werden, so sind außerdem insgesamt sechs Trennelemente nötig. Bei Verwendung eines gemeinsamen Sternpunkts ist dies ohnehin unumgänglich, um Sekundärausfälle aufgrund der Verkopplung beider Systeme zu vermeiden. Die Rekonfiguration führt hier in jedem Fall zu einer Reduktion des Gesamtstroms, was nach Abb. 3.1 mit einer deutlichen Einschränkung des verfügbaren Betriebsbereichs einhergeht.

Die Anzahl der Trennschalter bzw. Sicherungen lässt sich durch die Verwendung offener Wicklungen reduzieren, was Abb. 3.3 (rechts) zu entnehmen ist [83, 151]. Bei Ausfall eines Schalters oder einer Wicklung wird die entsprechende Phase abgetrennt und die Maschine zweiphasig weiterbetrieben. Dies ist einfach möglich, da für jede Wicklung eine quasi unabhängige Vollbrückenschaltung zur Verfügung steht. Im Normalbetrieb werden die beiden Wechselrichter mit einer symmetrischen Modulation nach [177] angesteuert. Im Fehlerfall muss zur Beibehaltung der Symmetrie der Ausgangssignale ein Phasenversatz der Modulationsfunktionen für die intakten Phasen berücksichtigt werden. Diese Art der Rekonfiguration führt ebenfalls zur Reduktion des maximal verfügbaren Stroms. Weiterhin ermöglicht die betrachtete Konfiguration allerdings auch die Option zur Spannungsreduktion unter Beibehaltung der gesamten Stromtragfähigkeit, indem im Fehlerfall durch einen der beiden Wechselrichter ein AKS gestellt wird. Für einen kontinuierlichen Weiterbetrieb ist aufgrund der Belastung defekter Schalter jedoch nur die zuvor genannte Variante geeignet.

Statt zusätzliche Phasen für den Normalbetrieb zu ergänzen, um im Fehlerfall auf das Redundanzprinzip zurückgreifen zu können, eignet sich nach dem Vorbild der Struktur für offene Wicklungen ferner ein Rekonfigurationsprinzip, bei dem grundsätzlich vom dreiphasigen in den zweiphasigen Betrieb übergegangen wird. Mit der $B6 \rightarrow B4M$ und der $B6 \rightarrow B4Y$ Struktur sind in Abb. 3.4 zwei mögliche Varianten abgebildet. Dabei steht der Begriff $B4M$ für *Vierpuls-Brücke mit Mittelpunktverbindung* und der Begriff $B4Y$ für *Vierpuls-Brücke mit Sternpunktanbindung*. Beide Strukturen benötigen einen geteilten Zwischenkreis mit Neutralpunktabgriff. Wird die defekte Phase im Falle der $B4M$ -Rekonfiguration nach [178–180] dauerhaft auf den Neutralpunkt gelegt, so reduziert sich die maximal zur Verfügung stehende Spannung um 50 %. Die Stromtragfähigkeit wird nur bei niedrigen Drehzahlen beeinflusst, sofern die Zwischenkreiskapazität ausreichend groß dimensioniert ist (eine nähere Betrachtung erfolgt in Kap. 6.2.1). Die $B6 \rightarrow B4Y$ Struktur reduziert die Anzahl benötigter bidirektionaler Schalter am Neutralpunkt, überbrückt allerdings die zur defekten Phase gehörige Wicklung. Daher geht diese Variante mit einer Strom- und Spannungsreduktion einher. Zusätzlich sind bei beiden Konzepten pro Phase zwei Sicherungen bzw. Trennschalter nötig. [45, 83, 181]

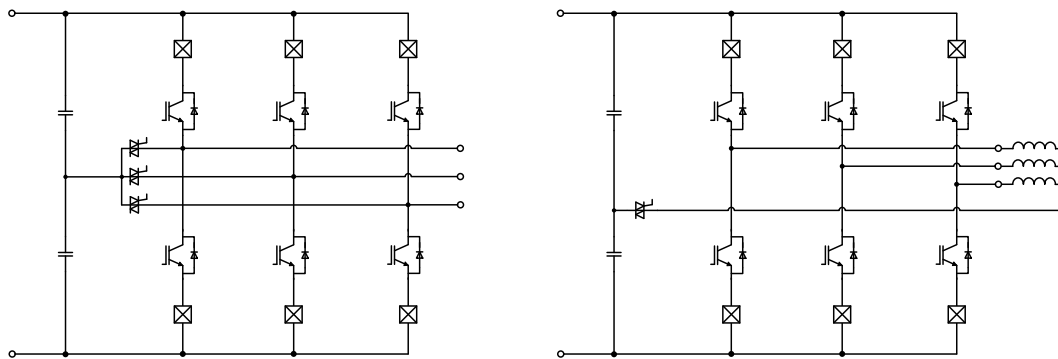


Abb. 3.4: Rekonfiguration dreiphasiger Wechselrichter mit zwei aktiven Phasen im Fehlerbetrieb: $B6 \rightarrow B4M$ (links) und $B6 \rightarrow B4Y$ Struktur (rechts).

Werden an Stelle der Triacs bei der $B6 \rightarrow B4M$ Topologie jedoch aktive Schalter eingesetzt, welche auch im Normalbetrieb verwendet werden, so ergibt sich strukturell eine Dreipunktstruktur. Kap. 3.3.3 beschäftigt sich daher mit der Frage, welche Dreipunkt-Wechselrichter grundsätzliche fehlertolerante Eigenschaften mit sich bringen, welche zusätzlichen Freiheitsgrade dadurch entstehen und ob sich durch deren Nutzung die Anzahl benötigter Trennelemente verringert.

3.3.3 Aktive Redundanz durch Mehrpunkt-Wechselrichter

Neben den bereits in Kap. 2.3.2 genannten Vorteilen bringt die höhere Anzahl an Einzelschaltern einiger Mehrpunkt-Wechselrichter eine inhärente Redundanz mit sich, da bestimmte Aufgaben durch unterschiedliche Kombinationen an Schaltzuständen erfüllt werden können [181]. Wird durch diese Eigenschaft eine ausreichend große Anzahl an Fehlerfällen abgedeckt, so ermöglicht die Verwendung von Mehrpunkt-Wechselrichtern trotz erhöhter Ausfallwahrscheinlichkeit der Einzelkomponenten (vgl. Gl. (3.1.1)) die Zuverlässigkeit des Gesamtsystems [84]. Da in dieser Arbeit insbesondere Zwei- und Dreipunktstrukturen betrachtet werden sollen, liegt der Fokus dieses Abschnitts auf den in Kap. 2.6 vorgestellten Topologien. Um das Potenzial der betrachteten Strukturen aufzuzeigen, wird nachfolgend jeweils tabellarisch aufgelistet, welche grundsätzlichen Reaktionen auf Kurzschluss- bzw. Offen-Ausfälle jedes topologischen Schalters möglich sind. Dabei wird zwischen temporären und permanenten Reaktionen unterschieden. Temporäre Anpassungen dienen dem sicheren Weiterbetrieb nach *fail-operational* Prinzip bis zum Stillstand als Alternative zum dreiphasigen AKS, welcher ausschließlich eine *fail-safe* Reaktion darstellt. Der Vorteil gegenüber dem AKS liegt darin, dass die Steuerbarkeit des Antriebs weiter gegeben ist und transiente Überströme vermieden werden (siehe Kap. 6.1.1). Temporäre Reaktionen werden immer dann gewählt, wenn defekte Komponenten weiter belastet werden müssen, um den Betrieb aufrecht zu erhalten. Eine Reaktion wird als permanent bezeichnet, wenn der Antrieb dadurch dauerhaft im Fehlermodus betrieben werden kann, ohne ausgefallene Halbleiter als idealen Kurzschluss bzw. Leerlauf zu betrachten.

a) NPC Wechselrichter

Der NPC Wechselrichter kann ohne zusätzliche Trennelemente auf Kurzschlussausfälle der inneren und Offen-Ausfälle der äußeren Schalter sowie auf alle idealen Ausfallarten der Dioden D_{56} reagieren. Kurzschlüsse an den äußeren Schaltern oder Offen-Ausfälle der Schalter am Phasenausgang führen hingegen zum Gesamtausfall des Antriebs. Als temporäre Schutzmechanismen für einen vorübergehenden *fail-operational* Betrieb kommt entweder eine Neutralpunktverbindung mit Hilfe der noch verfügbaren intakten Schalter oder ein Zweipunkt-Betrieb ohne die Klemmdioden D_{56} in Frage. In letzterem Fall stellt die Synchronisierung der Schaltvorgänge der beiden in Reihe geschalteten Halbleiter eine zusätzliche Herausforderung dar. [182] beschäftigt sich intensiv mit allen möglichen Kurzschluss-Ausfallszenarien und deren Auswirkungen auf die verbleibenden intakten Schalter. Tab. 3.1 fasst alle sinnvollen Fehlerreaktionen der Ansteuerung des NPC Wechselrichters bei Ausfall eines Schalters zusammen. Sofern zusätzliche Komponenten für die genannte Reaktion nötig sind, werden diese ebenfalls aufgeführt. Die rechte Spalte gibt eine Einschätzung dazu, ob mit der genannten Rekonfigurationsstrategie angemessen auf den jeweiligen Ausfall reagiert werden kann. Eine vollständige Eignung wird nur dann attestiert, wenn ein permanenter Weiterbetrieb ohne große oder teure Trennelemente möglich ist. Bei der NPC Struktur ist diese Bedingung in keinem Ausfallszenario gegeben.

Tab. 3.1: Mögliche Fehlerreaktionen und notwendige Zusatzbeschaltung bei verschiedenen Ausfallarten der unterschiedlichen topologischen Schalter des NPC Wechselrichters, abgeändert nach [183].

Schalter	Ausfallart	Reaktion auf den Fehler	Zusatzbeschaltung	Eignung
S_{14}	KS	NP-Verbindung	6 Trennschalter	nein
S_{14}	OA	NP-Verbindung	6 Trennschalter	nein
		NP-Verbindung	-	temp.
S_{23}	KS	NP-Verbindung	-	temp.
S_{23}	OA	-	-	nein
D_{56}	KS	NP-Verbindung	-	temp.
D_{56}	OA	Zweipunkt-Betrieb	-	temp.

b) T-Type Wechselrichter

Wie der NPC Wechselrichter ist auch die T-Type Struktur nur temporär gegen bestimmte Halbleiterausfälle resistent. Fallen die Schalter des T-Zweigs als Kurzschluss aus, so kann über diese eine vorübergehende Neutralpunktverbindung eingerichtet werden. Fallen die äußeren Schalter offen aus, dann ist über die T-Zweig-Schalter ebenfalls eine Neutralpunktverbindung möglich. Kurzschlussausfälle der äußeren und Offen-Ausfälle der inneren Schalter können jedoch nicht auf gleiche Weise kompensiert werden. In letzterem Fall ist zwar zumindest temporär ein Weiterbetrieb mit Zweipunkt-Modulation möglich, ein dauerhafter Betrieb ist mit dem T-Type Wechselrichter allerdings ebenfalls nicht realisierbar.

Tab. 3.2: Mögliche Fehlerreaktionen und notwendige Zusatzbeschaltung bei verschiedenen Ausfallarten der unterschiedlichen topologischen Schalter des T-Type Wechselrichters, abgeändert nach [183].

Schalter	Ausfallart	Reaktion auf den Fehler	Zusatzbeschaltung	Eignung
S_{14}	KS	NP-Verbindung	6 Trennschalter	nein
S_{14}	OA	NP-Verbindung	6 Trennschalter	nein
		NP-Verbindung	-	temp.
S_{23}	KS	NP-Verbindung	-	temp.
S_{23}	OA	Zweipunkt-Betrieb	-	temp.

c) ANPC Wechselrichter

Die ANPC Struktur bietet im Gegensatz zur NPC oder T-Type Topologie aufgrund der höheren Anzahl an Schaltern in jedem Fehlerfall eine Möglichkeit zur Rekonfiguration, ohne den betroffenen Halbleiter weiter nutzen zu müssen. Als Rekonfigurationsstrategie dient grundsätzlich die Verbindung zum Neutralpunkt. Zur sicheren Umsetzung wird der fehlerhafte Schalter durch Ausschalten der umliegenden Halbleiter isoliert. Die Neutralpunktverbindung erfolgt dann über den jeweils anderen Spannungsnullzustand, also entweder über S_2 und S_5 oder über S_3 und S_6 . Fallen nur die Dioden D_{56} am Neutralpunkt offen aus, so ergibt sich zusätzlich die Möglichkeit, den Wechselrichter temporär wie einen NPC oder einen ANPC Wechselrichter mit nur einem inneren Pfad zu betreiben. Analog dazu kann bei Ausfall der Schalter S_{56} wie bei der NPC Struktur ein vorübergehender Zweipunkt-Betrieb eingestellt werden. Durch diese Reaktionen bleibt (bis auf die fehlende Möglichkeit zur Verlustumverteilung) nahezu die gesamte Ausgangsleistung erhalten. [183, 184]

Ein permanenter *fail-operational* Betrieb nach Ausfall eines beliebigen Schalters ist allerdings nur durch das Einrichten einer Neutralpunktverbindung möglich. Diese kann jedoch als Rekonfigurationsstrategie für jeden beliebigen Ausfall herangezogen werden. Damit bietet die ANPC Struktur als einzige Topologie eine vollständige Toleranz gegenüber Einfachfehlern, wodurch die höhere Ausfallwahrscheinlichkeit aufgrund der größeren Anzahl an topologischen Schaltern kompensiert werden kann [84, 184]. Trennelemente wie Sicherungen oder große Trennschalter sind aufgrund der Möglichkeit zur Nutzung der umliegenden Schalter nicht nötig. Selbst wenn ideale Ausfälle angenommen werden und dadurch eine Weiterbelastung defekter Schalter möglich ist, stellt die ANPC Struktur den einzigen Wechselrichtertyp dar, bei dem in jedem Fehlerfall eine geeignete Reaktion eingeleitet werden kann.

Allerdings gilt es in gewissen Schaltzuständen, Sekundärausfälle durch Kurzschlüsse eigentlich ausgeschalteter Halbleiter zu vermeiden. Ein kritischer Fall tritt beispielsweise dann ein, wenn S_3 und S_4 Strom führen. Dabei ist es irrelevant, ob der Strom über die Transistoren oder die zugehörigen Dioden fließt und die Schalter gemäß dem Schaltzustand N aus Tab. 2.5 währenddessen eingeschaltet sind (wie in Abb. 3.5 (links) gezeichnet) oder nicht. Zunächst ist es notwendig, dass gleichzeitig mit S_3 und S_4

zusätzlich immer S_5 eingeschaltet wird, selbst wenn dieser nicht im Lastpfad liegt. Durch das Zuschalten von S_5 wird das Potenzial zwischen den beiden ausgeschalteten Halbleitern S_1 und S_2 fest definiert. Fällt nun während dieses Zustands entweder S_1 oder S_2 als Kurzschluss aus, so wird der obere bzw. untere Zwischenkreiskondensator kurzgeschlossen und der Ausfall kann über den zugehörigen Kurzschlussstrom detektiert werden. Ist S_5 jedoch ausgeschaltet, so ist eine Kurzschlussdetektion für beide Schalter unmöglich [183]. Ein vergleichbares Szenario tritt in Zustand 0^- auf, bei dem die Kurzschlussdetektion an S_2 durch das Einschalten von S_1 ermöglicht wird. Dies wirkt sich auf die in Kap. 4.2.1 getroffene Auswahl an zulässigen Schaltzuständen und die damit verbundenen Kommutierungsvorgänge aus.

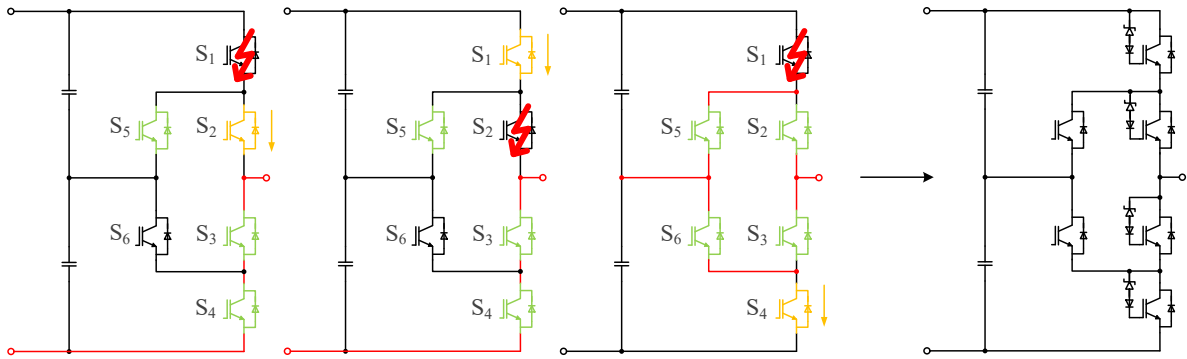


Abb. 3.5: Ausfallszenarien mit potenziellem Risiko für Sekundärfehler, ergänzt nach [183].

Aus Abb. 3.5 ist abzulesen, dass eine schnelle Erkennung eben dieser Fehler essenziell für den sicheren Übergang in den rekonfigurierten Fehlerbetrieb ist, da bei einem Ausfall von S_1 das Risiko einer Überspannung an S_2 besteht. Gleiches gilt im umgekehrten Fall. Um Sekundärausfälle zu vermeiden, hilft einerseits eine schnelle Reaktion über die Rekonfiguration der Ansteuerung und andererseits das Ergänzen einer Kaskade aus Suppressordioden, um den Spannungsabfall zwischen Kollektor (bzw. Drain) und Gate auf einen unkritischen Wert (in etwa $\frac{U_{DC}}{2}$) zu limitieren. Dieses Gate-Clamping zur transienten Überspannungsbegrenzung ist in [185] und [186] beschrieben. [167] zeigt die Anwendbarkeit dieser Herangehensweise auf den ANPC Wechselrichter anhand von Messungen. Ein weiterer kritischer Fall, dem allerdings durch die gleiche Maßnahme entgegengewirkt werden kann, ergibt sich im Schaltzustand $0^\pm$, der bei Verwendung des Modulationsschemas MS3 (siehe Kap. 4.2.1) vorkommt. Da hier alle inneren Schalter Strom führen, kann ein Kurzschluss-Ausfall von S_1 eine transiente Überspannung an S_4 hervorrufen (siehe Abb. 3.5, drittes Bild von links). Alle getroffenen Aussagen gelten aufgrund des symmetrischen Aufbaus äquivalent für die gegenüberliegenden Schalter.

Tab. 3.3: Mögliche Fehlerreaktionen und notwendige Zusatzbeschaltung bei verschiedenen Ausfallarten der unterschiedlichen topologischen Schalter des ANPC Wechselrichters, abgeändert nach [183].

Schalter	Ausfallart	Reaktion auf den Fehler	Zusatzbeschaltung	Eignung
S_{14}	KS	NP-Verbindung	Suppressordioden für S_{23}	ja
S_{14}	OA	NP-Verbindung	-	ja
S_{23}	KS	NP-Verbindung	Suppressordioden für S_{14} (MS3)	ja
S_{23}	OA	NP-Verbindung	-	ja
S_{56}	KS	NP-Verbindung	-	ja
S_{56}	OA	NP-Verbindung	-	ja
		Zweipunkt-Betrieb	-	temp.
D_{56}		Dreipunkt (A)NPC-Betrieb	-	temp.

Offen-Ausfälle sind im Gegensatz zu Kurzschluss-Ausfällen im Hinblick auf Sekundärausfälle grundsätzlich als weniger kritisch zu betrachten. Tab. 3.3 fasst alle Reaktionen auf potenzielle Fehler zusammen. Aufgrund der ausgeprägten fehlertoleranten Eigenschaften der ANPC Struktur erfolgt in Kap. 6.1.2 eine genauere Betrachtung des Rekonfigurationsprinzips.

d) FC Wechselrichter

Die FC Struktur ermöglicht keine Fehlertoleranz, sofern die verwendeten Halbleiter nicht überdimensioniert und auf die gesamte Zwischenkreisspannung ausgelegt werden, da im Kurzschlussfall immer ein weiterer Schalter über seine zulässige Sperrspannung hinaus belastet wird und somit zu einem Sekundärausfall führt. Da alle Halbleiter im Lastpfad liegen und es keine alternativen Strompfade für einen ordnungsgemäßen Betrieb gibt, führen Offen-Ausfälle grundsätzlich zu einem Gesamtausfall des Systems. Die einzige Möglichkeit, den Wechselrichter nach einem Halbleiterausfall temporär weiterzubetreiben, ist demnach im Kurzschlussfall mit spannungsüberdimensionierten Halbleitern. Aus praktischer Sicht besitzt der FC Wechselrichter damit keine Fehlertoleranz [183].

Tab. 3.4: Mögliche Fehlerreaktionen und notwendige Zusatzbeschaltung bei verschiedenen Ausfallarten der unterschiedlichen topologischen Schalter des FC Wechselrichters, abgeändert nach [183].

Schalter	Ausfallart	Reaktion auf den Fehler	Zusatzbeschaltung	Eignung
S_{13}	KS	-	-	nein
S_{13}	OA	-	-	nein
S_{24}	KS	-	-	nein
S_{24}	OA	-	-	nein

3.3.4 Weitere Ansätze zur Steigerung der Fehlertoleranz

Neben den beiden bereits diskutierten Ansätzen über die Verwendung zusätzlicher Phasen oder Spannungsstufen ist ein erhöhtes Maß an Fehlertoleranz auch durch andere Strategien realisierbar. Nachfolgend wird zunächst auf die bereits in Kap. 2.6.6 beschriebene SOW Struktur eingegangen, welche als Kombination aus erhöhter Anzahl an verbauten Wechselrichterphasen und Spannungsstufen angesehen werden kann. Anschließend wird ein kurzer Überblick über die fehlertoleranten Eigenschaften kaskadierter oder modularer Topologien gegeben.

a) SOW Wechselrichter

Bei der SOW Struktur ist eine Unterscheidung zwischen den Schaltern des linken und rechten Wechselrichters sowie den Sternpunktschaltern nötig. Fällt ein Halbleiter in WR1 kurzgeschlossen oder offen aus, so existiert keine sinnvolle Strategie zum dauerhaften Weiterbetrieb des Antriebs. Selbst der Einsatz von Trennelementen führt nicht zu einer Verbesserung der fehlertoleranten Eigenschaften. Als temporäre Reaktionen auf Fehler kann jedoch ein ein- oder dreiphasiger AKS gestellt werden, wobei der einphasige AKS den geringfügigen Vorteil eines kurzzeitigen Weiterbetriebs bis zum Stillstand mit sich bringt.

Für WR2 gelten die gleichen Aussagen bezüglich des ein- oder dreiphasigen AKS-Betriebs. Zusätzlich ist bei einem Offen-Ausfall in WR2 jedoch der temporäre Weiterbetrieb in Sternschaltung möglich. Im Gegensatz zu einem Ausfall in WR1 kann durch den Einsatz von Trennelementen gemäß Abb. 3.6 (entweder drei AC- oder zwei DC-Trennschalter) ein kontinuierlicher Weiterbetrieb nach dem Halbleiterausfall erreicht werden. In der Literatur beschreibt [142] eine ähnliche Herangehensweise anhand einer vergleichbaren Problemstellung. Für einen fehlertoleranten Automobil-Antrieb entfällt diese Option jedoch analog zu den bisherigen Betrachtungen.

Im Falle des Defekts eines Sternpunktschalters eignet sich als temporärer Fehlerzustand in jedem Fall der einphasige AKS über die Schalter der betroffenen Phase in WR1 und WR2 (siehe Abb. 3.6, rechts). In diesem Zustand wird der defekte Schalter nicht weiter belastet, sofern der AKS-Pfad über die mit dem DC-Potenzial verbundenen Halbleiter gestellt wird und die verbleibenden Dioden somit in Sperrrichtung gepolt sind. Darf der defekte Halbleiter kurzzeitig weiter belastet werden, so eignet sich für den Kurzschluss-Ausfall auch der Weiterbetrieb in Sternschaltung und für einen Offen-Ausfall der Weiterbetrieb mit offenen Wicklungen. Die zusätzliche Verwendung von zwei AC-Trennschaltern zwischen den Schaltern am Sternpunkt ermöglicht außerdem den kontinuierlichen Weiterbetrieb mit offenen Wicklungen.

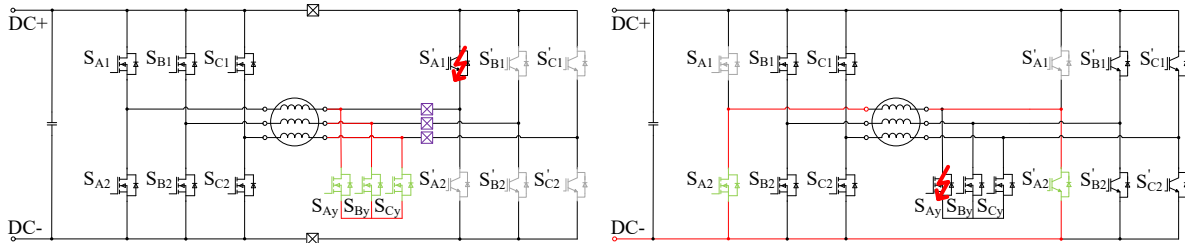


Abb. 3.6: Mögliche Maßnahmen und Reaktionen zur Verbesserung der fehlertoleranten Eigenschaften des SOW Wechselrichters. Trennschalter für Fehler von S'_{12} oder S_Y (links) und einphasiger AKS bei Ausfall eines Sternpunktschalters (rechts). Grüne Schalter sind dauerhaft leitfähig, graue Schalter dauerhaft sperrend.

Zusammenfassend lässt sich folgern, dass unter Verwendung der SOW Struktur grundsätzlich auf jedes betrachtete Ausfallereignis mit einer vorübergehenden AKS-ähnlichen Schutzansteuerung reagiert werden kann. Ein Weiterbetrieb ist jedoch nur in Einzelfällen möglich, wobei einige Ausfallarten zusätzliche Trennelemente für einen sicheren Weiterbetrieb benötigen. Die SOW Struktur eignet sich demnach nicht als vollständig fehlertoleranter Wechselrichter für ausfallsichere Antriebe.

Tab. 3.5: Mögliche Fehlerreaktionen und notwendige Zusatzbeschaltung bei verschiedenen Ausfallarten der unterschiedlichen topologischen Schalter des SOW Wechselrichters.

Schalter	Ausfallart	Reaktion auf den Fehler	Zusatzbeschaltung	Eignung
S_{12}	KS/OA	1-ph AKS + 2-ph PWM	-	temp.
S'_{12}	KS/OA	1-ph AKS + 2-ph PWM	-	temp.
S'_{12}	OA	Weiterbetrieb in Y-Schaltung	-	temp.
S'_{12}	KS/OA	Weiterbetrieb in Y-Schaltung	3 AC-Trennschalter/ 2 DC-Trennschalter	nein
S_Y	KS	Weiterbetrieb in Y-Schaltung	-	temp.
S_Y	OA	Weiterbetrieb mit OW	-	temp.
S_Y	KS/OA	1-ph AKS + 2-ph Weiterbetrieb	-	ja
S_Y	KS/OA	Weiterbetrieb mit OW	2 AC-Trennschalter	nein

b) Fehlertoleranz durch Kaskadierung und Modularität

Neben den bereits vorgestellten Prinzipien kann fehlertolerantes Verhalten außerdem durch solche Wechselrichtertypen erreicht werden, die entweder generell modular aufgebaut sind oder die sich aus Kaskaden einzelner Untereinheiten zusammensetzen. Ein Beispiel eines modular aufgebauten Wechselrichters stellt der MMC dar, welcher aus einer großen Anzahl seriell verschalteter Submodule besteht und unter anderem in der HGÜ eingesetzt wird [88, 187]. Bei Ausfall eines Halbleiters kann der Wechselrichter dann weiterbetrieben werden, wenn die Anzahl an Submodulen auch nach dem Defekt ausreichend groß ist

und das betroffene Submodul durch einen Bypass-Schalter überbrückt werden kann. Um jede Art von Ausfall abzudecken, ohne defekte Bauteile zu nutzen, müssten jedoch zumindest bei Verwendung von Halbbrückenmodulen ebenfalls zusätzliche Schalter verbaut werden.

Das gleiche gilt für den kaskadierten Vollbrückenwandler (CHB, *Cascaded H-Bridge*), der ebenfalls aus seriell verschalteten Submodulen besteht. Im Gegensatz zur MMC Struktur, welche Kondensatoren als Energiespeicher in den Submodulen nutzt, werden hier allerdings zusätzlich eigene Batterie-Einheiten verbaut [30]. Da die Fahrzeugbatterie somit auf mehrere Baugruppen verteilt ist, kann an dieser Stelle von aktiver Redundanz gesprochen werden. Bei Ausfall eines Halbleiters erfolgt die Rekonfiguration durch Überbrücken des defekten Submoduls über die Schalter der zugehörigen Vollbrücke.

Eine weitere Ausführungsform modularer Wechselrichter ist der MHF (*Modular High Frequency*) Wechselrichter, welcher jede Wicklung einzeln mit jeweils in Serie verschalteten Vollbrücken inklusive Kondensator und Bypass-Schaltern versorgt [188]. Werden diese Vollbrücken nicht in Serie geschaltet, sondern jeweils mit einer eigenen Batterie versehen und unabhängig voneinander betrieben, kann ebenfalls eine Maschine mit offenen Wicklungen versorgt werden [189]. Beide Strukturen weisen ein gewisses Level an Fehlertoleranz auf, das jedoch stark vom Aufbau der Submodule und der Anzahl der realisierten Phasen sowie der Spannungsdimensionierung der Halbleiter abhängt.

Grundsätzlich zeigen kaskadierte und modulare Wechselrichter also ebenfalls fehlertolerante Eigenschaften. Auf eine detaillierte Betrachtung der vorgestellten Topologien soll aufgrund der geringen Relevanz derartiger Strukturen für den Einsatz im BEV an dieser Stelle jedoch verzichtet werden.

3.4 Zusammenfassung

Fehlertolerante Eigenschaften erhöhen die Verfügbarkeit und damit die Zuverlässigkeit eines elektrischen Antriebsstrangs. Da Leistungshalbleiter die Komponenten mit der größten Ausfallwahrscheinlichkeit darstellen, kann insbesondere durch die Wahl einer geeigneten Wechselrichterstruktur Einfluss auf das Verhalten im Fehlerfall genommen werden. Dabei ist eine Vielzahl unterschiedlicher Konzepte bekannt, die nach dem Ausfall von Halbleitern grundsätzlich einen Weiterbetrieb ermöglichen. Allen Prinzipien ist gemein, dass nach erfolgreicher Detektion des defekten Schalters eine Rekonfiguration der Ansteuerung erfolgt, welche mit den verbleibenden intakten Komponenten in einen Fehlerbetrieb übergeht. Je nach Herangehensweise erfolgt das Abkoppeln des fehlerhaften Bauteils durch zusätzliche Trennelemente oder durch die benachbarten Halbleiterschalter. Die Verwendung von Trennschaltern oder Sicherungen ist für Automobil-Antriebe aufgrund der damit verbundenen Kosten und dem benötigten Bauraum jedoch zu vermeiden. Da die Ausfallcharakteristik von Leistungshalbleitern nicht exakt vorherzusagen ist, ist ein sicherer Weiterbetrieb nur dann möglich, wenn defekte Bauteile nicht weiter belastet werden.

Ziel eines jeden fehlertoleranten Antriebs ist es, nach dem Ausfall in einen *fail-operational* Zustand überzugehen, in dem das Fahrzeug zwar gegebenenfalls mit reduzierter Gesamtleistung aber dennoch sicher weiterbetrieben werden kann. Die Art und Weise der Rekonfiguration entscheidet dabei über die im Fehlerbetrieb verfügbare Spannung und den maximalen Strom, wodurch sich verschiedene Konzepte unterschiedlich auf den Betriebsbereich des Antriebs auswirken. Bei klassischen Auslegungen ist an dieser Stelle aufgrund des größeren verbleibenden Stellbereichs eine Spannungsreduktion gegenüber einer Stromreduktion zu bevorzugen.

Die Mehrzahl aller Konzepte zur Realisierung von fehlertoleranten Wechselrichtern setzt auf das Prinzip der Redundanz. Dabei ist der aktive Redundanzansatz, bei dem alle verbauten Komponenten auch im Normalbetrieb genutzt werden, der passiven Redundanz in den meisten Fällen sowohl aus Performance- als auch aus Kostengründen überlegen. Zur Umsetzung aktiver Redundanz kann unter anderem auf

Mehrphasen- oder auf Mehrpunkt-Wechselrichter gesetzt werden. Beide Ansätze versprechen je nach ausgewählter Struktur unterschiedliche Vor- und Nachteile. Die in diesem Kapitel vorgestellte Übersicht zeigt jedoch, dass ein Wechselrichtertyp im Hinblick auf seine fehlertoleranten Eigenschaften besonders positiv zu bewerten ist. Die ANPC Struktur ist demnach die einzige Topologie, welche ohne zusätzliche, aufwändige Schutzbeschaltung für alle Ausfallarten in einen Fehlerbetrieb übergehen kann. Dieser wird durch eine kontinuierliche Neutralpunktverbindung der defekten Phase realisiert, was zu einer Reduktion der nach dem Ausfall verfügbaren Spannung führt. In den folgenden Kapiteln dieser Arbeit wird daher insbesondere die Eignung des ANPC Wechselrichters für den Einsatz in BEVs mit Fokus auf dessen Betriebsverhalten im Fehlerfall untersucht.

Kapitel 4

Die ANPC Struktur für Traktionswechselrichter in batterieelektrischen Fahrzeugen

Da die ANPC Struktur gemäß den Ausführungen aus Kap. 3 ein höheres Maß an Fehlertoleranz als alle weiteren hier betrachteten Wechselrichterstrukturen aufweist und sich daher besonders für den Einsatz in einem fehlertoleranten Antriebsstrang eignet, befasst sich dieses Kapitel mit konkreten Anforderungen an diesen Wechselrichtertyp, die sich speziell aus dem Einsatz im Automobil ergeben. Hierfür werden anhand geeigneter Modulationsverfahren und den daraus resultierenden Verlusten zunächst die im Gegensatz zur B6 Struktur auftretenden Herausforderungen diskutiert und anschließend Verfahren zu deren Lösung vorgestellt.

4.1 Maschinenprüfstand mit ANPC Wechselrichter

Die im Folgenden beschriebenen Ausführungen zu unterschiedlichen Modulationsverfahren, den damit verbundenen Verlusten und dem resultierenden Betriebsverhalten des ANPC Wechselrichters beruhen zum größten Teil auf Messungen an einem Maschinenprüfstand, dessen wichtigste Hardware-Komponenten hier vorgestellt werden. Der Aufbau des Schaltschranks, in dem sich neben dem ANPC Wechselrichter sowohl die Spannungsversorgung als auch die Ansteuerung und die Messtechnik befindet, ist in Abb. 4.1 abgebildet. Die Spannungsversorgung erfolgt über zwei Netzteile mit einer Maximalleistung von je 10 kW und einer maximalen Spannung von 1 kV. Zur Erhöhung der verfügbaren Eingangsleistung können diese in Serie betrieben werden, was zusätzlich die Option eines festen Neutralpunktabgriffs bietet. Dieser wird beispielsweise für die Ausführungen in Kap. 6.3 zur gezielten Einstellung des Neutralpunktpotenzials auf einen definierten Wert verwendet. Die Ansteuerung erfolgt über die dSPACE Plattform DS1007 mit den Xilinx FPGA Modulen DS5203 und DS5203M1, wobei die Regelung, die Berechnung der Schaltzeiten und die Definition der Schaltsequenzen auf dem Hauptprozessor erfolgt,

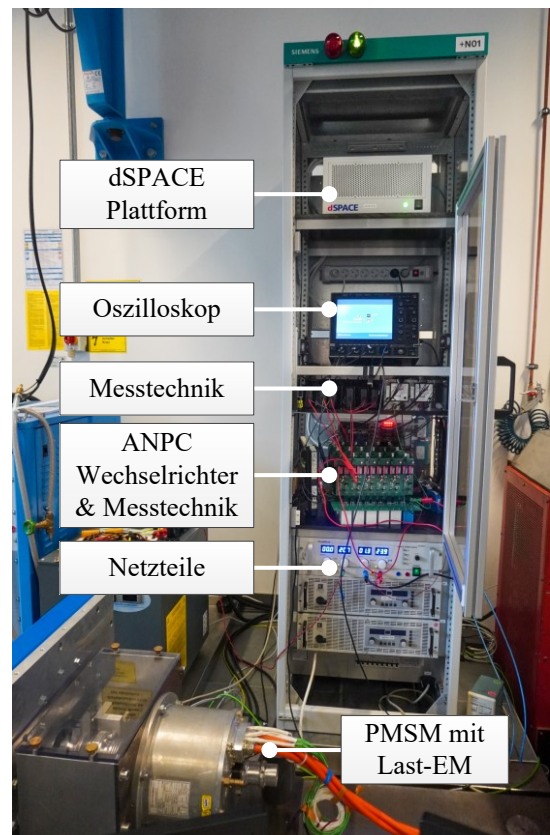
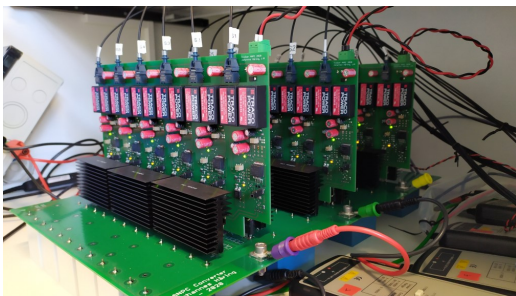


Abb. 4.1: Prüfstandsaufbau.

während die Messdatenerfassung, die Definition der Schaltzustände, die Manipulation der Schaltflanken sowie die Ausgabe der Schaltzustände auf den FPGA Modulen implementiert ist. Die Programmierung erfolgt über den Xilinx System Generator mit Hilfe von MATLAB Simulink, die Echtzeitanalyse und Steuerung wird über das Programm dSPACE ControlDesk durchgeführt. Die Übergabe der Schaltsignale erfolgt zunächst über eine zentrale Steuerplatine, welche sowohl zur Verteilung der Ansteuersignale als auch zur Ansteuerung und Auswertung der Messtechnik dient. Anschließend werden die Signale per Lichtwellenleiter an die Treiber der Leistungshalbleiter des Wechselrichters gesendet. Zur Messung der Zwischenkreisspannung werden zwei Sensoren vom Typ *LEM Voltage Transducer LV 25-P* verwendet, während die Ausgangsspannungen und Sperrspannungen der Schalter mit Differenzialtastköpfen vermessen werden. Zur Messung der Phasenströme sind drei Stromsensoren des Typs *LEM Current Transducer HTA 100-S* verbaut, zur Messung der Ströme durch einzelne Schalter werden Rogowski-Spulen (*PEM CWTUM/03*) verwendet. Die Erfassung des Lagewinkels und der Drehzahl erfolgt über einen Resolver, zur Bestimmung des Drehmoments wird eine Drehmomentmesswelle verwendet.

Die beiden Hauptkomponenten, der ANPC Wechselrichter sowie die 800 V IPMSM von AVL sind zusammen mit deren wichtigsten Kenndaten in Abb. 4.2 abgebildet. Die Nenndaten der elektrischen Maschine können dabei aufgrund der verfügbaren Hardware und der begrenzten Anschlussleistung nicht ausgereizt werden. Vielmehr dient der Prüfstand der Untersuchung prinzipieller Zusammenhänge, die auch mit reduzierter Leistung analysiert werden können. Dennoch bietet das vorliegende Hardware-Setup die Möglichkeit, Messungen an einer realen Antriebsmaschine mit automobilspezifischen Kenndaten durchzuführen. Als Last für die zu untersuchende Maschine (blau) wird eine zweite elektrische Maschine (silbern) verwendet, deren Wicklungen über einstellbare Widerstände gebrückt werden, um bei einer festen Drehzahl ein definiertes Drehmoment aufbringen zu können. Eine eigene Ansteuerung und Regelung der Lastmaschine ist nicht vorgesehen. Die kaskadierte Regelstruktur für die aktiv betriebene PMSM inklusive aller genannten Komponenten ist in Abb. 4.3 skizziert. Ausgehend von dieser Struktur wird die Ansteuerung – wie in den nachfolgenden Kapiteln beschrieben – in Abhängigkeit der betrachteten Anforderungen weiter ergänzt und angepasst.



Tab. 4.1: Kenndaten von Wechselrichter und Maschine.

Parameter	Symbol	Wert
ANPC Wechselrichter		
Zwischenkreiskapazität	C_{ZK}	740 μF
Zwischenkreisspannung	U_{DC}	800 V
Max. Phasenstrom	$I_{\text{max,eff}}$	25 A
IPMSM		
Polpaarzahl	p	4
Statorinduktivitäten	L_d/L_q	350/705 μH
Permanentfluss	Ψ_{PM}	140 mVs
Statorwiderstand	R_s	10 m Ω
Max. Strangspannung	$U_{s,\text{max}}$	480 V
Nennstrom	I_N	350 A
Nennleistung	P_N	220 kW
Nenn Drehzahl	n_N	4060 min^{-1}

Abb. 4.2: Dreiphasiger Dreipunkt-ANPC Wechselrichter und Prüfstands-Maschine mit angekoppelter Last sowie deren wichtigste Kenndaten.

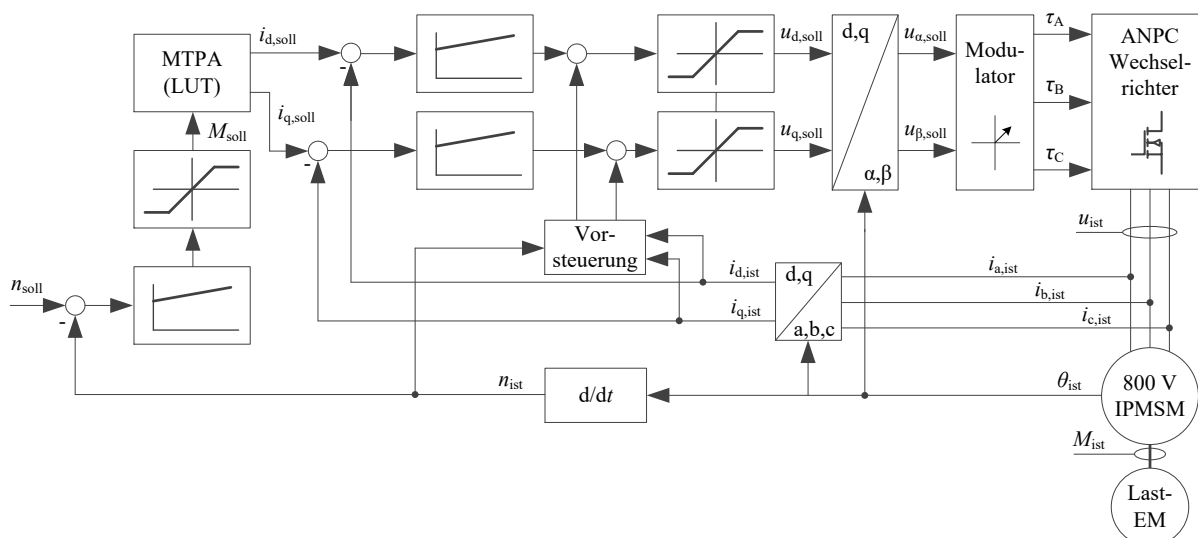


Abb. 4.3: Für den Prüfstand implementierte feldorientierte Regelstruktur.

Der zu untersuchende dreiphasige Dreipunkt-ANPC Wechselrichter ist mit luftgekühlten 650 V SiC-MOSFETs (ROHM SCT3060ALHR) im TO-247 Gehäuse aufgebaut. Jeder topologische Schalter ist als Parallelschaltung dreier Einzelchips, die thermisch jeweils über einen gemeinsamen Kühlkörper verbunden sind, realisiert. Der mit Folienkondensatoren aufgebaute Zwischenkreis befindet sich auf der Unterseite des Leistungsteils, die Treiber-Platinen sind senkrecht von oben auf diesen montiert. Durch dieses Design wird die Messung der Chiptemperaturen im laufenden Betrieb mit Hilfe einer Infrarot-Kamera möglich. Die Schalter sind so angeordnet, dass die resultierenden Streuinduktivitäten der unterschiedlichen Kommutierungspfade für die in Kap. 2.6.4 beschriebenen Modulationsschemata MS1 und MS3 vorteilhaft sind. Abb. 4.4 zeigt die Anordnung der Schalter sowie ein von vorne (im abgebildeten Foto links) aufgenommenes Bild der Infrarot-Kamera in einem konstanten Betriebspunkt, bei dem die Kühlkörper von Phase A zur genaueren Definition der Messpunkte abgenommen wurden. Da mit Hilfe der quasi-kalorimetrischen Bestimmung der Halbleiterverluste keine Aussage über die tatsächliche Sperrschichttemperatur getroffen werden kann, wurde eine Kalibrierung über das Einprägen einer konstanten DC-Verlustleistung vorgenommen und daraus der thermische Widerstand jedes einzelnen Chips bestimmt, über welchen im Betrieb die Rückrechnung auf die tatsächlich auftretenden Verluste erfolgt. Zusätzlich zu den Messungen am Maschinenprüfstand wurden außerdem Messungen mit passiver, ohmsch-induktiver Last durchgeführt, um grundlegende maschinenunabhängige Zusammenhänge aufzuzeigen.

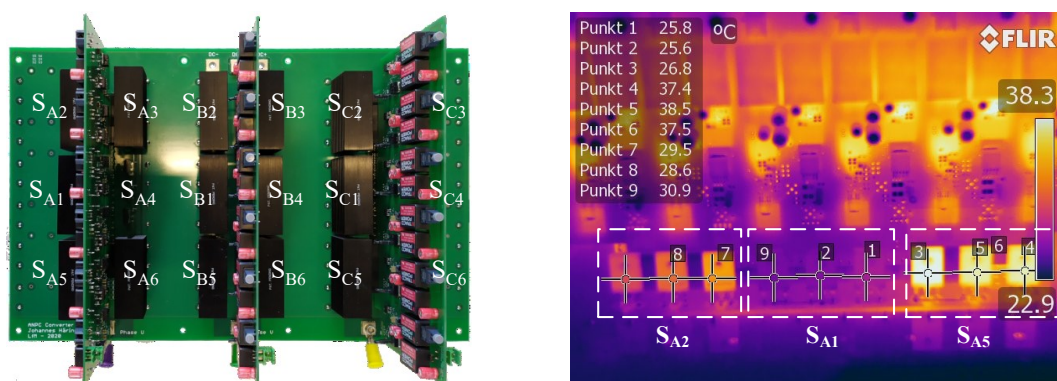


Abb. 4.4: Positionierung der topologischen Schalter auf der Wechselrichter-Platine und zugehöriges Foto der Infrarot-Kamera von den Schaltern S_1 , S_2 und S_5 in Phase A im PWM-Betrieb.

Abb. 4.5 zeigt die Zeitverläufe grundlegender Parameter des Maschinenprüfstands während eines kurzen Fahrspiels zur Evaluierung der Güte der Messsignale. Aufgrund der fehlenden Rückspeisefähigkeit des verwendeten Netzteils wurde die Maschine statt aktiver Bremsvorgänge durch das anliegende Lastmoment abgebremst. Grundsätzlich wird das Betriebsverhalten in allen stationären und dynamischen Arbeitspunkten trotz der niedrigen Auslastung der elektrischen Maschine als repräsentativ für die zu untersuchenden Zusammenhänge bewertet.

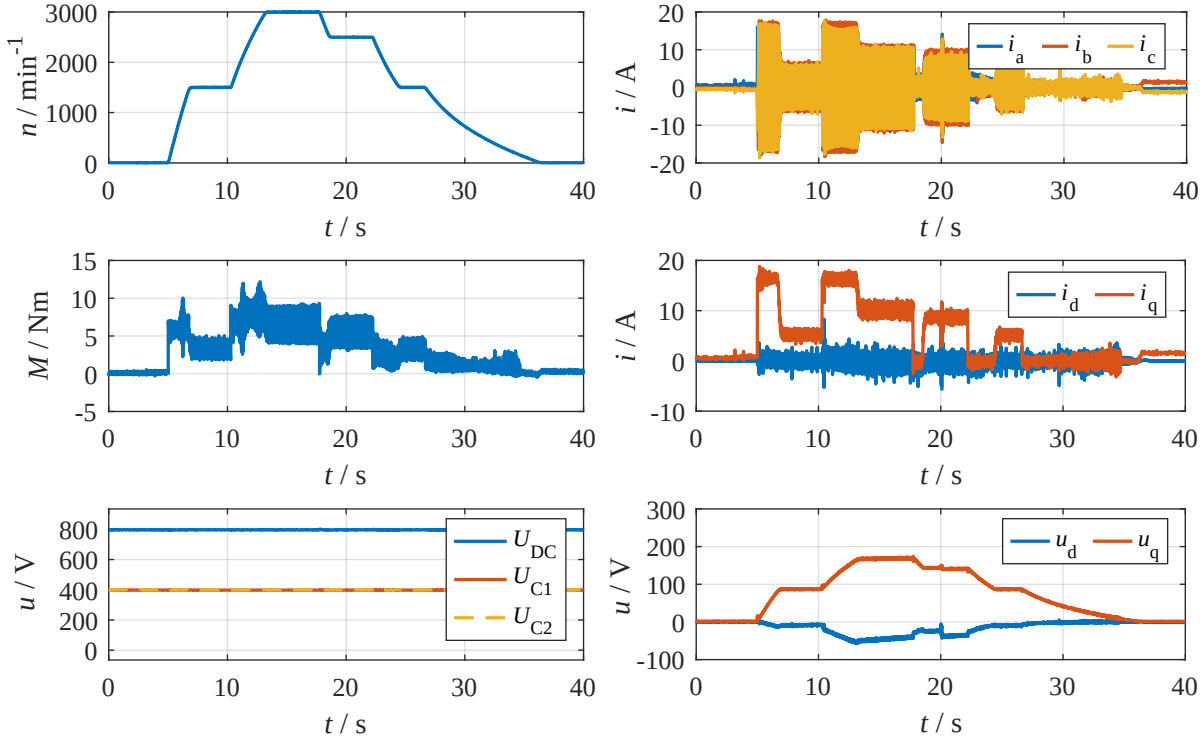


Abb. 4.5: Gemessene Zeitverläufe während eines kurzen Fahrspiels am Maschinenprüfstand.

4.2 Modulationsverfahren und Verluste

Zur Ansteuerung des ANPC Wechselrichters mit PWM oder RZM stehen unterschiedliche Modulationsschemata zur Verfügung. Das Modulationsschema beschreibt dabei die verwendeten Schaltzustände – insbesondere für den Neutralpunktpfad – und damit die Kommutierungsvorgänge beim Übergang zwischen den Schaltzuständen. Nachfolgend wird zunächst auf alle möglichen Ausprägungen sowie auf die beim Übergang zwischen zwei Zuständen auftretenden Verluste eingegangen. Anschließend werden die drei gängigsten in der Literatur beschriebenen Modulationsschemata vor dem Hintergrund der Anwendung in einem Antriebs-Wechselrichter untersucht. Ausgehend davon wird ein Formelsatz zur Beschreibung der auftretenden Verluste für jedes Modulationsschema vorgestellt. Zur Validierung der theoretischen Aussagen dienen Messungen am ANPC-Prüfstand.

4.2.1 Schaltzustände und Kommutierungsvorgänge

Für die Betrachtung der Kommutierungsvorgänge werden zunächst alle sinnvollen in der Literatur diskutierten Schaltzustände definiert (vgl. [125, 190, 191]). In Tab. 4.2 sind neun unterschiedliche Varianten beschrieben, wobei jeweils zwei davon die Spannung DC+ bzw. DC- am AC-Ausgang einprägen. Zusätzlich sind fünf unterschiedliche Nullzustände möglich. Die leitenden Schalter sind dabei mit einer '1' markiert und in der nebenstehenden Zeichnung grün dargestellt.

Die Zustände P und P' führen prinzipiell beide zur gleichen Spannung am Phasenausgang. Das zusätzliche Einschalten von S₆ im Zustand P definiert jedoch eine symmetrische Spannungsaufteilung auf die beiden Schalter S₃ und S₄. Das gleiche Prinzip gilt für die Schalterstellungen in N, wobei hier zur Spannungssymmetrierung S₅ eingeschaltet wird. Auch für den Spannungsnullzustand am Phasenausgang existieren mehrere redundante Schaltzustände. Diese unterscheiden sich primär anhand des gewählten Strompfads. Je nach Ansteuerung der vier inneren Schalter fließt der Strom entweder über den oberen (S₂ und S₅), über den unteren (S₃ und S₆) oder über beide inneren Pfade. Analog zu den bereits beschriebenen Zuständen P und N kann auch hier gezielt eine symmetrische Spannungsaufteilung auf die sperrenden Halbleiterschalter erreicht werden. Die Aufteilung der Schalt- und Durchlassverluste auf die Einzelschalter wird dabei maßgeblich von den gewählten Schalterstellungen beeinflusst [192].

Standardmäßig wird für den kontinuierlichen PWM-Betrieb innerhalb einer Spannungshalbwelle pro Spannungszustand (+1, 0 oder -1) ein fester Schaltzustand (P, N, 0⁺, 0[±], ...) verwendet. Die Kombination aus den Schalterstellungen für DC+, DC- und das Neutralpunktspotenzial wird hier – wie bereits in Kap. 2.6.4 eingeführt – als Modulationsschema (MS) bezeichnet. Nachfolgend wird der Fokus insbesondere auf die drei in dieser Arbeit als MS1, MS2 und MS3 bezeichneten Modulationsschemata gelegt. Diese unterscheiden sich ausschließlich in der Wahl des Nullzustands. Bei MS1 wird der Strom während der positiven Spannungshalbwelle über die beiden oberen inneren Schalter geführt, bei MS2 über die unteren und bei MS3 sind alle vier inneren Schalter beteiligt, wodurch sich der Strom auf zwei parallele Pfade aufteilen kann. Während der negativen Halbwelle wird bei MS1 und MS2 der jeweils komplementäre Nullzustand verwendet. Tab. 4.3 definiert die zum jeweiligen Modulationsschema gehörigen Nullzustände. Bei den hier betrachteten Modulationsschemata werden ausschließlich diejenigen Schaltzustände betrachtet, bei denen gemäß Kap. 3.3.3 c) zu jedem Zeitpunkt die Möglichkeit zur Detektion von Kurzschlüssen gegeben ist.

Tab. 4.3: Nullzustände der Modulationsschemata eines ANPC Wechselrichters.

Modulationsschema	Nullzustand (pos. Halbwelle)	Nullzustand (neg. Halbwelle)
MS1	0 ⁺	0 ⁻
MS2	0 ⁻	0 ⁺
MS3	0 [±]	0 [±]

Aus der Vielzahl an Kombinationsmöglichkeiten unterschiedlicher Schaltvorgänge ergibt sich ferner die Möglichkeit, über eine geschickte Wahl der Abfolge von Schalthandlungen Verluste aktiv auf die zur Verfügung stehenden Halbleiter umzuverteilen [137, 192–194]. Dieser Ansatz wird in Kap. 4.4.2 näher beschrieben.

Tab. 4.2: Mögliche Schaltzustände eines ANPC Wechselrichters.

Zustand	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆	Grafik
P	1	1	0	0	0	1	
P'	1	1	0	0	0	0	
0 ^{+'}	0	1	0	0	1	0	
0 ⁺	0	1	0	1	1	0	
0 [±]	0	1	1	0	1	1	
0 ⁻	1	0	1	0	0	1	
0 ^{-'}	0	0	1	0	0	1	
N'	0	0	1	1	0	0	
N	0	0	1	1	1	0	

4.2.2 Schaltabfolgen der gängigsten Modulationsschemata

Vor einer genaueren Betrachtung der Schalthandlungen der drei ausgewählten Modulationsschemata sollen zunächst die für einen sicheren Zustandswechsel nötigen Anforderungen definiert werden. Zur Vermeidung von Phasenkurzschlüssen oder der Überschreitung der Spannungsfestigkeit der Leistungshalbleiter bedarf es – wie nachfolgend aufgeführt – der Einhaltung fester Verriegelungszustände. Diese ergeben sich bei einem ANPC Wechselrichter in Abhängigkeit des gewählten Modulationsschemas.

- Allgemein: Verriegelung von S_1 gegen S_5 (bzw. S_4 gegen S_6), um einen Kurzschluss des oberen (bzw. unteren) Zwischenkreiskondensators zu verhindern.
- MS1 & MS2: Verriegelung von S_1 gegen S_4 und S_2 gegen S_3 , um einen Kurzschluss des gesamten Zwischenkreises, die Überlastung eines Einzelschalters sowie eine Überbrückung der einzelnen Kondensatoren über die Schalter $[S_1, S_2, S_3, S_6]$ bzw. $[S_5, S_2, S_3, S_4]$ zu vermeiden.
- MS3: Verriegelung von S_1 gegen S_4 , S_1 gegen S_3 und S_2 gegen S_4 , um einen Kurzschluss des gesamten Zwischenkreises, die Überlastung eines Einzelschalters sowie eine Überbrückung der einzelnen Kondensatoren über die Schalter $[S_1, S_2, S_3, S_6]$ bzw. $[S_5, S_2, S_3, S_4]$ zu vermeiden.

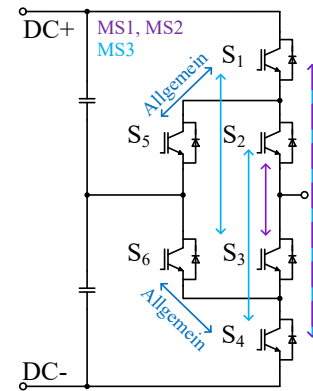


Abb. 4.6: Verriegelungsmechanismen einer ANPC Phase.

Um sicherzustellen, dass bei einer Schalthandlung keine der aufgeführten Regeln verletzt wird, sind zwischen den einzelnen Schaltzuständen aus Tab. 4.2 Verriegelungszustände einzuhalten. Gemäß der Anforderungen aus Kap. 3.3.3 c) müssen gegebenenfalls weitere Zwischenzustände eingeführt werden. Insbesondere beim Nulldurchgang des Stroms ist die Wahl der Zwischenzustände entscheidend, da bei undefinierter Stromrichtung auch die Spannungsaufteilung auf die Halbleiter nicht immer definiert ist. Für den in dieser Arbeit verwendeten Prüfstand ist diese Verriegelung über Logik-Abfragen als Kontrollinstanz auf FPGA-Ebene implementiert.

Die nachfolgende – auf den bereits veröffentlichten Ausführungen aus [HHWB23] aufbauende – Analyse der exakten Schaltabfolgen von MS1, MS2 und MS3 liefert einen Einblick in die unterschiedliche Komplexität der Implementierung der Modulationsschemata. Es gilt allgemein, dass sich die Wahl der Zwischenzustände nicht signifikant auf die Verteilung sowie den Absolutwert der Schaltverluste auswirkt, da die zusätzlich auftretenden Schalthandlungen – mit Ausnahme kapazitiver Verluste und den im Anschluss betrachteten parasitären Effekten – verlustfrei ablaufen. Auf die unterschiedlichen Kommutierungsinduktivitäten jeder Schalthandlung in Abhängigkeit des Modulationsschemas und die resultierenden absoluten Verlustenergien wird in Kap. 4.2.3 eingegangen. Die in den nachfolgenden Grafiken gewählten Symbole zur Beschreibung der Schaltvorgänge sind in Abb. 4.7 definiert. Da der Prüfstandswechselrichter mit SiC-MOSFETs aufgebaut ist, werden nachfolgend ebenfalls grundsätzlich MOSFETs in den zugehörigen Schaltbildern verwendet.

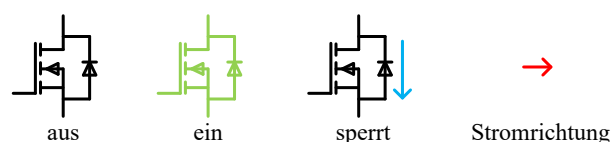
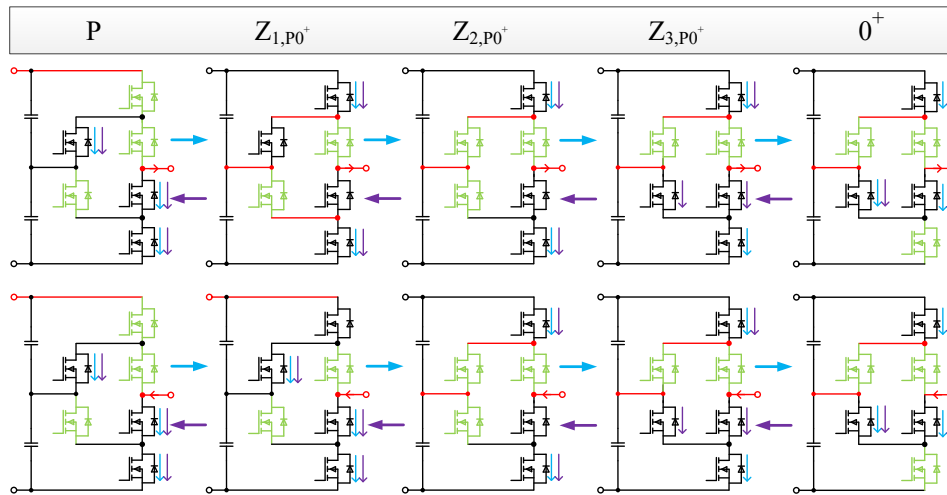
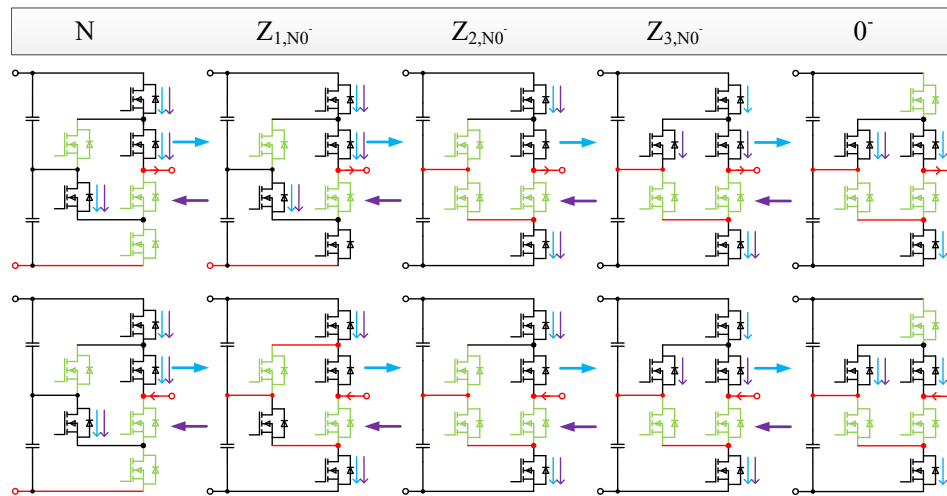


Abb. 4.7: Symbole für die Betrachtung der Schaltvorgänge.

a) Modulationsschema 1

Die Festlegung der Schaltreihenfolgen für MS1 gestaltet sich komplexer als für die anderen beiden Modulationsschemata. Zwar wäre es beim Übergang von P zu 0^+ prinzipiell möglich, zunächst die beiden Schalter S_1 und S_6 auszuschalten und anschließend nach einer kurzen Totzeit S_4 und S_5 einzuschalten. In genau diesem Zwischenzustand, in dem ausschließlich S_2 eingeschaltet ist, ist jedoch bei negativem Phasenstrom die Spannungsaufteilung auf die Schalter in der unteren Hälfte der Wechselrichterphase nicht definiert und stellt sich entsprechend in Abhängigkeit des Vorzustands, parasitärer Elemente sowie dem Verhältnis der Sperrwiderstände der drei unteren Schalter ein. Daher ist zu diesem Zeitpunkt keine Kurzschlussdetektion mit Hilfe der $U_{CE,sat}$ -Methode nach [170] möglich. Weil der Fokus dieser Arbeit auf ausfallsicheren Wechselrichtern liegt, sollen derartige Schaltzustände vermieden werden.

Um zu jedem Zeitpunkt auf Fehler reagieren zu können, wird eine Reihe von Zwischenzuständen benötigt. Dabei verhalten sich die Spannungen und Ströme in der positiven und negativen Spannungshalbperiode symmetrisch, wie Abb. 4.8 und 4.9 zeigen. Bei positiver Stromrichtung wird ausgehend von Zustand P zunächst S_1 ausgeschaltet, woraufhin der Strom auf beide inneren Pfade kommutiert. Die Aufteilung auf die beiden Pfade hängt dabei zum einen statisch vom Unterschied der Durchlasswiderstände der Halbleiter (Bauteilstreuung) und zum anderen dynamisch von der Kommutierungsinduktivität ab.

Abb. 4.8: Schaltvorgänge und Verriegelungszustände zwischen P und 0^+ bei MS1.Abb. 4.9: Schaltvorgänge und Verriegelungszustände zwischen N und 0^- bei MS1.

Im nächsten Zwischenzustand $Z_{2,P0+}$ wird S_5 spannungslos eingeschaltet und der Strom kommutiert vollständig auf den oberen inneren Pfad. Dieser Kommutierungsvorgang kommt zustande, da der Strom im Gegensatz zur vorher leitenden Bodydiode im Rückwärtsbetrieb des eingeschalteten SiC-MOSFETs aufgrund der fehlenden Schwellenspannung eine niedrigere Potenzialdifferenz überwinden muss. Bei IGBTs würde der Strom hier weiterhin über beide inneren Pfade fließen. Anschließend wird in $Z_{3,P0+}$ S_6 verlustlos ausgeschaltet, wodurch sich nichts an der Spannungsaufteilung oder dem Strompfad ändert. Hier gilt es allerdings zu beachten, dass die Spannungsverteilung abhängig vom vorherigen Zustand ist. Beim Übergang von Zustand 0^+ zu $Z_{3,P0+}$ stellt sich eine andere Verteilung auf die sperrenden Schalter ein als in der anderen Richtung (violette Pfeile). Im letzten Schritt schaltet dann S_4 stromlos ein, um die Spannungsaufteilung zwischen den unteren Schaltern wieder eindeutig zu definieren. Die Schaltabfolgen für die negative Stromrichtung sowie die negative Spannungshalbwellen verlaufen analog. Die Zwischenzustände $Z_{1,P0+}$ und $Z_{3,P0+}$ dienen der Verriegelung von S_1 gegen S_5 beziehungsweise S_4 gegen S_6 , weshalb die Verriegelungszeit hier auf die Schaltdauer der Halbleiter abgestimmt werden muss. Der Übergang in den Zustand $Z_{2,P0+}$ hingegen erfordert keinen aktiven Schaltvorgang unter Last, weshalb die Dauer dieses Zwischenzustands kürzer gewählt werden kann.

Für den Halbwellenübergang gilt das Prinzip, das nachfolgend für MS2 vorgestellt wird, da hier einmalig der Nullzustand gewechselt werden muss. Alternativ kann der Übergang von einem Nullzustand auf den anderen (beispielsweise von 0^+ zu 0^-) über den Übergangszustand $0^\pm$ erfolgen.

b) Modulationsschema 2

Bei MS2 ist der Übergang zwischen einzelnen Schaltzuständen weniger komplex. Wie Abb. 4.10 zu entnehmen ist, genügt sowohl für die positive als auch für die negative Spannungshalbwellen jeweils ein einzelner Zwischenzustand $Z_{1,P0-}$ bzw. $Z_{1,N0+}$. Beim Wechsel von Zustand P in den Zustand 0^- wird zunächst S_2 aus- und anschließend S_3 eingeschaltet. Schon während $Z_{1,P0-}$ kommutiert der Strom auf den richtigen inneren Pfad über die beiden Schalter S_3 und S_6 . Gleiches gilt für den entgegengesetzten Vorgang bei negativer Stromrichtung, weshalb hier nicht zwischen den beiden Richtungen unterschieden wird. Durch die gegenseitige Verriegelung der beiden Schalter S_2 und S_3 wird ein Kurzschließen des oberen Zwischenkreiskondensators verhindert. Für die Schaltabfolge während der negativen Spannungshalbwellen gelten die gleichen Randbedingungen, weshalb die Ansteuerung der Schalter symmetrisch zur positiven Halbwellen erfolgt. Die resultierenden Kommutierungspfade ergeben sich in Abhängigkeit der Stromrich-

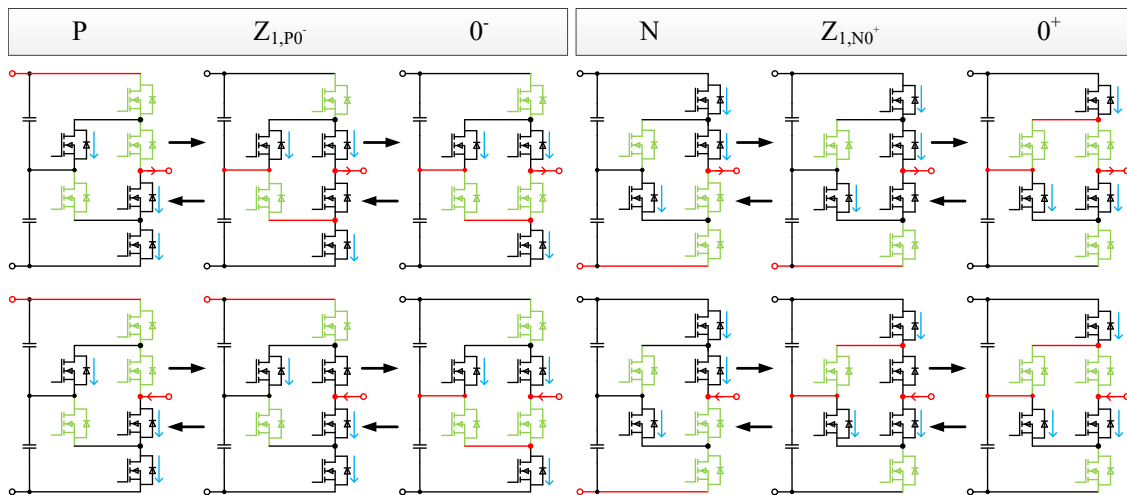


Abb. 4.10: Schaltvorgänge und Verriegelungszustände zwischen P und 0^- (links) sowie zwischen N und 0^+ (rechts) bei MS2.

tung und der Schalterstellungen wie eingezeichnet. Auch bei MS2 muss zusätzlich der Übergang zwischen den beiden Halbwellen betrachtet werden. Analog zu MS1 kann entweder von einem Nullzustand in den anderen geschaltet oder für je einen Schaltvorgang die Schaltfolge für MS1 verwendet werden.

c) Modulationsschema 3

Die Verriegelungslogik für MS3 erfordert den geringsten Implementierungsaufwand. Die Schaltvorgänge inklusive aller benötigter Zwischenzustände für positiven sowie negativen Phasenstrom sind in Abb. 4.11 dargestellt. Da im Spannungsnullzustand immer alle vier inneren Schalter leiten, muss keine Unterscheidung zwischen positiver und negativer Spannungshalbwelle vorgenommen werden. Die Übergänge zwischen P bzw. N und $0^\pm$ verlaufen stattdessen gespiegelt ab. Die beiden Zwischenzustände $Z_{1,P0^\pm}$ und $Z_{1,N0^\pm}$ dienen dabei als Übergangszustände, da zunächst die äußeren Schalter S_{14} ausschalten und erst nach der Verriegelungszeit die beiden verbleibenden inneren Halbleiter einschalten. Für negativen Phasenstrom stellt sich die gleiche Schaltabfolge ein. Der einzige Unterschied besteht in den resultierenden Strompfaden und der Spannungsaufteilung während der Zwischenzustände. Dabei führt aufgrund der Diodenvorwärtsspannung der internen Bodydioden der verbauten SiC-MOSFETs immer der Pfad mit der niedrigeren Anzahl an ausgeschalteten rückwärts leitenden Schaltern den Strom. Bei der Verwendung von Si-IGBTs mit antiparallelen Dioden würde hier die Wahl eines Vorzugspfads für beide Zwischenzustände erwartet. Alle eingezeichneten Strompfade wurden anhand von Schaltmessungen, welche im Anschluss genauer betrachtet werden, auf ihre Richtigkeit hin untersucht.

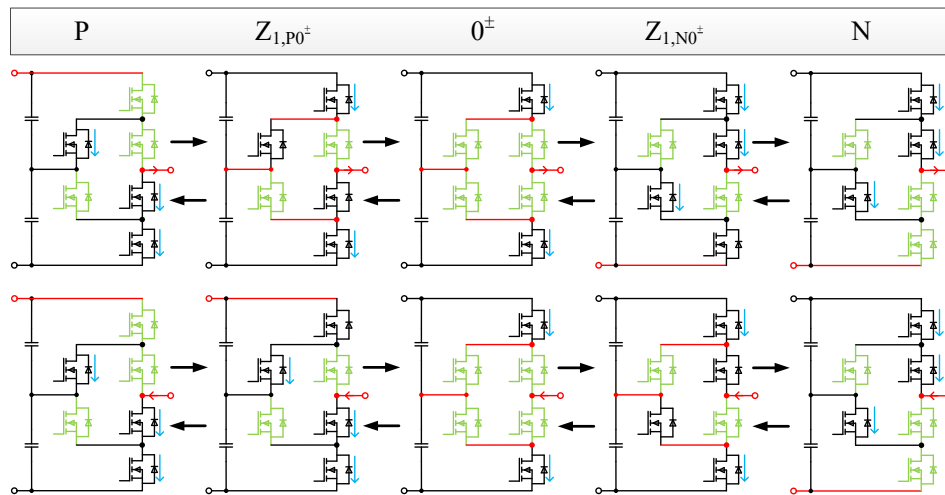


Abb. 4.11: Schaltvorgänge und Verriegelungszustände bei MS3.

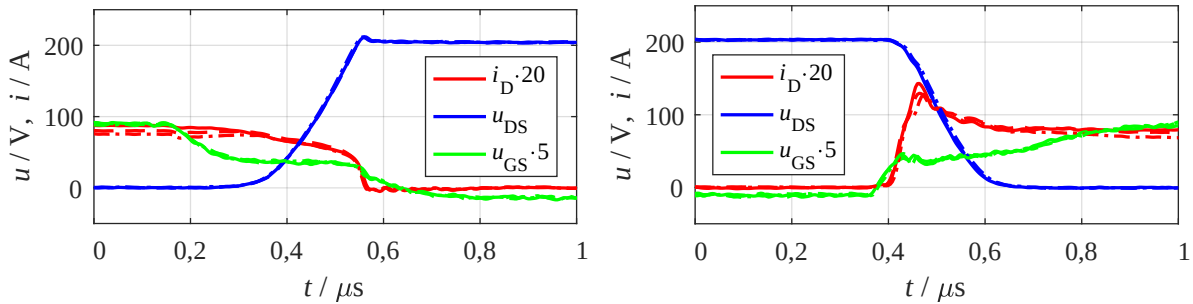
4.2.3 ANPC-spezifische Zusatzverluste bei Halbleitern mit PTO-Neigung

Zur Quantifizierung der auftretenden Verluste während der unterschiedlichen Schalthandlungen wurde das Schaltverhalten der verbauten Halbleiter in der tatsächlichen Streuenumgebung des in Kap. 4.1 beschriebenen ANPC Wechselrichters bestimmt. Die Messungen wurden im taktenden PWM Betrieb bei niedriger Grundfrequenz $f_{el} = 50\text{Hz}$ und hoher Modulationsfrequenz $f_s = 20\text{kHz}$ an einer passiven Last mit hohem induktiven Anteil von $L_L = 180\mu\text{H}$ durchgeführt. Durch diese Vorgaben stellt sich an den Scheitelpunkten der Phasenströme über mehrere Schaltperioden hinweg ein nahezu konstanter Strom ein, der analog zum Doppelpulsverfahren [107, 195] zur Charakterisierung der Schaltvorgänge genutzt wurde. Aufgrund von Einschränkungen durch die verfügbaren Lastwiderstände und -induktivitäten sowie die Stromtragfähigkeit der Halbleiter des Wechselrichters wurden die Messungen in diesem Kapitel sowie die kolorimetrischen Verlustmessungen in Kap. 4.2.5 bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 400\text{V}$ durchgeführt.

Nachfolgend wird ausschließlich auf aktive Schalthandlungen eingegangen. Verlustlose Übergänge werden nicht explizit aufgeführt. Zunächst werden die Schaltvorgänge bei Verwendung von MS3 betrachtet, da dieses – wie bereits beschrieben – am einfachsten zu realisieren ist und sich am besten zur Veranschaulichung der Vorgänge eignet. Im Anschluss werden die Zeitverläufe der Ströme und Spannungen für MS2 und schließlich für MS1 vorgestellt. Dabei liegen in jeder Grafik die Kurven für die einzelnen Messungen an den drei Halbleitern pro topologischem Schalter übereinander (–/–/–/–), um die Stromverteilung innerhalb der Parallelschaltung zu bewerten. Es existieren sowohl kleine statische Abweichungen durch Unterschiede im Durchlasswiderstand als auch dynamische Abweichungen durch eine teils leicht unterschiedliche induktive Anbindung. Diese befinden sich jedoch bei allen Schaltern in einem niedrigen und erwartbaren Bereich. Da die Schalthandlungen der drei Schalter S_1 , S_2 und S_5 in der oberen Hälfte einer ANPC Phase äquivalent zu den Schalthandlungen der unteren Hälfte sind, werden nachfolgend nur erstere betrachtet. Die Ergebnisse dieses Abschnitts wurden in Teilen bereits in [HHWB23] veröffentlicht.

a) Schaltvorgänge bei MS3

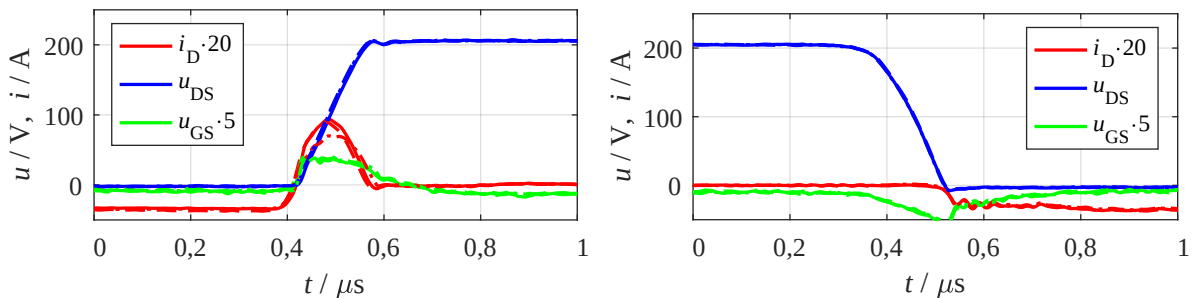
Um das Schaltverhalten bei der Verwendung von MS3 zu beschreiben, werden die aktiven Schalthandlungen von S_1 und S_5 bei positivem Strom sowie das aktive Schalten von S_2 bei negativem Strom betrachtet. Abb. 4.12 zeigt den Aus- und Einschaltvorgang für S_1 . Die stationäre Stromverteilung vor und nach dem Schaltvorgang ist nahezu gleichmäßig, auftretende Abweichungen lassen sich durch die Bauteilstreuung der verwendeten Chips begründen [196]. Bei den Schaltvorgängen an S_2 in Abb. 4.13 wird die Einkopplung der Spannungsflanke auf die Gatespannung deutlich. Auch wenn der Schalter während des dargestellten Schaltvorgangs nicht selbst aktiv taktet (das Aus- bzw. Einschalten über die Gatespannung liegt aufgrund der gewählten Verriegelungszeit außerhalb des dargestellten Zeitbereichs), wirkt sich die steigende Spannungsflanke bei Spannungsaufnahme so stark auf die Gatespannung aus, dass diese den Halbleiter kurzzeitig in den leitenden Zustand versetzt. Dieses parasitäre Einschalten (PTO, siehe



$P \rightarrow Z_{1,P0\pm}: E_{\text{off}} = 162 \mu\text{J}$

$Z_{1,P0\pm} \rightarrow P: E_{\text{on}} = 311 \mu\text{J}$

Abb. 4.12: Aus- und Einschaltvorgang von S_1 bei positivem Phasenstrom mit MS3.



$Z_{1,N0\pm} \rightarrow N: E_{\text{pto+rr}} = 142 \mu\text{J}$

$N \rightarrow Z_{1,N0\pm}: \text{passive Kommutierung}$

Abb. 4.13: Schaltvorgänge von S_2 bei negativem Phasenstrom mit MS3.

Kap. 2.4.3) führt zu Verlusten, die zusätzlich zu den erwarteten Reverse-Recovery Verlusten E_{rr} der Diode auftreten. Die Ursache hierfür stellen zunächst die verwendeten Halbleiter selbst dar. Diese sind aufgrund eines ungünstigen Kapazitätsverhältnisses zwischen Miller-Kapazität C_{GD} und Gate-Source Kapazität C_{GS} und der daraus resultierenden Ladungsverhältnisse anfällig für das PTO-Verhalten. [113, 197]

Durch eine geeignete Dimensionierung des Ansteuerkreises (bezüglich $R_{G,on}$, $R_{G,off}$, U_{GS}^- , $C_{GS,ext}$) wird standardmäßig versucht, diesen Effekt zu unterbinden [111, 112]. Gelingt dies nicht, müssen für den Einsatz entsprechender Halbleiter in der ANPC Struktur im Gegensatz zum B6 Wechselrichter zusätzliche Verlustanteile berücksichtigt werden, da teilweise mehrere Schalter gleichzeitig von PTO-Verlusten betroffen sind, obwohl diese nicht selbst am Schaltvorgang beteiligt sind. Dies wird nachfolgend insbesondere bei der Betrachtung von MS1 deutlich.

In Abb. 4.14 ist der Kommutierungsvorgang dargestellt, bei dem der PTO-Effekt auftritt. Beim Übergang vom Zwischenzustand $Z_{1,N0\pm}$ zum Zustand N schaltet der vorher sperrende Schalter S_4 aktiv ein, woraufhin der Strom von den beiden inneren Pfaden auf die unteren Schalter S_3 und S_4 kommutiert, bevor S_2 Spannung übernimmt. Durch die Restladung der Diode, welche zunächst ausgeräumt werden muss, entstehen Reverse-Recovery Verluste, die aufgrund der Einkopplung der positiven Spannungsflanke durch PTO-Verluste überlagert werden. Da während des Auftretens des PTO-Effekts an S_2 kurzzeitig der untere Zwischenkreiskondensator kurzgeschlossen wird, kann ein Kurzschlussstrom über die Schalter S_5 , S_2 , S_3 und S_4 fließen. Dieser Strom ist in Abb. 4.13 zu erkennen und führt dazu, dass bei diesem Schaltvorgang zusätzlich zu den erwarteten Verlusten eine dem PTO-Effekt zuzuschreibende Verlustenergie zu berücksichtigen ist.

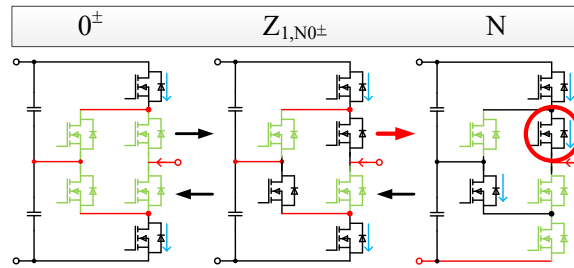


Abb. 4.14: Schaltabfolge bei negativem Phasenstrom mit parasitärem Einschalten von S_2 (roter Kreis) unter Verwendung von MS3.

Bei positivem Phasenstrom arbeitet S_5 im Rückwärtsbetrieb, was Abb. 4.15 zu entnehmen ist. Dadurch fallen während des Ausschaltvorgangs Reverse-Recovery Verluste an, die in der Verlustbetrachtung berücksichtigt werden müssen. Die Anhebung der Gatespannung während der positiven Schaltflanke ist hier nur geringfügig, weshalb keine Zusatzverluste auftreten.

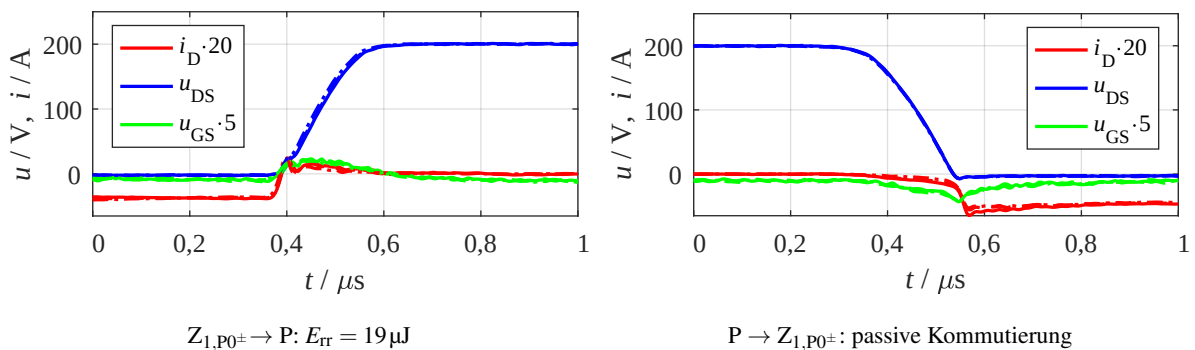


Abb. 4.15: Schaltvorgänge von S_5 bei positivem Phasenstrom mit MS3.

Obwohl bei Verwendung von MS3 noch weitere Schalthandlungen auftreten, fallen dort keine zusätzlichen PTO-bedingten Verluste an, weshalb sie hier nicht weiter diskutiert werden sollen. Dass sich der PTO-Effekt merkbar auf die Gesamtverluste auswirkt und bei einer Effizienzbetrachtung nicht außer Acht gelassen werden darf, zeigt sich anhand des Anteils von 25 % an den gesamten Schaltverlusten. Bei nicht PTO-anfälligen Halbleitern können diese Zusatzverluste hingegen vernachlässigt werden.

b) Schaltvorgänge bei MS2

Analog zu MS3 wird nun das Schaltverhalten bei MS2 genauer betrachtet. Abb. 4.16 zeigt das Aus- und Einschalten von S_2 bei positivem Phasenstrom. Beide Schaltvorgänge verlaufen wie erwartet, einzig die asymmetrische dynamische Stromaufteilung auf die drei parallelen Halbleiter beim Einschaltvorgang lässt auf eine Asymmetrie in der Parallelschaltung schließen. Die gegenüber Abb. 4.12 erhöhten Schaltverluste sind auf die höhere Kommutierungsinduktivität zurückzuführen. Bei negativem Phasenstrom zeigt sich während der Spannungsaufnahme durch S_2 das gleiche PTO-Problem wie bei MS3 (siehe Abb. 4.17). Die zu Grunde liegende Schaltabfolge ist in Abb. 4.18 abgebildet. Während des Zwischenzustands $Z_{1,N0^+}$ beim Wechsel von 0^+ nach N führt die Diode von S_2 den vollen Phasenstrom. Dieser wird abkommutiert, indem S_3 einschaltet und somit einen Pfad ohne rückwärts leitende Bodydiode eröffnet.

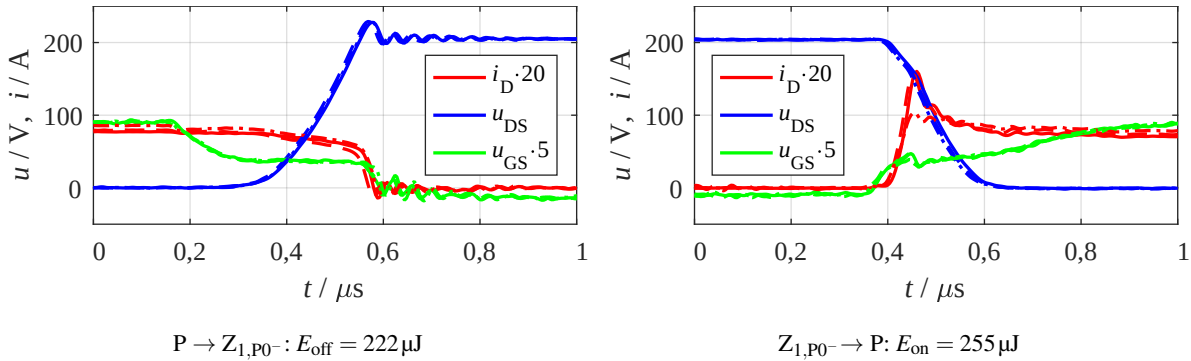


Abb. 4.16: Schaltvorgänge von S_2 bei positivem Phasenstrom mit MS2.

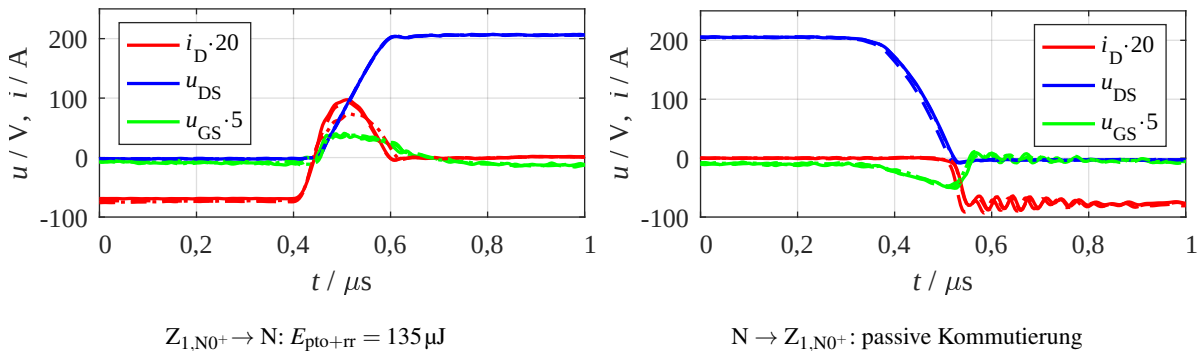


Abb. 4.17: Schaltvorgänge von S_2 bei negativem Phasenstrom mit MS2.

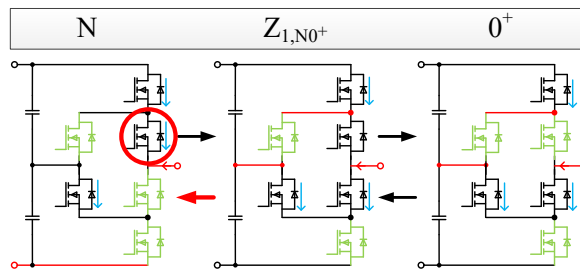


Abb. 4.18: Schaltvorgang, bei dem an S_2 unter Verwendung von MS2 PTO auftritt.

Bei Spannungsaufnahme von S_2 erfolgt die dargestellte Einkopplung auf das Gate, wodurch auch hier kurzzeitig der untere Zwischenkreiskondensator kurzgeschlossen wird. Aufgrund des PTO-Effekts muss bei MS2 zusätzlich zu den mit Taktfrequenz auftretenden Schaltverlusten der Verlustanteil der grundfrequenten Schalthandlungen des Halbwellenübergangs berücksichtigt werden. Dieser Anteil wäre ohne parasitäres Einschalten vernachlässigbar klein, er wirkt sich hier aber dennoch geringfügig auf die Gesamtverluste von S_1 aus. Die Strom- und Spannungsverläufe der beiden Halbwellenübergänge sind in Abb. 4.19 dargestellt.

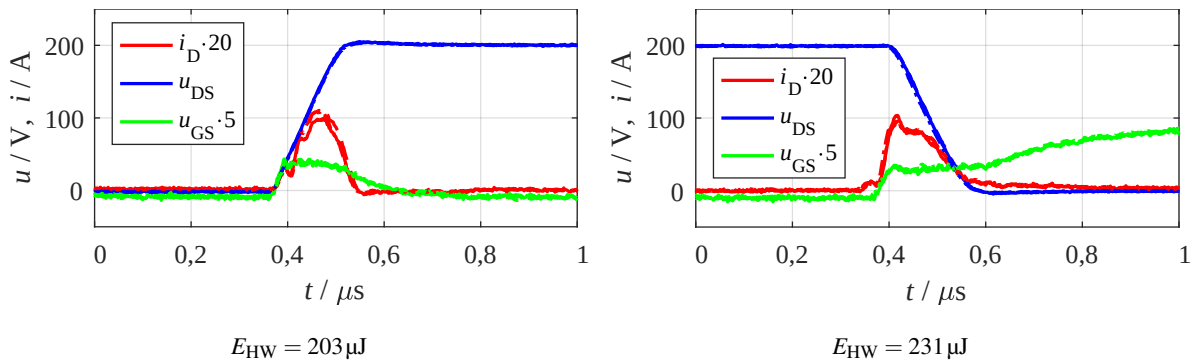


Abb. 4.19: Halbwellenübergänge von der positiven zur negativen Halbwelle (links) sowie umgekehrt (rechts) an S_1 unter Verwendung von MS2.

c) Schaltvorgänge bei MS1

MS1 bringt sowohl die komplexeste Schaltabfolge als auch den größten Einfluss durch parasitäres Einschalten mit sich. Daher soll hier zunächst ein Blick auf den gesamten Schaltvorgang für die Kommutierung vom Zustand N nach 0^- sowie für die Kommutierung von 0^- nach N bei negativem Phasenstrom inklusive der nötigen Verriegelungszeiten geworfen werden (siehe Abb. 4.20).

Die Schalter mit zusätzlichen Verlusten aufgrund des PTO-Effekts sind in Abb. 4.21 markiert. In Abb. 4.20 wird besonders deutlich, dass jeweils nicht nur ein einzelner Schalter betroffen ist, sondern dass der vorübergehende Kurzschlussstrom in die Verlustbilanz mehrerer Halbleiter im Kurzschlusspfad eingeht. Am eindrücklichsten ist dies beim Übergang von Zwischenzustand $Z_{1,N0^-}$ zu Zustand N zu erkennen. Hier tritt an S_2 PTO auf, wodurch der untere Zwischenkreiskondensator über S_5 , S_2 , S_3 und S_4 vorübergehend kurzgeschlossen wird.

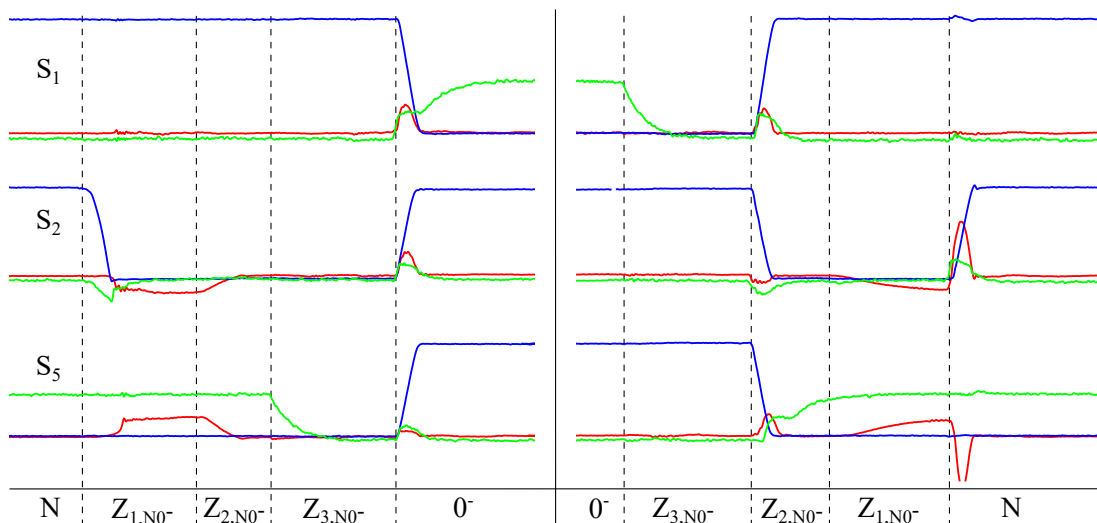


Abb. 4.20: Vollständige Schaltabfolgen bei MS1 mit negativem Phasenstrom: S_1 (oben), S_2 (mittig), S_5 (unten).

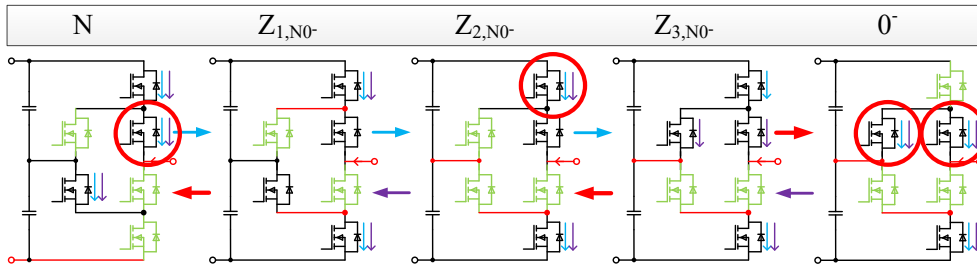


Abb. 4.21: Auswahl an Schaltvorgängen bei MS1, bei denen PTO auftritt.

Der Kurzschlussstrom ist als Strom-Peak sowohl bei S_2 als auch in Rückwärtsrichtung bei S_5 (rechts in Abb. 4.20) zu erkennen. Das PTO-Verhalten von S_2 wirkt sich also direkt auf die Verluste von S_5 aus, der zu diesem Zeitpunkt schon vollständig eingeschaltet ist. Die größere Amplitude dieses Strom-Peaks lässt sich dadurch erklären, dass die Kommutierungsinduktivität niedriger ist, da S_3 und S_4 bereits vorher vom Laststrom durchflossen sind und sich somit nur ein kurzer Kommutierungspfad ergibt.

Der Übergang von P nach 0^+ und umgekehrt wird wie bereits bei MS3 und MS2 nur anhand der aktiven Schalthandlungen analysiert, da hier kein PTO an den Schaltern S_1 , S_2 und S_5 zu beobachten ist. Auf alle anderen Fälle wird im Folgenden analog zu MS3 und MS2 genauer eingegangen. Bei positivem Phasenstrom in Abb. 4.22 treten bei den Schaltvorgängen von S_1 keine Zusatzverluste auf. Wie Abb. 4.23 zeigt, ist bei negativem Phasenstrom an S_1 sowohl beim Ein- als auch beim Ausschalten ein kurzer Strompuls zu erkennen, der durch PTO am eigenen Gate (links) sowie durch PTO an S_2 (rechts) hervorgerufen wird.

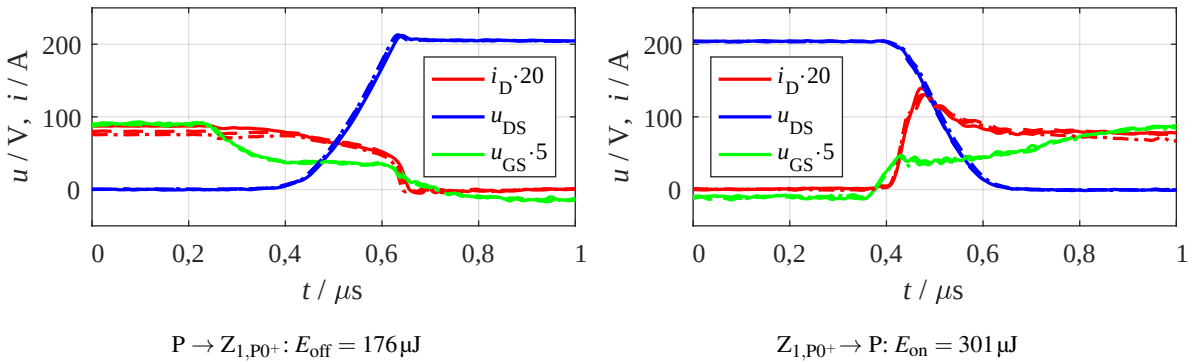


Abb. 4.22: Schaltvorgänge von S_1 bei positivem Phasenstrom mit MS1.

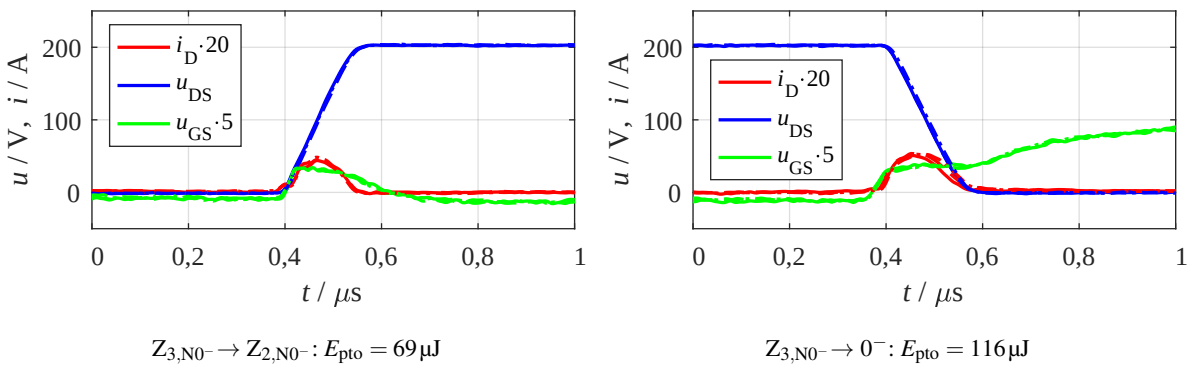


Abb. 4.23: Schaltvorgänge von S_1 bei negativem Phasenstrom mit MS1.

S_2 wechselt während der Schaltabfolgen aus Abb. 4.20 insgesamt viermal zwischen sperrendem und nicht sperrendem Zustand, wobei der Halbleiter dauerhaft ausgeschaltet bleibt. Kurzzeitig führt die Bodydiode während zwei Zwischenzuständen den halben Phasenstrom. In der positiven Halbwelle ist S_2 hingegen dauerhaft im leitenden Betrieb, weshalb hier kein Schaltvorgang betrachtet werden muss. Anhand der dargestellten Abbildungen lassen sich die bereits oben beschriebenen Zusammenhänge inklusive der Auswirkungen der Spannungsflanken auf die Gatespannung erkennen.

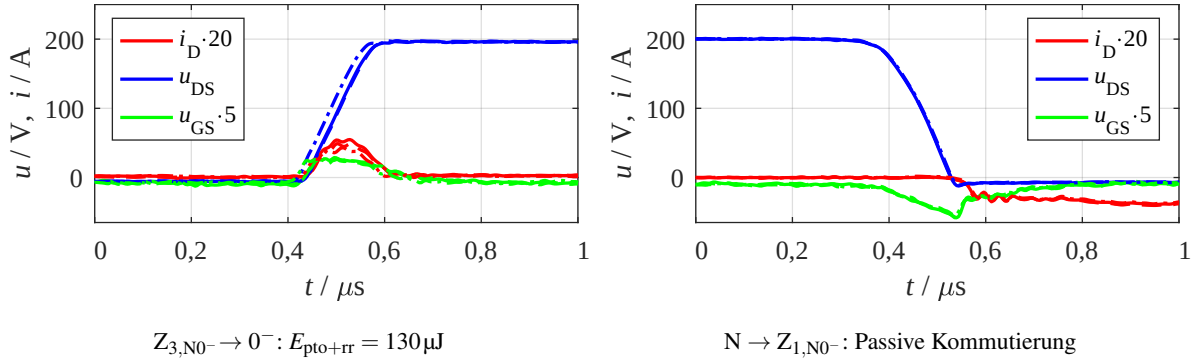


Abb. 4.24: Schaltvorgänge von S_2 bei negativem Phasenstrom mit MS1 von N nach 0^- .

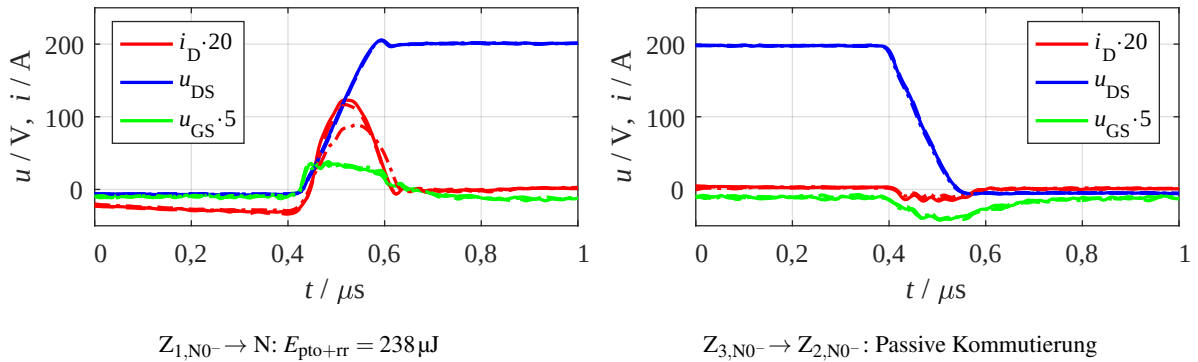


Abb. 4.25: Schaltvorgänge von S_2 bei negativem Phasenstrom mit MS1 von 0^- nach N .

An S_5 fallen die geringsten zusätzlichen PTO-Verluste an. Trotz steigender Spannungsflanke erhöht sich die Gatespannung nur geringfügig. Der Vollständigkeit halber sind die Schaltvorgänge bei positivem und negativem Strom in Abb. 4.26 und Abb. 4.27 jedoch ebenfalls abgebildet. Einzig während des eigentlich stromlosen Einschaltens bei negativem Phasenstrom in Abb. 4.27 (rechts) fallen signifikante PTO-bedingte Schaltverluste an. Ursächlich ist hier allerdings nicht das Verhalten von S_5 selbst sondern das parasitäre Einschalten von S_1 (siehe Abb. 4.20).

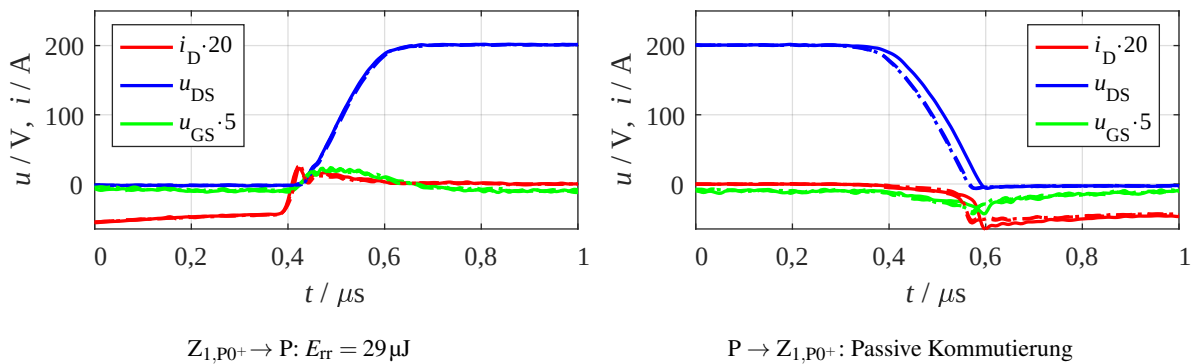


Abb. 4.26: Schaltvorgänge von S_5 bei positivem Phasenstrom mit MS1.

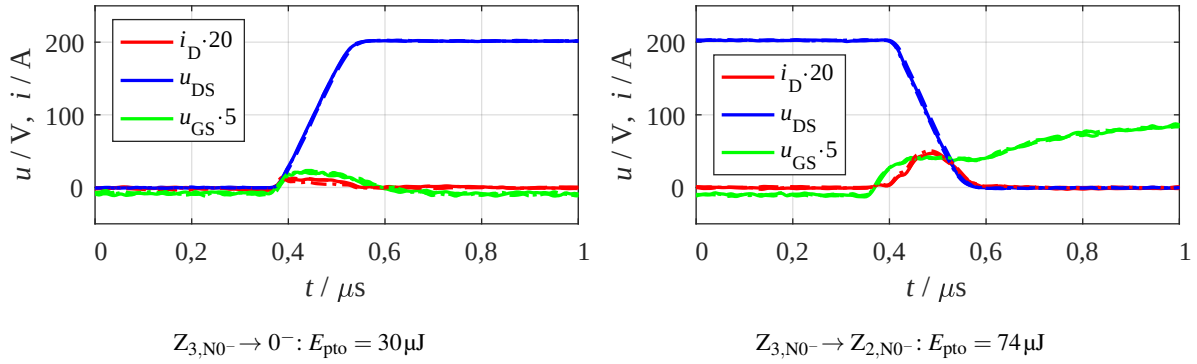


Abb. 4.27: Schaltvorgänge von S_5 bei negativem Phasenstrom mit MS1.

d) Vergleich der Ergebnisse

Aus den vorgestellten Messungen lassen sich die Streuinduktivitäten der Hauptkommutierungspfade des Aufbaus für die drei Modulationsschemata nach Tab. 4.4 bestimmen. Die Induktivitäten für MS1 und MS3 entsprechen sich, da in beiden Fällen hauptsächlich der gleiche Kommutierungskreis genutzt wird. Der einzige Unterschied besteht darin, dass bei MS3 zusätzlich ein zweiter innerer Pfad während des Nullzustands $0^\pm$ zur Verfügung steht, der im Gesamtergebnis jedoch nicht sichtbar wird. Die bei MS2 wirksame Induktivität ist aufgrund des Leiterplattendesigns erwartungsgemäß höher.

Tab. 4.4: Streuinduktivitäten der Modulationsschemata.

	MS1	MS2	MS3
L_σ	23 nH	59 nH	23 nH

Tab. 4.5 fasst die gemessenen Ein- und Ausschaltverluste sowie die Verluste aus dem Reverse-Recovery und dem PTO-Verhalten an den betrachteten Schaltern zusammen. Alle Verlustenergien, die entweder vollständig oder anteilmäßig auf den PTO-Effekt zurückzuführen sind, sind farblich hervorgehoben.

Der in den nachfolgenden Kapiteln verwendete analytische Formelsatz aus Anhang A.4 zur Berechnung der Verluste des ANPC Wechselrichters für unterschiedliche Modulationsschemata wird für den Vergleich mit den in Kap. 4.2.5 vorgestellten Verlustmessungen am Prüfstand um zusätzliche Terme erweitert, um auch die PTO Verluste an Schaltern mit abzudecken, die bei den betrachteten Schaltvorgängen ohne PTO-Effekt eigentlich keine Verlustleistung beitragen sollten. Durch diese Vorgehensweise lassen sich sowohl die Erkenntnisse dieses Kapitels als auch die Herangehensweise zur Verlustberechnung bestätigen.

Tab. 4.5: Schaltverluste der Einzelschalter für die verschiedenen Modulationsschemata.

		MS1	MS2	MS3
S_1	E_{on}	301 μJ	-	311 μJ
S_1	E_{off}	176 μJ	-	162 μJ
S_1	E_{pto+rr}	185 μJ	-	-
S_1	E_{HW}	-	434 μJ	-
S_2	E_{on}	-	255 μJ	-
S_2	E_{off}	-	222 μJ	-
S_2	E_{pto+rr}	368 μJ	135 μJ	142 μJ
S_5	E_{on}	-	-	-
S_5	E_{off}	-	-	-
S_5	E_{pto+rr}	133 μJ	-	19 μJ

4.2.4 Modulationsfunktionen und analytisches Verlustmodell für die ANPC Struktur

Die Wahl des Modulationsschemas wirkt sich neben der Verteilung der Schaltverluste insbesondere auf die Durchlassverluste der Halbleiter aus. Dies führt in Abhängigkeit des Betriebspunkts zu einer stark voneinander abweichenden Belastung der unterschiedlichen topologischen Schalter. Um die exakte Verlustaufteilung für jedes Modulationsschema in jedem beliebigen Betriebspunkt berechnen zu können, bedarf es der mathematischen Charakterisierung aller Schalt- und Durchlassverluste. Die gewählte analytische Herangehensweise basiert auf der Sinus-PWM, da diese einfacher mathematisch zu beschreiben ist als die RZM. Dies ist auch in der Literatur ein gängiger Ansatz zur analytischen Verlustberechnung von Zwei- und Dreipunkt-Wechselrichtern [97, 110, 198]. Der sich durch diese Vereinfachung einstellende Fehler ist marginal, da einzig der zeitliche Verlauf der Aussteuerung der Einzelschalter leicht voneinander abweicht, während alle weiteren Größen identisch sind [HGWHB20], [199]. Der größte Unterschied der beiden Modulationsverfahren liegt in der maximalen Aussteuerung. Bei der verwendeten Sinus-PWM liegt der höchstmögliche Modulationsgrad ohne Überlagerung der dritten Harmonischen bei $m = 1$, während er bei RZM bei 1,155 liegt (siehe Kap. 2.5.1 und Kap. 2.5.2). In allen nachfolgenden Ausführungen wird daher bei der Berechnung der Verluste in Betriebspunkten mit $m \in [1 \dots 1,155]$ grundsätzlich immer $m = 1$ angenommen. Der daraus entstehende Fehler ist ebenfalls vernachlässigbar klein.

Das Verhalten jedes Einzelschalters kann mit Hilfe der zugehörigen Modulationsfunktion für die Ströme des Transistors $\delta_{Tij}(t)$ und seiner antiparallelen Diode $\delta_{Dij}(t)$ beschrieben werden. Diese ergeben sich aus der übergeordneten Modulationsfunktion $M(t)$ für die jeweilige Strangspannung und beschreiben die Strombelastung der Bauteile. Dabei stehen die Indizes i und j für die Schalterpositionen nach Abb. 2.22 (rechts). Der zeitliche Verlauf von $\delta(t)$ entspricht dabei dem Tastgrad des Transistors, der den Strom für das betrachtete Bauteil einprägt. Aufgrund der vorausgesetzten Halbwellensymmetrie sowie der Symmetrie jeder Wechselrichterphase fallen an den beiden äußeren Schaltern S_1 und S_4 die gleichen Verluste an, weshalb sie zu S_{14} zusammengefasst werden können. Gleiches gilt für S_{23} und S_{56} . Für die Herleitung der integralen Durchlassverluste über eine Grundswingungsperiode gilt es zu beachten, dass nicht immer das Modulationssignal des betrachteten Schalters selbst ausschlaggebend für den eingepprägten Strom ist. Hier gilt es vorab zu unterscheiden, welcher topologische Schalter durch sein Schaltverhalten den Strom definiert. Daher beziehen sich alle angegebenen Modulationsfunktionen direkt auf den für die Verlustbetrachtung relevanten Strom durch den Transistor bzw. die Diode. Außerhalb des jeweiligen Definitionsbereichs der genannten Modulationsfunktionen gilt $\delta_{Tij} = 0$ bzw. $\delta_{Dij} = 0$. Da der Fokus dieser Arbeit auf der ANPC Struktur liegt, werden nachfolgend die Modulationsfunktionen aller topologischen Einzelschalter definiert, da diese die Basis der Performance-Analyse in Kap. 5 darstellen. Anschließend wird exemplarisch auf die resultierenden Durchlass- und Schaltverluste des Schalters S_{14} unter Verwendung von MS1 eingegangen. Der vollständige Formelsatz zur Beschreibung aller Verluste des ANPC Wechselrichters mit MS1, MS2 oder MS3 sowie weitere Formelsätze für die B6, NPC, T-Type, FC und SOW Struktur finden sich in Anhang A. Die nachfolgend vorgestellten Ergebnisse wurden in Teilen bereits in [HGWHB20] veröffentlicht.

a) Modulationsschema 1

Bei Verwendung von MS1 leitet S_{23} während einer gesamten Halbwelle, wohingegen der Schalter während der entgegengesetzten Halbwelle ausgeschaltet ist. Schaltverluste fallen demnach nur mit Grundfrequenz an. Da sich der Strom durch die anderen Schalter in S_{23} addiert, führt dieser während des Ein-Zustands den kontinuierlichen Phasenstrom. S_{14} und S_{56} takten mit dem PWM-Muster, das über die zugehörigen Modulationsfunktionen durch Sinus-Dreieck Vergleich definiert ist und prägen so ihren eigenen Strom ein. Durch den Phasenversatz φ zwischen Spannung und Strom teilt sich die jeweils betrachtete Strom-Halbwelle auf Transistor und Diode auf. Der Winkel ωt beschreibt nachfolgend grundsätzlich den

Stromwinkel. Die Spannung (und damit die Modulationsfunktion) ist demnach gegenüber dem Strom um den Winkel φ verschoben, welcher in den zugehörigen Gleichungen berücksichtigt wird. Um die Darstellung der getakteten PWM-Signale übersichtlicher zu gestalten, ist der in den nachfolgenden Grafiken dargestellte Zeitbereich symmetrisch zur Spannungsgrundwelle gewählt und beginnt demnach bei $\omega t = -\varphi$. Die resultierenden PWM-Muster sowie die getakteten Phasenströme durch die zugehörigen Schalter sind in Abb. 4.28 dargestellt.

$$\begin{aligned}
 T_{14} : \delta_{T14}(t) &= m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t &\in [0, \pi - \varphi] \\
 D_{14} : \delta_{D14}(t) &= m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t &\in [-\varphi, 0] \\
 T_{23} : \delta_{T23}(t) &= 1 & \omega t &\in [0, \pi - \varphi] \\
 D_{23} : \delta_{D23}(t) &= 1 & \omega t &\in [-\varphi, 0] \\
 T_{56} : \delta_{T56}(t) &= 1 - m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t &\in [-\varphi, 0] \\
 D_{56} : \delta_{D56}(t) &= 1 - m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t &\in [0, \pi - \varphi]
 \end{aligned} \tag{4.2.1}$$

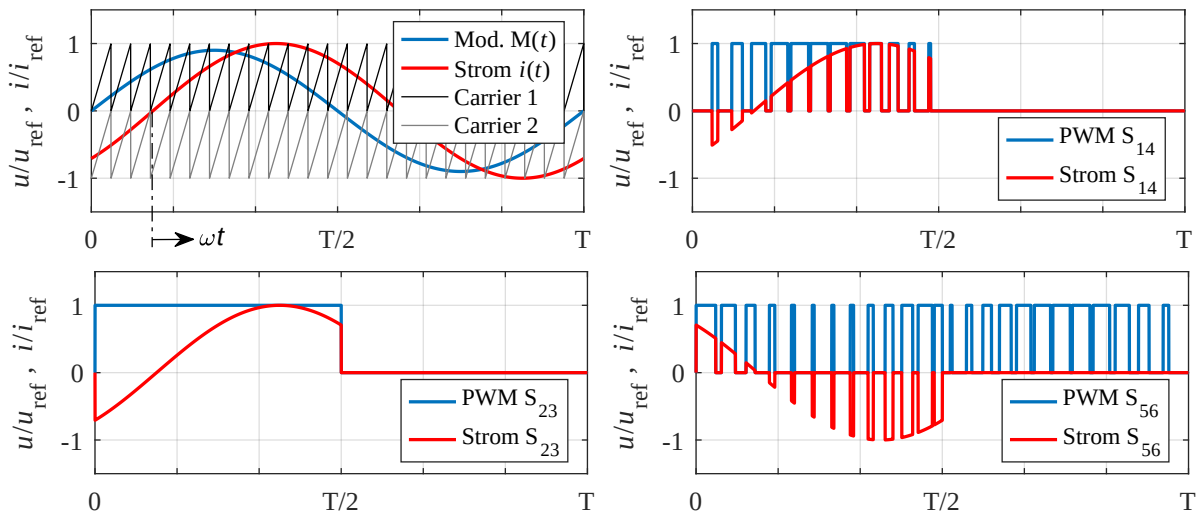


Abb. 4.28: Modulationssignale und Ströme durch die betroffenen Schalter eines ANPC Wechselrichters mit MS1.

b) Modulationsschema 2

Im Gegensatz zu MS1 taktet bei MS2 nur S_{23} mit Modulationsfrequenz, wohingegen die anderen beiden Schalter grundfrequent angesteuert werden. Dennoch ist der Strom durch alle Halbleiter gepulst, weshalb für jeden Schalter im jeweiligen Definitionsbereich sinusförmige Modulationsfunktionen verwendet werden. Während S_{23} über die gesamte Grundfrequenzperiode hinweg stromdurchflossen ist, führen S_{14} und S_{56} nur während einer Halbwelle Strom.

$$\begin{aligned}
 T_{14} : \delta_{T14}(t) &= m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t &\in [0, \pi - \varphi] \\
 D_{14} : \delta_{D14}(t) &= m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t &\in [-\varphi, 0] \\
 T_{23} : \delta_{T23}(t) &= \begin{cases} m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [0, \pi - \varphi] \\ 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [\pi - \varphi, \pi] \end{cases} \\
 D_{23} : \delta_{D23}(t) &= \begin{cases} 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [\pi, 2\pi - \varphi] \\ m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [-\varphi, 0] \end{cases} \\
 T_{56} : \delta_{T56}(t) &= 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t &\in [\pi, 2\pi - \varphi] \\
 D_{56} : \delta_{D56}(t) &= 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t &\in [\pi - \varphi, \pi]
 \end{aligned} \tag{4.2.2}$$

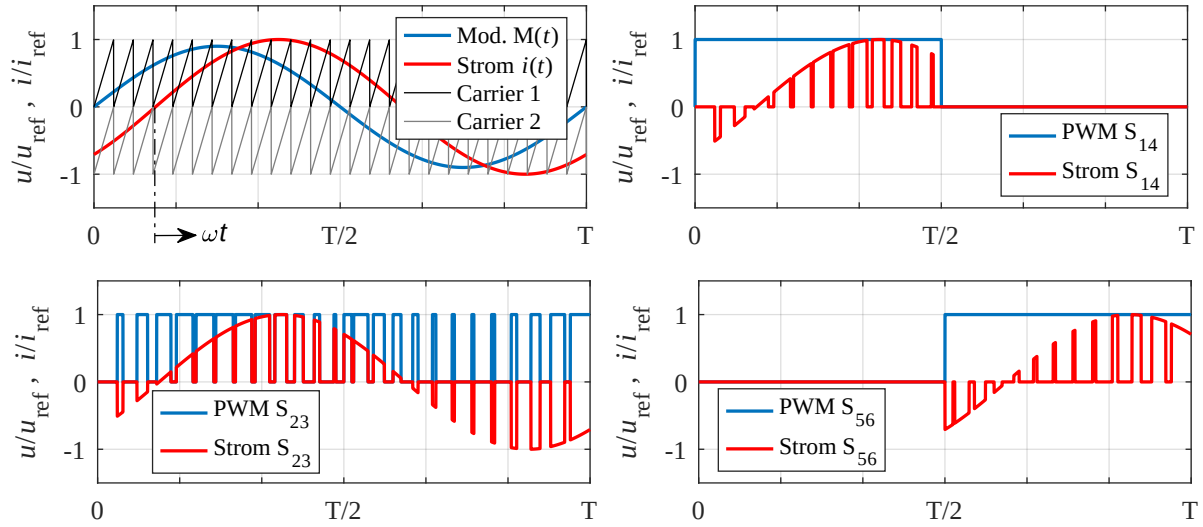


Abb. 4.29: Modulationssignale und Ströme durch die betroffenen Schalter eines ANPC Wechselrichters mit MS2.

c) Modulationsschema 3

Bei MS3 teilt sich der Strom im Spannungsnullzustand auf die beiden inneren Pfade auf. Daher ist die Stromamplitude an S_{14} höher als an S_{56} . Der Strom durch S_{23} stellt eine Kombination aus den Strömen der beiden anderen Schalter dar. S_{23} übernimmt dabei während des positiven Spannungszustands +1 den Strom durch S_{14} und im Nullzustand die andere Hälfte des Phasenstroms, der nicht durch S_{56} fließt. Demnach leiten sich die in Anhang A.4.3 angegebenen Verlustgleichungen aus den Formeln für die anderen beiden Schalter ab. In Kap. 4.2.5 zeigt sich, dass die Aufteilung des Stroms einen Vorteil in den Durchlassverlusten zur Folge hat, der insbesondere bei dem für BEVs wichtigen Betriebsbereich mit niedriger Aussteuerung zum Tragen kommt. Anders als bei den beiden vorher betrachteten Modulationsschemata takten bei MS3 alle Schalter über eine halbe Grundschiwingung mit Modulationsfrequenz, weshalb die effektive Schaltfrequenz jedes topologischen Schalters gleich ist.

$$\begin{aligned}
 T_{14} : \delta_{T14}(t) &= m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t &\in [0, \pi - \varphi] \\
 D_{14} : \delta_{D14}(t) &= m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t &\in [-\varphi, 0] \\
 T_{23} : \delta_{T23}(t) &= \begin{cases} m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [0, \pi - \varphi] @ \hat{I}_{ph} \\ 1 - m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [0, \pi - \varphi] @ \frac{1}{2}\hat{I}_{ph} \\ 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [\pi - \varphi, \pi] @ \frac{1}{2}\hat{I}_{ph} \end{cases} \\
 D_{23} : \delta_{D23}(t) &= \begin{cases} m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [-\varphi, 0] @ \hat{I}_{ph} \\ 1 - m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [-\varphi, 0] @ \frac{1}{2}\hat{I}_{ph} \\ 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [\pi, 2\pi - \varphi] @ \frac{1}{2}\hat{I}_{ph} \end{cases} \\
 T_{56} : \delta_{T56}(t) &= \begin{cases} 1 - m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [0, \pi - \varphi] @ \frac{1}{2}\hat{I}_{ph} \\ 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [\pi - \varphi, \pi] @ \frac{1}{2}\hat{I}_{ph} \end{cases} \\
 D_{56} : \delta_{D56}(t) &= \begin{cases} 1 - m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [-\varphi, 0] @ \frac{1}{2}\hat{I}_{ph} \\ 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [\pi, 2\pi - \varphi] @ \frac{1}{2}\hat{I}_{ph} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{4.2.3}$$

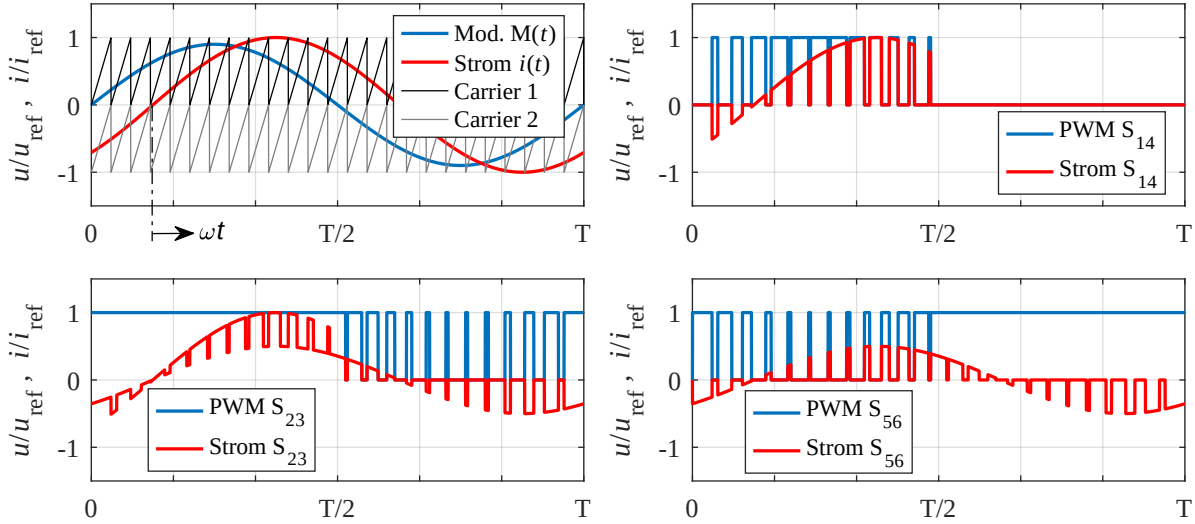


Abb. 4.30: Modulationssignale und Ströme durch die betroffenen Schalter eines ANPC Wechselrichters mit MS3.

d) Herleitung eines analytischen Formelsatzes für die Wechselrichterverluste

Am Beispiel von S_{14} mit MS1 soll nun auf die Herleitung der in dieser Arbeit verwendeten Formeln zur Berechnung der Verluste eines ANPC Wechselrichters mit Si-IGBTs eingegangen werden. Der gewählte Ansatz entstammt der Literatur [110] und wird beispielsweise in [97, 198] verwendet. Die zusätzlichen Verluste durch den PTO-Effekt aus Kap. 4.2.3 werden zunächst vernachlässigt. Generell sind die Durchlassverluste P_{cond} analog zu den Ausführungen in Kap. 2.4 durch das Integral aus Gl. (4.2.4) über eine Periode der Grundfrequenz definiert. Durch die Multiplikation mit der für den betrachteten Halbleiter relevanten Modulationsfunktion wird der getaktete Stromverlauf berücksichtigt.

$$P_{\text{cond}} = \frac{1}{T_P} \cdot \int_0^{T_P} i_C(t) \cdot u_{CE}(t) dt = \frac{1}{T_P} \cdot \int_0^{T_P} \delta(t) \cdot (U_{CE,0} \cdot i_C(t) + r_{CE} \cdot i_C^2(t)) dt \quad (4.2.4)$$

Die Schaltverluste berechnen sich nach Gl. (4.2.5) aus dem zeitlichen Mittelwert des Stroms über eine Grundfrequenzperiode, wobei eine Skalierung von den Referenzwerten der zugrundeliegenden Halbleiterdaten auf die tatsächliche Spannung und den tatsächlichen Strom erfolgt. Die Exponenten K_i und K_u wurden anhand der verfügbaren Halbleiterdaten bestimmt oder der Literatur [110] entnommen.

$$P_{\text{sw}} = f_s \cdot E_{\text{sw,ref}} \cdot \frac{1}{T_P} \int_0^{T_P} \frac{i(t)}{\hat{I}_{\text{ph}}} dt \cdot \left(\frac{\hat{I}_{\text{ph}}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_i} \cdot \left(\frac{U}{U_{\text{ref}}} \right)^{K_u} \quad (4.2.5)$$

Bei Verwendung von MS1 ergibt sich durch Einsetzen der entsprechenden Modulationsfunktionen bei sinusförmigem Phasenstrom mit Phasenwinkel φ folgender Formelsatz zur Beschreibung der an S_{14} anfallenden Verlustleistung. Die Auswertung des Integrals aus Gl. (4.2.5) erfolgt dabei abschnittsweise innerhalb der Grenzen, in denen Schaltverluste am betrachteten Schalter anfallen.

$$P_{\text{cond,T14,MS1}} = \frac{U_{CE,0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot m \cdot (\sin \varphi + (\pi - \varphi) \cdot \cos \varphi) + \frac{r_{CE} \cdot \hat{I}^2}{6\pi} \cdot m \cdot (\cos \varphi + 1)^2 \quad (4.2.6)$$

$$P_{\text{sw,T14}} = \frac{1 + \cos \varphi}{2\pi} f_s \left[E_{\text{on}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{iT,\text{on}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{uT,\text{on}}} + E_{\text{off}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{iT,\text{off}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{uT,\text{off}}} \right] \quad (4.2.7)$$

$$P_{\text{cond,D14,MS1}} = \frac{U_{F,0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot m \cdot (\sin \varphi - \varphi \cdot \cos \varphi) + \frac{r_F \cdot \hat{I}^2}{6\pi} \cdot m \cdot (\cos \varphi - 1)^2 \quad (4.2.8)$$

$$P_{\text{sw,D14,MS1}} = f_s \cdot E_{\text{rr}} \cdot \frac{1 - \cos \varphi}{2\pi} \cdot \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{iD}} \cdot \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{uD}} \quad (4.2.9)$$

Zusätzlich werden für jeden Schaltvorgang stromunabhängige kapazitive Verluste berücksichtigt, die aus den jeweiligen Datenblättern extrahiert und den Schaltern in Abhängigkeit des Phasenwinkels als zusätzliche Schaltverluste zugeordnet werden. Der hieraus resultierende Verlustanteil ist jedoch in den meisten Betriebspunkten vernachlässigbar klein und äußert sich ausschließlich bei sehr niedrigen Strömen. Die Validierung der über den vorgestellten Ansatz hergeleiteten Verluste erfolgt mit Hilfe eines Simulationsmodells in PLECS. Abb. 4.31 zeigt sowohl für den B6 Wechselrichter als auch für die ANPC Struktur eine große Übereinstimmung der berechneten mit den simulierten Verlusten jedes beteiligten Halbleiters. Weitere Verlustformeln für alle anderen Halbleiter des ANPC Wechselrichters für jedes der drei betrachteten Modulationsschemata finden sich gemeinsam mit den Verlustformeln für die B6, NPC, T-Type, FC und SOW Struktur in Anhang A.

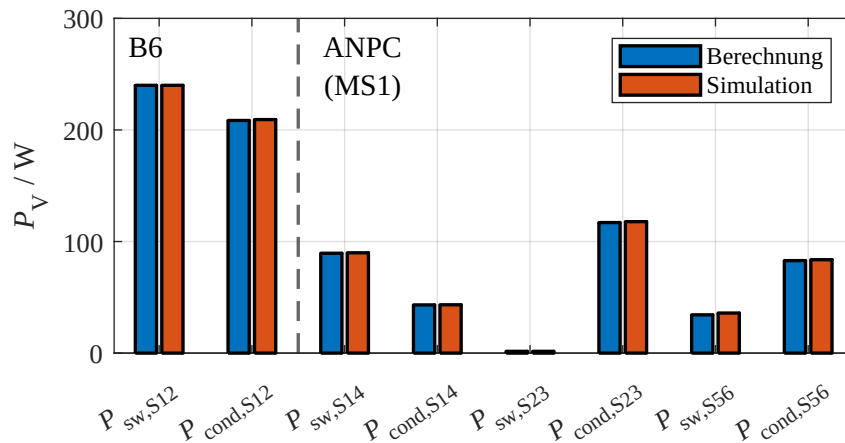


Abb. 4.31: Vergleich der berechneten und simulierten Verluste eines B6 Wechselrichters und eines ANPC Wechselrichters mit MS1 bei gleicher gesamter Halbleiterfläche im gleichen Betriebspunkt.

4.2.5 Verlustmessungen am Prüfstand

Messungen nach dem in Kap. 4.1 beschriebenen thermischen Prinzip sollen nun die reale Gesamtverlustleistung der Einzelschalter in unterschiedlichen Betriebspunkten abbilden. Einzelne Betriebspunkte und Erläuterungen entsprechen dabei den bereits in [HWHB22] und [HWHB23b] veröffentlichten Ergebnissen. Da mit Hilfe der verwendeten Messmethode keine Unterscheidung zwischen Schalt- und Durchlassverlusten getroffen werden kann, werden die Messungen zusätzlich den analytisch berechneten Verlusten nach Anhang A gegenübergestellt. Dies dient außerdem der Verifizierung des hergeleiteten Formelsatzes sowie des messtechnischen Prinzips. Da die im Prüfstandswechselrichter verbauten Halbleiter anfällig für parasitäres Einschalten sind, werden für die Schaltverlustformeln alle Schaltenergien aus Tab. 4.5 verwendet. Um auch die Verluste des Halbwellenübergangs bei MS2 zu berücksichtigen, wird hierfür ein zusätzlicher grundfrequenter Verlustterm ergänzt. Wie bereits in Kap. 4.2.3 beschrieben, werden die Messungen bei einer Zwischenkreisspannung von 400 V durchgeführt. Abb. 4.32 zeigt die gemessenen und berechneten Verluste für MS1, MS2 und MS3 jeweils bei einer Variation des Modulationsgrads in Schritten von je 25 %. Da die Messungen alle bei dem gleichen Effektivstrom durchgeführt werden sollten, musste der Modulationsgrad aufgrund der nur stufenweise einstellbaren passiven Last teilweise um wenige Prozentpunkte angepasst werden. In diesem Zusammenhang wird auch der Einfluss der längeren Verriegelungszeit von MS1 aufgrund der höheren Anzahl an Zwischenzuständen deutlich, da hier der Modulationsgrad tendenziell etwas höher angesetzt werden musste, um den gleichen Effektivstrom am Ausgang zu erhalten. Generell stimmen die Rechnungen und die Messungen sehr gut miteinander überein.

Insbesondere bei den beiden mittleren Modulationsgraden ist die Abweichung der jeweiligen Balken nur minimal. Bei $m = 1$ weisen die Balken der Messergebnisse mit großen Schaltverlusten etwas niedrigere Verluste pro Schalter auf, da im realen Betrieb durch die implementierte Kurzpulsunterdrückung einige Pulse wegfallen und die tatsächlich auftretenden Schaltverluste dadurch sinken. Bei kleiner Aussteuerung von $m = 0,25$ weichen insbesondere die Balken von S_{14} bei MS2 prozentual stärker voneinander ab. Dies kann durch die thermische Kopplung der nebeneinander angeordneten Schalter erklärt werden, da der in diesem Betriebspunkt verlustarme Schalter S_1 , an dem die Temperatur für S_{14} gemessen wird, auf der Platine zwischen den heißeren Schaltern S_2 und S_5 liegt (siehe Abb. 4.4).

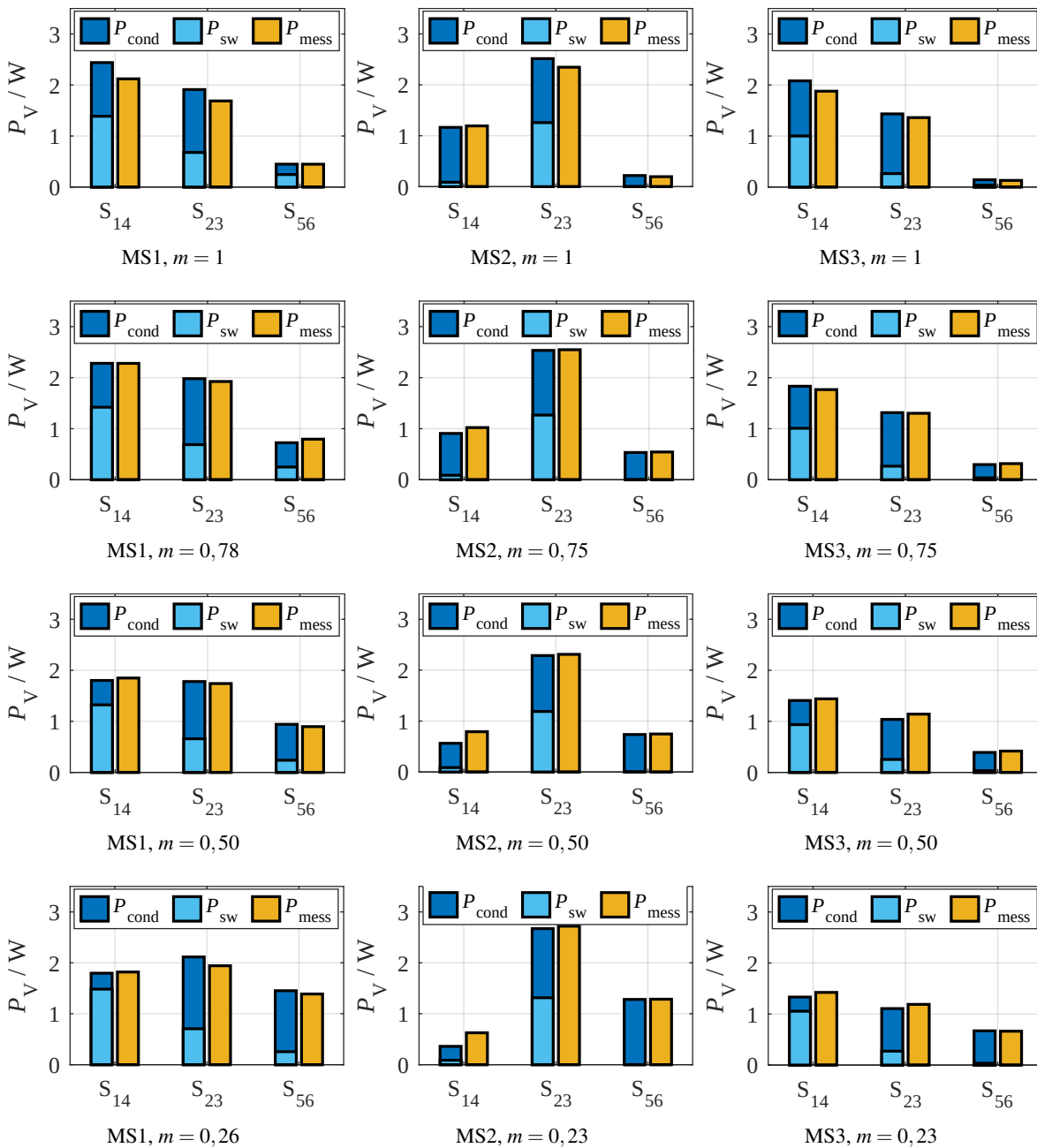


Abb. 4.32: Vergleich der gemessenen Verlustleistungen mit den Ergebnissen der analytischen Betrachtung bei unterschiedlichen Modulationsgraden für MS1 (links), MS2 (mittig) und MS3 (rechts) bei $U_{DC} = 400\text{ V}$, $I_{eff} \approx 11\text{ A}$, $f_s = 5\text{ kHz}$, $\cos \varphi \approx 1$, $f_{el} = 200\text{ Hz}$.

Es wird außerdem deutlich, dass die Verluste bei MS3 – insbesondere bei kleiner Aussteuerung – am gleichmäßigsten auf die Einzelschalter verteilt sind. Zusätzlich lässt sich ein Gesamtverlustvorteil durch MS3 erkennen. In Summe fallen bei MS3 aufgrund der parallelen Strompfade im Spannungsnullzustand in allen Betriebspunkten weniger Verluste an als bei MS1 und MS2. Abb. 4.33 zeigt den Vergleich der drei Modulationsschemata mit jeweils gleicher Aussteuerung. Die Gesamtverlustleistung ist bei Verwendung von MS3 grundsätzlich am niedrigsten, wobei der Verlustvorteil bei sinkendem Modulationsgrad steigt. MS1 und MS2 unterscheiden sich ebenfalls dadurch, dass MS2 in allen Betriebspunkten weniger Verlustleistung generiert. Dies kann durch den größeren Anteil an PTO-Verlusten bei MS1 erklärt werden, gilt jedoch nicht generell bei Verwendung anderer Halbleiter. Daher soll der nachfolgende quantitative Vergleich ausschließlich zwischen MS3 und MS2 durchgeführt werden.

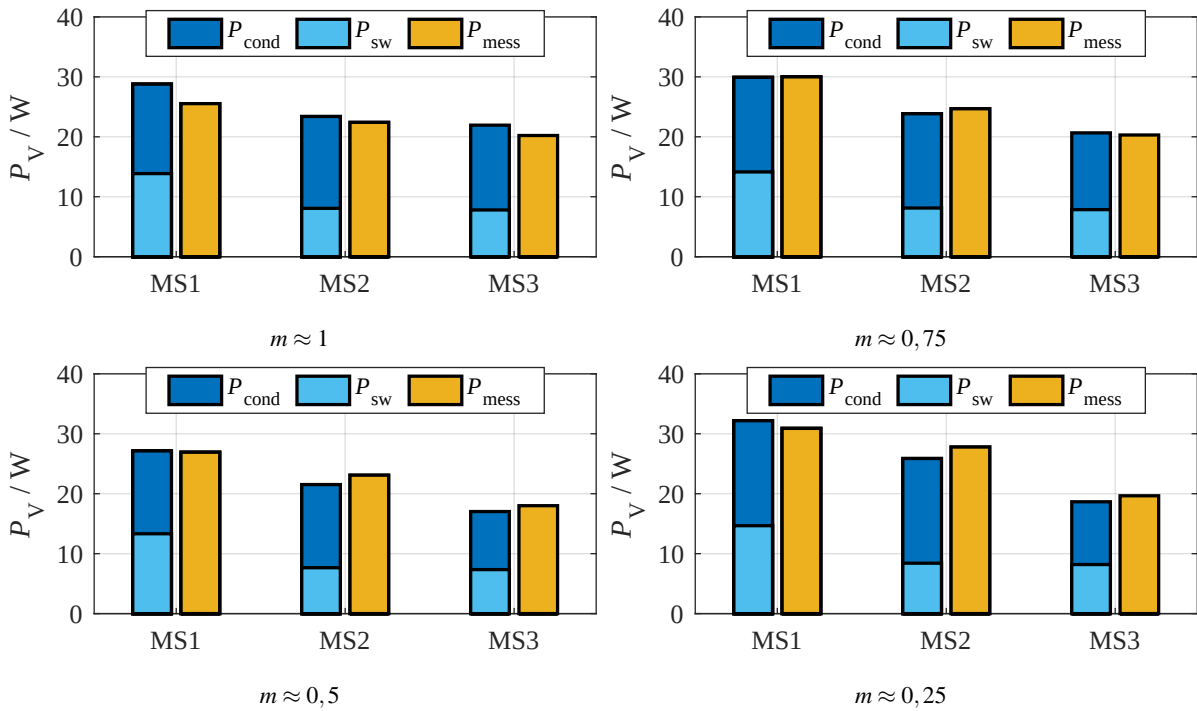


Abb. 4.33: Gesamte Verlustleistung der drei Modulationsschemata bei unterschiedlichen Aussteuergraden und den Parametern $U_{DC} = 400\text{ V}$, $I_{\text{eff}} = 11\text{ A}$, $f_s = 5\text{ kHz}$, $\cos(\varphi) \approx 1$, $f_{el} = 200\text{ Hz}$.

Tab. 4.6 zeigt den relativen Verlustvorteil von MS3 gegenüber MS2 für die vier dargestellten Modulationsgrade nach Gl. (4.2.10). Anhand der Messungen aus Abb. 4.34, für welche die Zwischenkreisspannung zur Verringerung des PTO-Einflusses auf $U_{DC} = 100\text{ V}$ reduziert wurde, zeigt sich, dass sich MS1 und MS2 bezüglich ihrer Gesamtverluste nicht signifikant voneinander unterscheiden. Einzig die unterschiedlich langen Kommutierungspfade wirken sich auf die Effizienz aus, was der Grafik aufgrund des insgesamt niedrigen Schaltverlustanteils allerdings nicht eindeutig zu entnehmen ist.

$$\Delta P_{V,\text{rel}} = \frac{P_{V,\text{MS3}} - P_{V,\text{MS2}}}{P_{V,\text{MS2}}} \quad (4.2.10)$$

Tab. 4.6: Verlustvorteil von MS3 gegenüber MS2 bei den Messungen mit 400 V Zwischenkreisspannung.

m	1	0,75	0,5	0,25
$\Delta P_{V,\text{rel}}$	–10 %	–18 %	–22 %	–30 %

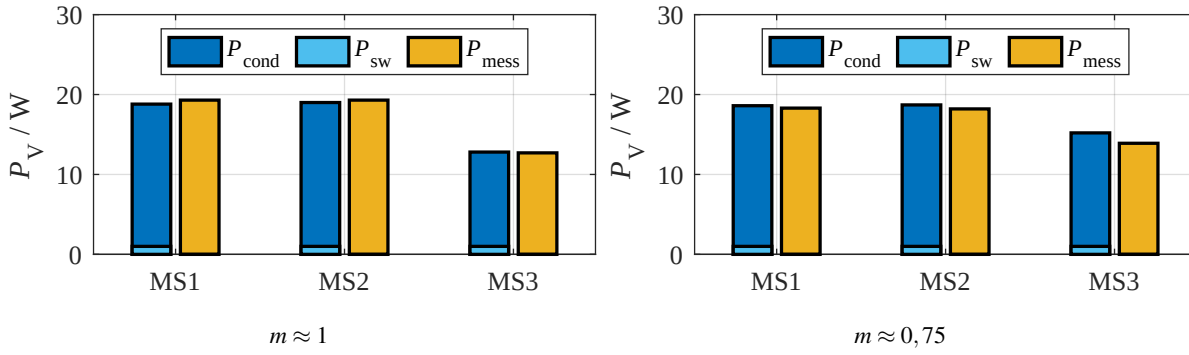


Abb. 4.34: Gesamte Verlustleistung der drei Modulationsschemata bei unterschiedlichen Aussteuergraden und den Parametern $U_{DC} = 100 \text{ V}$, $I_{eff} = 12 \text{ A}$, $f_s = 5 \text{ kHz}$, $\cos(\varphi) \approx 1$, $f_{el} = 200 \text{ Hz}$.

4.3 Betriebliche Herausforderungen

Da der Betriebsbereich eines Automobil-Wechselrichters im Vergleich zu vielen Industrieanwendungen sehr breit ist, variiert sowohl die Belastung der Halbleiterschalter als auch die Belastung des Zwischenkreises. Dies wirkt sich auf das Betriebsverhalten des Wechselrichters aus. Daher wird im Folgenden zunächst auf aus der Literatur bekannte Verfahren zur Stabilisierung des Neutralpunkts eingegangen. Anschließend werden die Ursachen und Auswirkungen der inhomogenen Verlustaufteilung auf die topologischen Einzelschalter des ANPC Wechselrichters thematisiert.

4.3.1 Stabilisierung des Neutralpunktentials

Um die Abweichung der Ausgangsgrößen eines Wechselrichters von den Sollwerten möglichst gering zu halten, ist eine definierte und stabile Eingangsspannung nötig. Diese entspricht bei einem Zweipunkt-Wechselrichter der Zwischenkreisspannung, welche im Betrieb gemessen wird und als Eingangsgröße des Modulators dient. Bei der ANPC Struktur wird – wie auch beim NPC und T-Type Wechselrichter – über die Serienschaltung der beiden Zwischenkreiskondensatoren ein zusätzliches Neutralpunktspotenzial U_{NP} geschaffen, welches abhängig von der konkreten Ladung der Kondensatoren ist. Je nach Vorzeichen des Neutralpunktstroms i_{NP} werden im Betrieb jedoch entweder Ladungsträger in den Neutralpunkt hinein oder aus diesem heraus verschoben. Dadurch verändert sich die Spannung über den beiden Zwischenkreiskondensatoren, was zu einer Abweichung des Neutralpunktspotenzials ΔU_{NP} von seinem Sollwert $\frac{U_{DC}}{2}$ und somit zu einem Fehler in der Ausgangsspannung führt. Da die Belastung des Neutralpunkts abhängig vom Phasenstrom i_{abc} ist, stellt sich im Betrieb eine dauerhafte Spannungswelligkeit mit dreifacher Grundfrequenz ein. In einem idealen symmetrischen System gleichen sich die Ladungsverschiebungen innerhalb eines Drittels der Grundschwingungsperiode aus. Sobald in einem realen System allerdings Asymmetrien aufgrund von Fertigungstoleranzen, Aufbautechnik oder der Modulation auftreten, kann das Neutralpunktspotenzial dauerhaft abdriften [126, 200]. Dies führt neben Abweichungen in der Ausgangsspannung im schlimmsten Fall bis zum Ausfall der Halbleiterschalter, sollte eine der beiden Kondensatorspannungen die zulässige Sperrspannung der Halbleiter überschreiten. Um über den gesamten Betriebsbereich hinsichtlich der Stromamplitude, der Ausgangsfrequenz, des Modulationsgrads und des Leistungsfaktors einen stabilen Wechselrichterbetrieb zu ermöglichen, ist ein Verfahren zur Stabilisierung des Neutralpunkts daher unumgänglich. [153, 201–203]

Für den Normalbetrieb eines Dreipunkt-Wechselrichters mit drei intakten Phasen existieren in der Literatur verschiedene Regelverfahren, mit denen ein Abdriften des Neutralpunktspotenzials verhindert werden kann. Ein Überblick über gängige Ansätze ist in [201–203] zu finden. Neben Softwarelösungen existieren auch Hardwareansätze, wie die Verwendung von Symmetrierwiderständen im Zwischenkreis. Auch eine

geteilte Spannungsversorgung mit zwei in Reihe geschalteten Gleichspannungsquellen ist denkbar. An Symmetrierwiderständen fallen bei 'worst case'-Dimensionierung allerdings signifikante Verluste an, welche den Wirkungsgrad des Antriebs verringern. Des Weiteren ist an Hochvoltbatterien für Elektrofahrzeuge standardmäßig kein zusätzlicher Zwischenabgriff für den Neutralpunkt vorgesehen [52]. Eine Hardware-Lösung ist demnach für Antriebswechselrichter im Automobilbereich bedingt geeignet. Daher muss die Symmetrierung der Kondensatorspannungen über die Ansteuerung des Wechselrichters erfolgen.

Bei Verwendung der RZM kann der Effekt bestimmter Raumzeiger auf den Neutralpunktstrom ausgenutzt werden. Ein positiver Neutralpunktstrom (Stromrichtung ausgehend vom Neutralpunkt in Richtung der Maschine) erhöht die Spannung über dem oberen Zwischenkreiskondensator, während ein negativer Neutralpunktstrom den gegenteiligen Effekt hat. Eine gängige Herangehensweise zur Stabilisierung des Neutralpunktspotenzials unter Verwendung der RZM nutzt zur Beeinflussung des Neutralpunktstroms die redundanten kurzen Zeiger aus Abb. 4.35. Für jeden Basiszeiger des inneren Hexagons existieren zwei Schaltzustände, beispielsweise $\{+1, +1, 0\}$ und $\{0, 0, -1\}$. Beide Zustände repräsentieren dabei die gleiche Ausgangsspannung, sofern die Kondensatorspannungen im Zwischenkreis identisch sind und damit $\Delta U_{NP} = 0 \text{ V}$ gilt.

Da der Schaltzustand $\{+1, +1, 0\}$ das positive Zwischenkreispotenzial $DC+$ über die Last und Phase C mit dem Neutralpunkt verbindet, führt er zu einem positiven Vorzeichen des Neutralpunktstroms, wenn auch der Strom in Phase C positiv ist. Analog dazu resultiert die Wahl des Schaltzustands $\{0, 0, -1\}$ unter den gleichen Randbedingungen in einem negativen Neutralpunktstrom, was sich in einer Anhebung des Neutralpunktspotenzials äußert. Die konkreten Stromverläufe für beide Fälle sind Abb. 4.36 zu entnehmen. Über das zeitliche Verhältnis der beiden redundanten Schaltzustände lässt sich das Neutralpunktspotenzial somit innerhalb einer Taktperiode ohne Auswirkung auf die gestellte Ausgangsspannung beeinflussen. Das gleiche Prinzip kann ebenso auf alle weiteren in Abb. 4.35 farblich markierten redundanten kurzen Basiszeiger angewendet werden. Tab. 4.7 gibt den resultierenden Neutralpunktstrom der kurzen Zeiger in Abhängigkeit der jeweiligen Schalterstellung anhand der entsprechenden Phasenströme an.

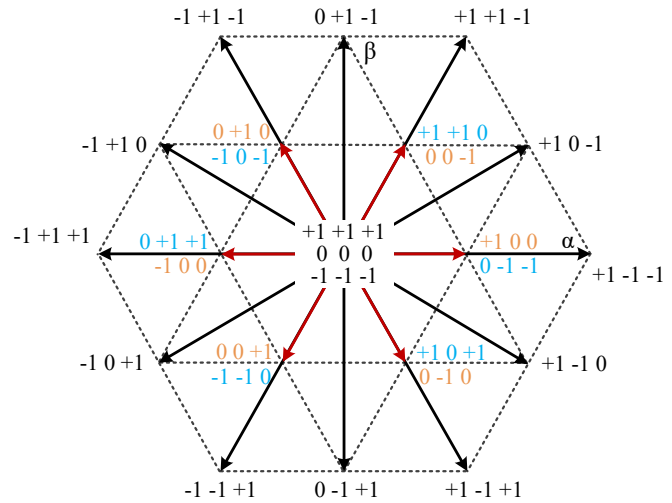


Abb. 4.35: Raumzeigerdiagramm eines Dreipunkt-Wechselrichters mit kurzen, mittleren und langen Zeigern.

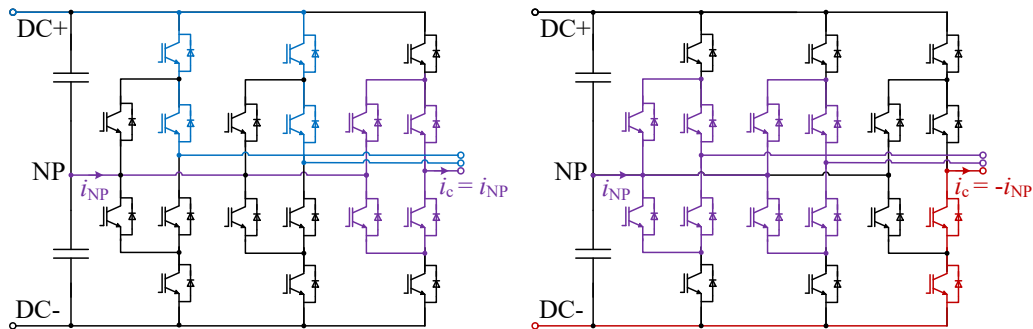


Abb. 4.36: Redundante Schaltzustände $\{+1, +1, 0\}$ (links) und $\{0, 0, -1\}$ (rechts) eines ANPC Wechselrichters mit daraus resultierenden Strompfaden.

Die Neutralpunktregelung mit Hilfe der kurzen Basiszeiger kann dann angewendet werden, wenn die kumulierte Schaltdauer der beiden redundanten Zeiger lang genug und die Phasenströme ausreichend groß sind. Bei sehr hohen Modulationsgraden sowie niedrigen Leistungsfaktoren hingegen endet der Anwendungsbereich. [204]

Tab. 4.7: Einfluss der kurzen Zeiger auf den Neutralpunktstrom nach [204].

Zeiger	i_{NP}	Zeiger	i_{NP}	Zeiger	i_{NP}
$\{+1, 0, 0\}$	$-i_a$	$\{0, 0, +1\}$	$-i_c$	$\{-1, 0, -1\}$	i_b
$\{+1, +1, 0\}$	i_c	$\{+1, 0, +1\}$	i_b	$\{-1, 0, 0\}$	$-i_a$
$\{0, +1, 0\}$	$-i_b$	$\{0, -1, -1\}$	i_a	$\{-1, -1, 0\}$	i_c
$\{0, +1, +1\}$	i_a	$\{0, 0, -1\}$	$-i_c$	$\{0, -1, 0\}$	$-i_b$

Eine weitere Strategie zur Stabilisierung des Neutralpunkts setzt auf die Verwendung sogenannter virtueller Raumzeiger. Diese stellen Linearkombinationen existierender Raumzeiger dar. Durch das Verbinden der jeweils nächstgelegenen drei virtuellen Zeiger kann jeder Sektor des Raumzeiger-Hexagons in fünf Regionen unterteilt werden. Innerhalb einer Region werden die umgebenden virtuellen Raumzeiger so getaktet, dass sich im zeitlichen Mittel der vorgegebene Spannungsvektor einstellt. Die Linearkombinationen werden dabei so ausgewählt, dass das Stellen keines virtuellen Basiszeigers einen effektiven Neutralpunktstrom zur Folge hat. Dies ist möglich, da sich die realen Anteile der zugrundeliegenden Basiszeiger gegenseitig ausgleichen. Da bei der Verwendung dieses Verfahrens prinzipbedingt kein Zeiger gestellt werden kann, der aktiv das Neutralpunktspotenzial beeinflusst, eignet es sich im Gegensatz zum Verfahren mit den redundanten kurzen Zeigern für den gesamten Betriebsbereich inklusive hohen Modulationsgraden und niedrigen Leistungsfaktoren. Allerdings beschränkt sich die Funktionalität darauf, den Neutralpunkt nicht aktiv zu belasten. Ein Gegenregeln ist bei Verwendung dieser Methode nicht vorgesehen. [205, 206]

Neben den beiden bisher vorgestellten Ansätzen existieren einige weitere Verfahren, auf die hier nur kurz eingegangen werden soll. Beispielsweise können Zeiger, die den Neutralpunkt beeinflussen, auf Kosten einer höheren Stromwelligkeit durch andere (eigentlich ungünstiger gelegene) Zeiger ersetzt werden, welche keinen Einfluss auf den Neutralpunktstrom haben [207]. Des Weiteren lassen sich variable Verriegelungszeiten nutzen, um die Einschaltzeit bestimmter Zeiger und damit deren Einfluss auf den Neutralpunkt gezielt zu beeinflussen [207].

Für trägerbasierte Modulationsverfahren wie die Sinus-PWM kann durch das Einstellen eines vertikalen Versatzes der Trägersignale (bzw. durch eine entsprechend entgegengesetzte Verschiebung des Referenzsignals $M(t)$) eine Asymmetrie in den PWM-Mustern beider Halbwellen erzeugt werden. Diese Asymmetrie führt zu einem Gleichspannungs-Offset in jeder der drei Wechselrichter-Phasen und damit zu einer Verschiebung des Mittelwerts des Neutralpunktstroms, wodurch eine Möglichkeit zur Regelung des Neutralpunktspotenzials entsteht. Bei niedrigen Leistungsfaktoren ist dieses Verfahren allerdings nur unter Einschränkungen und mit Hilfe zusätzlicher Modifikationen geeignet. [124, 208–210]

In gewissen Betriebspunkten erzielt auch das Beaufschlagen geradzahliger Harmonischer auf die Modulationssignale trägerbasierter Verfahren einen zur Regelung nutzbaren Effekt auf den Neutralpunktstrom [211, 212]. Analog zum Aufbringen eines Carrier-Offsets ist allerdings auch dieses Verfahren nicht für den gesamten Betriebsbereich eines Automobil-Traktionswechselrichters geeignet.

4.3.2 Inhomogenität der Verlustaufteilung

Die unterschiedlichen Anforderungen an die topologischen Einzelschalter bezüglich der Anzahl an Schalt-handlungen sowie der effektiven Strombelastung führen zu einer asymmetrischen Verteilung der Verluste (siehe Abb. 4.32). Abb. 4.37 zeigt die Verteilung der Schalt- und Durchlassverluste eines auf 250 kVA Maximalleistung ausgelegten ANPC Wechselrichters mit 650 V EDT2 Si-IGBTs in der skalierten thermischen Umgebung eines HybridPACK™ Drive Moduls von Infineon [213] unter Verwendung von MS1. Es ist zu erkennen, dass im abgebildeten Anfahrpunkt mit $I_{\text{eff}} = 200 \text{ A}$, $m = 0,05$, $f_s = 5 \text{ kHz}$ und $\cos \varphi = 0,9$ der topologische Schalter S_{14} deutlich weniger belastet wird als die anderen Schalter, welche den Neutralpunktstrom führen. Dies führt dazu, dass – abhängig vom jeweiligen Betriebspunkt – einzelne Schalter früher an ihre thermische Grenze stoßen als andere. Dadurch kann nicht die gesamte verbaute Halbleiterfläche ausgenutzt werden, was sich negativ auf die Dimensionierung des Wechselrichters auswirkt. Die unterschiedlichen Temperaturzyklen der einzelnen Bauelemente führen außerdem zu unterschiedlich schneller Alterung und damit zu abweichenden Lebensdauererwartungen der topologischen Einzelschalter [214].

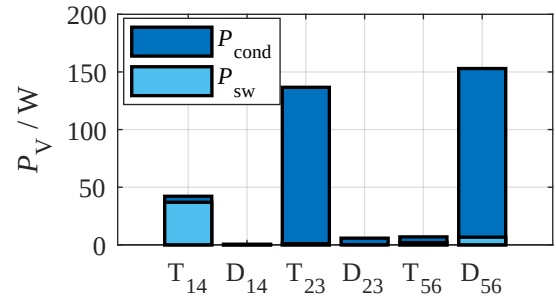


Abb. 4.37: Verlustaufteilung eines ANPC Wechselrichters mit Si-IGBTs unter Verwendung von MS1.

Die ungleiche Verteilung der Verluste auf die Halbleiterschalter hat zudem direkte Auswirkungen auf den Betriebsbereich des ANPC Wechselrichters. Werden beispielsweise IGBTs verwendet und der Strom wird im Spannungsnullzustand über den oberen bzw. unteren inneren Pfad geführt, dann leiten immer eine Diode und ein IGBT gleichzeitig den gleichen Strom. Im Normalfall ist die Diodenfläche kleiner ausgelegt als die IGBT-Fläche, weshalb diese bei niedrigem Modulationsgrad (mit großem Anteil des Nullzeigers) limitierend für den Maximalstrom wirkt. Daraus ergibt sich der Umstand, dass der Wechselrichter beim Start einen niedrigeren Anfahrstrom stellen kann als bei höheren Geschwindigkeiten [HGWB20]. Hierbei wird immer eine U/f -Charakteristik angenommen, bei welcher der Modulationsgrad im Grunddrehzahlbereich linear mit der Ausgangsfrequenz steigt. Die Mehrbelastung der Halbleiter durch die bei niedrigen Frequenzen steigende Temperaturwelligkeit wird hingegen vernachlässigt. Eine beispielhafte Drehzahl-Drehmoment Kennlinie mit reduziertem Anfahrstrom ist in Abb. 4.38 dargestellt. Der Betriebspunkt BP_{eck} kennzeichnet den Betrieb bei Eckdrehzahl mit maximalem Drehmoment. Dies entspricht dem Übergang vom Grunddrehzahl- in den Feldschwächbereich mit maximaler Aussteuerung von $m = 1$. Der Betriebspunkt BP_0 beschreibt den aus der Überlastung der Dioden der Neutralpunktschalter resultierenden Anfahrpunkt mit $m \approx 0$. Es ist anzumerken, dass zur Berechnung der Verluste beim Anfahren mit maximalem Drehmoment von einer Ausgangsfrequenz $f_{\text{el}} \neq 0$ ausgegangen wurde. Die Verluste wurden demnach mit dem Formelsatz aus Anhang A berechnet. Für den Grenzfall des Anfahrens aus dem Stillstand bei $f_{\text{el}} = 0$ (DC-Strom) würde sich die effektive Strombelastung weiter erhöhen und sich der dargestellte Effekt verstärken. Für einen idealen Antriebsstrangs wäre jedoch eine Kennlinie durch den Punkt BP'_0 beziehungsweise sogar eine Kennlinie mit erhöhtem Anfahrstrom für maximales Anfahrmoment wünschenswert. Im nachfolgenden Kapitel werden daher verschiedene Verfahren zur Angleichung der Einzelschalter-Verluste eines ANPC Wechselrichters vorgestellt.

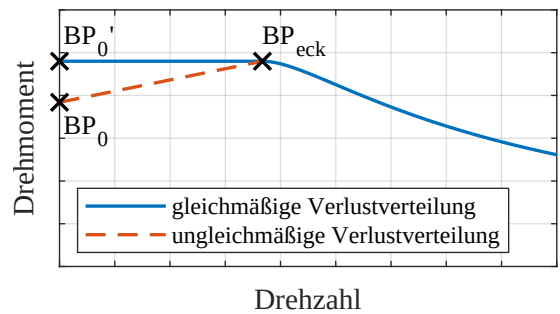


Abb. 4.38: Anfahrstromreduktion durch ungleichmäßige Verlustaufteilung.

4.4 Verfahren zur Steigerung der Wechselrichter-Performance

Neben der Wahl des für die jeweilige Anwendung am besten geeigneten Modulationsschemas existiert eine Vielzahl unterschiedlicher Optimierungsverfahren, die sich positiv auf die Dimensionierung und/oder den Wirkungsgrad des Wechselrichters auswirken. Die in den nachfolgenden Kapiteln vorgestellten Verfahren sind entweder aus der Literatur entnommen oder wurden im Rahmen der hier vorliegenden Arbeit entwickelt. Teile der Ausführungen wurden bereits in [HGWB20] und [HWHB22] veröffentlicht.

4.4.1 Hybrid-ANPC Struktur mit Halbleiter-Mischbestückung

Eine Herangehensweise zur besseren Ausnutzung der verbauten Halbleiterfläche ist die Mischbestückung mit unterschiedlichen Halbleitertypen [215–218]. Dies ist insbesondere dann vorteilhaft, wenn die schnell taktenden Schalter (wie z.B. S_{23} bei MS2) durch Halbleiter mit weniger Schaltverlusten ersetzt werden. Aus diesem Grund werden für die folgenden Betrachtungen hybrider ANPC Phasen für alle schnell taktenden Schalter SiC-MOSFETs gewählt. Für die mit Grundfrequenz taktenden Halbleiter werden Si-IGBTs oder Si-Superjunction MOSFETs verwendet.

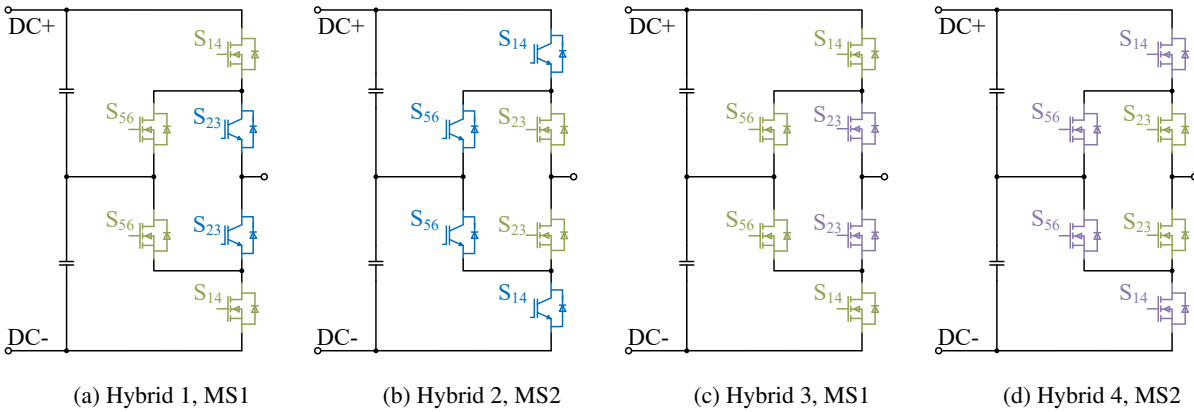


Abb. 4.39: Unterschiedliche hybride ANPC Phasen mit Halbleiter-Mischbestückung aus Si-IGBTs (blau), SiC-MOSFETs (grün) und Si-SJ MOSFETs (violett).

Abb. 4.39 zeigt die vier untersuchten ANPC Variationen mit den dargestellten Mischbestückungen. Zur Einordnung des Einflusses der unterschiedlichen Optimierungsvarianten ist die Kenntnis über die Eigenschaften der verwendeten Halbleiter essenziell. In Abb. 4.40 ist das Durchlassverhalten der nachfolgend betrachteten Halbleiter im ersten Quadranten dargestellt, wobei die Durchlassverluste $P_{\text{cond}} = I_C \cdot U_{\text{CE}}$ bzw. $P_{\text{cond}} = I_D \cdot U_{\text{DS}}$ über der geschalteten Ausgangsleistung $P_{\text{el}} = I_C \cdot U_{\text{DC}}$ bzw. $P_{\text{el}} = I_D \cdot U_{\text{DC}}$ dargestellt sind. Beide Größen sind flächenspezifisch angegeben. Über die Darstellung der spezifischen (Verlust-) Leistungen lassen sich unterschiedliche Halbleitertypen aus verschiedenen Spannungsclassen und mit unterschiedlichen Halbleiterflächen miteinander vergleichen. Es ist ersichtlich, dass die SiC-MOSFETs das beste Durchlassverhalten zeigen, während an den Si-SJ MOSFETs bereits bei niedriger Ausgangsleistung hohe Durchlassverluste anfallen. Des Weiteren zeigt die Grafik,

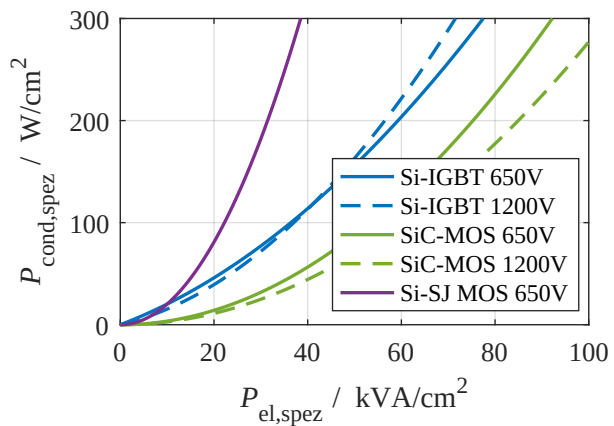


Abb. 4.40: Durchlassverluste über der geschalteten Leistung der verwendeten Halbleitertypen.

dass der 1200 V SiC-MOSFET über den gesamten Betriebsbereich besser abschneidet als der 650 V SiC-MOSFET, wohingegen es bei den Si-IGBTs einen Schnittpunkt der beiden eng nebeneinander liegenden Kurven gibt. Die zugrundeliegenden Halbleiterdaten wurden den Datenblättern der folgenden Chips entnommen: ROHM SCT3022ALHR, ROHM SCT3022KLHR, Infineon FS820R08A6P21B, Infineon FS450R12OE4 und Infineon IPW60R024P7.

4.4.2 Verlustumverteilung durch Modulation

Der Mechanismus der Verlustumverteilung beruht darauf, dass in Abhängigkeit des aktuellen Arbeitspunkts beziehungsweise abhängig von den Momentanwerten der (gemessenen oder geschätzten) Halbleitertemperaturen genau der Kommutierungspfad gewählt wird, welcher die aktuell heißesten Schalter entlastet und dafür die kälteren Schalter stärker belastet [137, 192–194]. Die Summe der Verlustenergien bei einem Schaltvorgang bleibt unter der Annahme ähnlicher Streuinduktivitäten für die verschiedenen Kommutierungspfade in erster Näherung konstant. Bei dem hier angewendeten analytischen Verfahren soll diese Annahme gelten. Es beschreibt demnach im Gegensatz zu [192] ausschließlich eine Umverteilungsstrategie. Je nach Betriebspunkt sind auch dadurch deutliche Steigerungen der Wechselrichterperformance möglich. An einem realen Wechselrichter muss im Gegensatz zur hier durchgeführten idealisierten Rechenvorschrift zusätzlich der Unterschied in den Aufbau-spezifischen Streuinduktivitäten für die Bewertung des idealen Nullzustands berücksichtigt werden. Abb. 4.41 zeigt die Auswirkung der Verlustumverteilung bei den Randbedingungen aus Kap. 4.3.2. Im hier betrachteten Betriebspunkt kann die Temperatur des heißesten Schalters bei einer Kühlmitteltemperatur von 70 °C mit Hilfe der aktiven Verlustumverteilung von 119 °C auf 98 °C reduziert werden, was einer Verringerung um 18 % entspricht. Zur Berechnung wurden die Formeln aus Anhang A verwendet, wobei die unterschiedlichen Modulationsschemata jeweils anteilmäßig berücksichtigt wurden, sodass sich eine annähernd optimale Verlustaufteilung einstellt.

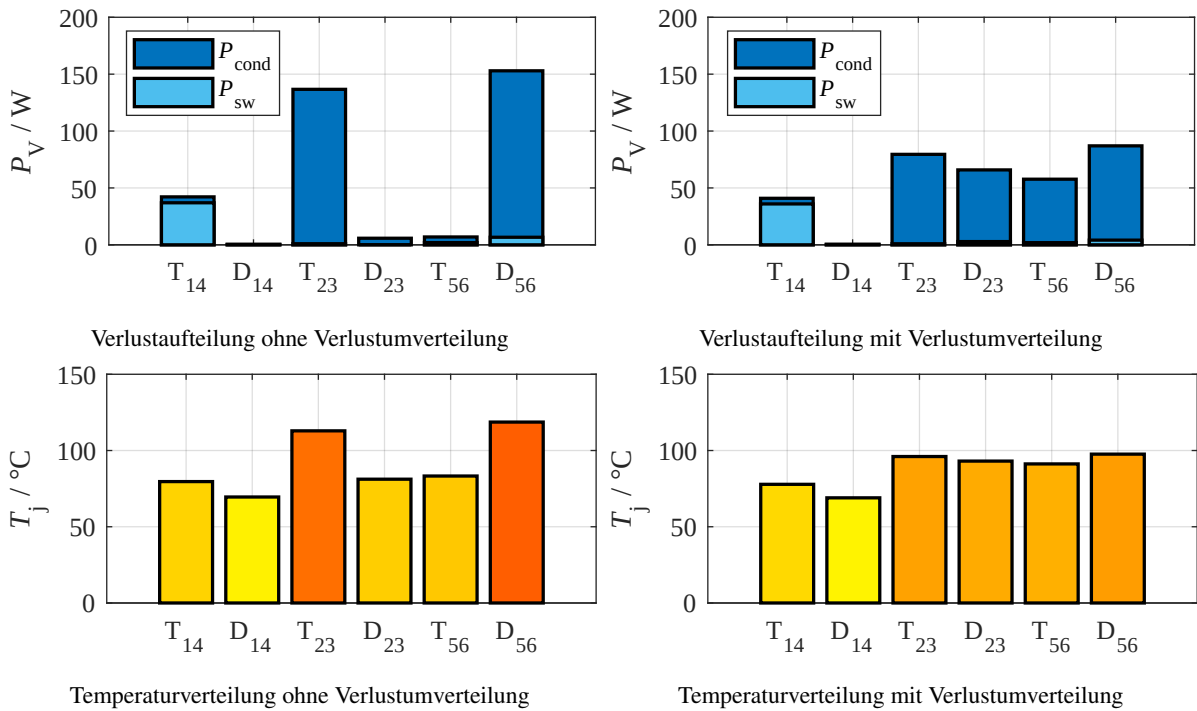


Abb. 4.41: Auswirkung der Verlustleistungsumverteilung auf einen ANPC Wechselrichter mit Si-IGBTs durch die Wahl geeigneter Kommutierungspfade: Gegenüberstellung der Durchlass- und Schaltverluste sowie der Temperaturverteilung ohne Verlustumverteilung (links) und mit Umverteilung (rechts) im gleichen Betriebspunkt bei $I_{eff} = 200$ A, $f_s = 5$ kHz, $m = 0,1$ und $\cos \varphi = 0,9$.

Die genaue Herangehensweise ist im Detail in [HGWB20] beschrieben. Im Vergleich mit weiteren Betriebspunkten wird deutlich, dass sich diese Optimierungsstrategie insbesondere bei niedrigen Modulationsgraden positiv auf die Verlustverteilung auswirkt.

Eine Umverteilung der Verluste durch die Wahl des am besten geeigneten Nullzustands kann demnach genutzt werden, um der Anfahrstrombegrenzung aus Abb. 4.38 entgegenzuwirken. Da ein Großteil der Leitverluste bei niedrigem Modulationsgrad auf beide inneren Pfade aufgeteilt werden kann, besteht gar die Möglichkeit, eine Erhöhung des Anfahrstroms zu bewirken (siehe Kap. 4.4.4). Es ist anzumerken, dass dieses Optimierungsverfahren ausschließlich bei der ANPC Struktur Anwendung finden kann, da die anderen betrachteten Dreipunkt-Wechselrichter nicht zwischen unterschiedlichen Nullzuständen unterscheiden.

4.4.3 Halbleiterflächen-Optimierung

a) Rahmenbedingungen für die Optimierung

Neben dem Modulationsschema und den allgemeinen Halbleitereigenschaften bestimmt insbesondere die verbaute Halbleiterfläche die Temperatur und damit den erlaubten Maximalstrom eines Schalters. Daher bietet die geschickte Anpassung der einzelnen Chipflächen prinzipiell eine Möglichkeit, die Verlustleistungsverteilung in einem festen Arbeitspunkt so anzupassen, dass jeder topologische Schalter die gleiche Sperrschichttemperatur erreicht. Hierfür wurde ein Algorithmus entwickelt, welcher iterativ die Verluste an jedem Einzelschalter berechnet und anschließend eine Anpassung der Chipflächenverteilung vornimmt. Da ein Traktionswechselrichter im Gegensatz zu PV- oder Industrieanwendungen über einen großen Arbeitsbereich hinweg agieren muss, ist die Optimierung auf einen einzelnen Betriebspunkt hin allerdings nicht ausreichend. Dadurch würde sich die Verteilung der Verluste in anderen Betriebspunkten verschlechtern, was zu Einschränkungen in der Wechselrichterperformance führt. Die Analyse der elektrischen Größen innerhalb des motorischen Betriebsbereichs eines Wechselrichters an einer PMSM ergibt, dass die maximale thermische Belastung der Schalter nur in zwei unterschiedlichen Punkten erreicht wird. Diese Punkte wurden bereits in Abb. 4.38 als BP_0 und BP_{eck} eingeführt. In beiden führt der Wechselrichter seinen Maximalstrom, in BP_0 werden jedoch besonders die inneren und in BP_{eck} die äußeren Schalter belastet. Jeder Betriebspunkt dazwischen stellt eine Kombination beider Extrempunkte dar, wodurch die Verluste dort in jedem Fall gleichmäßiger verteilt sind. Ein niedrigerer Strom führt ebenfalls zu geringeren Verlusten. Da der Modulationsgrad sowie der Phasenstrom ihr Maximum bereits in BP_{eck} erreicht haben, steigt die Belastung für die Halbleiter auch im Feldschwäcbereich nicht weiter an. Hierbei wird angenommen, dass der Leistungsfaktor bei hohen Phasenströmen konstant hoch bleibt, was für den Betrieb einer PMSM mit MTPA-Steuerung (siehe Anhang B.1) angenommen werden darf. Es ist anzumerken, dass die hier vorgestellte Optimierungsvorschrift ausschließlich den motorischen Betrieb des Antriebsstrangs umfasst. Durch die zusätzliche Betrachtung der kritischen Punkte im generatorischen Betrieb kann der Algorithmus auf das vollständige Antriebskennfeld erweitert werden.

b) Funktionsweise des Algorithmus

Der Algorithmus, mit dem die optimale Chipflächenverteilung über den gesamten Betriebsbereich hinweg bestimmt werden soll, basiert auf einem simplen Funktionsprinzip, das auf alle betrachteten Dreipunkt-Wechselrichter angewendet werden kann und ist an [71] angelehnt. Als Startbedingung wird eine Wechselrichterphase mit gleichmäßiger Chipflächenverteilung betrachtet. In einem ersten Schritt werden die Verluste aller Schalter in den beiden Betriebspunkten BP_0 und BP_{eck} bestimmt. Aufgrund der Symmetrie jeder Phase ist es ausreichend, die drei unabhängigen Schalter S_{14} , S_{23} und S_{56} zu betrachten. Aus der Kenntnis der Verluste und der thermischen Anbindung kann auf die Sperrschichttemperaturen der Halbleiter geschlossen werden. Diese Information wird genutzt, um den heißesten Schalter über beide

Betriebspunkte hinweg zu bestimmen. Der Strom, bei dem dieser Schalter im betrachteten Betriebspunkt an die thermische Grenze von 150°C stößt, wird als Maximalstrom für den gesamten Wechselrichter mit der aktuellen Chipflächenverteilung definiert. Um diesen Strom zu erhöhen, erhält der heißeste Schalter nun in jedem weiteren Iterationsschritt je ein Flächeninkrement von den beiden kälteren Halbleitern, bevor die Verlustberechnung erneut durchgeführt wird. Dies hat zur Folge, dass der bisher limitierende topologische Schalter durch die größere Chipfläche entlastet wird, da sowohl der Durchlasswiderstand als auch der thermische Widerstand sinkt. Stattdessen nehmen die bisher weniger belasteten Schalter aufgrund ihrer nun kleineren Fläche eine höhere Temperatur an. So wird erzwungen, dass sich die Verlustverteilung in beiden Betriebspunkten mit jedem Iterationsschritt weiter angleicht und der Maximalstrom des Wechselrichters damit kontinuierlich steigt. Die beschriebene Iterationsvorschrift wird so lange wiederholt, bis eines von zwei möglichen Abbruchkriterien erfüllt ist. Zum einen wird die Schleife abgebrochen, sobald ein Iterationsschritt den Maximalstrom gegenüber dem vorherigen Schritt senkt. Dies kann passieren, wenn bereits das Optimum erreicht ist und jede weitere Anpassung zu einer Verschlechterung führen würde. Zum anderen stoppt der Algorithmus, wenn der Maximalstrom über eine definierte Anzahl an aufeinanderfolgenden Iterationsschritten stagniert. Auch dann ist das gewünschte Optimum erreicht und das letzte Flächenstück 'pendelt' zwischen den Schaltern hin und her, führt aber in beiden Fällen zum gleichen Maximalstrom. Die so optimierte Wechselrichterphase besitzt dann eine Flächenverteilung, welche jeden Schalter in mindestens einem der beiden Betriebspunkte an seine thermische Grenze bringt.

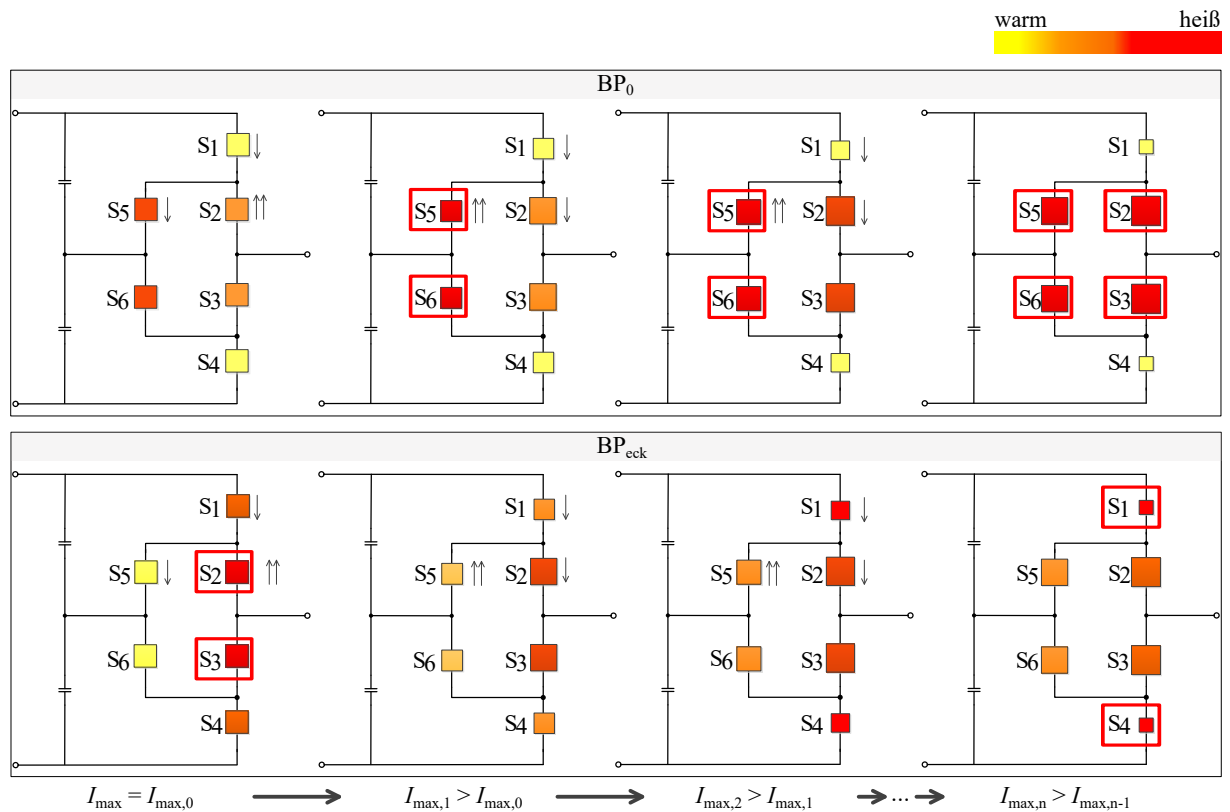


Abb. 4.42: Prinzipdarstellung des Algorithmus zur Berechnung der optimalen Chipflächenverteilung innerhalb einer ANPC Phase unter Berücksichtigung der Betriebspunkte BP_0 (oben) und BP_{eck} (unten).

Abb. 4.42 visualisiert in vereinfachter Art und Weise das beschriebene Vorgehen anhand beispielhafter Chipgrößen. In der oberen Hälfte sind die Temperaturen und Flächen der Halbleiterschalter in BP_0 dargestellt, die untere Hälfte zeigt die gleichen Größen für den Betriebspunkt BP_{eck} . Der heißeste Schalter im jeweiligen Iterationsschritt ist mit einem roten Rahmen markiert. Er kann entweder in BP_0 oder in

BP_{eck} auftreten. Die kälteren Schalter geben einen Teil ihrer Halbleiterfläche an den heißesten Schalter ab, was durch die Pfeile gekennzeichnet ist. Die insgesamt verbaute Halbleiterfläche bleibt dabei konstant. Sie wird stattdessen in einer überlagerten Iterationsschleife an die Auslegungsbedingungen angepasst. Die neue Flächenverteilung ist durch die angepasste Größe der Quadrate im jeweils folgenden Iterationsschritt angedeutet. Werden IGBTs verwendet, muss die Temperatur des Transistors und der Diode separat betrachtet werden, da nicht immer im Voraus erkennbar ist, welches Bauteil seine Maximaltemperatur zuerst erreicht. Um zu viele Freiheitsgrade bei der Berechnung zu vermeiden, wurde das Verhältnis von IGBT-Fläche zu Diodenfläche konstant zu $\frac{A_{IGBT}}{A_D} \approx 2$ bestimmt. Hier ergibt sich ein weiterer Ansatzpunkt zur Optimierung, der allerdings in der hier vorliegenden Arbeit nicht weiter verfolgt wurde.

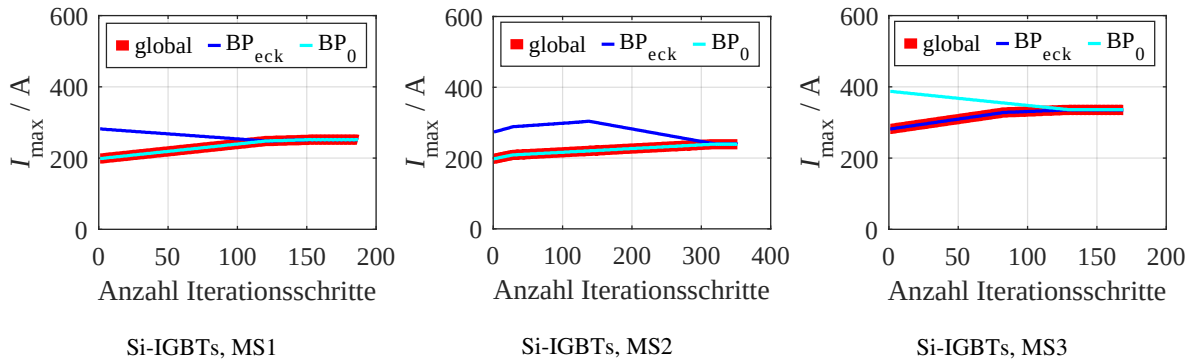


Abb. 4.43: Beispiele für die Konvergenz des Algorithmus: Erhöhung des maximalen Wechselrichterstroms mit steigender Anzahl der Iterationen bis zum Erreichen des Abbruchkriteriums.

In Abb. 4.43 ist an drei Beispielen gezeigt, wie sich der maximale Wechselrichterstrom vom Beginn der Iteration bis zum Abbruchkriterium verhält. Es ist deutlich zu erkennen, dass sich die maximal erlaubten Ströme in BP_0 und BP_{eck} für jedes der drei Modulationsverfahren zu Beginn unterscheiden. Der niedrigere der beiden Werte bestimmt den globalen Maximalstrom. Bei MS1 wird deutlich, dass sich die Flächenoptimierung zu Beginn so auswirkt, dass sich zwar der Maximalstrom in BP_{eck} verringert, dafür aber der Strom in BP_0 steigt. Dies ist damit zu begründen, dass der limitierende Schalter in BP_0 pro Iterationsschritt ein Flächenstück von dem limitierenden Schalter in BP_{eck} erhält. Anschließend steigen beide Ströme nochmals kurz an. Hier erhalten die beiden Schalter abwechselnd ein Flächenelement des nicht limitierenden Halbleiters. Nach dieser Phase stagniert der Maximalstrom und der Algorithmus wird nach 50 Iterationen ohne Änderung des Maximalstroms beendet. Bei MS2 wirkt sich die Flächenumverteilung zu Beginn positiv auf beide Betriebspunkte aus, da in beiden Punkten zunächst der gleiche Schalter limitierend ist. Sobald dies nicht mehr der Fall ist, nähern sich die beiden Werte einander an bis der Endwert stagniert. Bei MS3 zeigt sich ein ähnliches Bild wie bei MS1, nur dass hier zu Beginn BP_{eck} limitierend ist. Allgemein lässt sich anhand dieser Auswahl an Beispielen sowie an allen anderen getesteten Variationen bestätigen, dass der Maximalstrom durch den entworfenen Algorithmus gegen den gewünschten Endwert konvergiert. Damit kann die ideale Flächenverteilung für den größtmöglichen konstanten Maximalstrom über den gesamten Betriebsbereich des Wechselrichters bestimmt werden. Durch eine mathematische Übergewichtung der Halbleitertemperaturen im Anfahrpunkt lässt sich mit Hilfe des Flächenoptimierungsalgorithmus auch eine gezielte Anfahrstromüberhöhung realisieren. Hierfür muss ein neues Abbruchkriterium – beispielsweise ein konstantes Stromverhältnis $I_{max}(BP_0)/I_{max}(BP_{eck})$ – definiert werden, da die Maximalströme

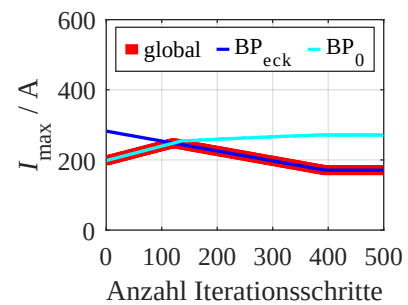


Abb. 4.44: Gezielte Anfahrstromüberhöhung mit MS1.

in beiden Betriebspunkten nicht mehr gegen den gleichen Endwert konvergieren. Die Funktionsweise dieses Verfahrens kann anhand von Abb. 4.44 grundlegend bestätigt werden. Da sich eine Anfahrstromüberhöhung wie dargestellt jedoch entsprechend negativ auf den Strom im Eckpunkt auswirkt, findet diese Herangehensweise nachfolgend keine weitere Berücksichtigung. Als Alternative kann der Anfahrstrom stattdessen – sofern dies nötig ist – über eine Absenkung der Schaltfrequenz erhöht werden.

c) Optimierungsergebnisse

Abb. 4.45 zeigt das Ergebnis der Flächenoptimierung für verschiedene Variationen des ANPC Wechselrichters mit unterschiedlichen Halbleitertypen und/oder Modulationsschemata. Die Größe der abgebildeten Quadrate ist proportional zur berechneten Halbleiterfläche, deren Verhältnis bezogen auf die ursprüngliche Halbleiterfläche gemäß $Q_A = \frac{1}{A_{T+D,ref}} \cdot \{A_{S14} A_{S23} A_{S56}\}$ angegeben ist. Der Startwert für die Gesamtchipfläche (Transistor mit Diode) eines topologischen Schalters beträgt für jede Variation $A_{T+D,ref} = 1,6 \text{ cm}^2$. Alle verwendeten Halbleiter wurden zusätzlich auf die gleichen thermischen Randbedingungen skaliert. Weitere wichtige Parameter zur Berechnung sind in Tab. 4.8 gelistet.

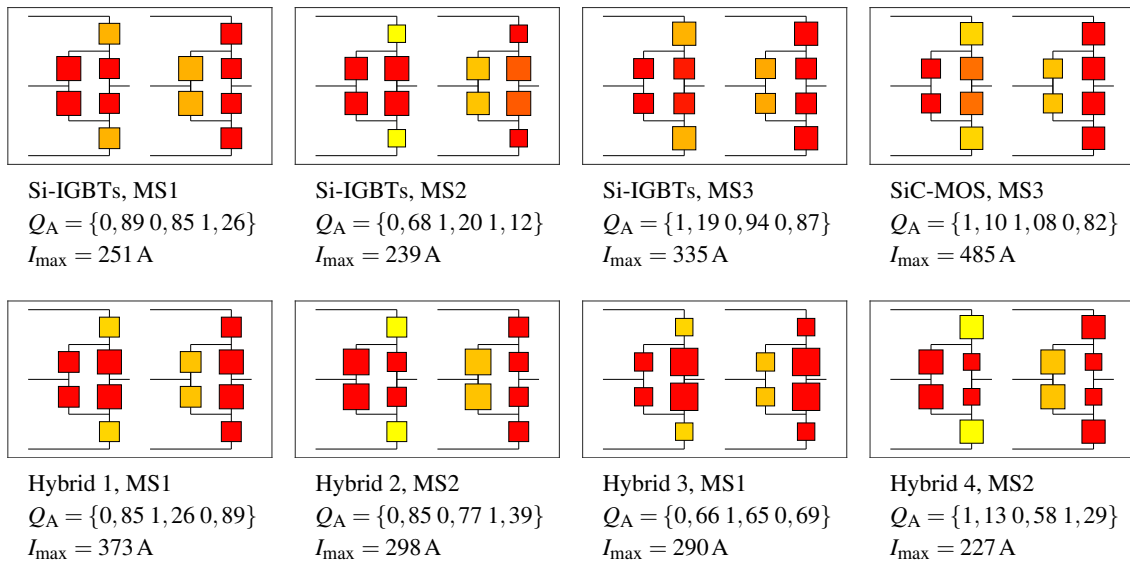


Abb. 4.45: Optimierte Halbleiterflächen und -temperaturen verschiedener ANPC Wechselrichter in BP_0 (links) und BP_{eck} (rechts) von 75°C (gelb) bis 150°C (rot) bei dem jeweiligen Maximalstrom nach [HGWB20].

Aufgrund der unterschiedlichen Gesamtverluste jeder Anordnung sowie deren Verteilung unterscheidet sich auch der Maximalstrom und damit die Leistungsdichte der Wechselrichtervarianten. Während die hochfrequent taktenden Schalter in den ersten beiden Bildern mit Si-IGBTs und MS1/MS2 die größte Chipfläche benötigen, lässt sich ein weitaus ausgeglicheneres Verhältnis bei Verwendung von MS3 erkennen, da sich der Strom im Spannungsnullzustand auf beide inneren Pfade aufteilen kann. Dies gilt insbesondere bei Verwendung von SiC-MOSFETs. Dadurch erhöht sich der maximal erlaubte Strom und damit die Leistungsdichte des Wechselrichters. Anhand der Ergebnisse für die hybriden ANPC Varianten lässt sich erkennen, dass die Schalter, welche mit SiC-MOSFET bestückt sind, trotz der hohen Taktfrequenz weniger Halbleiterfläche benötigen als die umgebenden Si-IGBTs (Hybrid 1 & 2). Es ist ebenfalls zu erkennen, dass die Si-SJ MOSFETs bei Hybrid 3 und Hybrid 4 einen großen Teil der gesamten Halbleiterfläche einnehmen. Dies lässt sich auf das schlechtere Durchlassverhalten aus Abb. 4.40 zurückführen, da die Schaltverluste bei diesen Schaltern vernachlässigt werden können.

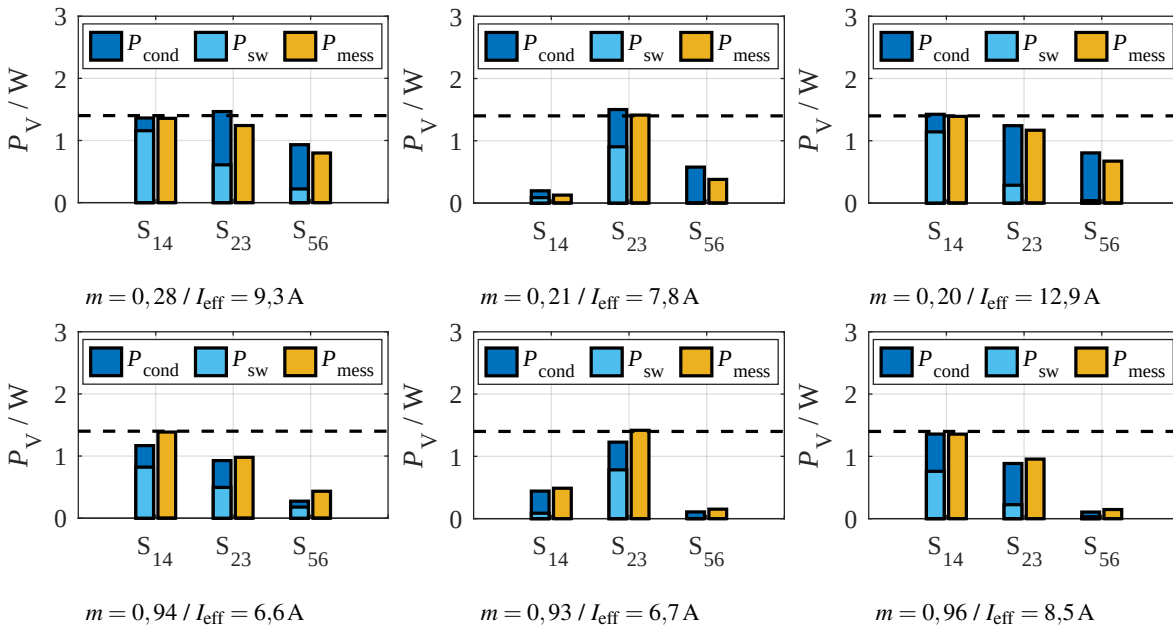
Es ist anzumerken, dass die Ergebnisse der Berechnung ein mathematisches Optimum beschreiben, das für einen realen Aufbau mit kommerziell erhältlichen Halbleiterchips in diskreten Flächenabstufungen angenähert werden muss.

Tab. 4.8: Referenzbedingungen für die Berechnung der Halbleiterflächen.

Parameter	Symbol	Wert
Modulationsfrequenz	f_s	5 kHz
Zwischenkreisspannung	U_{DC}	800 V
Sperrfestigkeit Halbleiter	U_{br}	650 V
Chipfläche Einzelschalter	$A_{T+D,ref}$	1,6 cm ²
Kühlmitteltemperatur	T_{fluid}	75 °C
Max. Sperrschichttemperatur	$T_{j,max}$	150 °C

4.4.4 Vergleich der vorgestellten Verfahren anhand des Betriebsbereichs

Jede Optimierung der Verlustverteilung innerhalb einer Wechselrichterphase wirkt sich positiv auf den Stellbereich des gesamten Antriebsstrangs aus. Bei der ANPC Struktur kann dieser zusätzlich durch die Wahl des Modulationsschemas beeinflusst und an die Bedürfnisse der jeweiligen Anwendung angepasst werden. Für den Antrieb eines Elektrofahrzeugs ist der Anfahrpunkt dabei von besonderer Bedeutung, da insbesondere beim Anfahren am Berg oder an einem Bordstein ein hohes Drehmoment benötigt wird [219]. Um den Einfluss des Modulationsschemas auf den Anfahrstrom zu untersuchen, wurden Verlustleistungsmessungen am Prüfstandswechselrichter aus Kap. 4.1 durchgeführt. Das kalorimetrische Messprinzip beruht auf der Temperaturmessung mit Hilfe einer Infrarotkamera und einer vorangegangenen Kalibrierung zur Bestimmung aller thermischen Parameter. Abb. 4.46 zeigt die gemessenen Verlustleistungen für alle drei Modulationsschemata jeweils bei niedrigem Modulationsgrad von $m \approx 0,25$ (repräsentativ für den Anfahr- / Niedrigdrehzahlbereich) und in einem Betriebspunkt nahe der Volllaststeuerung $m \approx 0,95$.


Abb. 4.46: Verlustleistung der Einzelschalter in den Betriebspunkten für die Anfahrstrombetrachtung bei MS1 (links), MS2 (mitte) und MS3 (rechts) mit einer maximalen Verlustleistung von 1,4 W je Schalter.

Die genauen Randbedingungen variieren dabei wie angegeben, da die Messungen zur Reduktion der Komplexität an einer passiven RL-Last durchgeführt wurden, wobei die verwendeten Lastwiderstände nur in diskreten Stufen eingestellt werden konnten. Zur Versuchsdurchführung wurden die Phasenströme über den ohmschen Anteil der Last (und zur Feinjustierung über den Modulationsgrad des Wechselrichters) so

eingestellt, dass der heißeste topologische Schalter einen definierten maximalen Temperaturhub erfährt, welcher bei der gegebenen thermischen Anbindung einer festen Verlustleistung von genau 1,4 W entspricht. Diese Grenztemperatur dient als skaliertes Pendant zur bisher definierten Maximaltemperatur von 150 °C. Es zeigt sich, dass bei Verwendung von MS3 aufgrund der allgemein gleichmäßigeren Verlustaufteilung in beiden Betriebspunkten ein höherer Strom gestellt werden kann, ehe die Verlustleistungsgrenze erreicht ist. Insbesondere bei niedriger Aussteuerung kommt der Vorteil der beiden parallelen Nullpfade zum tragen, wodurch sich der Anfahrstrom deutlich erhöht. Der Vergleich mit den analytisch berechneten Verlusten zeigt eine grundsätzlich gute Übereinstimmung mit einzelnen Ausreißern. Dies ist auf das kalorimetrische Messprinzip mit einer Vielzahl an Störeinflüssen zurückzuführen, das bei der Vermessung geringer Leistungen bereits bei kleinen Messfehlern merkbare Abweichungen zeigt. Die nachfolgenden Ergebnisse entsprechen in Teilen den in [HWHB22] veröffentlichten Daten.

Der Vorteil von MS3 im Anfahrpunkt wird auch anhand der folgenden Untersuchungen deutlich. Um alle vorgestellten Optimierungsverfahren sowie die Auswirkungen des gewählten Modulationsschemas miteinander zu vergleichen, werden nachfolgend die Kurven des zum jeweiligen Verfahren gehörigen Maximalstroms eines Wechselrichters mit konstanter Halbleiterfläche über der Drehzahl einer elektrischen Maschine mit U/f -Steuerung dargestellt. Zur besseren Trennung der Effekte werden hier zunächst keine Kombinationen der einzelnen Verfahren abgebildet. Für alle Kurven ohne Benennung des Modulations-schemas wurde MS1 verwendet, die eingezeichnete Referenzkennlinie kennzeichnet einen Betrieb mit konstantem Strom über den gesamten Betriebsbereich. Da der Effekt auf den Stellbereich der elektrischen Maschine stark vom Halbleitertyp abhängt, wird zunächst eine ANPC Phase mit Si-IGBTs betrachtet. Anschließend erfolgt die Analyse unter Verwendung von SiC-MOSFETs und Mischbestückungen.

a) ANPC Wechselrichter mit Si-IGBTs

Wie in Kap. 4.4.3 erläutert, dient der Flächenoptimierungsalgorithmus dazu, den Maximalstrom des Wechselrichters so zu optimieren, dass er über den gesamten Betriebsbereich hinweg konstant ist. Wie in Abb. 4.43 exemplarisch zu erkennen ist, wird dieses Ziel dadurch erreicht, dass sich der maximale Wechselrichterstrom in BP_0 und in BP_{eck} annähern. Daraus ergibt sich ein konstanter Maximalstrom über den vollständigen Betriebsbereich des Wechselrichters und die Problematik der Anfahrstrombegrenzung wird umgangen. Abb. 4.47 ist jedoch zu entnehmen, dass sich der Strom, welcher sich durch die Flächenoptimierung ergibt, insbesondere bei niedrigen Modulationsfrequenzen (hier 5 kHz) kleiner ist als der anfängliche Maximalstrom in BP_{eck} . Dies hat zur Folge, dass auch die Maximalleistung im Eckpunkt

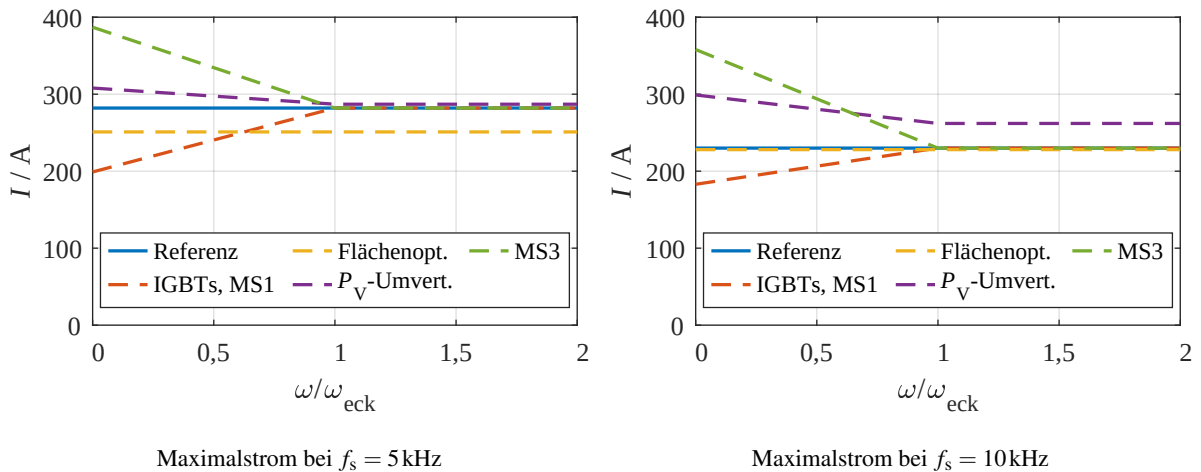


Abb. 4.47: Auswirkung der verschiedenen Optimierungsstrategien auf den Maximalstrom eines ANPC Wechselrichters mit Si-IGBTs bei Modulationsfrequenzen von 5 kHz (links) und 10 kHz (rechts).

des Wechselrichters sinkt. Je höher jedoch die Schaltfrequenz wird, desto größer ist der Einfluss der Flächenoptimierung und desto besser kann der ungleichen Verlustverteilung entgegengewirkt werden. Diese Beobachtung gilt auch für alle anderen Formen der Optimierung. Da Schaltverluste in der dargestellten Betrachtung nahezu betriebspunktunabhängig sind, fallen diese immer an den gleichen Schaltern an. Dem kann beispielsweise durch eine Vergrößerung der zugehörigen Chipfläche oder durch eine geeignete Wahl der Kommutierungspfade entgegengewirkt werden.

Allgemein lässt sich feststellen, dass der positive Effekt durch die Verlustumverteilung bei den gewählten Randbedingungen deutlich größer ist als der durch die Flächenoptimierung. Zusätzlich zeigt sich noch ein weiterer Effekt: Da der Strom bei niedrigen Drehzahlen (und damit bei niedrigem Modulationsgrad) anteilmäßig häufiger über einen der inneren Pfade fließt, ist das Potential der Verlustumverteilung dort größer als bei hohen Drehzahlen. Aus diesem Grund kann auch hier eine Anfahrstromüberhöhung erkannt werden, welche insbesondere bei höheren Modulationsfrequenzen (in Abb. 4.47 bei 10 kHz) zu sehen ist. Umgekehrt zeigt sich, dass eine Absenkung der Schaltfrequenz bei niedrigen Drehzahlen ebenfalls die Stromtragfähigkeit im Anfahrpunkt erhöht. Bei hohem Modulationsgrad ergibt sich kaum ein Vorteil aus der Verlustumverteilung, da der Phasenstrom seltener über die inneren Schalter fließt.

Neben den beiden bisher betrachteten Optimierungsverfahren bewirkt insbesondere die Verwendung von MS3 eine merkbare Verbesserung der Wechselrichterperformance. Durch die Aufteilung des Stroms auf beide inneren Pfade reduziert sich die Belastung dieser Schalter deutlich mehr als durch alle anderen betrachteten Anpassungen. Zusätzlich können abhängig vom Betriebspunkt die Gesamtverluste im Wechselrichter sinken, da aufgrund der Parallelschaltung der beiden inneren Pfade im Spannungsnullzustand weniger Durchlassverluste anfallen, sofern nicht die Schwellenspannung $U_{CE,0}$ der IGBTs gegenüber dem Spannungsanteil $r_{CE} \cdot I$ dominiert. Bei höheren Schaltfrequenzen und höherem Modulationsgrad übersteigt der maximale Wechselrichterstrom durch die Verlustumverteilung wieder den Strom durch MS3. Da beide Varianten softwaretechnisch über die Ansteuerung realisiert werden können, ergibt sich zusätzlich die Möglichkeit, am Schnittpunkt der beiden Kurven zwischen ihnen zu wechseln und die Vorteile beider Optimierungsstrategien zu nutzen.

b) ANPC Wechselrichter mit SiC-MOSFETs

Bei SiC-MOSFETs wird davon ausgegangen, dass keine externe Freilaufdiode nötig ist. Stattdessen wird während der Verriegelungszeit die interne Bodydiode genutzt und der MOSFET im rückwärts leitenden Betrieb eingeschaltet, wodurch die Unterschiede in den elektrischen und thermischen Eigenschaften (unter anderem aufgrund der unterschiedlichen Chipflächen) zwischen Diode und Transistor nahezu entfallen. Daher ergibt sich für ANPC Wechselrichter mit SiC-MOSFETs keine Anfahrstrombegrenzung und auch die weiteren beschriebenen Effekte fallen entsprechend weniger stark aus. Dies ist in Abb. 4.48 dargestellt. Dennoch zeigt sich auch hier die positive Auswirkung der Ansteuerung mit MS3 im Grunddrehzahlbereich, da die Parallelschaltung der beiden inneren Strompfade auch hier zu einer geringeren Belastung führt. Aufgrund der rein ohmschen Kennlinie der MOSFETs und der damit verbundenen Verlustreduktion bei Stromaufteilung auf beide inneren Pfade während des Spannungsnullzustands profitiert diese ANPC-Variante nicht nur in Bezug auf den Anfahrstrom sondern ebenso aus Sicht des Gesamtwirkungsgrads besonders von MS3.

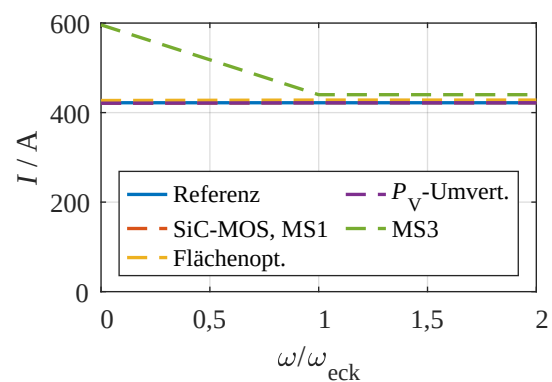


Abb. 4.48: Auswirkung der Optimierungsstrategien auf den Maximalstrom eines ANPC Wechselrichters mit SiC-MOSFETs bei $f_s = 5 \text{ kHz}$.

c) Hybride ANPC Wechselrichter mit Mischbestückung

Abb. 4.49 zeigt analog zu den vorherigen Betrachtungen die Auswirkungen der Mischbestückung einer ANPC Phase mit unterschiedlichen Halbleitertypen nach Abb. 4.39. Sowohl bei Hybrid 2 als auch bei Hybrid 4 ist weiterhin eine Absenkung des Anfahrstroms gegenüber dem Strom im Feldschwäcbereich zu erkennen. Bei beiden Varianten sind nur die inneren Schalter S_{23} mit SiC-MOSFETs bestückt. Die anderen Varianten mit je vier SiC-MOSFETs zeigen dieses Verhalten nicht, da die IGBTs bzw. SJ MOSFETs sowohl bei hohem als auch bei niedrigem Modulationsgrad gleichermaßen limitierend sind. Der Einsatz von SiC-MOSFETs in einigen Schaltern lohnt sich in Bezug auf die Kennlinie des reinen Si-IGBT ANPC Wechselrichters mit MS1 über den gesamten Betriebsbereich. Die Verwendung der SJ MOSFETs hingegen limitiert den Maximalstrom so stark, dass deren Kennlinien deutlich unterhalb der anderen Variationen liegen. Für die Auslegung eines Antriebs auf eine definierte Ausgangsleistung müsste die Fläche der SJ MOSFETs demnach signifikant erhöht werden. Zur Implementierung einer analytischen Verlustumverteilungsstrategie für die hybriden ANPC Varianten müsste die bisher vorgestellte Methodik weiterentwickelt werden. Deshalb wird hier nur die Flächenoptimierung als weitere Möglichkeit der Performanceverbesserung betrachtet. Mit Hilfe des vorgestellten Algorithmus können die Chipflächen auch bei unterschiedlichen Halbleitertypen bestimmt werden. Das erzielte Ergebnis wurde bereits in Abb. 4.45 vorgestellt. Abb. 4.49 zeigt nun die Auswirkung auf den Betriebsbereich. Es ist deutlich zu erkennen, dass durch die richtige Gewichtung der Flächen der unterschiedlich belasteten Halbleiter ein großer Mehrwert entsteht. Jede der vier hybriden Varianten erreicht dadurch einen höheren Maximalstrom, entweder in einem bestimmten Teil oder über den gesamten Betriebsbereich hinweg. Aufgrund dieser Erkenntnis werden für alle weiteren Vergleiche hybride ANPC Wechselrichter ausschließlich in Kombination mit der Flächenoptimierung verwendet.

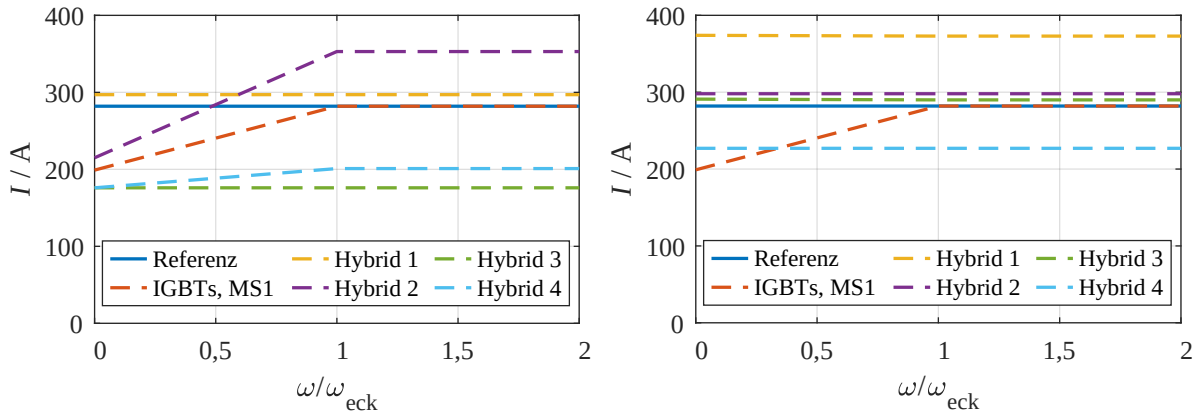


Abb. 4.49: Maximalstrom der hybriden ANPC Varianten ohne (links) und mit (rechts) Flächenskalierung über deren Betriebsbereich bei einer Modulationsfrequenz von 5 kHz im Vergleich zu einem ANPC Wechselrichter mit IGBTs und MS1 (in beiden Grafiken ohne Flächenskalierung).

4.5 Zusammenfassung

Die Verteilung der Verluste auf die Halbleiterschalter der ANPC Struktur hängt neben der Wahl des Halbleitertyps stark von der Modulationsstrategie ab. Neben den konkreten Kommutierungspfaden und den daraus resultierenden Schalt- und Durchlassverlusten beeinflusst das gewählte Modulationsschema unter anderem die Anzahl der benötigten Verriegelungszustände sowie die Neigung zu parasitärem Einschalten. Unter Berücksichtigung dieser Auswirkungen stellt sich für den Einsatz in BEVs aufgrund der erhöhten Effizienz bei niedriger Aussteuerung insbesondere das Modulationsschema MS3, bei dem im

Spannungsnullzustand alle inneren Schalter den Strom führen, als geeignet heraus. Messungen ergaben durch die Verwendung von MS3 je nach Betriebspunkt eine Verlustleistungsreduktion um 10 % bis 30 %. Gegenüber den beiden anderen Modulationsschemata konnte die Leistungsdichte eines ANPC Wechselrichters mit Si-IGBTs um mehr als 30 % gesteigert werden. Das zunächst theoretisch betrachtete Schalt- und Durchlassverhalten wurde anschließend anhand von Messungen an einem Prüfstand unter Verwendung eines dreiphasigen Dreipunkt-ANPC Wechselrichters an einer PMSM bestätigt.

Weiterhin wurden Strategien zur Steigerung der Performance des ANPC Wechselrichters im Hinblick auf die Anwendung im Fahrzeug vorgestellt. Diese umfassen unterschiedliche Halbleiterbestückungen sowie verschiedene Strategien zur Erhöhung der Homogenität der Verlustaufteilung auf die Einzelschalter. Es stellt sich heraus, dass eine geeignete Kombination der vorgestellten Verfahren eine signifikante Steigerung der Performance ermöglicht. Zusätzlich ergibt sich der Freiheitsgrad, über das Verhältnis der Halbleiterflächen der eingesetzten Schalter aktiv Einfluss auf die Betriebsbereichsgrenzen zu nehmen. Hier ist insbesondere die Anfahrstromerhöhung durch die gezielte Manipulation der einzelnen Chipflächen sowie durch die Nutzung einer aktiven Verlustumverteilung oder die Verwendung von MS3 hervorzuheben. Mit den genannten Verfahren konnte eine Anhebung des Anfahrstroms um nahezu 50 % erreicht werden. Die Möglichkeit zur weiteren Erhöhung des Anfahrstroms über eine Reduktion der Schaltfrequenz beim Anfahren wurde nicht weiter betrachtet, würde sich aber – analog zu allen anderen Wechselrichtertypen – ebenfalls positiv auf den Stellbereich auswirken. Somit kann die grundsätzliche betriebsbedingte Eignung der ANPC Struktur für den Einsatz als Antriebswechselrichter festgestellt werden. In Kap. 5 folgt nun anhand einer Performanceanalyse im Fahrzyklus sowie einer Wirtschaftlichkeitsbetrachtung der Vergleich mit den anderen vorgestellten Wechselrichterstrukturen.

Kapitel 5

Performance- und Kostenvergleich ausgewählter Wechselrichterstrukturen

Die Nutzbarkeit einer Wechselrichterstruktur im Antriebsstrang eines BEVs hängt von deren Performance in den ausschlaggebenden Betriebspunkten sowie von den auf den Wechselrichter zurückzuführenden Kosten für das Gesamtsystem ab. Dieses Kapitel evaluiert die Eignung der in Kap. 2.6 eingeführten Strukturen für den Einsatz im 800 V BEV und vergleicht ausgewählte Wechselrichtertypen mit unterschiedlichen Halbleiterbestückungen und Ansteuerstrategien untereinander. Die Untersuchung zeigt sowohl die technische als auch wirtschaftliche Konkurrenzfähigkeit einiger Strukturen gegenüber dem Zweipunkt-Wechselrichter.

5.1 Methodik und Vergleichsgrundlage

Um das Verhalten der betrachteten Wechselrichterstrukturen zu beschreiben und aussagekräftige Vergleiche ableiten zu können, bedarf es zunächst der Definition aller für die Analyse verwendeten Annahmen und Randbedingungen. Dieser Abschnitt beschreibt die Grundlagen, auf denen alle weiteren Ausführungen aufbauen und erläutert die Herangehensweise an den Performance- und Kostenvergleich.

5.1.1 Randbedingungen und Annahmen zur analytischen Verlustberechnung

Alle Berechnungen in diesem Kapitel basieren auf analytischen Formeln, welche die Verlustleistungen der jeweiligen Halbleiter in den betrachteten Wechselrichterstrukturen beschreiben. Die analog zu den Gleichungen des ANPC Wechselrichters nach Kap. 4.2.4 hergeleiteten Formelsätze finden sich in Anhang A. Die analytische Herangehensweise ermöglicht neben der mathematischen Nachvollziehbarkeit die Nutzung performanter und automatisierbarer Algorithmen zur Dimensionierung der Wechselrichter und zur Berechnung der Verluste in einer Vielzahl unterschiedlicher Betriebspunkte. Im Vergleich zu numerischen Schaltungssimulationen muss an dieser Stelle zwar auf manche Linearisierung und Vereinfachung zurückgegriffen werden, dafür erlaubt die analytische Betrachtung eine genaue Abtastung des verwendeten Fahrzyklus und eine damit einhergehende hohe Genauigkeit der Effizienzberechnungen im Betrieb. Die Variation der gewählten Randbedingungen ist in größerem Umfang aufgrund der deutlich höheren Rechengeschwindigkeit ebenfalls nur mit dem hier gewählten Ansatz effizient möglich. Es ist anzumerken, dass durch die Annahme ideal sinusförmiger Ströme keine Betrachtung der Stromwelligkeit erfolgen kann. Ebenso wird grundsätzlich von der Halbwellensymmetrie elektrischer Größen und der Symmetrie der Wechselrichterphasen ausgegangen. Weitere wichtige Annahmen, Herangehensweisen und Definitionen werden nachfolgend systematisch vorgestellt.

a) Betrachtete Wechselrichtertypen

Das Ziel der hier durchgeführten Untersuchung ist es, die Eignung der in Kap. 2.6 vorgestellten Wechselrichterstrukturen für den Einsatz in einem elektrischen Antriebsstrang festzustellen. Daher werden nachfolgend die B6, NPC, T-Type, ANPC, FC und SOW Struktur in jeweils unterschiedlichen Ausführungen gegenübergestellt. Die B6 Struktur soll hierbei als Referenz für den aktuellen Stand der Technik herangezogen werden. Der ANPC Wechselrichter nimmt aufgrund seiner fehlertoleranten Eigenschaften nach Kap. 3 ebenfalls eine Sonderstellung ein und wird daher unter Berufung auf die Erkenntnisse aus Kap. 4 ausführlicher betrachtet. Im Gegensatz zu den anderen Wechselrichterstrukturen fallen beim FC Wechselrichter zusätzliche Verluste in den Kondensatoren der drei Phasen an, da in jeder Schaltperiode Strom über deren Innenwiderstand fließt. Diese Verluste werden nachfolgend jedoch nicht weiter betrachtet, da sie stark von der Auslegung der Kondensatoren und der Modulation abhängen und demnach schwer allgemeingültig zu beschreiben sind, ohne konkreter auf die Zwischenkreis-Dimensionierung einzugehen. Da die zusätzlichen Kondensatoren allerdings ohnehin viel Bauraum benötigen, welcher im Automobil nur begrenzt zur Verfügung steht [8], ist die FC Struktur an dieser Stelle nicht im Fokus der Betrachtungen. Sie soll der Vollständigkeit halber aber dennoch grundsätzlich mit analysiert werden.

b) Für den Vergleich verwendete Halbleiter

Als Halbleiterschalter wurden kommerziell erhältliche Chips nach dem aktuellen Stand der Technik in möglichst ähnlichen Gehäusen verwendet. Die zugehörigen Halbleiter- und Modulbezeichnungen sind in Tab. 5.1 aufgelistet. Alle Werte wurden aus den jeweiligen Datenblättern extrahiert und für die Berechnungen nach dem in Kap. 2.4 vorgestellten Prinzip modelliert. Weiterhin sind die in den Modulen verbauten Halbleiterflächen für die Skalierung bekannt. Die temperatur-, strom- und spannungsabhängigen Parameter wurden zur Verwendung in den analytischen Verlustformeln gemäß der zugrundeliegenden physikalischen Prinzipien gefittet.

Tab. 5.1: Verwendete Halbleiter.

Typ	Sperrspannung	Bezeichnung	Hersteller	Version
Si-IGBT	750 V	FS820R08A6P2B	Infineon	EDT2
Si-IGBT	1200 V	FS380R12A6T4B	Infineon	IGBT4
SiC-MOSFET	750 V	ADP46075W3	ST Microelectronics	Gen.3
SiC-MOSFET	1200 V	FS02MR12A8MA2B	Infineon	CoolSiC G2

In Abb. 5.1 ist das linearisierte Durchlassverhalten der Halbleiter bei der maximalen Sperrschichttemperatur von $T_{j,\max} = 150^\circ\text{C}$ in einer gemeinsamen Grafik gegenübergestellt. Um einen fairen Vergleich zu gewährleisten, wurden die Durchlasskennlinien auf die verbaute Halbleiterfläche (bei IGBTs inkl. Diodenfläche) bezogen. Zur Skalierung der unterschiedlichen Spannungsniveaus wurde analog zu Abb. 4.40 zudem der Strom mit der Zwischenkreisspannung sowie die Durchlassspannung mit dem geschalteten Strom multipliziert. Durch diese Vorgehensweise lassen sich die real anfallenden Durchlassverluste über der geschalteten Ausgangsleistung auftragen. In den Grafiken zeigt sich insbesondere ein Vorteil im Durchlass der 1200 V SiC-MOSFETs, von dem die B6 Struktur profitiert. Wie die Ergebnisse aus Kap. 4.4.1 bereits andeuten, ergaben Vorabuntersuchungen zur Verwendung von Si-SJ MOSFETs in der Hybrid-ANPC Topologie mit Halbleitermischbestückung aufgrund der flachen Durchlasskennlinie einen signifikant erhöhten Bedarf an Si-Fläche gegenüber der Verwendung von Si-IGBTs. Die leicht erhöhte Teillasteffizienz führte in keinem untersuchten Szenario zur Konkurrenzfähigkeit mit anderen Halbleiterbestückungen, weshalb nachfolgend auf die Betrachtung von Si-SJ MOSFETs verzichtet wird.

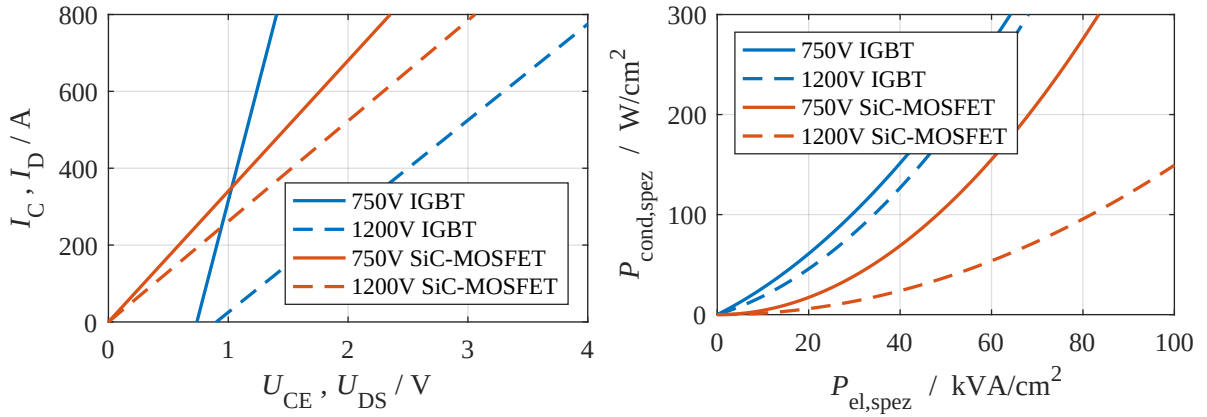


Abb. 5.1: Vergleich der linearisierten Ausgangskennlinien und der daraus resultierenden spezifischen Leistungen der verwendeten Halbleiter bei einer Sperrschichttemperatur von 150 °C.

c) Thermische Modellierung

Da alle wesentlichen Halbleiterparameter abhängig von der Sperrschichttemperatur des betreffenden Schalters sind, ist die genaue Kenntnis über diese essenziell für die Berechnung der Verluste und die Auslegung der Halbleiterflächen. Das hier verwendete Modell geht aufgrund des reduzierten Rechenaufwands von kleinen thermischen Zeitkonstanten an den Einzelschaltern im Vergleich zur Änderungsrate der Belastung im Fahrzyklus aus und nutzt einen stationären Ansatz zur Temperaturbestimmung ohne Berücksichtigung der thermischen Kapazität. Jeder Betriebspunkt wird demnach als stationär betrachtet. Diese Annahme verzerrt zwar kurzzeitig die realen Temperaturverhältnisse bei großen Lastsprüngen, verändert das Gesamtergebnis der Fahrspielbetrachtung gemäß den Resultaten vorangegangener Untersuchungen jedoch nur marginal. Die Maximallastauslegung im Eckpunkt erfährt durch die stationäre Betrachtung keine Einschränkung, es ist jedoch darauf zu achten, dass der grundfrequente thermische Rippel bei niedrigen Drehzahlen nicht berücksichtigt werden kann.

Die Kühlung der Halbleiter erfolgt über die Bodenplatte des jeweiligen Moduls hin zum Kühlmittel. Hier wurden zur Erhöhung der Allgemeingültigkeit der getroffenen Aussagen alle Halbleiter auf das gleiche Referenzmodul (HybridPACK™ Drive Modul von Infineon) skaliert. Somit können alle Chips in der gleichen thermischen Umgebung betrieben werden, ohne herstellerspezifische Unterschiede im Modulaufbau berücksichtigen zu müssen. Der thermische Gesamtwiderstand $R_{th,jf}$ setzt sich aus mehreren Durchgangs- und Übergangswiderständen von der Sperrschicht bis zum Kühlmedium (Fluid) zusammen. Da die verwendeten IGBTs in den betrachteten Modulen in direkter räumlicher Nähe zu den zugehörigen Dioden sitzen, wird neben dem thermischen Hauptwiderstand des Transistors $R_{th,T}$ und der Diode $R_{th,D}$ außerdem die thermische Kopplung zwischen beiden Chips über die Bodenplatte als $R_{th,TD}$ nach Abb. 5.2 berücksichtigt.

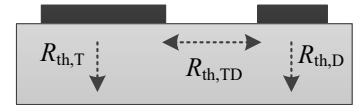


Abb. 5.2: Thermische Widerstände.

d) Modulationsverfahren

Die RZM stellt das gängigste Verfahren zur Ansteuerung von Antriebswechselrichtern dar. Da die analytische Verlustbetrachtung auf Basis der Sinus-PWM jedoch deutlich weniger aufwändig ist, wird diese – wie in der Literatur gebräuchlich [97, 110, 198, 220] – als Modulationsverfahren eingesetzt. Der daraus entstehende Fehler ist allerdings so gering, dass in vorhergehenden Simulationen nahezu keine Abweichung zu den Verlusten bei RZM festgestellt werden konnte. Einzig die Überlagerung der dritten Harmonischen zur Erhöhung der Aussteuerung auf $m_{max} = 1,155$ ist mit dieser Variante nicht möglich. Da sich die Verluste im Vergleich zur Ansteuerung mit $m = 1$ jedoch nur geringfügig

unterscheiden und der Modulationsgrad diesen Wert im verwendeten Fahrzyklus allgemein nur in wenigen einzelnen Betriebspunkten übersteigt, wird die Aussagekraft der gezeigten Ergebnisse auch durch diese Einschränkung nicht weiter beeinträchtigt. Abb. 5.3 zeigt die Auswirkung auf den nach Kap. 2.6.6 definierten, normierten Aussteuerbereich für die normale Zwei- bzw. Dreipunktmodulation sowie die abschnittsweise definierte SOW-Modulation.

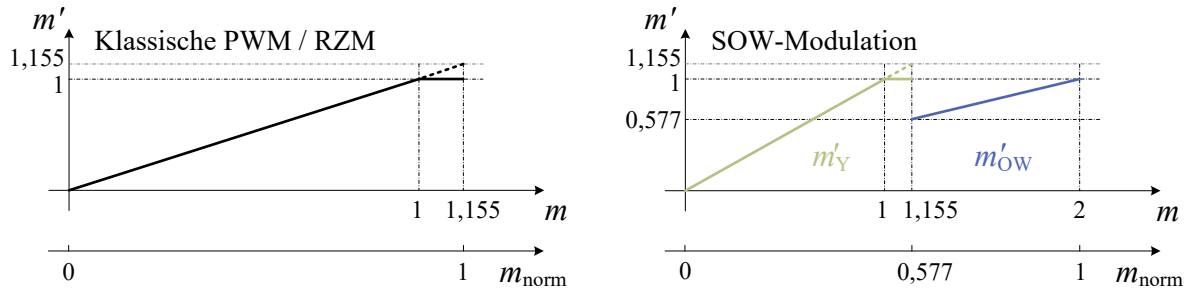


Abb. 5.3: Auswirkung auf den (normierten) Aussteuerbereich für die normale Zwei- bzw. Dreipunktmodulation (links) sowie die SOW-Modulation (rechts).

e) Dimensionierung

Um die betrachteten Wechselrichtertypen sinnvoll miteinander vergleichen zu können, werden alle auf die gleiche Ausgangsleistung ausgelegt. Diese wird als Scheinleistung $S_{\text{dim}} = 250 \text{ kVA}$ angegeben und definiert den nötigen Strom in Abhängigkeit der verfügbaren Zwischenkreisspannung. Die Leistungsklasse wurde aufgrund der Kompatibilität mit den zur Verfügung stehenden Daten für die elektrische Maschine und den Fahrzyklus gewählt. Als weitere Randbedingung wird vorausgesetzt, dass alle Wechselrichter bis zu einer Spannung von 640 V ohne Leistungseinbußen betrieben werden sollen. Daher wird für die grundlegende Dimensionierung eine Zwischenkreisspannung von 640 V festgelegt. Im Betrieb wird diese auf einen nach Kap. 2.1 realistischen nominellen Wert von 700 V gesetzt. Alle Halbleiterschalter werden unabhängig vom Betriebspunkt und der zugehörigen Wechselrichterstruktur mit einer Modulationsfrequenz von 10 kHz betrieben. Die effektiven Schaltfrequenzen einzelner Halbleiter können sich demnach unterscheiden. Weitere wichtige Kenngrößen sind Tab. 5.2 zu entnehmen.

Tab. 5.2: Überblick über die wichtigsten Auslegungs- und Betriebsparameter.

Parameter	Wert	Beschreibung
S_{dim}	250 kVA	Auslegungs-Scheinleistung
$U_{\text{DC,dim}}$	640 V	Zwischenkreisspannung für die Auslegung
U_{DC}	700 V	Zwischenkreisspannung für die Fahrspielbetrachtung
f_s	10 kHz	Modulationsfrequenz für Auslegung und Betrieb
$\cos \varphi_{\text{dim}}$	0,95	Leistungsfaktor für die Auslegung
$R_{\text{th,spez}}$	$25 \frac{\text{mm}^2 \text{K}}{\text{W}}$	Flächenspezifischer thermischer Widerstand
$T_{j,\text{max}}$	150 °C	Maximale Sperrschichttemperatur
T_{fluid}	65 °C	Kühlmitteltemperatur für Auslegung und Betrieb

Die Berechnung der benötigten Halbleiterflächen erfolgt für den B6 Wechselrichter anhand der Belastung im Eckpunkt des Ausgangskennfelds nach Abb. B.2 bei maximalem Strom und normiertem Modulationsgrad ($m_{\text{norm}} = 1$) sowie einem Leistungsfaktor von $\cos \varphi_{\text{dim}} = 0,95$. Da der Neutralpunktpfad der Dreipunktstrukturen bei niedriger Aussteuerung die höchste Belastung erfährt, wird der Anfahrpunkt bei vollem Strom gemäß Kap. 4.4.3 ebenfalls als Auslegungskriterium herangezogen und die Flächen jedes

topologischen Schalters individuell auf diese beiden Grenzbelastungspunkte optimiert. Es ist anzumerken, dass das Ergebnis der Dimensionierung für jeden Schalter ein mathematisches Optimum darstellt, das gegebenenfalls nicht mit den kommerziell erhältlichen Chipgrößen übereinstimmt. Der Allgemeingültigkeit wegen und um nicht auf aktuell verfügbare Bauteile beschränkt zu sein, wird keine weitere Diskretisierung vorgenommen. Die Ergebnisse entsprechen demnach immer dem niedrigstmöglichen erreichbaren Flächeneinsatz für die gegebene Leistungsdimensionierung. Weiterhin ist zu erwähnen, dass die Auslegung auf den Anfahrpunkt thermisch analog zum Betrieb bei höheren Drehzahlen berechnet wird, ohne die größere Belastung einzelner Schalter innerhalb einer Halbwelle (oder gar mit Gleichstrom beim Starten) zu berücksichtigen. Gleiches gilt für den SOW Wechselrichter, für den zur Flächendimensionierung allerdings der Betrieb am Umschaltpunkt zwischen Y- und OW-Modulation zusätzlich zur Vollaussteuerung bei $m_{\text{norm}} = 1$ verwendet wird.

Bei den betrachteten Wechselrichterstrukturen unterscheiden sich die konkreten Anforderungen an den Zwischenkreis. Einerseits muss zur Realisierung eines Neutralpunktabriffs auf eine Serienschaltung zweier Kondensatoren gesetzt werden, was gegebenenfalls mit größerem Bauraumbedarf verbunden ist. Andererseits unterscheidet sich sowohl die Effektivstrombelastung als auch die Spannungswelligkeit. Da die konkrete Auslegung jedoch von applikationsspezifischen Randbedingungen wie der maximal erlaubten Welligkeit der unterschiedlichen DC-Potenziale sowie der maximalen Strombelastbarkeit der Kondensatoren abhängig ist, soll die Betrachtung des Zwischenkreises hier außen vor gelassen werden.

f) Skalierung der elektrischen und thermischen Parameter

Wie bereits angedeutet, ändern sich wichtige Parameter der verwendeten Halbleiter sowohl mit der Temperatur, dem Strom, der Spannung, als auch mit der Halbleiterfläche. Daher werden die wichtigsten Kenngrößen zur Verwendung in den Formeln aus Anhang A gemäß der nachfolgenden Gleichungen skaliert. Zur Vereinfachung werden hier ausschließlich die Bezeichnungen der Halbleiterparameter für IGBTs verwendet. Die Bezeichnung E_{sw} gilt dabei – mit Ausnahme der kapazitiven Verluste – für alle Arten von Schaltverlusten, wobei die Temperaturabhängigkeit über den jeweiligen Temperaturkoeffizienten α berechnet wird. Auf eine zusätzliche Flächenskalierung der Schaltverluste wurde aufgrund fehlender Daten verzichtet. Da die nachfolgend berechneten Halbleiterflächen pro topologischem Schalter jedoch in einer ähnlichen Größenordnung zu den Flächen im Referenzmodul sind, bleibt der dadurch entstehende Fehler gering. Des Weiteren wird aufgrund schwer zu verallgemeinernder Randbedingungen auf eine Skalierung der Streuinduktivitäten unterschiedlicher Kommutierungspfade verzichtet.

$$r_{\text{CE}}(T_j, A_{\text{HL}}) = r_{\text{CE}}(T_{\text{ref}}, A_{\text{ref}}) \cdot (1 + \alpha_r (T_j - T_{\text{ref}})) \cdot \frac{A_{\text{ref}}}{A_{\text{HL}}} \quad (5.1.1)$$

$$U_{\text{CE},0}(T_j) = U_{\text{CE}}(T_{\text{ref}}) \cdot (1 + \alpha_u (T_j - T_{\text{ref}})) \quad (5.1.2)$$

$$E_{\text{sw}}(U_{\text{DC}}, I, T_j) = \left(\frac{U}{U_{\text{ref}}} \right)^{K_u} \cdot \left(\frac{I}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_i} \cdot (\alpha_{E2} T_j^2 + \alpha_{E1} T_j + \alpha_{E0}) + E_c \quad (5.1.3)$$

$$R_{\text{th}}(A_{\text{HL}}) = R_{\text{th}}(A_{\text{ref}}) \cdot \frac{A_{\text{ref}}}{A_{\text{HL}}} \quad (5.1.4)$$

g) Berücksichtigung der Maschinenverluste

Nach den Ausführungen aus Anhang B hängen die Verluste in elektrischen Maschinen je nach Auslegung teils stark vom Oberschwingungsgehalt des Stroms ab. Dieser ist bei Verwendung der Dreipunkt-Modulation (sowie der SOW-Modulation) deutlich niedriger als bei der Zweipunkt-Modulation des B6 Wechselrichters. Das Einstellen einer festen Modulationsfrequenz für alle Wechselrichtertypen führt demnach zu einer Benachteiligung der NPC, T-Type, ANPC, FC und SOW Struktur, sofern die Maschinenverluste nicht ebenfalls berücksichtigt werden. Da die Quantifizierung des modulationsbedingten

Verlustvorteils nach Anhang B jedoch kaum allgemeingültig zu beziffern ist und sich die SOW Struktur im Oberschwingungsgehalt zudem von den klassischen Dreipunktstrukturen unterscheidet, erfolgt zunächst ausschließlich ein Vergleich aller Wechselrichtertypen bei identischer Modulationsfrequenz ohne Berücksichtigung der Maschinenverluste.

Die Bewertung im Hinblick auf die Verluste der verwendeten PMSM erfolgt im Anschluss in Kap. 5.4. Zur Einschätzung der Auswirkungen des verwendeten Modulationsprinzips auf die Spannung an der Maschine liefert Abb. 5.4 eine Gegenüberstellung der Strangspannungsverläufe bei klassischer Zweipunkt-Modulation, klassischer Dreipunkt-Modulation mit niedriger und hoher Aussteuerung sowie für die SOW-Modulation im Y- und OW-Betrieb.

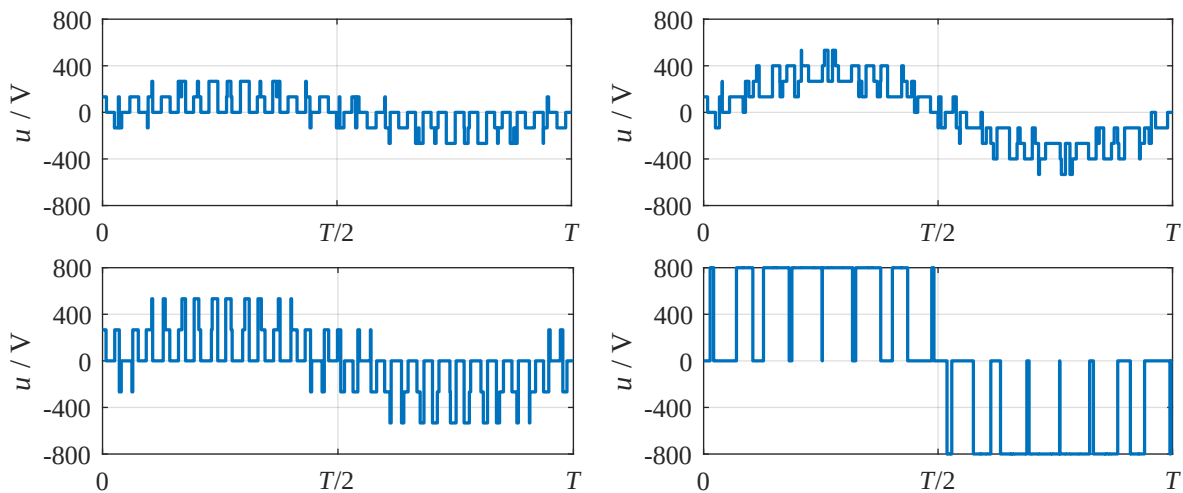


Abb. 5.4: Strangspannungen der betrachteten Wechselrichterstrukturen: Dreipunkt-Modulation mit niedriger (links oben) und hoher Aussteuerung (rechts oben), Zweipunkt-Modulation und SOW-Y-Modulation (links unten) sowie SOW-OW-Modulation (rechts unten), nach [HBHK25].

Abb. 5.5 zeigt außerdem die mit dem Prüfstands-Wechselrichter aus Kap. 4.1 gemessenen THD_i Werte mit Zwei- und Dreipunktmodulation bei verschiedenen Modulationsfrequenzen an einer passiven Last. Hierfür wurde eigens eine Zweipunktmodulation für den ANPC Wechselrichter implementiert, um die Messungen mit identischer Hardware durchführen zu können. Es zeigt sich, dass der THD_i Wert des ANPC Wechselrichters in jedem gemessenen Betriebspunkt niedriger ist als der zur gleichen Modulationsfrequenz gehörige Wert des B6 Wechselrichters. In [HGWB20] wurde bereits ein Vergleich zwischen ANPC und B6 Struktur veröffentlicht. Dabei wurde angenommen, die THD_i eines Dreipunkt-Wechselrichters bei 5 kHz sei im Mittel etwa gleich mit der THD_i eines Zweipunkt-Wechselrichters bei 10 kHz. Um ähnliche Verluste in der elektrischen Maschine zu erzeugen, wurde zur Verlustberechnung für den ANPC Wechselrichter daher grundsätzlich die halbe Modulationsfrequenz verwendet. Da diese Annahme jedoch nur eine grobe Näherung darstellt, soll an dieser Stelle zunächst vollständig auf die Berücksichtigung der Stromgüte verzichtet werden.

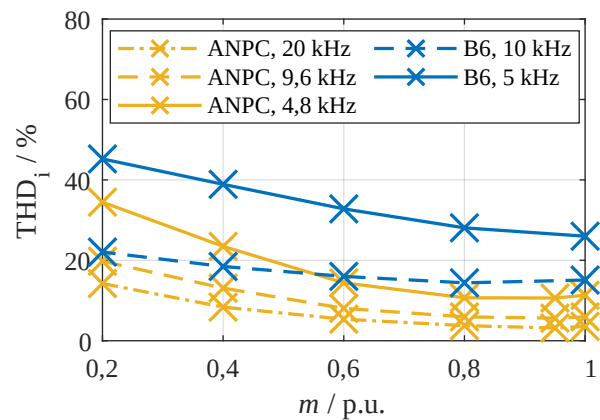


Abb. 5.5: Gemessene THD_i des B6 und ANPC Wechselrichters mit über dem Modulationsgrad nach [HHWB23b].

5.1.2 Der WLTC Fahrzyklus

Die Effizienzbetrachtung erfolgt im WLTC Fahrzyklus (WLTC: *World-wide harmonized Light duty Test Cycle*) nach [221], der derzeit als gängige Referenz für den Vergleich unterschiedlicher Fahrzeuge gilt. Nach der Auslegung der betrachteten Wechselrichtertypen auf die in Kap. 5.1 e) beschriebenen Randbedingungen erfolgt die Berechnung der Verluste im Fahrzyklus anhand des in Sekundenschritten abgetasteten und in Abb. 5.6 abgebildeten Zeitverlaufs der elektrischen und mechanischen Größen. Hierfür werden die Halbleiterverluste sowie die daraus resultierenden Temperaturen quasi-stationär in jedem enthaltenen Betriebspunkt berechnet. Über die integralen Verluste und die während des Fahrzyklus umgesetzte Wirkleistung wird anschließend der Wirkungsgrad im WLTC-Betrieb berechnet.

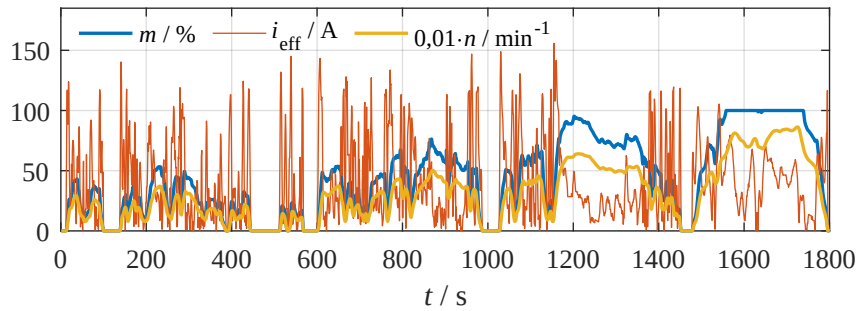


Abb. 5.6: Zeitverläufe des Modulationsgrads, des Stroms und der Drehzahl im WLTC Fahrzyklus.

Die gemessenen Werte des in Abb. 5.6 abgebildeten Fahrzyklus gehören zu einem Oberklasse-SUV mit einer Masse von etwa 2,5 t. Zur Übertragung der Ergebnisse auf andere Fahrzeugklassen eignet sich die Skalierung des Drehmoments bzw. Stroms zur Realisierung der Betriebspunkte. Leichtere Fahrzeuge benötigen für die enthaltenen Beschleunigungsvorgänge niedrigere Ströme, was den WLTC-Betrieb bei gleicher Leistungsdimensionierung noch weiter in den Teillastbereich verschiebt. Fahrzeuge mit niedrigerer Maximalleistung hingegen erreichen im Fahrzyklus höhere Halbleitertemperaturen, da sie näher am Volllastbetrieb arbeiten. Für die Betrachtung der 400 V B6 Struktur werden die auftretenden Ströme und Spannungen entsprechend skaliert, um die gleichen Betriebspunkte einzustellen.

Um zusätzlich zur integralen Analyse der WLTC-Verluste auch Aussagen über das Wechselrichterverhalten im Ausgangskennfeld treffen zu können, folgen weitere Analysen an einer anderen PMSM, deren Betriebsbereich in Abb. 5.7 abgebildet ist. Die eingezeichnete Fläche repräsentiert den kumulierten zeitlichen Anteil, in dem jeder Betriebspunkt im WLTC Fahrzyklus auftritt.

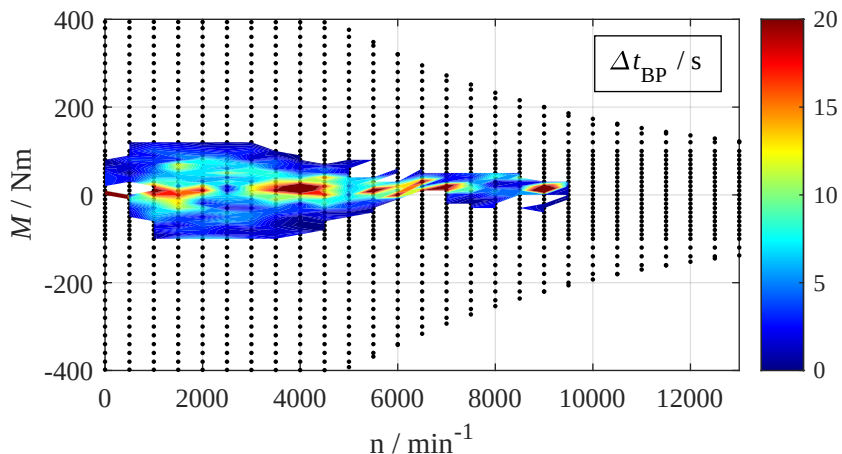


Abb. 5.7: Drehzahl-Drehmoment Kennfeld einer elektrischen Maschine mit absolutem zeitlichen Anteil der Betriebspunkte des WLTC Fahrzyklus in Sekunden.

5.1.3 Annahmen zur Kostenbewertung

Die Berechnung der durch die Wahl des Wechselrichters entstehenden Kosten für das Gesamtsystem ermöglicht die Verknüpfung der Ergebnisse aus der Effizienzanalyse mit den Berechnungen zur Dimensionierung der Halbleiterfläche durch die Einführung einer gemeinsamen Bezugsgröße. Zur Bestimmung der Halbleiterkosten wird die benötigte Halbleiterfläche aller Schalter gemäß Gl. (5.1.5) mit den zugehörigen flächenspezifischen Kosten aus Tab. 5.3 multipliziert. Dabei wird zwischen Si und SiC als Halbleitermaterial unterschieden, wobei für SiC bei gleicher Halbleiterfläche zunächst der fünffache Preis angenommen wird. Dies entspricht einem anhand unterschiedlicher Literaturangaben festgelegten Verhältnis, das relativ zu Si betrachtet in den nächsten Jahren von leicht fallenden SiC-Preisen ausgeht [25, 222–224]. Im Anschluss wird dieses Verhältnis der Allgemeingültigkeit wegen als variabler Parameter verwendet. Die Kosten werden nachfolgend währungsunabhängig in Geldeinheiten (GE) angegeben, da ausschließlich das Verhältnis der angenommenen Kostenfaktoren entscheidend ist.

$$K_{HL} = A_{HL} \cdot k_{Si/SiC} \quad (5.1.5)$$

Zur Quantifizierung der Verluste im Betrieb wird ähnlich zu [25] die Annahme getroffen, dass die Reichweite jedes Fahrzeugs unabhängig von der verbauten Leistungselektronik identisch sein soll. Da im WLTC (der hier repräsentativ für den Dauerbetrieb steht) jeder Wechselrichter einen Wirkungsgrad von $\eta_{WLTC} < 1$ hat, muss im Vergleich zu einem idealen verlustlosen Wechselrichter zusätzliche Batteriekapazität verbaut werden, um die gleiche Reichweite beizubehalten. Diese Zusatzkapazität ΔC_{Batt} berechnet sich aus der im WLTC-Betrieb verbrauchten Verlustenergie nach Gl. (5.1.6).

$$\eta_{WLTC} \cdot (C_{Batt} + \Delta C_{Batt}) = C_{Batt} \quad (5.1.6)$$

Die daraus resultierenden verlustbedingten Zusatzkosten $K_{Batt,z}$ für ΔC_{Batt} ergeben sich dementsprechend gemäß Gl. (5.1.7). Die spezifischen Kosten pro zusätzlich verbauter kWh sind ebenfalls in Tab. 5.3 enthalten.

$$K_{Batt,z} = \frac{1 - \eta_{WLTC}}{\eta_{WLTC}} \cdot C_{Batt} \cdot k_{Batt} \quad (5.1.7)$$

Weiterhin werden Infrastrukturkosten K_{Infr} für die Ansteuerung jedes aktiven topologischen Schalters berücksichtigt. Diese umfassen unter anderem Fixkosten für Gate-Treiber, Lichtwellenleiter und Kontaktierungen und bewerten den erhöhten Ansteueraufwand der Strukturen mit mehr Schaltern.

$$K_{Infr} = N_{S,akt} \cdot k_{Infr} \quad (5.1.8)$$

Aus der Summe aller Teilkosten ergeben sich die Kosten für das Gesamtsystem K_{ges} , welche nachfolgend für jede betrachtete Wechselrichterstruktur gegenübergestellt werden sollen. Zusätzlich sollen jeweils die Kostenanteile und die zugrunde liegenden Wirkungsgrade sowie Halbleiterflächen ausgewiesen werden, um ein ganzheitliches Bild des Topologievergleichs zu zeichnen.

$$K_{ges} = K_{HL} + K_{Batt,z} + K_{Infr} \quad (5.1.9)$$

Tab. 5.3: Parameter zur Kostenbewertung der Wechselrichtertypen unter Referenzbedingungen.

Parameter	Symbol	Referenzwert	Nachfolgende Verwendung
Si-Kosten	k_{Si}	$1 \frac{GE}{mm^2}$	fest (Bezugsgröße)
SiC-Kosten	k_{SiC}	$5 \frac{GE}{mm^2}$	variabel
Batterie-Kosten	k_{Batt}	$65 \frac{GE}{kWh}$	variabel
Infrastruktur-Kosten	k_{Infr}	$1 \frac{GE}{akt.Schalter}$	fest
Batteriekapazität	C_{Batt}	80 kWh	variabel

5.1.4 Methodik des Topologievergleichs

Für den angestrebten Vergleich durchläuft jeder Wechselrichtertyp das in Abb. 5.8 abgebildete Ablaufschema. Zunächst erfolgt die Dimensionierung der Halbleiterflächen des gewählten Wechselrichters inklusive der iterativen Skalierung der temperatur- und flächenabhängigen Kenngrößen. Zusätzlich wird für alle geeigneten Strukturen in einer eigenen Iterationsschleife die Optimierung der Einzelflächen jedes topologischen Schalters gemäß Kap. 4.4.3 durchgeführt. Nach abgeschlossener Auslegung erfolgt die

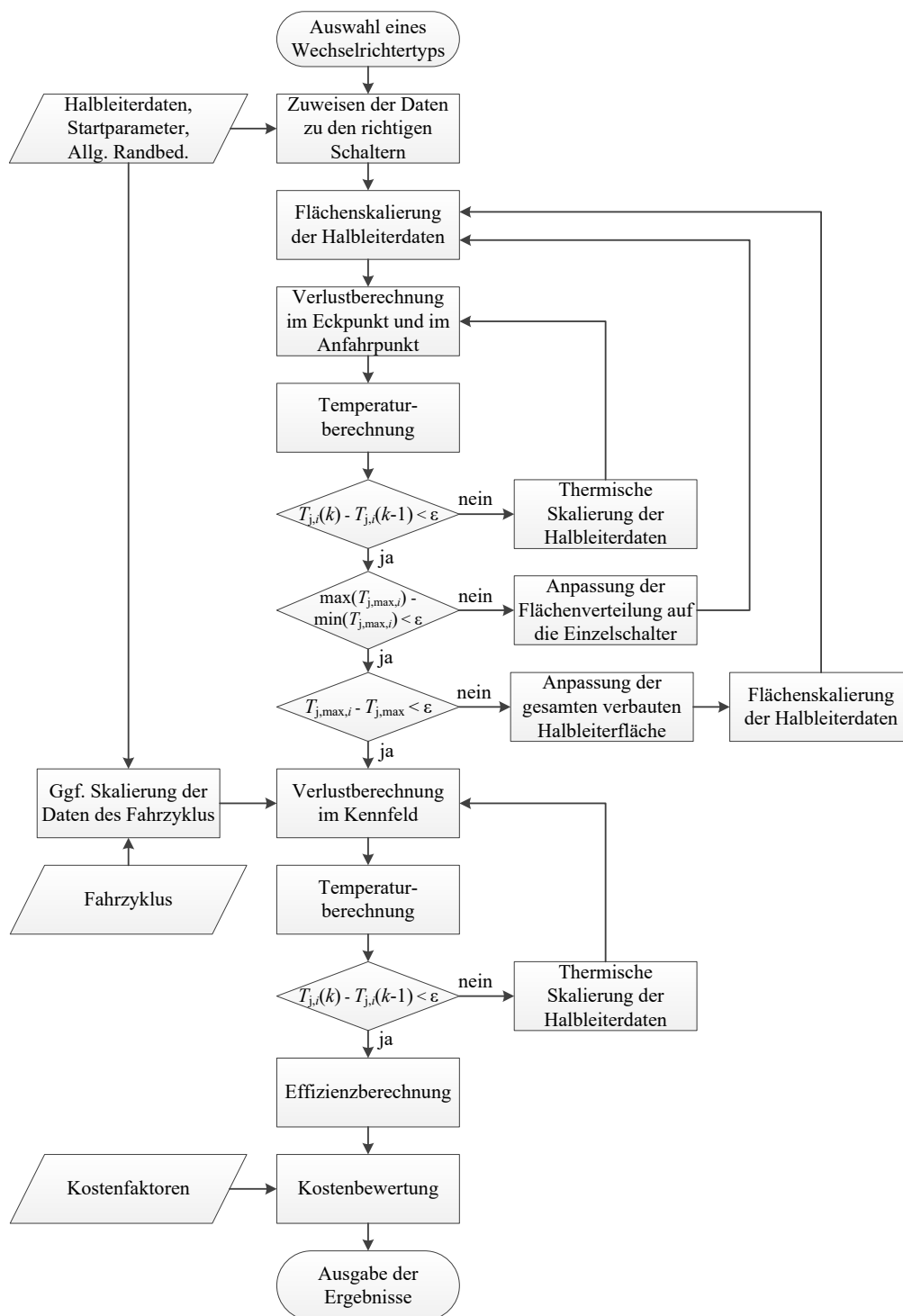


Abb. 5.8: Ablaufdiagramm zur Dimensionierung sowie zur Bewertung der Performance und der Kosten unterschiedlicher Wechselrichtertypen.

Berechnung der Verluste im Fahrzyklus, wobei die WLTC Daten bei einer Abweichung der gewählten Zwischenkreisspannung von der zur Vermessung des Zyklus verwendeten Spannung vorher entsprechend skaliert werden. Als Vergleichsgrundlage wird zunächst grundsätzlich der in Kap. 5.1.2 beschriebene Zeitverlauf verwendet, während weitere Analysen im Ausgangskennfeld aus Abb. 5.7 sowie in speziell definierten Betriebspunkten folgen. Aus den Ergebnissen der Betrachtung des Fahrzyklus wird der Gesamtwirkungsgrad berechnet, aus dem sich zusammen mit dem Ergebnis der Flächendimensionierung die Kostenabschätzung ergibt. Da alle Wechselrichtertypen die gleichen Auslegungsschritte mit identischen Randbedingungen durchlaufen, entsteht eine einheitliche Vergleichsgrundlage, auf welcher die nachfolgenden Ausführungen basieren.

5.2 Gegenüberstellung unterschiedlicher ANPC Variationen

Zunächst steht aufgrund der in Kap. 3 beschriebenen fehlertoleranten Eigenschaften die ANPC Struktur im Vordergrund. Durch den Vergleich unterschiedlicher Ausprägungen bezüglich des verwendeten Modulationsschemas und der eingesetzten Halbleitertypen wird eine umfangreiche Analyse durchgeführt, welche die unter den gegebenen Randbedingungen am besten geeignete ANPC Variante herausstellen soll. Anschließend erfolgt eine Gegenüberstellung mit der B6 Struktur und die Betrachtung der Performance im Maschinenkennfeld. Tab. 5.4 definiert die betrachteten Wechselrichtertypen, die nachfolgend bezüglich ihrer Performance und ihrer Kosten untersucht werden sollen.

Tab. 5.4: Auflistung der für den Vergleich ausgewählten ANPC Wechselrichter.

Nr.	Struktur	MS	Halbleitertyp	U_{br} / V	U_{DC} / V	f_s / kHz	Optimierung
1	ANPC	MS1	Si-IGBT	750	700	10	Flächenopt.
2	ANPC	MS1	SiC-MOSFET	750	700	10	Flächenopt.
3	ANPC	MS1	Hybrid 1	750	700	10	Flächenopt.
4	ANPC	MS2	Si-IGBT	750	700	10	Flächenopt.
5	ANPC	MS2	SiC-MOSFET	750	700	10	Flächenopt.
6	ANPC	MS2	Hybrid 2	750	700	10	Flächenopt.
7	ANPC	MS3	Si-IGBT	750	700	10	Flächenopt.
8	ANPC	MS3	SiC-MOSFET	750	700	10	Flächenopt.

5.2.1 Performance- und Kostenanalyse im Fahrzyklus

Zunächst erfolgt die Gegenüberstellung der Wechselrichtertypen aus Tab. 5.4 mit den Randbedingungen aus Tab. 5.2 in den Auslegungspunkten sowie im WLTC Fahrzyklus. Die gewählte Herangehensweise wird anschließend auf alle weiteren betrachteten Wechselrichtertypen übertragen. Bevor jedoch im Detail auf die Eigenheiten jedes Wechselrichtertyps eingegangen wird, fasst Tab. 5.5 vorab die Ergebnisse des Vergleichs der acht unterschiedlichen ANPC Variationen zusammen. Zunächst zeigt sich eine große Kostenspanne zwischen der teuersten und der günstigsten betrachteten Topologie. Es gilt der generelle Trend, dass unter den gegebenen Randbedingungen und Kostenfaktoren der Wirkungsgradnachteil der Si-basierten Wechselrichter nicht durch die günstigeren Halbleiterkosten kompensiert werden kann, weshalb die Varianten mit SiC-MOSFETs grundsätzlich besser abschneiden. Die hybriden ANPC Wechselrichter liegen in allen Kategorien erwartungsgemäß zwischen den reinen Si- bzw. SiC-Bestückungen. Weiterhin zeigt sich der bereits in Kap. 4.2.5 beschriebene Verlustvorteil des Modulationsschemas MS3 mit den parallelen Strompfaden im Spannungsnullzustand, die sich insbesondere im teillastdominierten WLTC

positiv auf den Wirkungsgrad auswirken. Als günstigster Wechselrichtertyp innerhalb des Vergleichs der unterschiedlichen ANPC Variationen kann unter den definierten Randbedingungen demnach der Wechselrichter mit MS3 und SiC-MOSFETs ausgemacht werden.

Tab. 5.5: Vergleich der betrachteten Wechselrichtervarianten bei den beschriebenen Randbedingungen.

Nr.	$\eta_{\text{WLTC}} / \%$	$A_{\text{ges}} / \text{cm}^2$	$K_{\text{HL}} / \text{GE}$	$K_{\text{Batt,z}} / \text{GE}$	$K_{\text{Infr}} / \text{GE}$	$K_{\text{ges}} / \text{GE}$
1	97,21	29,8	29,8	149,4	18,0	197,2
2	98,92	14,3	71,2	56,8	18,0	146,0
3	98,24	16,6	54,4	93,4	18,0	165,8
4	97,25	27,6	27,6	147,1	18,0	192,7
5	99,00	15,0	74,9	52,8	18,0	145,7
6	98,30	19,1	42,1	89,8	18,0	149,9
7	97,24	23,5	23,5	147,4	18,0	188,8
8	99,06	13,2	65,7	49,6	18,0	133,3

Durch die Variation der gewählten Randbedingungen kann die Empfindlichkeit dieses Ergebnisses auf die Eingangsdaten bestimmt werden. Daher liefert Abb. 5.9 eine Übersicht über die entstehenden Gesamtkosten bei variabler Auslegungsleistung und zwei diskreten Werten der verbauten Batteriekapazität. Bei Nutzung einer kleineren Batterie mit geringerer Reichweite ergibt sich ein Schnittpunkt zwischen den Kurven der Kosten des ANPC Wechselrichters WR8 (mit MS3 und SiC-MOSFETs) und der Hybrid 2 Variante mit MS2 (WR6). Bei höheren Kapazitäten bleibt WR8 am günstigsten.

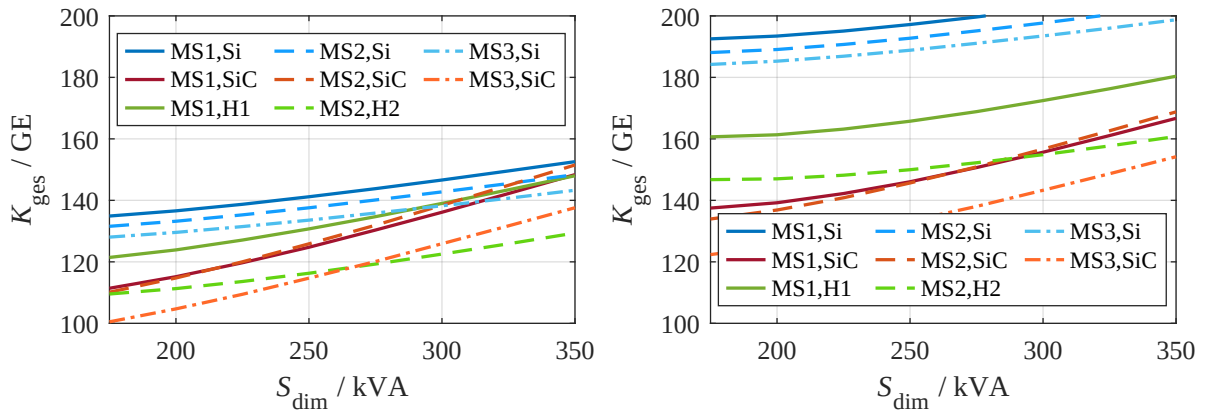


Abb. 5.9: Kosten der ANPC Varianten über der Auslegungsleistung bei einer Batteriekapazität von 50 kWh (links) bzw. 80 kWh (rechts) und den sonstigen Parametern aus Tab. 5.2 und Tab. 5.3.

Ferner werden in Abb. 5.10 die flächenspezifischen SiC-Kosten bei zwei unterschiedlichen Annahmen für die Batteriekosten variiert. Da beide Parameter linear in die Kostenberechnung eingehen und die Dimensionierung der Wechselrichter durch deren Anpassung nicht beeinflusst wird, sind auch die Graphen der Kosten linear. Insbesondere im Bereich $k_{\text{SiC}} = [5 \dots 10] \frac{\text{GE}}{\text{cm}^2}$, welcher auch in der Literatur häufig angegeben wird (siehe [25, 222–224]), wechseln sich die beiden bereits angesprochenen Wechselrichtertypen als kostengünstigste Variante ab. Reine Si-Wechselrichter sind von den SiC-Kosten nicht betroffen und weisen daher in beiden Grafiken konstante Kosten auf. Erst für $k_{\text{SiC}} > 10 \frac{\text{GE}}{\text{kWh}}$ lohnt sich gemäß der abgebildeten Kurven der Einsatz des günstigeren Halbleitertypen.

Werden sowohl die Auslegungsleistung als auch die gewählte Batteriekapazität (bzw. analog dazu die Kostenfaktoren für SiC-Fläche und die Batteriekapazität) in einem feinen Raster variiert, so kann der jeweils günstigste Wechselrichtertyp in jedem Punkt des aufgespannten Wertebereichs bestimmt werden.

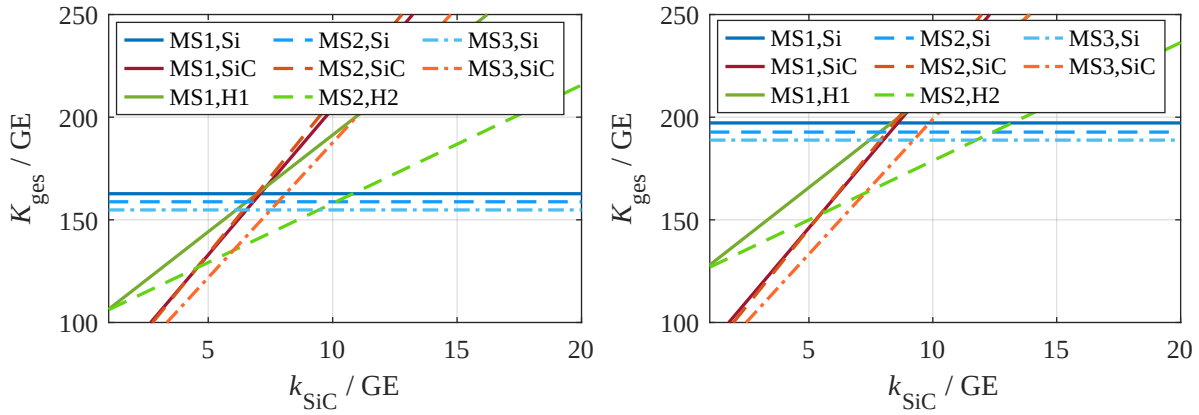


Abb. 5.10: Kosten der ANPC Varianten über den SiC-Kosten bei Batteriekosten von $50 \frac{\text{GE}}{\text{kWh}}$ (links) bzw. $65 \frac{\text{GE}}{\text{kWh}}$ (rechts) und den sonstigen Parametern aus Tab. 5.2 und Tab. 5.3.

Das Ergebnis für beide Parametervariationen ist in Abb. 5.11 abgebildet. Anhand dieser Grafik lässt sich die auf die Gesamtkosten bezogen am besten geeignete Topologie für eine Vielzahl an unterschiedlichen Eingangsgrößen bestimmen. Die jeweils nicht variierten Parameter entsprechend in beiden Fällen den Werten aus Tab. 5.2 bzw. Tab. 5.3. In den folgenden Abschnitten werden die bisher vorgestellten Ergebnisse anhand der Auslegungskriterien und einer weiterführenden Performanceanalyse erklärt.

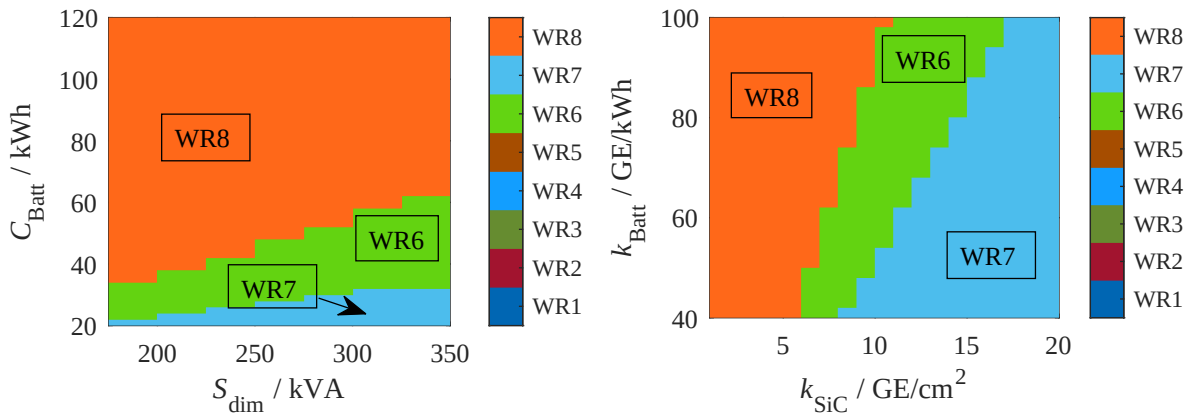


Abb. 5.11: Kostengünstigste ANPC Variante bei Variation der Auslegungsgrößen und der Kostenfaktoren unter sonstiger Beibehaltung der Werte aus Tab. 5.2 bzw. Tab. 5.3.

a) Vergleich der Verlustleistungsverteilung in den Auslegungspunkten

Da die Betrachtung aller Wechselrichtertypen aus Tab. 5.4 aufgrund der großen Anzahl und der stark unterschiedlichen Kostenbewertung nicht zielführend ist, werden nachfolgend die vielversprechendsten Varianten genauer untersucht. Hierfür werden WR6, WR7 und WR8 verwendet, da sich diese bei der soeben durchgeführten Parametervariation als am sinnvollsten herausgestellt haben. Abb. 5.12 zeigt die Verteilung der Verluste an den Einzelschaltern der drei ANPC Wechselrichter jeweils im Anfahr- und Eckpunkt. Es wird deutlich, dass die Verluste bei WR8 im Anfahrpunkt deutlich niedriger ausfallen als bei den beiden anderen Varianten. Da sich die Durchlassverluste auf S_{23} und S_{56} aufteilen, während S_{14} den größten Teil der Schaltverluste übernimmt (die Reverse-Recovery Verluste der beiden anderen Schalter bei halbem Strom sind in der Abbildung kaum zu erkennen), ist die Belastung der Schalter in diesem Betriebspunkt verhältnismäßig homogen. Auch im Eckpunkt zeigt sich eine gleichmäßigere Verteilung der Verluste auf die am stärksten belasteten Schalter als bei den beiden anderen Varianten.

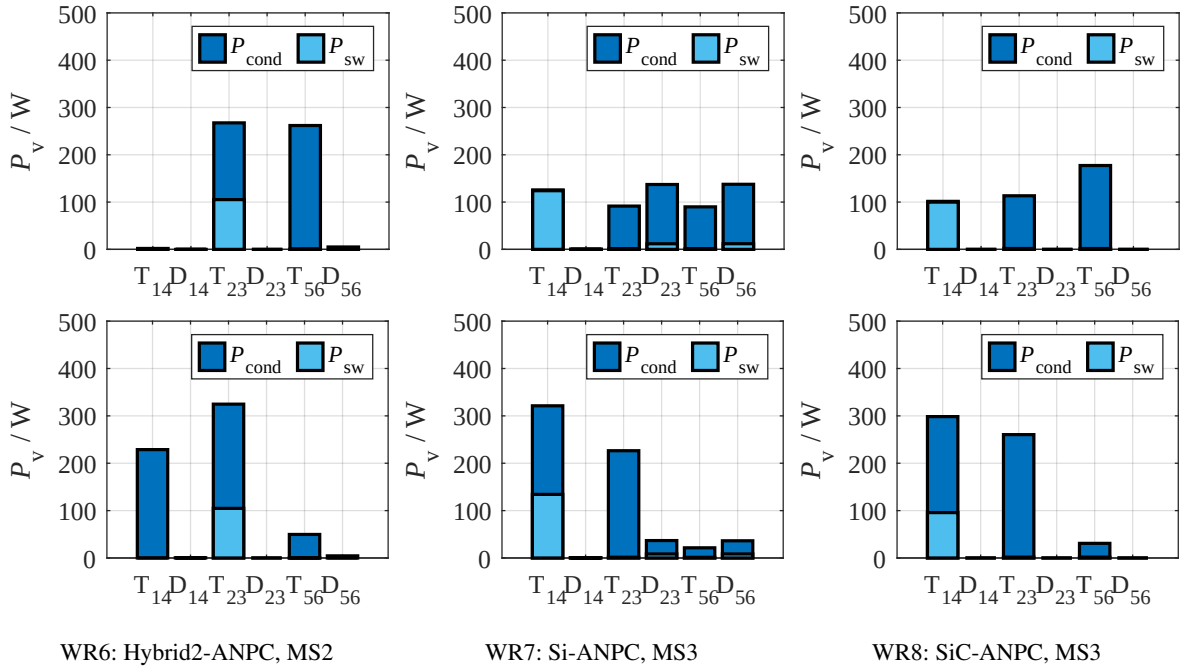


Abb. 5.12: Verlustverteilung der vielversprechendsten ANPC Varianten im Anfahr- (oben) und Eckpunkt (unten).

Diese Erkenntnisse spiegeln sich nicht nur in der benötigten Halbleiterfläche für den Gesamtwechselrichter sondern auch in der Flächenverteilung auf die Einzelschalter aus Abb. 5.13 wider. Die homogene Verlustaufteilung beim Anfahren mit WR8 erlaubt eine Verkleinerung der Neutralpunktschalter S_{56} , da diese ihre größte Belastung bei niedriger Aussteuerung erfahren. Durch die geringere Fläche erklären sich auch die gegenüber S_{23} deutlich erhöhten Durchlassverluste an S_{56} in Abb. 5.12. Die Flächenverteilung bei WR6 zeigt die Auswirkung der Mischbestückung: Die beiden SiC-MOSFETs in Position S_{23} sind merkbar kleiner als die anderen Schalter, die als Si-IGBTs ausgeführt sind. Da vier von sechs Schaltern einer Phase Si-IGBTs sind, entspricht die benötigte Gesamtfläche jedoch nahezu der des reinen Si-ANPC Wechselrichters (WR7). Die erfolgreiche Flächenoptimierung für jede der drei Topologien zeigt sich daran, dass die Sperrschichttemperatur jedes Schalters in allen Fällen mindestens in einem der beiden Auslegungspunkte die Maximaltemperatur von $T_{j,max} = 150^\circ\text{C}$ erreicht, was (wie bereits in Kap. 4.4.3 beschrieben) durch den Farbton visualisiert wird. Es ist zu erkennen, dass die Schalter S_{23} bei WR6 und WR7 in beiden Betriebspunkten sehr nahe an ihre Auslegungsgrenze kommen. Dies führt zu einer guten Ausnutzung der betroffenen Schalter über den gesamten Betriebsbereich. Die Angabe der Einzelchipflächen $A_{HL,i}$ in Abb. 5.13 bezieht sich jeweils auf die Einzelschalter S_1 , S_2 und S_5 einer Phase sowie deren Pendants. Bei Verwendung von IGBTs wird die kumulierte Fläche von IGBT und Diode genannt.

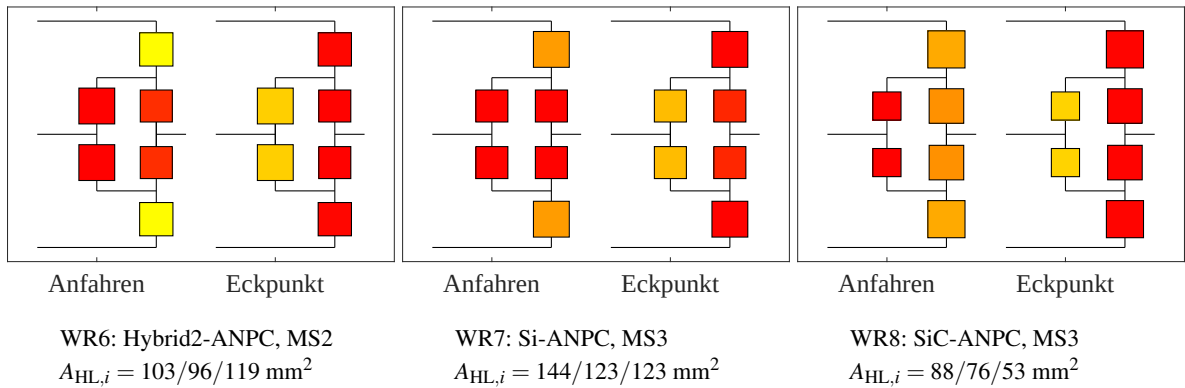


Abb. 5.13: Flächen- und Temperaturverteilung der vielversprechendsten ANPC Varianten im Anfahr- und Eckpunkt.

b) Wirkungsgrad-Vergleich

Auf die Betrachtung der Verluste in den beiden Auslegungspunkten folgt nun eine Effizienzanalyse über den gesamten Betriebsbereich. Hierzu wird zunächst der Modulationsgrad variiert und der Wirkungsgrad über der (nach Abb. 5.3 auf den Maximalwert des betrachteten Wechselrichters normierten) Aussteuerung aufgetragen. Bei den hier betrachteten ANPC Varianten entspricht der abgebildete Wertebereich der normierten Aussteuerung $m_{\text{norm}} = [0 \dots 1]$ der Spanne $m = [0 \dots 1, 155]$ des tatsächlichen Modulationsgrads. Diese Darstellung wird aufgrund der Vergleichbarkeit mit der später ebenfalls analysierten SOW Struktur verwendet. Abb. 5.14 zeigt den Wirkungsgradverlauf über der normierten Aussteuerung, wobei der ausgangsseitige Effektivstrom in der linken Grafik 50 A und in der rechten Grafik 150 A beträgt. Der Maximalstrom liegt unabhängig vom Aufbau des jeweiligen Wechselrichters bei 319 A. Die beiden betrachteten Werte des Ausgangsstroms bilden demnach einen mittleren sowie einen hohen Wert des Stroms im WLTC nach Abb. 5.6 ab. In beiden Abbildungen zeigt sich, dass der hauptsächliche Anteil der Verluste vom Halbleitermaterial und nicht vom Modulationsschema bestimmt wird. Innerhalb einer Gruppe gleichen Halbleitertyps weist jeweils die Variante mit MS3 den höchsten Wirkungsgrad auf, wobei dieser aufgrund der parallel genutzten inneren Pfade bei niedriger Aussteuerung am deutlichsten ausgeprägt ist. Unter den beiden hybriden Topologien setzt sich die Hybrid 2 Variante mit vier Si-IGBTs und zwei SiC-MOSFETs durch, wobei der Unterschied fast ausschließlich bei niedriger Aussteuerung und hohen Strömen erkennbar ist. Abb. 5.15 stellt in umgekehrter Weise den Wirkungsgradverlauf bei zwei

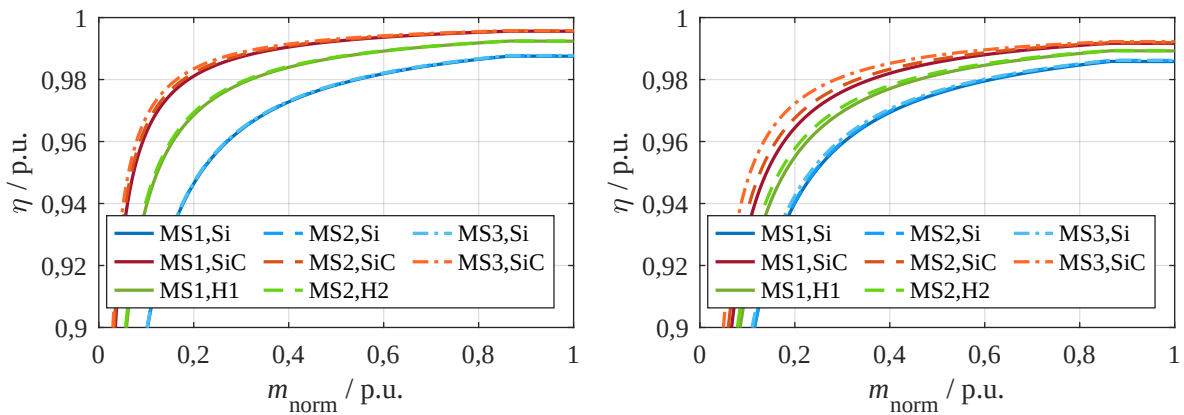


Abb. 5.14: Wirkungsgradverlauf der betrachteten ANPC Varianten über dem Modulationsgrad bei einem Strom von 50 A (links) und 150 A (rechts).

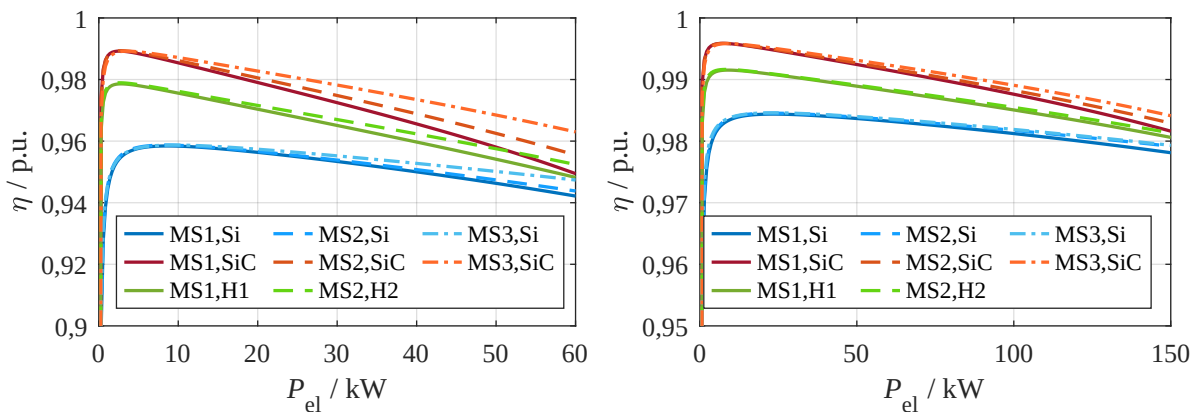


Abb. 5.15: Wirkungsgradverlauf der betrachteten ANPC Varianten über der Ausgangsleistung bei einem Modulationsgrad von 0,3 (links) und 0,8 (rechts).

festen Modulationsgraden über der Ausgangsleistung (durch Variation des Ausgangsstroms) dar. Hier stellt sich die gute Performance des ANPC Wechselrichters mit SiC-MOSFETs und MS3 bei niedriger Aussteuerung und hohen Strömen besonders eindeutig heraus.

5.2.2 Vergleich mit der B6 Struktur

Da die B6 Struktur den aktuellen Stand der Technik darstellt, werden die Ergebnisse der ANPC-Betrachtung nun mit unterschiedlichen Ausprägungen von B6 Wechselrichtern verglichen. Zunächst wird allgemein zwischen Antrieben auf 400 V und 800 V Ebene (nominelle Spannung für die Analyse im Fahrzyklus: 350 V bzw. 700 V) unterschieden, um die generellen Auswirkungen einer Spannungserhöhung mit den gewählten Halbleitern zu zeigen. Zusätzlich wird für beide Spannungsebenen zwischen der Nutzung von Si-IGBTs und SiC-MOSFETs unterschieden. Die Modulationsfrequenz beträgt wie bei allen hier betrachteten Wechselrichtern 10 kHz.

Tab. 5.6: Auflistung der für den Vergleich ausgewählten B6 Wechselrichtervarianten.

Nr.	Struktur	MS	Halbleiter	U_{br} / V	U_{DC} / V	f_s / kHz	Optimierung
9	B6	-	Si-IGBT	750	350	10	-
10	B6	-	SiC-MOSFET	750	350	10	-
11	B6	-	Si-IGBT	1200	700	10	-
12	B6	-	SiC-MOSFET	1200	700	10	-

Die Auswertung der Ergebnisse unter Referenzbedingungen in Tab. 5.7 zeigt einen eindeutigen Sieger in Bezug auf die berechneten Gesamtkosten. WR12 mit 1200 V SiC-MOSFETs erreicht sowohl den höchsten mittleren Wirkungsgrad im WLTC als auch den niedrigsten Flächeneinsatz. Zwar übersteigen die resultierenden Halbleiterkosten aufgrund der höheren SiC-Kosten noch immer die Si-Kosten der beiden Si-basierten Wechselrichter. Der Vorteil der niedrigen zusätzlichen Batteriekosten durch den hohen Wirkungsgrad ist jedoch der dominierende Effekt. An dieser Stelle zeigt sich außerdem der Vorteil im Durchlass der 1200 V SiC-MOSFETs gegenüber den 750 V SiC-MOSFETs, der bereits in Abb. 5.1 erkannt wurde.

Tab. 5.7: Vergleich der betrachteten B6 Wechselrichtervarianten bei den beschriebenen Randbedingungen.

Nr.	$\eta_{WLTC} / \%$	A_{ges} / cm^2	K_{HL} / GE	$K_{Batt,z} / GE$	K_{Infr} / GE	K_{ges} / GE
9	96,18	18,5	18,5	206,6	6,0	231,1
10	98,46	11,3	56,5	81,4	6,0	144,0
11	95,30	22,2	22,2	256,5	6,0	284,7
12	99,03	7,0	35,0	50,8	6,0	91,8

Der Vorsprung von WR12 gegenüber den anderen betrachteten B6 Wechselrichtern bleibt sowohl über die Variation von Leistung und Batteriekapazität als auch über die Variation der Kostenfaktoren bestehen, weshalb an dieser Stelle auf eine Darstellung gemäß Abb. 5.11 verzichtet wird. Aufgrund der identischen Halbleitergrößen und der Homogenität der Verlustaufteilung entfallen die entsprechenden Diagramme hier ebenfalls. Die Betrachtung des Wirkungsgrads über der normierten Aussteuerung und der Ausgangsleistung erfolgt in Abb. 5.16 und Abb. 5.17. Um die gleiche Leistung zu gewährleisten, verhält sich der Strom der betrachteten Wechselrichter umgekehrt proportional zu deren Zwischenkreisspannung. Es zeigt sich ebenfalls ein großer Effizienzunterschied zwischen den Si- und SiC-basierten Wechselrichtern. Die Wahl

der höheren Spannungsebene wirkt sich im Gegensatz zu den SiC-MOSFETs negativ auf die Si-IGBTs aus. Dies liegt vor allem an den deutlich höheren Schaltverlusten der 1200 V IGBTs. Da die gleiche Modulationsfrequenz verwendet wurde wie für den Vergleich der Dreipunktstrukturen, sind bei allen hier betrachteten B6 Varianten höhere Verluste in der elektrischen Maschine zu erwarten, die den bisher festgestellten Effizienzvorteil verringern. Ein Ansatz zur kombinierten Betrachtung von Wechselrichter- und Maschinenverlusten erfolgt in Kap. 5.4.

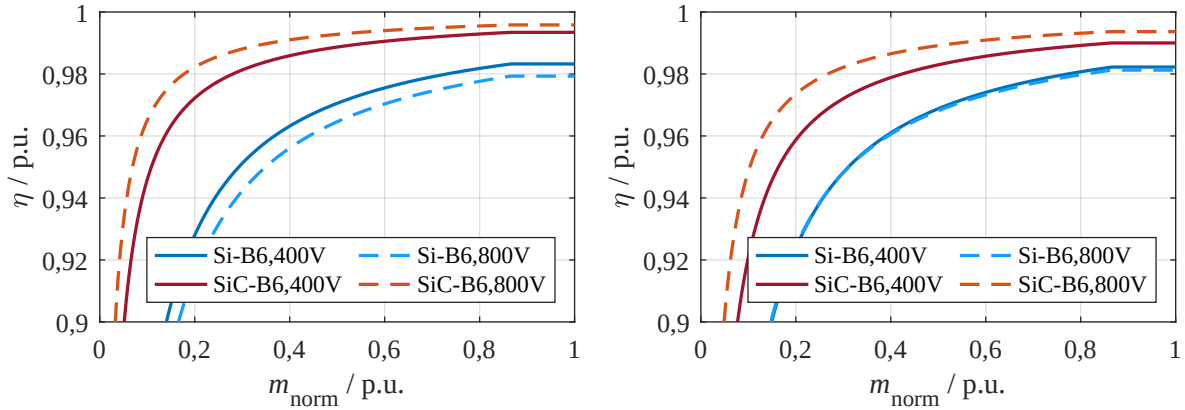


Abb. 5.16: Wirkungsgradverlauf der betrachteten B6 Varianten über dem Modulationsgrad bei einem Strom von 50 A/100 A (links) und 150 A/300 A (rechts).

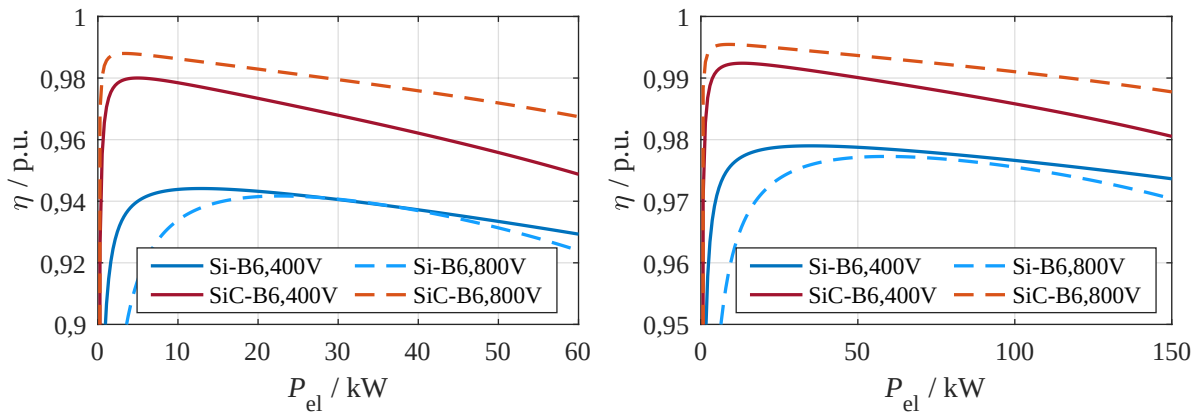


Abb. 5.17: Wirkungsgradverlauf der betrachteten B6 Varianten über der Ausgangsleistung bei einem Modulationsgrad von 0,3 (links) und 0,8 (rechts).

5.2.3 Performance-Vergleich im Maschinenkennfeld

Um die Betrachtung der Wechselrichterperformance vom Fahrzyklus auf das gesamte Ausgangskennfeld des Antriebs auszuweiten, folgt nun die Betrachtung der Auswirkungen der Wahl des Wechselrichtertyps auf die Temperaturverteilung und die Verluste im gesamten Betriebsbereich. Zur Berechnung wird statt der bisher als Zeitverlauf vorliegenden WLTC Daten ein Kennfeld eingelesen, das die elektrischen und mechanischen Parameter des Wechselrichters in einem Raster aus Betriebspunkten definiert (siehe Abb. 5.7). Für die Auftragung der Halbleitertemperaturen wurde in jedem berechneten Betriebspunkt die Sperrschichttemperatur des heißesten Halbleiters dargestellt. Der Vergleich erfolgt exemplarisch an den beiden Topologien, die in den vorangegangenen Ausführungen am besten abgeschnitten haben: Der ANPC Struktur mit 750 V SiC-MOSFETs und MS3 (WR8) sowie dem 800 V B6 Wechselrichter mit 1200 V SiC-MOSFETs (WR12). In Abb. 5.18 ist zu erkennen, dass die Temperatur bei Verwendung von WR12 fast ausschließlich vom Strom (und damit vom Drehmoment) abhängt. Im Gegensatz dazu ist

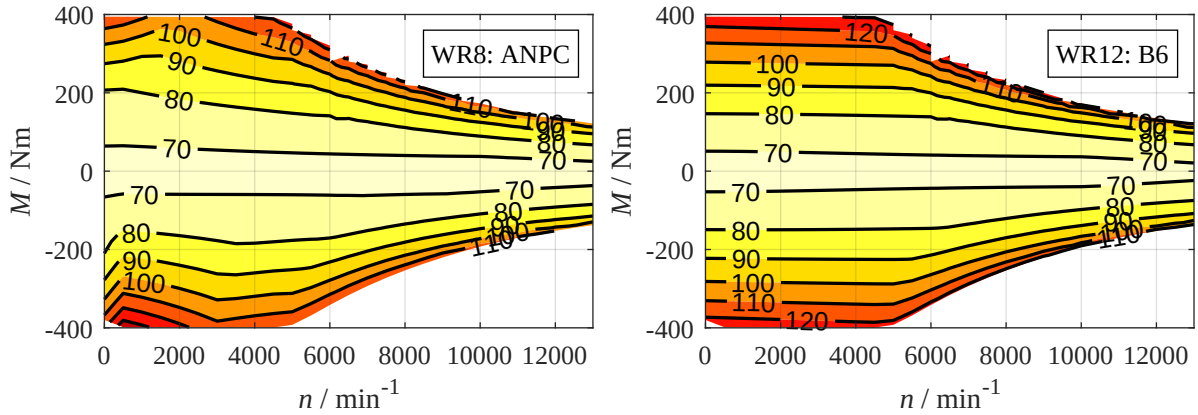


Abb. 5.18: Höchste auftretende Sperrschichttemperatur in °C im Ausgangskennfeld des ANPC Wechselrichters mit 750 V SiC-MOSFETs und MS3 (links) und des B6 Wechselrichters mit 1200 V SiC-MOSFETs (rechts).

beim ANPC Wechselrichter WR8 im Grunddrehzahlbereich der Übergang zu erkennen, bei dem sich die Neutralpunktschalter und die Schalter des Hauptpfads als heißeste Schalter abwechseln. Die Annahme, dass die größten Temperaturen entweder beim Anfahren oder im Eckpunkt auftreten, kann somit bestätigt werden. Wie bereits anhand der Wirkungsgradverläufe über dem Modulationsgrad zu erkennen war, zeigt Abb. 5.19, dass sich der Wirkungsgrad bei beiden Topologien im Grunddrehzahlbereich mit steigender Drehzahl (und damit ebenfalls steigender Aussteuerung) erhöht. Die Unterschiede zwischen beiden Wechselrichtern sind über den größten Teil des Kennfelds gering. Insbesondere beim Übergang in den Feldschwäcbereich ist die B6 Struktur jedoch im Vorteil. Eine quantitative Gegenüberstellung erfolgt gemeinsam mit weiteren vielversprechenden Wechselrichtertypen in Kap. 5.3.

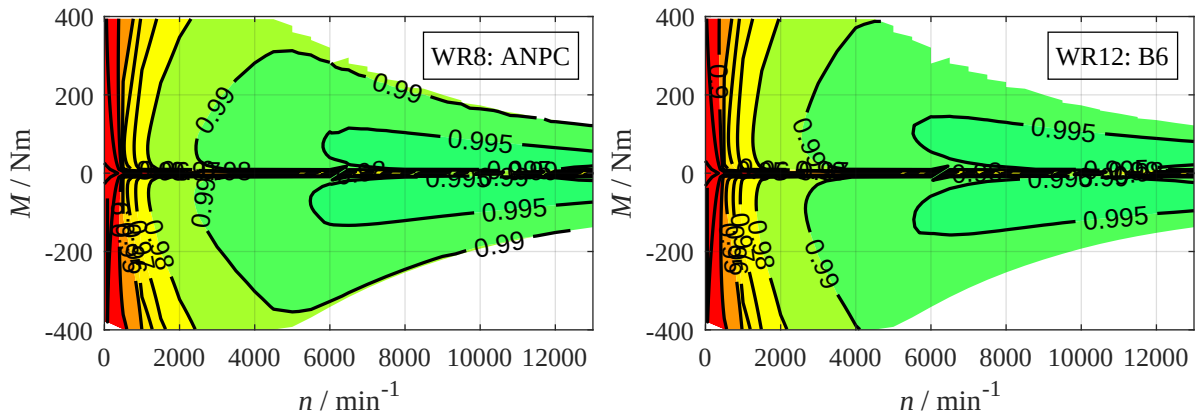


Abb. 5.19: Wirkungsgrad im Ausgangskennfeld des ANPC Wechselrichters mit 750 V SiC-MOSFETs und MS3 (links) und des B6 Wechselrichters mit 1200 V SiC-MOSFETs (rechts).

Analog zur bisherigen WLTC-Betrachtung kann auch anhand der hier genutzten Maschinenkennfelder eine Analyse im Fahrzyklus durchgeführt werden. Um redundante Darstellungen zu vermeiden, wird an dieser Stelle auf eine integrale Betrachtung verzichtet. Stattdessen ist anhand der Kennfelder in Abb. 5.20 die anfallende Verlustenergie bei einmaligem Durchlaufen des WLTC für WR8 und WR12 gegenübergestellt. Es zeigt sich deutlich der Fokus des WLTC auf den Teillastbetrieb, weshalb die dort anfallenden Verluste zur Erhöhung der Effizienz im Fahrzyklus besonders im Fokus der Optimierung hocheffizienter Antriebe stehen. Mit Ausnahme lokaler Unterschiede ist eine weitgehende Übereinstimmung beider Grafiken zu erkennen. Die Wirkungsgrad-Kennfelder aus Abb. 5.19 lassen erwarten, dass der B6 Wechselrichter bei Verwendung eines Überlandzyklus anstelle des WLTC Vorteile bezüglich des Gesamtwirkungsgrads hätte.

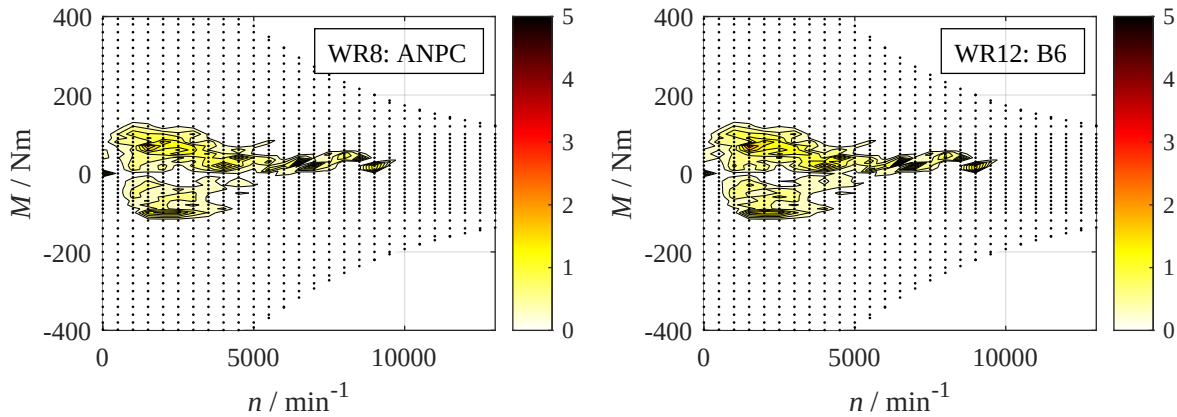


Abb. 5.20: Verlustenergie in kJ im WLTC Fahrzyklus im Ausgangskennfeld des ANPC Wechselrichters mit 750 V SiC-MOSFETs und MS3 (links) und des B6 Wechselrichters mit 1200 V SiC-MOSFETs (rechts).

5.3 Gegenüberstellung der betrachteten Dreipunktstrukturen

Die spezifischen Analysen für die ANPC und B6 Struktur sollen in diesem Kapitel mit allen weiteren vielversprechenden Wechselrichterstrukturen zusammengeführt werden, um eine gemeinsame Aussage über die Eignung aller betrachteten Topologien zu treffen. Tab. 5.8 liefert eine Übersicht über alle untersuchten Wechselrichtertypen inklusive der performantesten bereits betrachteten ANPC und B6 Varianten. Statt alle möglichen Kombinationen von Halbleiterbestückungen, Wechselrichterstrukturen und Ansteuerstrategien zu berücksichtigen, wird der Übersichtlichkeit halber nachfolgend ausschließlich auf diese Auswahl eingegangen. Mit Ausnahme der B6 und FC Struktur wird für jeden Wechselrichter die Optimierung der individuellen Halbleiterflächen jedes topologischen Schalters angewendet.

Tab. 5.8: Auflistung der vielversprechendsten für den Vergleich ausgewählten Wechselrichtervarianten inklusive der besten bisher betrachteten ANPC und B6 Variationen (mit * markiert).

Nr.	Struktur	MS	Halbleiter	U_{br} / V	U_{DC} / V	f_s / kHz	Optimierung
6*	ANPC	MS2	Hybrid 2	750	700	10	Flächenopt.
7*	ANPC	MS3	Si-IGBT	750	700	10	Flächenopt.
8*	ANPC	MS3	SiC-MOSFET	750	700	10	Flächenopt.
12*	B6	-	SiC-MOSFET	1200	700	10	-
13	NPC	-	Si-IGBT/Diode	750	700	10	Flächenopt.
14	NPC	-	SiC-MOSFET/Diode	750	700	10	Flächenopt.
15	T-Type	-	Si-IGBT	750/1200	700	10	Flächenopt.
16	T-Type	-	SiC-MOSFET	750/1200	700	10	Flächenopt.
17	T-Type	-	Si-IGBT/SiC-MOSFET	750/1200	700	10	Flächenopt.
18	FC	-	Si-IGBT	750	700	10	-
19	FC	-	SiC-MOSFET	750	700	10	-
20	SOW	-	SiC/Si/Si	1200	700	10	Flächenopt.
21	SOW	-	SiC/SiC/Si	1200	700	10	Flächenopt.

Die Ergebnisse des Topologievergleichs der bisher nicht betrachteten Wechselrichter unter Referenzbedingungen ist in Tab. 5.9 gelistet. Es zeigt sich eine große Spanne unterschiedlicher Wirkungsgrade, Halbleiterflächen und Kosten, wobei sich der Trend fortsetzt, dass der Effizienzvorteil der SiC-basierten Varianten die höheren Halbleiterkosten kompensiert. Insbesondere drei Wechselrichtertypen stechen bei genauerer

Betrachtung heraus. Der T-Type Wechselrichter mit SiC-MOSFETs (WR16) und der SOW Wechselrichter mit SiC-Sternpunktschaltern (WR21) weisen mit über 99 % die höchsten Wirkungsgrade und damit die niedrigsten Batteriezusatzkosten vor. Gemeinsam mit der SOW Variation mit Si-Sternpunktschaltern (WR20) stellen diese drei Wechselrichter die günstigsten unter den neu betrachteten Varianten bezüglich ihrer Gesamtkosten für das System dar. Weiterhin schneidet die FC Struktur mit SiC-MOSFETs (WR19) ebenfalls gut ab. Wie bereits aufgeführt, soll diese allerdings aufgrund der vernachlässigten Kondensatorverluste sowie der großen und teuren Kondensatoren nicht intensiver betrachtet werden. Im Hinblick auf den Wirkungsgrad gehört die NPC Struktur mit SiC-MOSFETs (WR14) ebenfalls zu den besten Wechselrichtertypen, fällt aufgrund der größeren Halbleiterfläche jedoch im Kostenvergleich zurück.

Tab. 5.9: Vergleich der vielversprechendsten Wechselrichtervarianten bei den beschriebenen Randbedingungen inklusive der besten bisher betrachteten ANPC und B6 Variationen (mit * markiert).

Nr.	Struktur	$\eta_{\text{WLTC}} / \%$	$A_{\text{ges}} / \text{cm}^2$	$K_{\text{HL}} / \text{GE}$	$K_{\text{Batt,z}} / \text{GE}$	$K_{\text{Infr}} / \text{GE}$	$K_{\text{ges}} / \text{GE}$
6*	ANPC	98,30	19,1	42,1	89,8	18,0	149,9
7*	ANPC	97,24	23,5	23,5	147,4	18,0	188,8
8*	ANPC	99,06	13,2	65,7	49,6	18,0	133,3
12*	B6	99,03	7,0	35,0	50,8	6,0	91,8
13	NPC	97,21	23,3	23,3	149,0	12,0	184,2
14	NPC	98,95	15,1	75,5	55,0	12,0	142,5
15	T-Type	96,94	33,1	33,1	164,3	12,0	209,4
16	T-Type	99,21	12,2	61,0	41,3	12,0	114,3
17	T-Type	98,04	18,3	41,8	104,1	12,0	157,9
18	FC	97,23	17,6	17,6	148,2	12,0	177,9
19	FC	98,98	10,6	52,8	53,4	12,0	118,2
20	SOW	98,84	17,2	33,4	61,1	15,0	109,5
21	SOW	99,25	14,4	39,2	39,3	15,0	93,5

Ein Vergleich der Gesamtkostenverläufe über der Auslegungsleistung bei zwei unterschiedlich groß dimensionierten Batterien ist in Abb. 5.21 gegeben. Zusätzlich zu den vielversprechendsten der soeben betrachteten Dreipunktstrukturen sind hier auch die drei am besten abschneidenden ANPC Wechselrichter sowie der effizienteste B6 Wechselrichter als Referenz eingetragen. Die Grafiken zeigen, dass der Kostenvorteil von WR12 im angegebenen Referenzpunkt nur minimal ausfällt. Insbesondere für

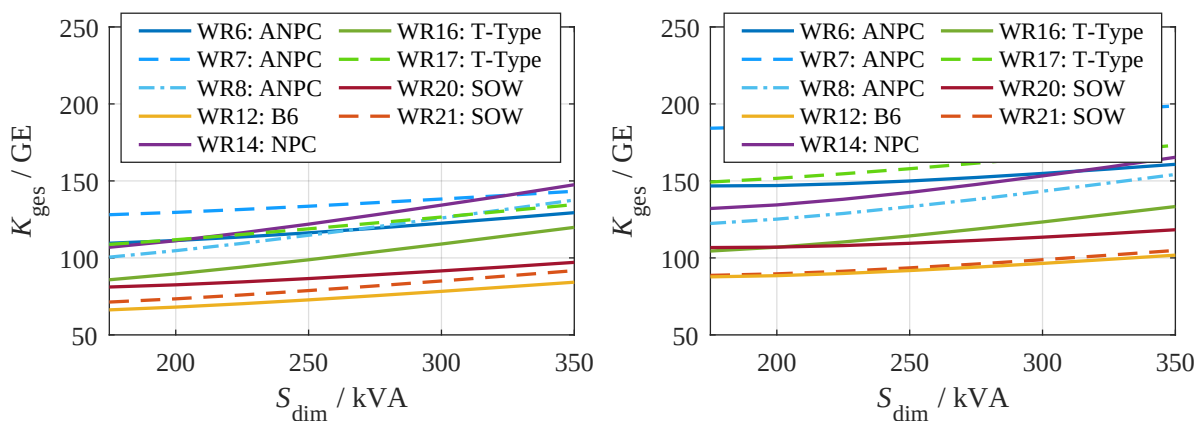


Abb. 5.21: Kosten der vielversprechendsten Wechselrichtertypen über der Auslegungsleistung bei einer Batteriekapazität von 50 kWh (links) bzw. 80 kWh (rechts) und den sonstigen Parametern aus Tab. 5.3.

größere Batteriekapazitäten verschwindet der Kostenunterschied zwischen WR21 und WR12 aufgrund des höheren Wirkungsgrads der SOW Struktur mit SiC-Sternpunktschaltern nahezu. Bei kleinerer Batterie ist die SOW Variante mit Si-Sternpunktschaltern (WR20) ebenfalls konkurrenzfähig. Ein mit der Erhöhung der Batteriekapazität vergleichbarer Effekt tritt auch bei Erhöhung der Batteriekosten ein, was Abb. 5.22 zu entnehmen ist. Zusätzlich wird in beiden Grafiken der große Hebel der SiC-Kosten sichtbar, der die Gesamtkostenverhältnisse signifikant beeinflusst.

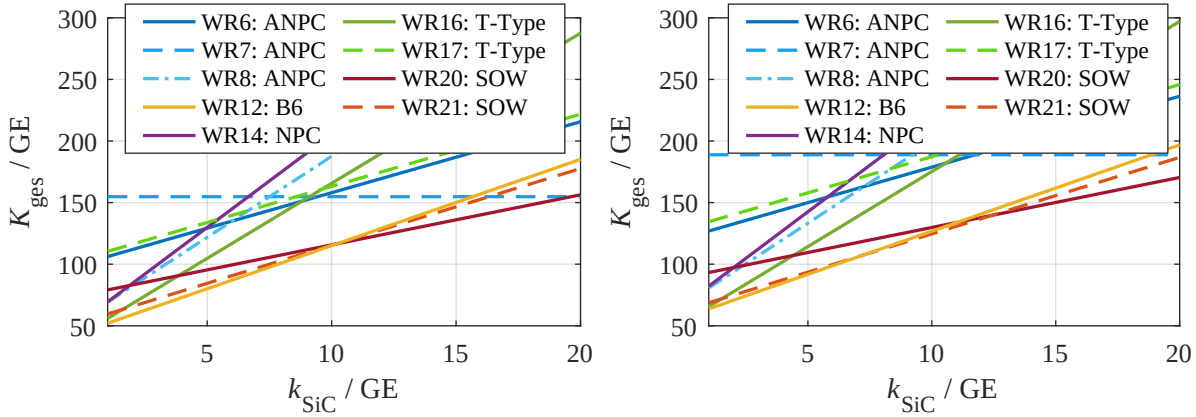


Abb. 5.22: Kosten der vielversprechendsten Wechselrichtertypen über den SiC-Kosten bei Batteriekosten von $50 \frac{\text{GE}}{\text{kWh}}$ (links) bzw. $65 \frac{\text{GE}}{\text{kWh}}$ (rechts) und den sonstigen Parametern aus Tab. 5.2.

Analog zu Abb. 5.11 bietet sich auch hier eine strukturübergreifende Bestimmung des kostengünstigsten Wechselrichtertyps in Abhängigkeit der Auslegungsparameter und der gewählten Kostenfaktoren an. In Abb. 5.23 ist dies unter Verwendung der vielversprechendsten Wechselrichter dargestellt. Zusätzlich zu den bisherigen Betrachtungen wird hier die NPC Struktur mit Si-IGBTs und Si-Dioden (WR13) ergänzt, da diese bei sehr hohen SiC-Kosten und niedrigen Batteriepreisen als günstigste Variante abschneidet.

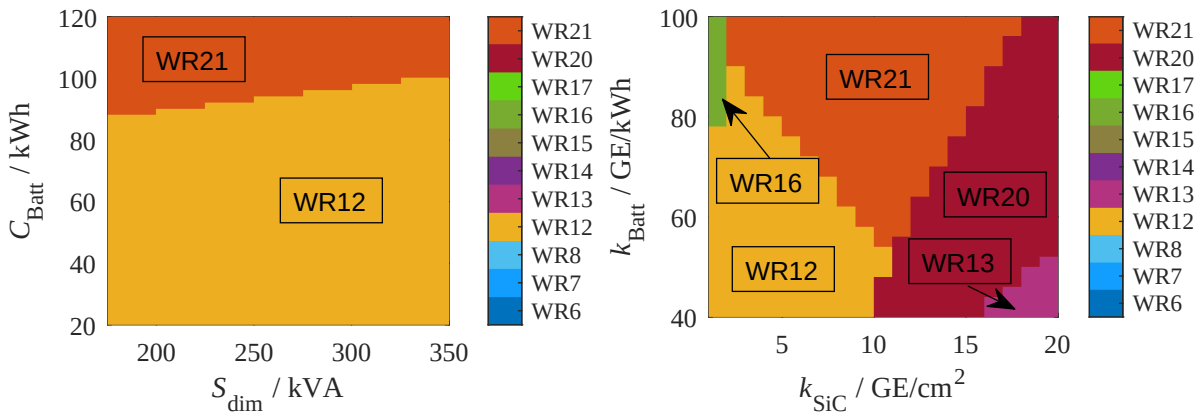


Abb. 5.23: Kostengünstigste Variante unter den vielversprechendsten Wechselrichtertypen ohne FC Struktur bei Variation der Auslegungsgrößen und der Kostenfaktoren unter sonstiger Beibehaltung der Werte aus Tab. 5.2 bzw. Tab. 5.3.

Mit den in dieser Arbeit standardmäßig verwendeten Halbleiterkosten zeigt sich ein eindeutiges Bild: Unterhalb des durch WR21 abgedeckten Bereichs für große Batterien ist WR12 die günstigste Topologie. Erst bei Veränderung der Kostenfaktoren ändert sich das Ergebnis, wobei die B6 Struktur mit 1200 V SiC-MOSFETs weiterhin den relevantesten Wertebereich der Parametervariation abdeckt. Erst bei hohen Preisen für Batteriekapazität und gleichzeitigen SiC-Kosten auf dem Niveau der Si-Kosten wird diese

von der T-Type Struktur mit SiC-MOSFETs (WR16) abgelöst. Bei steigenden SiC-Preisen und höheren Batteriekosten dominiert wieder WR21. Da im Rahmen dieser Arbeit insbesondere die Eignung klassischer Dreipunktstrukturen für den Einsatz als Traktionswechselrichter im BEV analysiert werden soll, zeigt Abb. 5.24 zusätzlich die kostengünstigste Variante unter den tatsächlichen Dreipunktstrukturen. Hierfür wird sowohl die B6 als auch die SOW Struktur außer Acht gelassen. Wie bereits in den bisherigen Ausführungen wird die FC Struktur ebenfalls nicht betrachtet. Unter diesen Einschränkungen sticht insbesondere die T-Type Struktur mit SiC-MOSFETs (WR16), die nahezu den gesamten Auslegungsbereich abdeckt, heraus. Für kleine Batterien oder hohe SiC-Kosten wird diese von der NPC Struktur mit Si-Halbleitern abgelöst. In einem kleinen Kostenbereich schneidet auch die ANPC Topologie mit Halbleitermischbestückung und MS2 (WR6) als kostengünstigste Variante ab. Die eigentlich performanteste ANPC Struktur mit SiC-MOSFETs und MS3 kommt im betrachteten Parameterbereich aufgrund der höheren Halbleiter- und Infrastrukturkosten nicht vor. Aus Kostengründen und unter Vernachlässigung des Aspekts der Fehlertoleranz ist daher die Verwendung einer anderen Dreipunktstruktur zu empfehlen. Wie Kap. 5.4 zeigt, ist sie aber durchaus konkurrenzfähig mit der B6 Struktur, sobald zusätzlich die Maschinenverluste berücksichtigt werden.

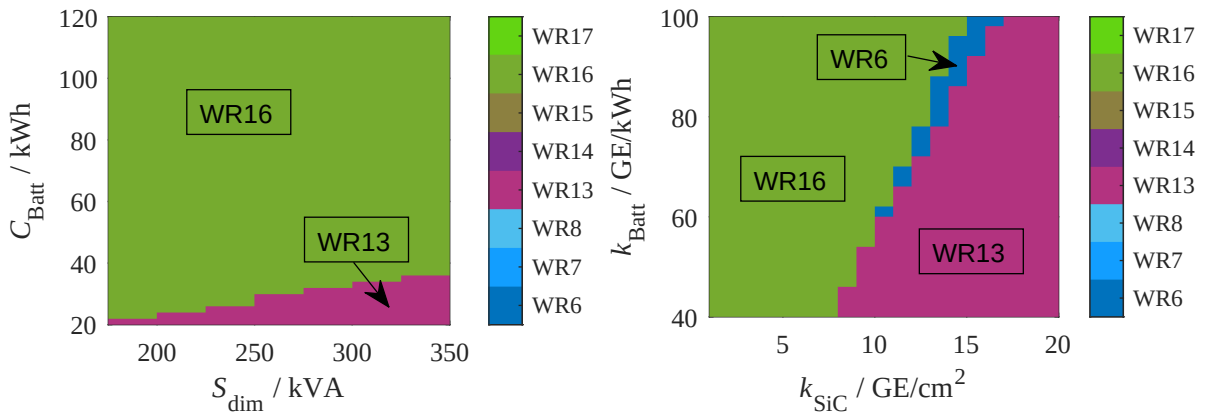


Abb. 5.24: Kostengünstigste Variante unter den vielversprechendsten Wechselrichtertypen ohne B6, FC und SOW Struktur bei Variation der Auslegungsgrößen und der Kostenfaktoren unter sonstiger Beibehaltung der Werte aus Tab. 5.2 bzw. Tab. 5.3.

5.3.1 Performance- und Kostenanalyse im Fahrzyklus

Neben den übergeordneten Aussagen zum Fahrzyklus, der Auslegung und den anfallenden Kosten wird in diesem Abschnitt analog zur Herangehensweise bei der Betrachtung der verschiedenen ANPC Variationen das Verhalten in den Auslegungspunkten betrachtet. Anschließend erfolgt auch hier eine Analyse des Wirkungsgradverlaufs über Aussteuerung und Leistung sowie ein Performance-Vergleich im Maschinenkennfeld.

a) Vergleich der Verlustleistungsverteilung in den Auslegungspunkten

Die betrachteten Wechselrichtertypen unterscheiden sich selbst im gleichen Betriebspunkt erheblich in der Aufteilung der Verluste auf ihre topologischen Einzelschalter. Daher stellt Abb. 5.25 die Verlustleistungen der Schalter einiger Strukturen aufgeschlüsselt nach Schalt- und Durchlassverlusten gegenüber. Da die Betrachtung beider Auslegungspunkte für alle Wechselrichtertypen äußerst umfangreich wäre, wird hier stellvertretend auf die Verluste einer Auswahl an Wechselrichtern im Eckpunkt eingegangen. Die Verteilung der Belastung im Anfahrpunkt auf die Einzelschalter kann stattdessen Abb. 5.26 anhand der bereits eingeführten Farbskala entnommen werden.

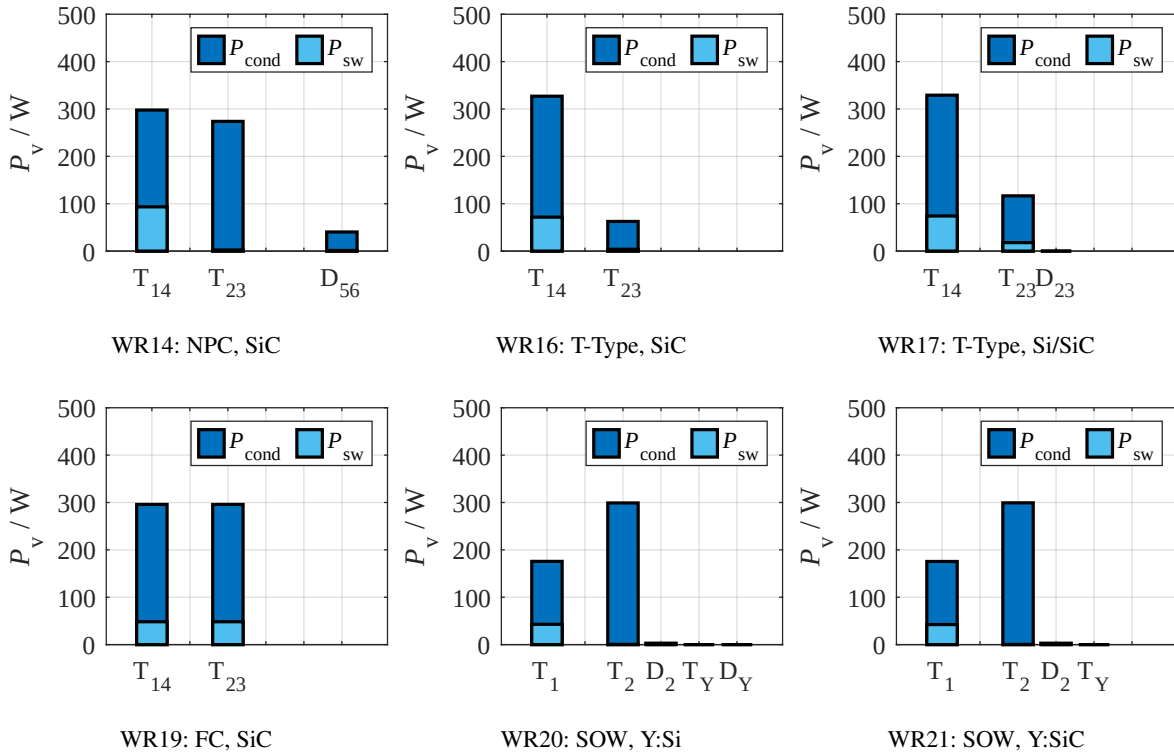


Abb. 5.25: Verlustverteilung vielversprechender Wechselrichtertypen im Eckpunkt.

Die gleichmäßigste Verlustverteilung stellt sich prinzipbedingt bei Verwendung des FC Wechselrichters ein, weshalb für diesen keine Flächenoptimierung nötig ist. Die beiden T-Type Variationen unterscheiden sich ausschließlich in den Verlusten des Schalters S_{23} , während die beiden SOW Wechselrichter identische Verluste vorweisen. Letztere Beobachtung liegt darin begründet, dass die Sternpunktschalter (über die sich die beiden SOW Variationen unterscheiden) im Eckpunkt nicht aktiv sind und somit keine Verluste an ihnen anfallen. Da die NPC Struktur keine Möglichkeit zur aktiven Verlustumverteilung hat und je Stromhalbwellen nur einen vordefinierten Neutralpunktpfad nutzen kann, sind die Verluste etwas höher als bei der vergleichbaren ANPC Struktur mit MS3 aus Abb. 5.12. Die Nomenklatur der Einzelschalter des SOW Wechselrichters wurde aus Platzgründen im Vergleich zur sonstigen Verwendung leicht abgewandelt: Der Index '1' bzw. '2' beschreibt in Abb. 5.25 die Schalter in WR1 bzw. WR2. Trotz vernachlässigbarer Schaltverluste fällt an den IGBTs in WR2 eine größere Gesamtverlustleistung ab, was sich im Flächenverhältnis der Schalter aus Abb. 5.26 widerspiegelt.

Die beobachtete Verlustverteilung wirkt sich allgemein direkt auf die Dimensionierung der Einzelschalter aus. Abb. 5.26 zeigt die Ergebnisse der Flächenoptimierung für die soeben betrachteten Topologien. Während die Halbleiterflächen des NPC Wechselrichters und des T-Type Wechselrichters mit vollständiger SiC-Bestückung relativ gleich verteilt sind, weichen die Flächen der anderen Strukturen stark voneinander ab. Werden die Neutralpunktschalter des T-Type Wechselrichters beispielsweise mit 750 V Si-IGBTs ausgeführt, so benötigen sie ein Vielfaches der Fläche der äußeren 1200 V SiC-MOSFETs. Ebenso verhält es sich mit den Sternpunktschaltern der SOW Struktur. Bei der FC Topologie sind mit symmetrischer Nutzung der beiden Nullzeiger grundsätzlich alle Verluste gleich verteilt, wodurch die verwendete Halbleiterfläche in jedem Betriebspunkt ideal ausgenutzt wird. Wie bereits in Abb. 5.13 sind in Abb. 5.26 zu allen grafisch dargestellten relativen Flächenverhältnissen die absoluten Flächen $A_{HL,i}$ der unabhängigen Einzelschalter jeder Struktur genannt, wobei die Transistor- und Diodenfläche bei Verwendung von IGBTs in Summe angegeben ist.

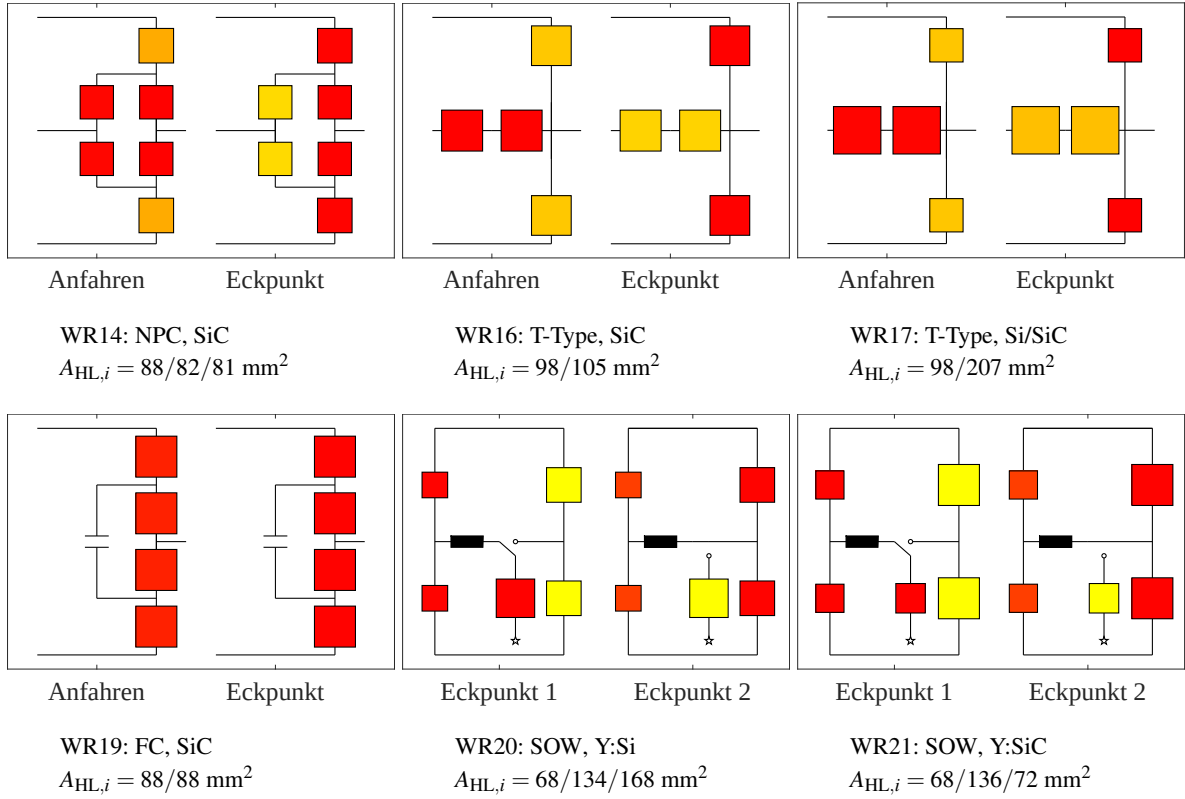


Abb. 5.26: Flächen- und Temperaturverteilung vielversprechender Wechselrichtertypen in den Auslegungspunkten.

Abschließend sollen die spezifischen Verluste der interessantesten Wechselrichtertypen im WLTC Fahrzyklus miteinander verglichen werden. In Abb. 5.27 sind diese nach Schalt- und Durchlassverlusten aufgeschlüsselt sowie auf eine Distanz von 100 km bezogen. Dabei wird erneut der deutliche Verlustnachteil der Topologien mit schnell taktenden Si-IGBTs deutlich, während sich die Wechselrichter mit hohem Anteil an SiC-MOSFETs alle auf einem ähnlichen niedrigen Verlustniveau befinden. Der höchste Anteil an Schaltverlusten unter den SiC-Varianten fällt aufgrund der höher sperrenden Halbleiter bei WR12 an. Die SOW Struktur hingegen profitiert an dieser Stelle von der – verglichen mit der B6 Struktur – niedrigeren Stromanforderung und höheren Spannungsausnutzung im Y-Betrieb. Im Einklang mit den Ergebnissen aus [74] liegen die Verluste des SOW Wechselrichters leicht unter denen der T-Type Struktur.

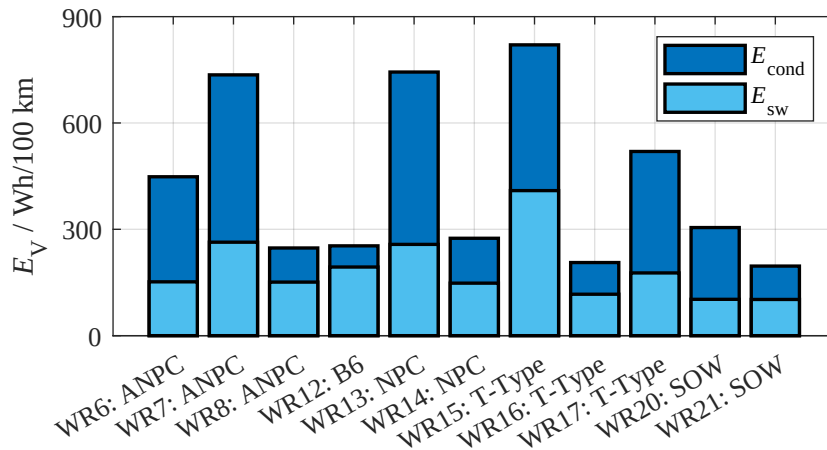


Abb. 5.27: Auf eine Distanz von 100 km skalierte spezifische Gesamtverlustenergien der betrachteten Wechselrichter im WLTC, aufgeteilt nach Schalt- und Durchlassverlusten.

b) Wirkungsgrad-Vergleich

Für die Gegenüberstellung der Wirkungsgradverläufe über der normierten Aussteuerung und der Ausgangsleistung werden alle bisher als vielversprechend bewerteten Topologien betrachtet. Die am wenigsten vielversprechenden Dreipunkt-Varianten werden der Übersicht halber hingegen vernachlässigt. So ergibt sich ein vollständiges Bild aller für den Einsatz im BEV interessanten Wechselrichterstrukturen mit jeweils unterschiedlichen Halbleiterbestückungen. Hierbei zeigt sich, dass insbesondere die mit SiC-MOSFETs bestückte T-Type und SOW Struktur über den gesamten Betriebsbereich hinweg einen hohen Wirkungsgrad vorweisen. Auch die B6 Struktur und die ANPC Struktur mit MS3 gehören zu den Topologien mit durchgehend hohen Wirkungsgraden. Bei WR20 und WR21 ist in Abb. 5.28 der Übergang vom Y- in den OW-Betrieb in Form eines Sprungs bei $m_{\text{norm}} = \frac{1}{\sqrt{3}} = 0,577$ zu erkennen. Dieser ist durch das Zuschalten des weniger effizienten Si-basierten Wechselrichters WR2 bei höheren Spannungen zu erklären. Die Umschaltung zwischen den beiden Betriebsmodi begründet auch die in Abb. 5.29 gezeigte Beobachtung, dass die SOW Struktur bei niedriger Aussteuerung grundsätzlich den höchsten Wirkungsgrad aufweist, während bei hoher Aussteuerung der T-Type Wechselrichter besser abschneidet. Aufgrund der höheren Windungszahl der in Kombination mit der SOW Struktur eingesetzten elektrischen Maschine liegt der Strom für WR20 und WR21 um den Faktor $\sqrt{3}$ unter dem der klassischen Dreipunkt-Topologien. Dadurch können alle Wechselrichter unter jeweils äquivalenten Randbedingungen in Bezug auf die betrachteten Arbeitspunkte miteinander verglichen werden.

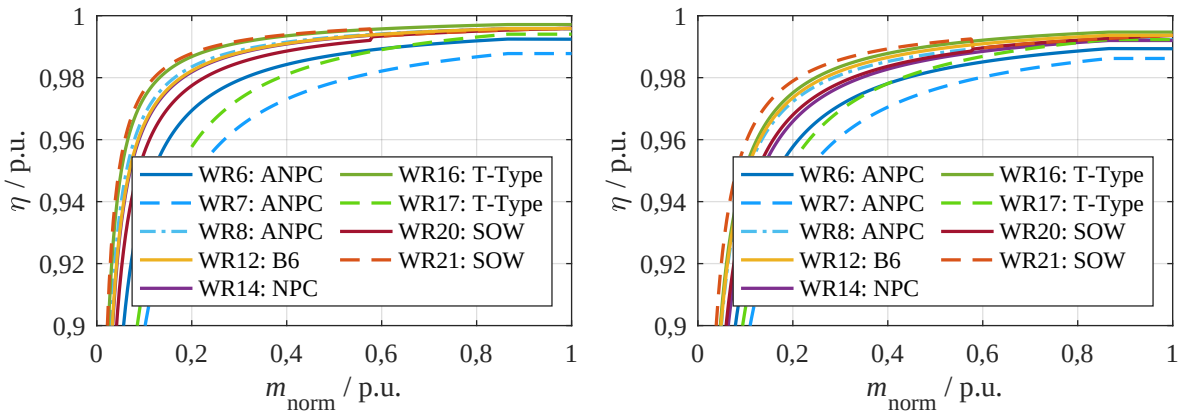


Abb. 5.28: Wirkungsgradverlauf ausgewählter Wechselrichtertypen über dem Modulationsgrad bei einem Strom von 50 A/29 A (links) und 150 A/97 A (rechts).

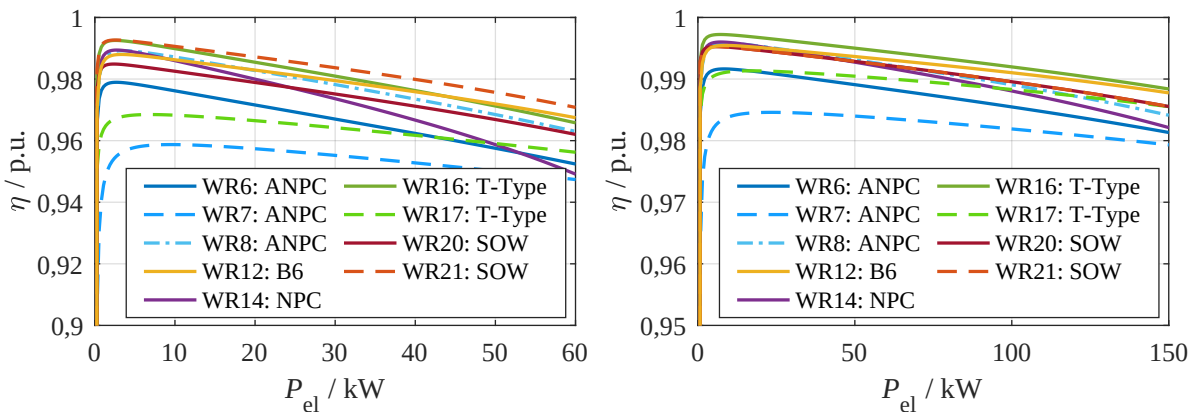


Abb. 5.29: Wirkungsgradverlauf ausgewählter Wechselrichtertypen über der Ausgangsleistung bei einem Modulationsgrad von 0,3 (links) und 0,8 (rechts).

5.3.2 Performance-Vergleich im Maschinenkennfeld

Die vier vielversprechendsten Mehrpunkt-Topologien werden nun zusätzlich bezüglich ihrer Performance im Maschinenkennfeld untersucht. Als wichtiger Indikator wird in Abb. 5.30 die Temperatur des heißesten topologischen Schalters ausgewertet. Das Temperaturverhalten der NPC Struktur ähnelt dabei grundsätzlich dem des B6 und des ANPC Wechselrichters aus Abb. 5.18, während sich für die drei weiteren betrachteten Wechselrichter prinzipbedingte Unterschiede ergeben. Zunächst ist bei der T-Type Struktur zu erkennen, dass die Temperatur des heißesten Schalters im generatorischen Betrieb bei niedriger Aussteuerung größer ist als bei höherer Aussteuerung im Bereich des Eckpunkts. Dies ist mit der Aufteilung des getakteten Stroms auf die inneren und äußeren Schalter nach Abb. A.3 zu erklären, da sich die Scheitelpunkte der Phasenströme bei zunehmend negativem Phasenwinkel zuungunsten der Verluste an S_{23} verschieben.

Weiterhin sind in den Temperaturkennfeldern von WR20 und WR21 beim Übergang zwischen Y- und OW-Modulation wie in den Wirkungsgradverläufen Sprünge zu erkennen. Diese resultieren auch hier aus der unterschiedlichen Ausnutzung der jeweils zugehörigen Einzelschalter. Im motorischen Betrieb zeigt sich, dass die Si-IGBTs in WR2 zunächst etwas kühler sind als die Sternpunktschalter im Y-Betrieb. Auf der gegenüberliegenden Seite im generatorischen Fall kann hingegen das Gegenteil beobachtet werden, da die Dioden der mit Grundfrequenz taktenden Schalter in WR2 hier stärker belastet und dadurch wärmer werden. Dies gilt sowohl für die Variante mit Sternpunktschaltern aus Si als auch mit solchen aus SiC, da jeweils hauptsächlich die Schalter in WR2 ausschlaggebend für das gezeigte Verhalten sind.

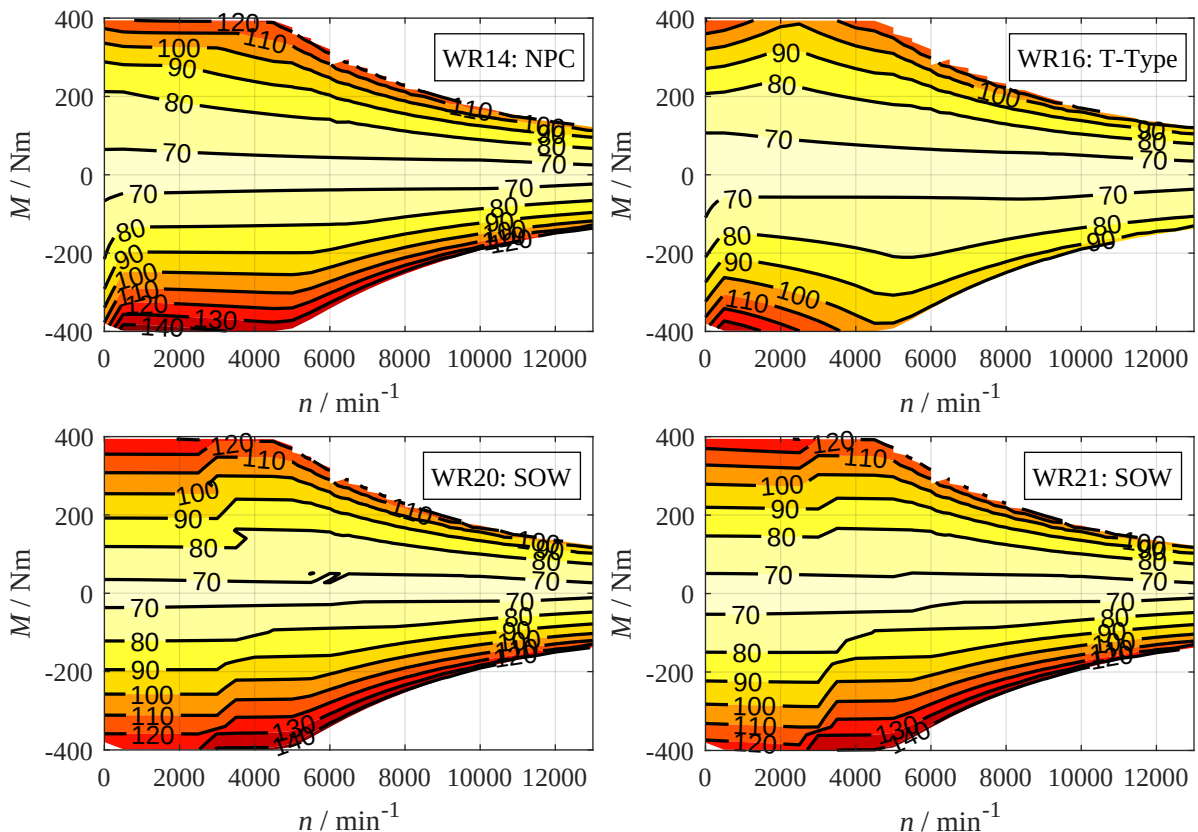


Abb. 5.30: Höchste auftretende Sperrschichttemperatur in °C im Ausgangskennfeld des NPC Wechselrichters mit SiC-MOSFETs (links oben), des T-Type Wechselrichters mit SiC-MOSFETs (rechts oben), des SOW Wechselrichters mit Si-Sternpunktschaltern (links unten) und des SOW Wechselrichters mit SiC-Sternpunktschaltern (rechts unten).

In den Wirkungsgradkennfeldern aus Abb. 5.31 spiegelt sich ein ähnliches Verhalten wider. Während das Kennfeld des NPC Wechselrichters dem der ANPC Struktur aus Abb. 5.19 ähnelt und sich hauptsächlich in Bezug auf die Teillasteffizienz von diesem unterscheidet, weicht WR20 nur wenig von dem Kennfeld des B6 Wechselrichters aus der selben Abbildung ab. Die T-Type Struktur zeigt eine geringfügige Asymmetrie, die auf die bereits angesprochene Mehrbelastung der Dioden der äußeren Schalter bei negativem $\cos \varphi$ zurückzuführen ist. Bei WR21 ergibt sich aufgrund der als Sternpunktschalter eingesetzten SiC-MOSFETs ein signifikanter Effizienzvorteil im Y-Betrieb, der im Grunddrehzahlbereich zu erkennen ist.

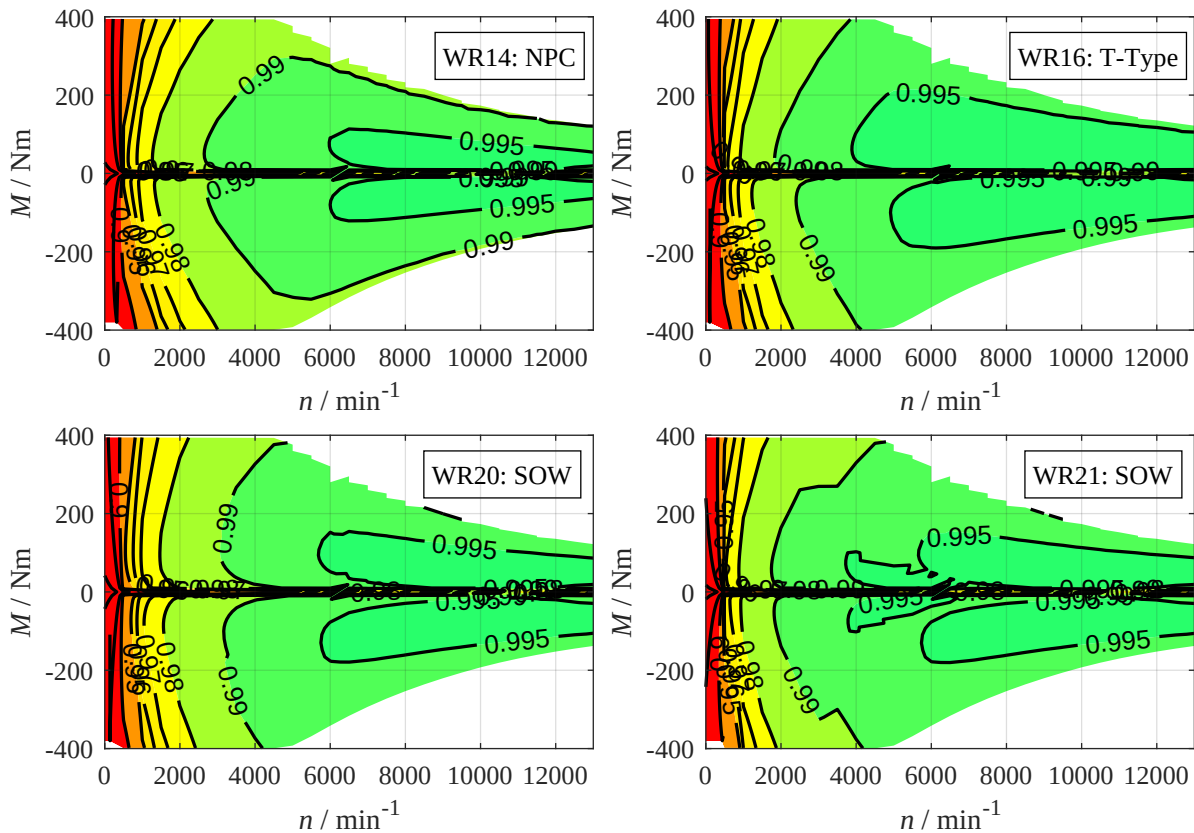


Abb. 5.31: Wirkungsgrad im Ausgangskennfeld des NPC Wechselrichters mit SiC-MOSFETs (links oben), des T-Type Wechselrichters mit SiC-MOSFETs (rechts oben), des SOW Wechselrichters mit Si-Sternpunktschaltern (links unten) und des SOW Wechselrichters mit SiC-Sternpunktschaltern (rechts unten).

5.4 Erweiterte Betrachtung unter Berücksichtigung der Maschinenverluste

Nach den Ausführungen aus Anhang B.2 resultiert je nach Bauform ein signifikanter Anteil der Verluste in elektrischen Maschinen aus den vom Wechselrichter hervorgerufenen Oberschwingungen der Spannung bzw. des Stroms. Die Quantifizierung dieser Verluste erweist sich als schwierig, da sie stark von den verwendeten Materialien und der komplexen Geometrie der Maschine abhängen [66]. Daher wurde bisher auf eine Bewertung der Maschineneffizienz verzichtet, was jedoch aufgrund der geringeren Strom- und Spannungsverzerrung zu einer Benachteiligung aller Dreipunktstrukturen führt. Um die ungenaue und wenig allgemeingültige Berechnung der Verluste in einer PMSM durch den Einsatz unterschiedlicher Wechselrichterstrukturen zu umgehen, wird an dieser Stelle ein alternativer Ansatz gewählt. Statt die Gesamtsystemkosten bei einem festen Verlustvorteil zu berechnen, wird der Wirkungsgradvorteil bestimmt,

der sich in der elektrischen Maschine durch den Einsatz eines bestimmten Wechselrichtertyps einstellen muss, damit der gesamte Antriebsstrang die gleichen Kosten verursacht wie der Referenzantrieb mit einem 800 V SiC-B6 Wechselrichter. Die Herangehensweise zur Herleitung der zugehörigen Rechenvorschrift wird nachfolgend erläutert.

Zunächst wird sowohl der in Abb. 5.32 (links) definierte Antriebsstrang 1 mit dem zu betrachtenden Dreipunkt-Wechselrichter als auch Antriebsstrang 2 (rechts) mit dem Referenzwechselrichter als Gesamtsystem betrachtet. Dabei gilt der gleiche Ansatz wie für die Kostenberechnung in Kap. 5.1.3: Die Batteriekapazität beider Antriebsstränge soll so gewählt werden, dass trotz der unterschiedlichen Gesamtwirkungsgrade $\eta_i = \eta_{WR,i} \cdot \eta_{EM,i}$ die gleiche nutzbare Energie an der Welle der Maschine ankommt, was zu identischen Reichweiten für beide Fahrzeuge führt.

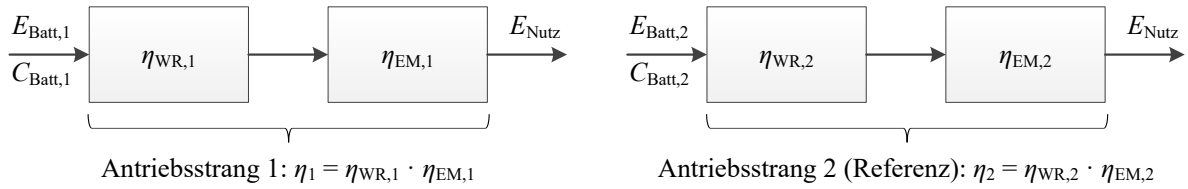


Abb. 5.32: Definition der Größen der zu vergleichenden Antriebsstränge.

Da die in einer Batterie gespeicherte Energie proportional zu deren Kapazität ist, wird einem der beiden Antriebe genau soviel Zusatzkapazität ΔC_{Batt} hinzugefügt, dass die Anforderung gleicher Reichweiten erfüllt ist. In der hier vorgestellten Herleitung wird die Zusatzkapazität grundsätzlich Antriebsstrang 2 zugeordnet, wobei das Vorzeichen von ΔC_{Batt} in Abhängigkeit der Wirkungsgrade der beiden Wechselrichter sowohl positiv als auch negativ sein kann. Formelmäßig gilt demnach der Zusammenhang aus Gl. (5.4.1).

$$\eta_1 \cdot C_{Batt,1} = \eta_2 \cdot (C_{Batt,1} + \Delta C_{Batt}) \quad (5.4.1)$$

Durch Umstellen der Gleichung ergibt sich ein Ausdruck für die benötigte Zusatzkapazität ΔC_{Batt} , welche mit dem Batteriepreis aus Tab. 5.3 multipliziert die von den Gesamtwirkungsgraden der beiden Antriebsstränge abhängigen Zusatzkosten ΔK_{Batt} beschreibt.

$$\Delta K_{Batt} = k_{Batt} \cdot \Delta C_{Batt} = k_{Batt} \cdot C_{Batt,1} \cdot \frac{\eta_1 - \eta_2}{\eta_2} \quad (5.4.2)$$

Die gewonnene Gleichung lässt sich nun nach dem Wirkungsgradverhältnis beider Antriebe auflösen, um die bisher gewählte Betrachtungsweise umzukehren. Gl. (5.4.3) beschreibt somit das nötige Verhältnis, um das der Gesamtwirkungsgrad von Antriebsstrang 1 bei gegebenem ΔK_{Batt} größer sein muss, als der des Referenzantriebs.

$$\frac{\eta_1}{\eta_2} = \frac{\eta_{WR,1} \eta_{EM,1}}{\eta_{WR,2} \eta_{EM,2}} = \frac{k_{Batt} C_{Batt,1} + \Delta K_{Batt}}{k_{Batt} C_{Batt,1}} \quad (5.4.3)$$

Der Kostenunterschied ΔK_{Batt} zwischen beiden Antrieben berechnet sich aus der Randbedingung der Kostenäquivalenz. Gl. (5.4.4) bis Gl. (5.4.6) beschreiben das zugrundeliegende Prinzip: Die Gesamtkosten beider Antriebsstränge setzen sich aus den jeweiligen Halbleiterkosten, den Batteriekosten und den Kosten für den Infrastrukturaufwand zusammen. Da in beiden Fällen die identische elektrische Maschine verwendet werden soll, kürzen sich die Maschinenkosten auf beiden Seiten der Gleichung. Durch Auflösen nach der Batteriekostendifferenz beider Antriebe ergibt sich der gesuchte Parameter ΔK_{Batt} , welcher aus den bereits vorgestellten Ergebnissen des Topologievergleichs gemäß Kap. 5.1.3 berechnet werden kann.

$$K_{ges,1} = K_{ges,2} \quad (5.4.4)$$

$$K_{HL,1} + K_{Batt,1} + K_{Infr,1} = K_{HL,2} + K_{Batt,2} + K_{Infr,2} \quad (5.4.5)$$

$$\Delta K_{Batt} = K_{Batt,2} - K_{Batt,1} = K_{HL,1} + K_{Infr,1} - K_{HL,2} - K_{Infr,2} \quad (5.4.6)$$

Um eine Aussage über die nötige Effizienzsteigerung in der Maschine durch die Dreipunktmodulation treffen zu können, wird das Gesamtwirkungsgradverhältnis aus Gl. (5.4.3) abschließend mit dem Kehrwert des Verhältnisses der aus dem Topologievergleich nach Abb. 5.8 bekannten Wechselrichterwirkungsgrade multipliziert. Das Ergebnis wird zu $\chi_{EM} + 1$ definiert, sodass χ_{EM} den prozentualen Wirkungsgradunterschied beschreibt, um den sich die elektrische Maschine bei Dreipunktmodulation im Vergleich zur Zweipunktmodulation verbessern muss, um die höheren Gesamtkosten des Dreipunktwechselrichters in Antriebsstrang 1 gegenüber Antriebsstrang 2 zu kompensieren.

$$\chi_{EM} + 1 = \frac{\eta_{EM,1}}{\eta_{EM,2}} = \frac{k_{Batt}C_{Batt,1} + \Delta K_{Batt}}{k_{Batt}C_{Batt,1}} \cdot \frac{\eta_{WR,2}}{\eta_{WR,1}} \quad (5.4.7)$$

Sobald der reale Wirkungsgradvorteil einer Maschine demnach den berechneten Wert χ_{EM} überschreitet, lohnt sich der Einsatz eines Dreipunktwechselrichters aus finanzieller Sicht gegenüber der Verwendung des Referenzantriebs mit 800 V SiC-B6 Wechselrichter. Tab. 5.10 zeigt die Werte von χ_{EM} für sechs unterschiedliche Wechselrichtertypen im Auslegungspunkt bei einer Leistung von 250 kVA und einer Batteriekapazität von $C_{Batt,1} = 80 \text{ kWh}$.

Tab. 5.10: Erforderlicher modulationsbedingter Effizienzvorteil χ_{EM} einer PMSM für kostenäquivalente Antriebsstränge mit unterschiedlichen Wechselrichtertypen im Vergleich zur 800 V SiC-B6 Struktur.

Nr.	Struktur	Bestückung	χ_{EM}	Nr.	Bestückung	Anmerkung	χ_{EM}
WR6	ANPC	Hybrid 2	1,33 %	WR16	T-Type	SiC	0,43 %
WR8	ANPC	SiC	0,79 %	WR20	SOW	SiC/Si/Si	0,34 %
WR14	NPC	SiC	0,97 %	WR21	SOW	SiC/SiC/Si	0,03 %

Da auch diese Bewertung von der Dimensionierung der beiden Antriebsstränge abhängt, beschreibt Abb. 5.33 den nötigen Effizienzvorteil bei Variation der Auslegungsleistung und der Batteriekapazität. Generell zeigt sich ein eindeutiges Bild: Übersteigen die Halbleiterkosten der betrachteten Topologie die Halbleiterkosten des Referenzwechselrichters, so steigt mit höherer Bemessungsleistung des Antriebs auch der erforderliche modulationsbedingte Wirkungsgradvorteil. Ist ΔK_{Batt} aufgrund der höheren Halbleiter- und Infrastrukturkosten positiv, so bewirkt eine Erhöhung der Batteriekapazität eine geringere Anforderung an χ_{EM} , da sich der Hebel zur Optimierung der zusätzlichen Batteriekosten vergrößert. Grundsätzlich gilt für alle betrachteten Wechselrichtertypen mit $C_{Batt} > 50 \text{ kWh}$ im gesamten dargestellten Leistungsbereich, dass ein modulationsbedingter Effizienzvorteil in der Maschine von 2 % trotz der teils deutlich höheren Einbaukosten bereits zu niedrigeren Gesamtsystemkosten führt. Bei höheren Kapazitäten und niedrigeren Leistungen verringert sich dieser Wert bei den meisten Topologien nochmals deutlich. Insbesondere für WR20 und WR21 gilt, dass bereits eine geringfügige Verbesserung des Maschinenwirkungsgrads aus wirtschaftlicher Betrachtung zu einer Bevorzugung der SOW Struktur führen muss. Bei niedriger Leistung und großer Batterie wird χ_{EM} bei WR21 negativ, wodurch dieser Wechselrichtertyp grundsätzlich günstiger abschneidet als der Zweipunkt-Referenzwechselrichter. An dieser Stelle muss der Vollständigkeit halber angemerkt werden, dass der THD-Vorteil der SOW Struktur allgemein niedriger ist als bei klassischer Dreipunkt-Raumzeigermodulation (siehe Abb. 5.4). Im für den WLTC ausschlaggebenden Bereich niedriger Aussteuerung kann jedoch durchaus von einer merkbaren Verbesserung gegenüber der B6 Struktur ausgegangen werden [74].

Zur Einordnung der berechneten Werte von χ_{EM} soll abschließend ein Vergleich mit Werten aus der Literatur erfolgen. In [67, 68, 70–72] wurden anhand von Simulationen und Messungen verschiedene Effizienzvergleiche zwischen Zwei- und Dreipunktwechselrichtern durchgeführt. Die relative Reduktion der Maschinenverluste in diesen Veröffentlichungen liegt aufgrund der unterschiedlichen be-

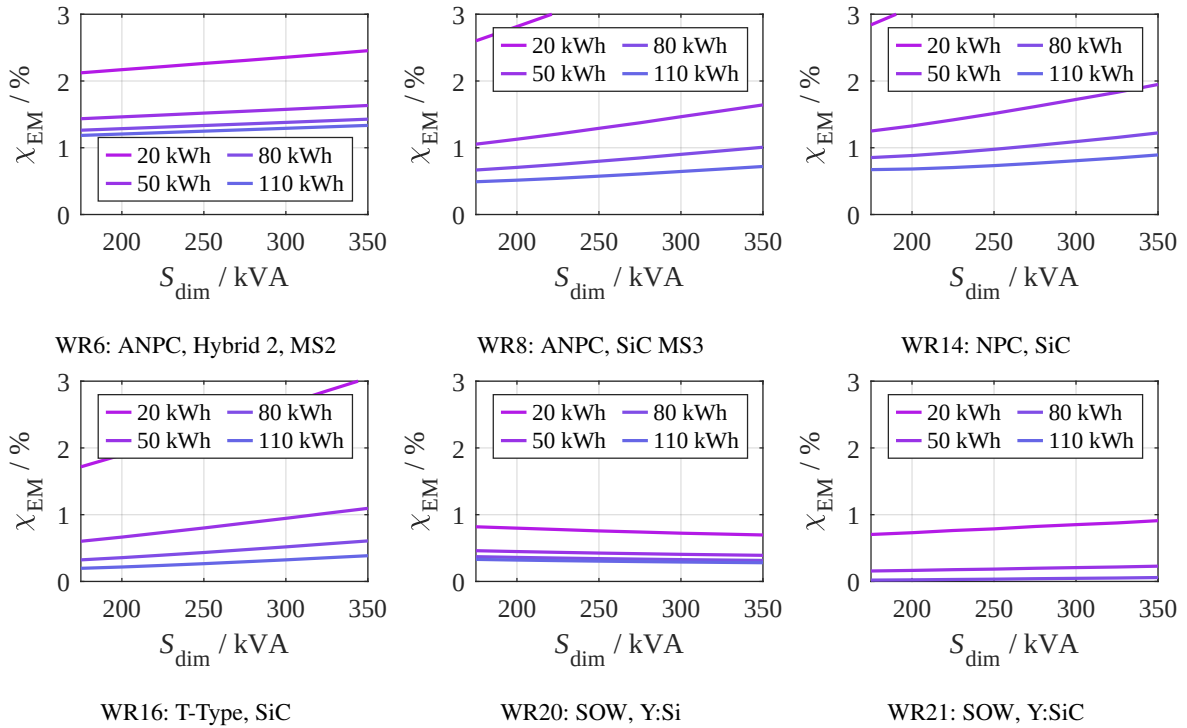


Abb. 5.33: Erforderlicher modulationsbedingter Effizienzvorteil χ_{EM} der PMSM für kostenäquivalente Antriebsstränge bei verschiedenen Dimensionierungen des Antriebs für vielversprechende Wechselrichtertypen.

trachteten Maschinen in der Spanne $P_{v,EM,rel} \approx 3...30\%$. Bezogen auf einen fiktiven (den Literaturangaben entsprechenden) Referenzwirkungsgrad von $\eta_{EM,2} = 90\%$ ergibt sich daraus ein Bereich von $\chi_{EM,real(Literatur)} \in [0,33\% ... 3,33\%]$. Verglichen mit den berechneten Daten aus Tab. 5.10 zeigt sich, dass die Spanne der tatsächlichen Effizienzerhöhung aus den Literaturangaben im Mittel deutlich über den erforderlichen Werten der in dieser Arbeit durchgeführten Berechnungen liegt. Für einen Großteil aller elektrischen Maschinen ist somit eine Kostenreduktion auf Systemebene durch den Einsatz von Dreipunkt-Topologien zu erwarten.

An dieser Stelle soll ergänzend vermerkt werden, dass sich bei Betrachtung eines Überland-Fahrzyklus statt des WLTC zur Berechnung der benötigten Zusatz-Batteriekapazität sowie der Maschinenverluste aufgrund der niedrigeren Gewichtung des Wirkungsgrads bei kleinen Drehzahlen ein geringerer Vorteil für die Dreipunkt-Wechselrichter und die SOW Struktur einstellt. Da die Verwendung des WLTC jedoch gängige Praxis zur Bewertung elektrischer Antriebe ist, entsprechen die getroffenen Randbedingungen realistischen Auslegungskriterien.

5.5 Zusammenfassung

Der Vergleich unterschiedlicher Wechselrichtertypen erfordert die Definition geeigneter Randbedingungen und eine wiederholbare Vorgehensweise, mit der eine valide Datenbasis zur Gegenüberstellung der betrachteten Strukturen erstellt werden kann. In diesem Kapitel wird ein Verfahren beschrieben, das einen fairen Vergleich unter Berücksichtigung der wichtigsten Parameter ermöglicht, indem sowohl die Auslegungsmerkmale als auch die Performance jedes betrachteten Wechselrichters im WLTC Fahrzyklus analysiert und in Form von Kosten für das Gesamtsystem auf einen vergleichbaren Wert bezogen werden. Die Gegenüberstellung unterschiedlicher ANPC Varianten im gewählten Referenz-Auslegungspunkt ergibt einen eindeutigen Kosten- und Performancevorteil für den mit SiC-MOSFETs bestückten und mit MS3 angesteuerten ANPC Wechselrichter. Werden höhere SiC-Kosten angenommen oder eine Batterie

mit geringer Reichweite verbaut, so schneiden außerdem die ANPC Variation mit MS3 und Si-IGBTs sowie die hybrid mit Si-IGBTs und SiC-MOSFETs bestückte Variante mit MS2 vorteilhaft ab. Im Vergleich dazu ergibt die Systemkostenbetrachtung der Zweipunkt-B6 Struktur mit SiC-MOSFETs allerdings zunächst einen signifikanten Kostenvorteil, der hauptsächlich durch die geringeren Halbleiter- und Infrastrukturkosten zu begründen ist. Die Betrachtung weiterer Topologien zeigt, dass auch die mit SiC-MOSFETs aufgebaute NPC und T-Type Struktur prinzipiell für den Einsatz im BEV geeignet sind. Insbesondere letztere schneidet in der Kostenbewertung positiv ab, während die FC Struktur aufgrund der großen sowie teuren zusätzlichen Kondensatoren nur oberflächlich betrachtet wurde. Die besten Ergebnisse erzielt die SOW Struktur, da deren Wirkungsgrad im Fahrzyklus aufgrund der Umschaltung zwischen Y- und OW-Betrieb und der Kombination aus Si- und SiC-Halbleitern besonders hoch ist. Die Variation mit SiC-Sternpunktschaltern erreicht dabei durch einen WLTC-Wirkungsgrad von 99,25 % nahezu die gleichen Kosten wie der auf die gleiche Leistung dimensionierte 800 V Zweipunkt-Wechselrichter mit SiC-MOSFETs.

Es lässt sich somit generell festhalten: SiC-basierte Wechselrichter schneiden in dem durchgeführten Vergleich aufgrund der geringeren Verluste im Fahrzyklus nahezu durchgehend besser ab als vergleichbare Wechselrichter auf Si-Basis. Zudem sind im betrachteten Referenzpunkt zunächst alle Dreipunktstrukturen teurer als der Zweipunkt-Referenzwechselrichter. Dies ändert sich zum einen durch die Wahl abweichender Auslegungsparameter oder das Nutzen anderer Preise für Halbleiter, Batterie und Infrastruktur. Zum anderen bedarf es der zusätzlichen Betrachtung der Maschinenverluste, um die Gesamtsystemkosten des Antriebsstrangs vollständig abzubilden. Um alle genannten Einflüsse in die Bewertung der unterschiedlichen Antriebe zu integrieren, wurde ein neuartiges Bewertungsverfahren für den Wirkungsgrad der Maschine im Zwei- bzw. Dreipunktbetrieb entwickelt. Werden modulationsbedingte Effizienzunterschiede in der elektrischen Maschine auf Basis von Literaturangaben berücksichtigt, so zeigt sich ein Gesamtkostenvorteil für einen großen Teil der betrachteten Dreipunktstrukturen. Sofern demnach die Verlusteinsparungen in der PMSM aufgrund des reduzierten Oberschwingungsgehalts bei Dreipunktmodulation groß genug sind, unterschreiten die Kosten für bestimmte Dreipunkt-Antriebsstränge unter den gewählten Randbedingungen die Kosten des Referenzantriebs mit SiC-B6 Wechselrichter. Für einige der betrachteten Topologien ist dies bereits bei einer modulationsbedingten Erhöhung des Maschinenwirkungsgrads von deutlich unter einem Prozent der Fall, was nach den angeführten Literaturangaben je nach konkretem Maschinendesign sogar deutlich übertroffen werden kann. Insgesamt zeigt sich, dass die SOW Struktur die günstigste Kombination aus Effizienz und Materialaufwand darstellt. Unter Berufung auf die fehlertoleranten Eigenschaften ist allerdings auch eine Verwendung der ANPC Struktur als geeignete Alternative zu bisherigen Antrieben durchaus realistisch.

Kapitel 6

Verhalten des ANPC Wechselrichters im Fehlerfall

Unter den betrachteten Wechselrichter-Typen bietet die ANPC Struktur gemäß Kap. 3.3.3 die größtmögliche Bandbreite an Reaktionen auf Halbleiterausfälle. Daher eignet sie sich besonders für den Einsatz in einem ausfallsicheren Antriebsstrang. Zu diesem Zweck wird nachfolgend zunächst das Ansteuerprinzip, der gültige Stellbereich, die Stabilität der Ansteuerung sowie das Betriebsverhalten im Fehlerfall diskutiert. Dieses Kapitel beleuchtet zudem sowohl die Vorteile als auch die Herausforderungen des stationären und transienten Verhaltens des Wechselrichters und der elektrischen Maschine bei einem Übergang in den rekonfigurierten Fehlerbetrieb.

6.1 Rekonfiguration der Ansteuerung nach einem Halbleiterausfall

Dreipunkt-Wechselrichter – und unter diesen insbesondere die ANPC Struktur – ermöglichen nach Kap. 3.3 ein gegenüber dem Zweipunkt-Wechselrichter erhöhtes Maß an Fehlertoleranz. In den folgenden Abschnitten wird das hieraus resultierende Potenzial abgeschätzt und der Vorteil gegenüber dem Zweipunkt-Wechselrichter bewertet. Zunächst wird auf den Aktiven Kurzschluss als *fail-safe* Zustand für den Zwei- und Dreipunkt-Wechselrichter eingegangen. Im Anschluss wird das bereits in Kap. 3.3.3 diskutierte Verfahren zur Rekonfiguration der Ansteuerung eines ANPC Wechselrichters durch das Einrichten einer permanenten Neutralpunktverbindung der defekten Phase zunächst grundlegend und im Anschluss konkret für den PWM- und RZM-Betrieb betrachtet.

6.1.1 Der Aktive Kurzschluss als Reaktion auf Fehler im laufenden Betrieb

Die gängigste Reaktion eines elektrischen Antriebsstrangs mit PMSM auf jegliche Art von Halbleiterausfall ist der Aktive Kurzschluss (AKS) der Maschinenwicklungen durch den Wechselrichter [9, 45, 225]. Da der Wechselrichter aufgrund des Ausfalls nicht mehr in der Lage ist, aktiv feldschwächenden Strom zu stellen, wird durch den Permanentfluss der Magnete insbesondere bei großen Drehzahlen ein hoher Strom in die Statorwicklungen induziert. Durch das einfache Ausschalten aller Halbleiter würde der Wechselrichter als Diodengleichrichter fungieren und es käme zu einer unkontrollierten Rückspeisung von Leistung in den Zwischenkreis. Um dies zu vermeiden, werden die drei Phasen des Wechselrichters dauerhaft auf das gleiche Potenzial geschaltet und die Maschinenwicklungen somit kurzgeschlossen. Dadurch ergibt sich ein Freilaufkreis für den Kurzschlussstrom über die aktiven Halbleiter und der Zwischenkreis wird nicht zusätzlich belastet. Die Halbleiterschalter müssen entsprechend auf die Belastung des AKS ausgelegt sein, wobei die Abwesenheit von Schaltverlusten den realisierbaren Maximalstrom über die Halbleiter gegenüber dem Nennbetrieb erhöht [226, 227]. Der Zweipunkt-Wechselrichter kann je nach Position des defekten Schalters entweder dauerhaft in den Schaltzustand $\{-1, -1, -1\}$ oder $\{+1, +1, +1\}$ übergehen und alle drei Phasen entweder auf das negative oder auf das positive Zwischenkreispotenzial schalten. Es

wird davon ausgegangen, dass ein Halbleiter entweder ideal kurzgeschlossen oder ideal offen ausfällt und im AKS-Fall in dieser Funktion temporär weiter belastet werden kann. Für nicht-ideale Ausfälle ist der AKS ungeeignet. Da dieser jedoch bei den meisten Wechselrichtertypen die einzige Möglichkeit darstellt, den Antrieb im Falle eines Halbleiterdefekts zu schützen, stellt er die verbreitetste Reaktion nach Detektion eines Fehlers dar [44, 225].

Bei Verwendung eines Dreipunkt-Wechselrichters ergeben sich drei unterschiedliche AKS-Pfade: Wie beim Zweipunkt-Wechselrichter können die Zustände N und P verwendet werden. Zusätzlich bietet sich der Neutralpunktpfad (0) über den Schaltzustand $\{0, 0, 0\}$ an. Für die NPC und die T-Type Struktur ist letzterer Pfad eindeutig definiert, beim ANPC Wechselrichter kann analog zu den Modulationsschemata aus Kap. 4.2.1 zwischen dem oberen, dem unteren und beiden inneren Pfaden im Parallelbetrieb unterschieden werden. Abb. 6.1 zeigt beispielhaft die AKS-Pfade P, 0^+ und N.

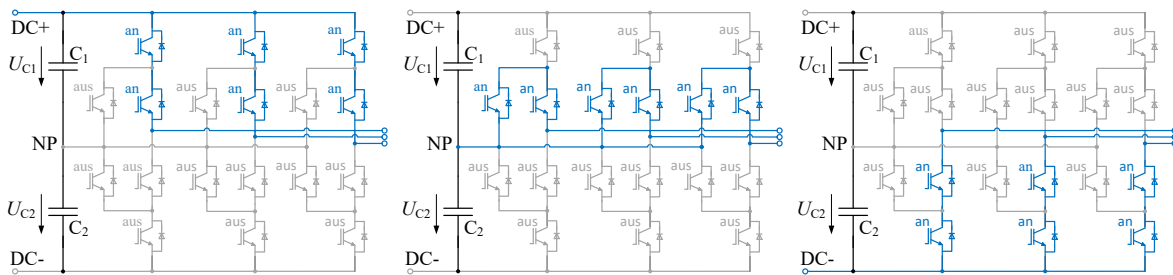


Abb. 6.1: Unterschiedliche AKS-Pfade (links: P, mittig: 0^+ und rechts: N) für den ANPC Wechselrichter.

Übersteigt die nachfolgend genauer spezifizierte AKS-Lastung die Anforderungen des Nennbetriebs, so besteht die Möglichkeit, zur Reduktion der eingesetzten Halbleiterfläche einen Vorzugs-Pfad auf die Belastung im AKS auszulegen, während die anderen Pfade auf die Nennbelastung dimensioniert werden. Alternativ bietet sich aus Gründen der Redundanz die Auslegung mehrerer oder aller potenzieller Pfade auf die AKS-Anforderungen an. An dieser Stelle wird zwischen dem Neutralpunktpfad (0), der Kombination aus den beiden anderen Pfaden P & N sowie der Nutzung aller möglichen AKS-Pfade 0 & P & N je nach Ort des Halbleiterausfalls unterschieden. Die alleinige Nutzung des P- oder N-Pfads wird hier aufgrund der Asymmetrie in der Auslegung nicht weiter betrachtet. Es ist hervorzuheben, dass für den NPC und den T-Type Wechselrichter nur die Varianten mit zwei oder allen drei AKS-Zuständen in jedem Fall einen sicheren Schutz ohne Folgeschäden ermöglichen. Nur der ANPC Wechselrichter ist ohne Einschränkungen für den AKS-Betrieb geeignet. Tab. 6.1 zeigt grundlegende Eigenschaften und die aus der Wahl der verfügbaren AKS-Pfade resultierenden Einschränkungen für den ANPC Wechselrichter sowie die NPC und T-Type Struktur. Die zugehörigen Erläuterungen zu den Referenzen (Nr. 1 - 8) sind nachfolgend aufgelistet.

Tab. 6.1: Eigenschaften der unterschiedlichen AKS-Pfade der wichtigsten Dreipunkt-Wechselrichterstrukturen.

Struktur	0-Pfad	P- & N-Pfad	0- & P- & N-Pfad
NPC	1, 2, 5, 6, 8	3, 4, 5	4, 5
ANPC	4, 6, 7, 8	3, 4, 5	4
T-Type	1, 2, 5, 6, 8	3, 4, 5	4, 5

Erläuterungen zu Tab. 6.1:

- 1 Gilt nicht für Offen-Ausfälle der inneren Schalter, da sonst kein leitfähiger Pfad zur Verfügung steht
- 2 Gilt nicht für Kurzschluss-Ausfälle der äußeren Schalter, da sonst ein Brückenkurzschluss droht

- 3 Bei Kurzschluss-Ausfall der inneren Schalter ist die richtige Wahl des AKS-Pfads wichtig, da sonst ein Brückenkurzschluss droht
- 4 Für alle Ausfallarten geeignet (Voraussetzung: Einfachfehler)
- 5 Nur möglich, wenn ausgefallene Schalter weiter als kurzgeschlossen/sperrend verwendet werden
- 6 Bestückung mit normally-on Bauteilen (z.B. SiC-JFETs) möglich, sofern nicht gleichzeitig die Treiberversorgung und ein Halbleiter ausfällt
- 7 Zwei parallele Null-Pfade: Zusätzliche Redundanz, wenn beide jeweils auf den AKS-Strom ausgelegt sind
- 8 Auslegung auf nur einen AKS-Pfad nötig (ggf. Dimensionierungsvorteil)

Wird der AKS aus einem anderen Grund als einem Halbleiterdefekt geschaltet, so kann auch zwischen den verfügbaren Pfaden (Nullzeigern) hin- und hergeschaltet werden, um die Belastung aufzuteilen. Für die Dimensionierung ist dieser Fall allerdings irrelevant, sofern die Halbleiterschalter auch der Belastung bei Ausfall eines Schalters standhalten müssen. Um sicherzustellen, dass der AKS als Schutzmechanismus auch bei einem Ausfall der Versorgungsspannung der Ansteuerung eingesetzt werden kann, bedarf es entweder einer redundanten Treiberversorgung oder zusätzlichen Schutzmaßnahmen.

Nachfolgend wird die Belastung des Wechselrichters im AKS beschrieben. Im stationären AKS-Betrieb sind die Phasenströme durch die Maschinengleichungen in rotorfesten Koordinaten aus Gl. (6.1.1) definiert. Die Spannungskomponenten u_d und u_q sind aufgrund der kurzgeschlossenen Wicklungen gleich Null.

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q = 0 \quad u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \Psi_{PM} = 0 \quad (6.1.1)$$

Mit dieser Randbedingung lassen sich die Maschinengleichungen nach i_d und i_q auflösen, siehe Gl. (6.1.2). Die Amplitude des stationären Stromzeigers hängt also ausschließlich von den Maschinenparametern Ψ_{PM} , L_d , L_q , R_s und von der Drehzahl ω ab. Eine Einflussnahme von außen ist nur über die mechanische Bremse möglich, mit der die Drehzahl reduziert und das Fahrzeug zum Stillstand gebracht werden kann. Währenddessen ist zusätzlich das drehzahlabhängige AKS-Bremsmoment wirksam, welches sich durch das Einsetzen von Gl. (6.1.2) in Gl. (2.2.4) ergibt.

$$i_d = \frac{-\Psi_{PM}}{\frac{R_s^2}{\omega^2 L_q} + L_d} \quad i_q = \frac{-\Psi_{PM} R_s}{\frac{R_s^2}{\omega} + \omega L_d L_q} \quad (6.1.2)$$

Bei der Auslegung des Antriebsstrangs auf die AKS-Belastung muss neben dem stationären Fall auch der transiente Übergang vom Normalbetrieb in den AKS berücksichtigt werden. Eine mathematische Beschreibung der transienten Phasenstromverläufe ist in [228] zu finden. Das abrupte Kurzschließen der Statorwicklungen führt zu einer sprunghaftigen Änderung der an den Klemmen der Maschine anliegenden Spannung. Dies äußert sich in einem transienten Überschwingen der Phasenströme, wie am Beispiel der Simulation aus Abb. 6.2 mit den Maschinenparametern der Prüfstandsmaschine aus Kap. 4.1 ersichtlich

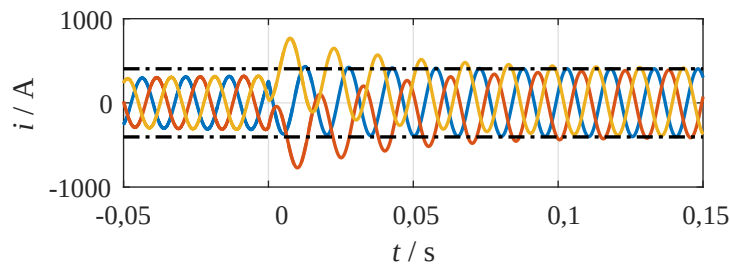


Abb. 6.2: Simulierte Phasenstromverläufe der Prüfstandsmaschine nach AKS-Eintritt zum Zeitpunkt $t = 0$ s.

wird. Die maximale Stromamplitude hängt dabei von den Maschinenparametern Ψ_{PM} , L_d , L_q , R_s , von der Drehzahl ω , dem Lagewinkel θ_0 zum Ausfallzeitpunkt sowie dem Stromwinkel φ_0 zum Ausfallzeitpunkt ab [44, 228]. Neben der Einschränkung, dass sich der Antrieb im AKS nicht mehr aktiv beeinflussen lässt, stellt dieser Betriebsmodus demnach zusätzlich eine große elektrische und thermische Belastung für den Wechselrichter dar. Im Extremfall können die hohen transienten Ströme gar zur Entmagnetisierung der Permanentmagnete führen [44, 225]. All diese negativen Folgen des AKS als *fail-safe* Zustand sollen durch das nachfolgend im Detail diskutierte Verfahren der Rekonfiguration umgangen werden.

6.1.2 Prinzip der Rekonfiguration beim ANPC Wechselrichter

Im Gegensatz zu Zweipunkt-Wechselrichtern bieten einige Dreipunktstrukturen – wie bereits in Kap. 3.3.3 dargestellt – die Möglichkeit der Rekonfiguration ihrer Ansteuerung, um den Wechselrichter nach Ausfall eines Leistungshalbleiters weiter zu betreiben. Da sich die ANPC Struktur aufgrund der Option, prinzipiell auf jede Art von Halbleiterfehler reagieren zu können, besonders für den Einsatz in einem fehlertoleranten Antriebsstrang eignet, werden die zugrunde liegenden Prinzipien im Folgenden am Beispiel des ANPC Wechselrichters erklärt. Für den Ausfall bestimmter

Schalter gelten die vorgestellten Ergebnisse jedoch äquivalent für die anderen betrachteten Dreipunktstrukturen. Zur Erläuterung der genauen Funktionsweise des Rekonfigurationsprozesses soll nochmals die grundlegende Beschreibung aus Kap. 3.3.3 aufgegriffen werden. Die ANPC Struktur erlaubt demnach bei Ausfall eines einzelnen Halbleiters eine kontinuierliche Neutralpunktverbindung der defekten Phase über einen der beiden inneren Pfade. Die anderen Schalter werden dazu verwendet, den ausgefallenen Halbleiter vom Phasenausgang und den Potenzialen DC+ und DC– zu trennen. Da die beiden intakten Phasen weiterhin eine dreistufige Ausgangsspannung stellen können, besteht weiter die Möglichkeit zur Erzeugung eines symmetrischen Drehfelds. Die einzige – für die elektrische Maschine ausschlaggebende – betriebliche Einschränkung ergibt sich durch die Reduktion der maximalen Ausgangsspannung, da an der defekten Phase nicht mehr die gesamte Eingangsspannung zur Verfügung steht. Abb. 6.3 zeigt die resultierende Neutralpunktverbindung über die beiden oberen inneren Schalter S_2 und S_5 in Phase A, die im Falle eines Defekts von S_3 , S_4 oder S_6 genutzt werden kann. [183, 184]

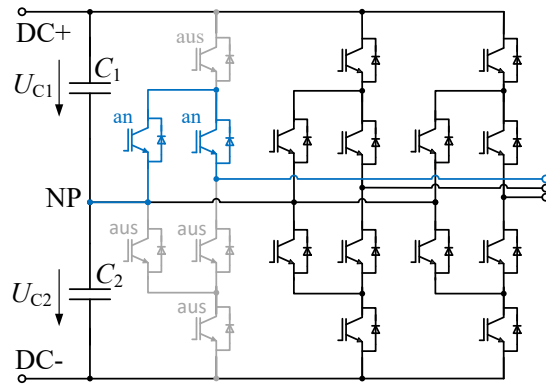


Abb. 6.3: ANPC Wechselrichter mit dauerhafter Neutralpunktverbindung in Phase A.

Die konkrete Realisierung der Rekonfiguration der Ansteuerung kann sowohl unter Verwendung der RZM als auch mit PWM erfolgen. In beiden Fällen gilt als Bedingung für eine praktikable Umsetzung der Fehlerfall-Umschaltung zum einen die schnellstmögliche Einprägung definierter Betriebsparameter für den stationären Weiterbetrieb und zum anderen die Stetigkeit des Phasenwinkels beim Übergang in den rekonfigurierten Betrieb. Werden beide Kriterien erfüllt, so bietet die Rekonfiguration gegenüber dem AKS den Vorteil, dass der Antriebsstrang im Falle eines Halbleiterdefekts nicht vollständig ausfällt, sondern mit reduzierter Leistung weiterbetrieben werden kann. Zusätzlich entsteht im Gegensatz zum AKS kaum transienter Überstrom, solange die Betriebsgrenzen aus Kap. 6.5.1 eingehalten werden (siehe Kap. 6.6). Um eine Aussage über die Eignung des beschriebenen Verfahrens für einen realen Automobil-Antrieb treffen zu können, dienen die Ausführungen dieses Kapitels der Untersuchung des vorgestellten Prinzips unter Berücksichtigung aller relevanten Auswirkungen auf den Betrieb des Antriebsstrangs.

6.1.3 Rekonfiguration mit Raumzeigermodulation

Zur Ansteuerung eines Dreipunkt-Wechselrichters mit Hilfe der RZM stehen im Normalbetrieb 27 Basiszeiger zur Verfügung. Jedem dieser Zeiger kann gemäß den Ausführungen aus Kap. 2.5.2 genau ein Schaltzustand des Wechselrichters zugeordnet werden, wobei die Schaltzustände der kurzen Zeiger jeweils redundant vorliegen. Gleiches gilt für die drei Nullzeiger. Im rekonfigurierten Betrieb, bei dem eine der drei Wechselrichterphasen dauerhaft mit dem Neutralpunkt verbunden ist, reduziert sich die Zahl der verfügbaren Basiszeiger. Im Beispiel aus Abb. 6.4 (links) bleiben bei einem Ausfall von Phase A nur die Zeiger übrig, deren erste Komponente gleich Null ist.

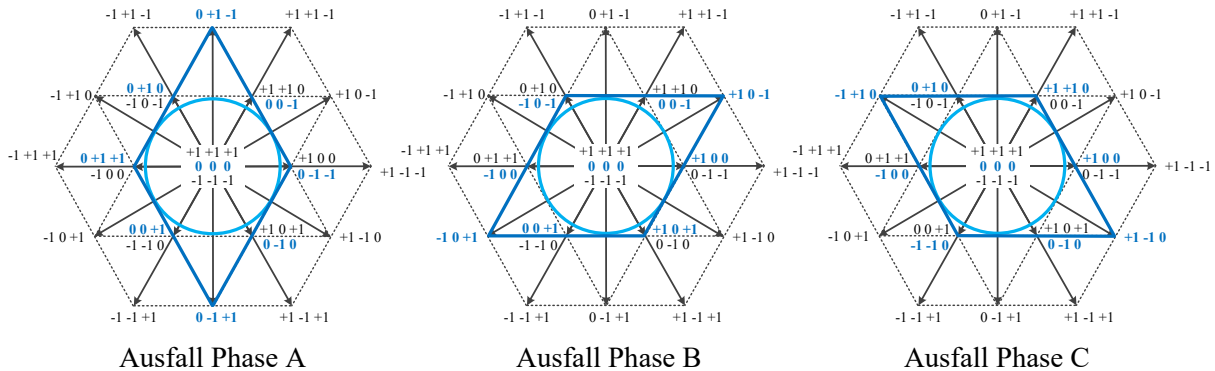


Abb. 6.4: Degenerierte Raumzeigerdiagramme für den rekonfigurierten Betrieb nach Ausfall eines Halbleiters in Abhängigkeit der defekten Phase.

Dies führt zu einer Degeneration des ursprünglichen Hexagons zu einem Rhombus, welcher von neun Basiszeigern aufgespannt wird. Zu diesen Zeigern gehören sechs der bisher redundant vorliegenden kurzen Zeiger sowie zwei mittellange und ein Nullzeiger. Welche Zeiger konkret zur Verfügung stehen, ist dabei abhängig von der ausgefallenen Phase, da immer die zur jeweils defekten Phase gehörige Komponente der Schaltzustände dauerhaft Null wird. Für den symmetrischen rekonfigurierten Fehlerbetrieb werden die mittellangen Zeiger zunächst vernachlässigt. Stattdessen kommen ausschließlich die sechs kurzen Zeiger des inneren Hexagons sowie der Nullzeiger zum Einsatz. Der resultierende Stellbereich entspricht dem eines normalen Zweipunkt-Raumzeigerdiagramms (siehe Kap. 2.5.2) bei halber Spannung, das mit Hilfe der gängigen Zweipunkt-RZM zur Ansteuerung des Wechselrichters genutzt werden kann. Der Radius des größtmöglichen symmetrischen Inkreises des verbleibenden Hexagons (bzw. des gesamten verfügbaren Rhombus) halbiert sich dabei im Vergleich zum Normalbetrieb. Daraus resultiert eine Reduktion der maximal stellbaren Ausgangsspannung des rekonfigurierten Wechselrichters um 50 % bezogen auf den normalen Dreipunkt-Betrieb. Für alle Betriebspunkte innerhalb des inneren Hexagons ist im Fehlerfall demnach einzig die Auswahl der Basiszeiger anzupassen. Der Modulator an sich muss unter idealen Bedingungen nicht zusätzlich modifiziert werden. Befindet sich der Antrieb zum Ausfallzeitpunkt jedoch in einem Betriebspunkt bei höherer Spannung, so muss die Regelung der fehlenden Spannungsreserve durch neue Vorgabewerte entgegenwirken und gegebenenfalls den Betriebspunkt anpassen, bis sich der Antrieb wieder im erlaubten Stellbereich befindet. Eine detaillierte Betrachtung der idealen Herangehensweise an den transienten Übergang in den Fehlerbetrieb liefert Kap. 6.6. Anders als bei der Ausgangsspannung wird die Stromtragfähigkeit des Wechselrichters durch die Rekonfiguration nicht grundsätzlich eingeschränkt. Einzig die inneren Schalter der defekten Phase, über welche die Neutralpunktverbindung realisiert wird, erfahren eine vom Normalbetrieb abweichende Belastung, was sich auf den Maximalstrom auswirken kann. Der konkrete Effekt hängt jedoch vom verwendeten Halbleitertyp, dem Modulationsverfahren und insbesondere vom Verhältnis aus Leit- zu Schaltverlusten im Normalbetrieb ab. [GHBWH20], [153, 184]

6.1.4 Rekonfiguration mit Pulsweitenmodulation

Auch wenn die RZM das Standard-Modulationsverfahren für Antriebswechselrichter darstellt, kann die Rekonfiguration ebenso mittels PWM erfolgen. In der hier vorliegenden Arbeit wurde die Fehlerfall-Umschaltung mit PWM unter anderem dazu verwendet, grundlegende Betrachtungen des aufgebauten ANPC Wechselrichters mit reduzierter Komplexität an einer passiven RL-Last durchzuführen. Die notwendigen Modifikationen der Ansteuerung für den Fehlerbetrieb werden nachfolgend genauer betrachtet. Die dazugehörigen Herleitungen finden sich in Anhang C. Ziel des vorgestellten Verfahrens ist es, die Modulationssignale im Fehlerfall so anzupassen, dass Amplitude und Phasenwinkel des resultierenden Drehstromsystems stetig sind, sofern der betroffene Betriebspunkt weiterhin angesteuert werden kann.

Die Rekonfiguration der PWM-Ansteuerung beinhaltet zwei Komponenten: Die Anpassung der Amplitude und des Phasenwinkels der beiden verbleibenden Modulationssignale. Abb. 6.5 veranschaulicht beide Modifikationen anhand eines Ausfalls in Phase A. Um die Stetigkeitsbedingungen zu erfüllen, muss die Amplitude der Modulationssignale für Phase B und C jeweils um den Faktor $\sqrt{3}$ erhöht werden. Die Amplitude der defekten Phase wird aufgrund der Neutralpunktverbindung auf Null gesetzt. Zusätzlich bedarf es einer Verschiebung des Phasenwinkels von Phase B um $-\frac{\pi}{6}$ sowie einer Verschiebung um $+\frac{\pi}{6}$ in Phase C. Diese Lösung gilt aufgrund der Symmetrie des Dreiphasensystems analog für einen Ausfall in Phase B oder C. Tab. 6.2 gibt die in Anhang C hergeleiteten allgemein gültigen Phasenverschiebungen in Abhängigkeit der defekten Phase an.

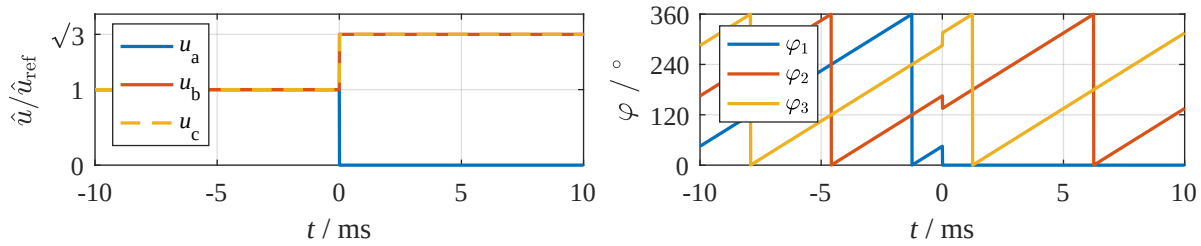


Abb. 6.5: Amplituden- (links) und Phasenwinkelanpassung (rechts) bei Rekonfiguration der Modulationssignale der PWM nach einem Ausfall von Phase A mit resultierender Neutralpunktverbindung.

Tab. 6.2: Im Fehlerfall einzustellender Offset des Phasenwinkels der intakten Phasen.

Ausfall in	i	$\Delta\varphi'_{i+2}$	$\Delta\varphi'_{i+2}$
Phase A	1	$\Delta\varphi'_2 = -\frac{\pi}{6}$	$\Delta\varphi'_3 = \frac{\pi}{6}$
Phase B	2	$\Delta\varphi'_3 = -\frac{\pi}{6}$	$\Delta\varphi'_1 = \frac{\pi}{6}$
Phase C	3	$\Delta\varphi'_1 = -\frac{\pi}{6}$	$\Delta\varphi'_2 = \frac{\pi}{6}$

Die Bedingungen bezüglich der Amplitude und des Phasenwinkels können über eine modifizierte (inverse) Park-Transformation gemäß Gl. (6.1.3) in die Ansteuerung integriert werden. Der Faktor k_i nimmt dabei für die defekte Phase den Wert 0 an und ist ansonsten gleich 1. Die Herleitung der manipulierten Transformationsmatrix ist ebenfalls Anhang C zu entnehmen.

$$\begin{pmatrix} u'_a(t) \\ u'_b(t) \\ u'_c(t) \end{pmatrix} = \sqrt{3} \cdot \begin{pmatrix} k_1 \cdot \cos(\theta + \Delta\varphi'_1) & -k_1 \cdot \sin(\theta + \Delta\varphi'_1) \\ k_2 \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3} + \Delta\varphi'_2) & -k_2 \cdot \sin(\theta - \frac{2\pi}{3} + \Delta\varphi'_2) \\ k_3 \cdot \cos(\theta - \frac{4\pi}{3} + \Delta\varphi'_3) & -k_3 \cdot \sin(\theta - \frac{4\pi}{3} + \Delta\varphi'_3) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{pmatrix} \quad (6.1.3)$$

Abb. 6.6 zeigt den Verlauf der Modulationssignale, des Lagewinkels sowie der verketteten Spannungen bei einer Rekonfiguration unter Anwendung der beschriebenen Anpassungen. Die Stetigkeit des Lagewinkels ermöglicht den Weiterbetrieb ohne Einschränkungen, solange die Beibehaltung des aktuellen Betriebspunkts nicht mehr als die halbe Ausgangsspannung erfordert.

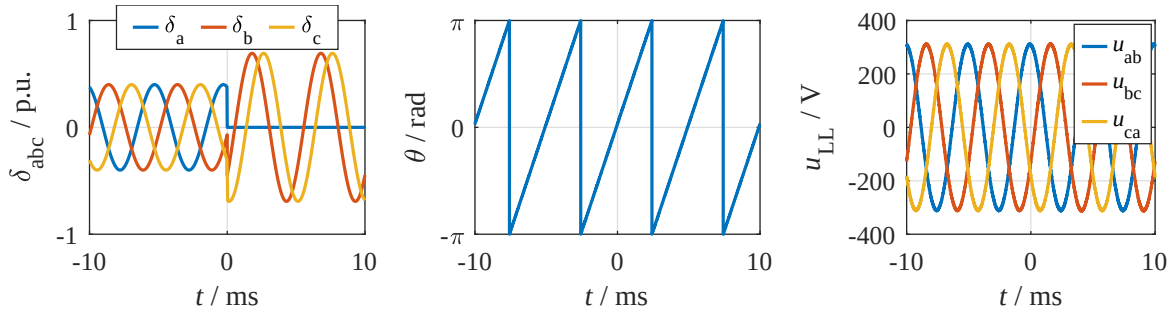


Abb. 6.6: Simulierte Zeitverläufe der Modulationssignale (links), des Lagewinkels (mittig) und der über je eine Taktperiode gemittelten verketteten Spannungen (rechts) während der Rekonfiguration zum Zeitpunkt $t = 0 \text{ s}$.

Da der Fokus dieser Arbeit auf Antriebs-Wechselrichtern für elektrisch betriebene Fahrzeuge liegt, wird im weiteren Verlauf ausschließlich die im Automobilbereich gängige RZM als Modulationsverfahren verwendet. Um dennoch die grundsätzliche Eignung des hergeleiteten Rekonfigurationsprinzips der klassischen PWM für den Betrieb einer elektrischen Maschine zu demonstrieren, zeigt Abb. 6.7 die am Prüfstand aus Kap. 4.1 gemessenen Zeitverläufe wichtiger Größen vor und nach der Rekonfiguration der Ansteuerung. Um die Auswirkungen auf die Maschine besser sichtbar zu machen, wurde für die Messung eine niedrigere Zwischenkreisspannung gewählt.

Die (vom Modulationsverfahren unabhängige) erhöhte Welligkeit des Stroms nach dem Rekonfigurationszeitpunkt ist auf die ebenfalls erhöhte Welligkeit der Neutralpunktspannung zurückzuführen. Eine quantitative Analyse der Ursachen dieses Effekts erfolgt zusammen mit einer Untersuchung der Auswirkungen auf die Stabilität des Wechselrichters sowie damit einhergehenden Einschränkungen des Betriebsbereichs in Kap. 6.2.

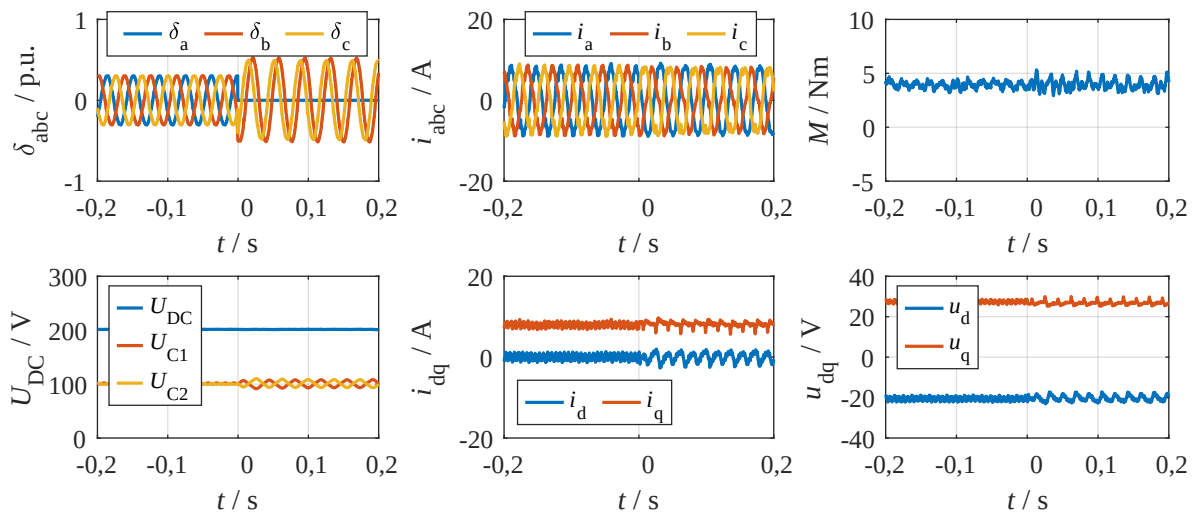


Abb. 6.7: Am Maschinenprüfstand gemessene Zeitverläufe der wichtigsten mechanischen und elektrischen Größen während der Rekonfiguration mit PWM zum Zeitpunkt $t = 0 \text{ s}$.

6.2 Verhalten des Neutralpunkts im rekonfigurierten Betrieb

6.2.1 Spannungswelligkeit als Folge des Neutralpunktstroms

Die dauerhafte Neutralpunktverbindung der defekten Phase führt zu einer erhöhten Belastung des Zwischenkreises, da der zur ausgefallenen Phase gehörige Strom direkt aus dem Neutralpunkt gespeist wird. Diese periodische Ladung und Entladung der Zwischenkreiskondensatoren resultiert in einer erhöhten, (im Gegensatz zum Normalbetrieb) grundfrequenten Welligkeit des Neutralpunktspotenzials. Abb. 6.8 stellt die Zwischenkreisspannungen sowie die Ausgangsströme und die verketteten Spannungen des ANPC Wechselrichters im Normalbetrieb und im rekonfigurierten Betrieb mit fester Neutralpunktverbindung in Phase A gegenüber.

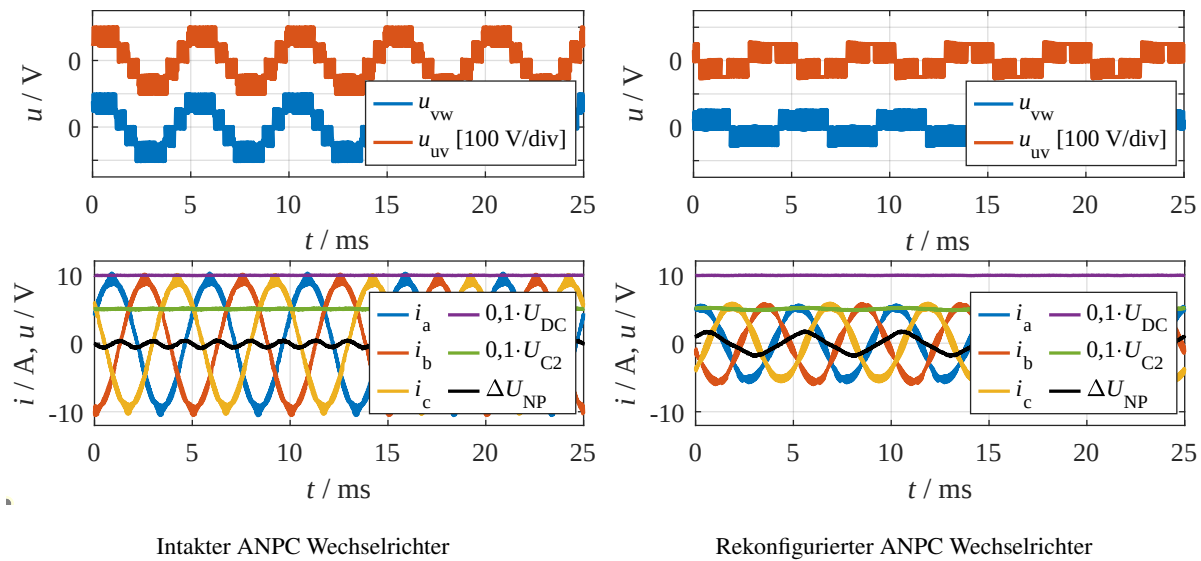


Abb. 6.8: Gemessene verkettete Spannungen sowie Phasenströme und Zwischenkreisspannungen am intakten (links) und am rekonfigurierten ANPC Wechselrichter (rechts), jeweils bei maximalem Modulationsgrad.

In beiden Fällen wurde der maximal mögliche Modulationsgrad (Normalbetrieb: $m = 1$, rekonfigurierter Betrieb: $m = 0,5$) gewählt. Zur Reduzierung der Komplexität wurde die Messung nicht am Maschinenprüfstand, sondern an einer passiven ohmsch-induktiven RL-Last durchgeführt. Dies erleichtert das definierte Einstellen eines drehzahlunabhängigen Modulationsgrads und ermöglicht Messungen mit deutlich geringerem Oberschwingungsgehalt der Phasenströme, was wiederum die Genauigkeit der nachfolgenden Analyse erhöht. Aufgrund der verfügbaren Lastwiderstände und -induktivitäten wurde die Zwischenkreisspannung für die Messung auf 100 V reduziert. Um den Einfluss der Modulationsfrequenz so weit wie möglich vernachlässigen zu können, wurde diese auf 20 kHz gesetzt. Die weiteren Parameter für die Messung sind Tab. 6.3 zu entnehmen. Die Kurvenform des gemessenen Neutralpunktspotenzials unterscheidet sich dabei deutlich von dem des rekonfigurierten B4M Wechselrichters aus Abb. 6.9, der in Kap. 3.3.2 als potenzielle Anpassung der B6 Struktur im Fehlerfall diskutiert wurde [178, 179].

Tab. 6.3: Parameter für die Messungen zur Betrachtung der Neutralpunktspannung an einer passiven Last.

Parameter	Symbol	Wert
Zwischenkreisspannung	U_{DC}	100 V
Modulationsfrequenz	f_s	20 kHz
Ausgangsfrequenz	f_{el}	200 Hz
Lastwiderstand	R_L	5,1 Ω
Lastinduktivität	L_L	180 μH

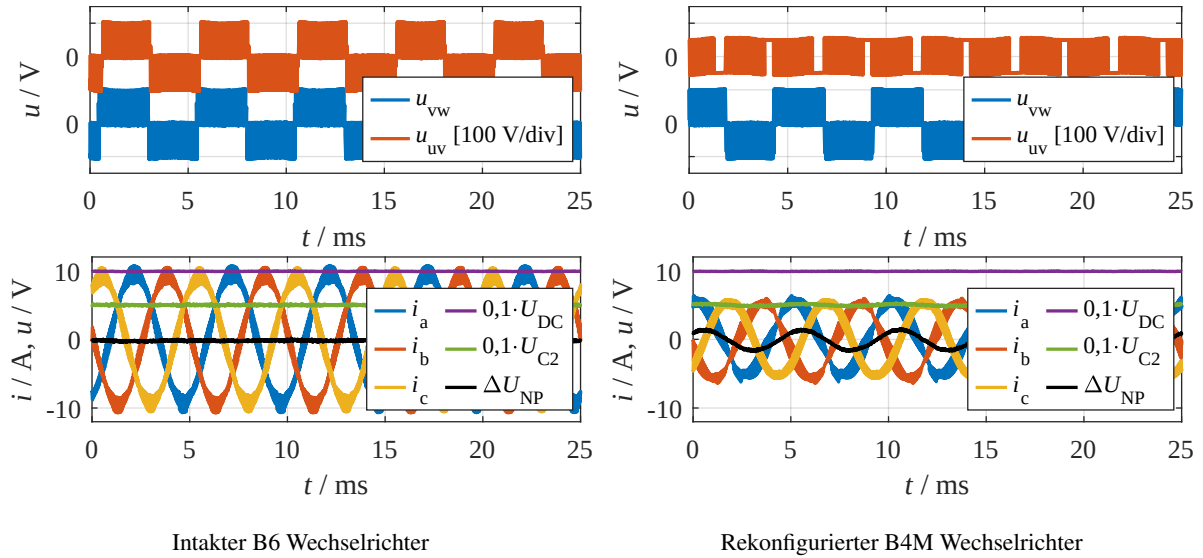


Abb. 6.9: Gemessene verkettete Spannungen sowie Phasenströme und Zwischenkreisspannungen am intakten B6 (links) und am rekonfigurierten B4M Wechselrichter (rechts), jeweils bei maximalem Modulationsgrad.

Durch die Ansteuerung des ANPC Wechselrichters mittels Zweipunkt-Modulation kann dessen Betrieb mit der gleichen Hardware nachgestellt werden. Die Ergebnisse der Messungen für den normalen Zweipunktbetrieb sowie den B4M-Betrieb sind in Abb. 6.9 gegenübergestellt. Der Unterschied in der Spannungswelligkeit des Neutralpunktspotenzials lässt sich dadurch erklären, dass bei der rekonfigurierten Dreipunkt-Modulation für den ANPC Wechselrichter auch die intakten Phasen weiterhin regelmäßig auf den Neutralpunkt schalten, während bei der B4M-Modulation ausschließlich die Zustände $+1$ und -1 gestellt werden. Die Auswirkung beider Modulationsarten auf die Amplitude der Neutralpunktwelligkeit lässt sich quantitativ anhand von Gl. (6.2.1) und Gl. (6.2.2) aus [153, 229] ausdrücken, wobei C_{ZK} hier die gesamte Zwischenkreiskapazität darstellt.

$$\Delta U_{NP,ANPC,rek} = \frac{\hat{i}_{abc}}{2\omega C_{ZK}} \cdot m \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{\pi}{\sqrt{3}} \right) \cdot \cos \varphi \quad (6.2.1)$$

$$\Delta U_{NP,B4M} = \frac{\hat{i}_{abc}}{2\omega C_{ZK}} \quad (6.2.2)$$

Im Gegensatz zum B4M Wechselrichter hängt die Neutralpunktwelligkeit bei der rekonfigurierten ANPC Struktur neben der Drehzahl, der Zwischenkreiskapazität und der Phasenstromamplitude zusätzlich vom Modulationsgrad und dem Leistungsfaktor ab.

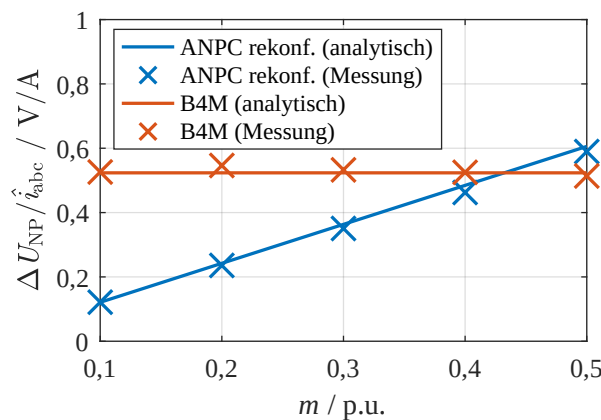


Abb. 6.10: Gemessene Neutralpunktwelligkeit über dem Modulationsgrad für den rekonfigurierten ANPC Wechselrichter und den B4M Wechselrichter mit den Parametern aus Tab. 6.3.

Abb. 6.10 bestätigt die Herleitungen aus [229] und [153] und zeigt, dass die Amplitude der Neutralpunktwelligkeit des rekonfigurierten ANPC Wechselrichters insbesondere bei niedrigem Modulationsgrad (und damit bei niedriger Drehzahl) weniger ausgeprägt ist als beim B4M Wechselrichter. Dies wirkt sich positiv auf die benötigte Zwischenkreiskapazität bzw. den erlaubten Anfahrstrom aus. Nichtsdestotrotz muss die Neutralpunktwelligkeit als entscheidendes Kriterium für die Auslegung des Zwischenkreises Berücksichtigung finden [153, 202, 204, 230–233].

6.2.2 Betriebliche Einschränkungen aufgrund der Spannungswelligkeit

Die Spannungswelligkeit des Zwischenkreises ist ein entscheidendes Auslegungskriterium für Antriebswechselrichter. Da dynamische Abweichungen der Zwischenkreisspannung Rückwirkungen auf das HV-Bordnetz zur Folge haben und eine zusätzliche Effektivstrombelastung für die Kondensatoren und die Batterie hervorrufen, müssen diese durch eine geeignete Dimensionierung der Zwischenkreiskapazität begrenzt werden. Der Grenzwert für die maximale Strombelastung der Kondensatoren hängt dabei stark von der verwendeten Technologie, der Bauform sowie den Umgebungsbedingungen ab. Als Richtwert für die erlaubte Strom- und Spannungswelligkeit des Zwischenkreises kann im Normalbetrieb eine Abweichung von 10 % vom jeweiligen Nennwert angenommen werden. [62, 202, 234]

Eine erhöhte Welligkeit des Neutralpunktspotenzials wirkt sich aufgrund der fehlenden Verbindung zur Batterie nicht direkt auf das Bordnetz aus. Die Strombelastung der Zwischenkreiskondensatoren stellt hingegen weiterhin ein wichtiges Auslegungskriterium dar. Die Neutralpunktwelligkeit muss demnach auch im rekonfigurierten Fehlerbetrieb begrenzt werden, um die Kondensatoren nicht thermisch zu überlasten. Des Weiteren darf die dynamische Neutralpunktabweichung zu keinem Zeitpunkt die Sperrfestigkeit der Halbleiter überschreiten. Insbesondere bei niedrigen Drehzahlen und hohen Strömen stellt dies nach Gl. (6.2.1) eine Herausforderung für den Wechselrichter dar. Wird die Zwischenkreiskapazität für den Normalbetrieb des Antriebsstrangs ausgelegt, so ist eine Anfahrstromreduktion im Fehlerbetrieb unumgänglich. Der Maximalstrom der ANPC und B4M Struktur ist in Abb. 6.11 in Abhängigkeit der elektrischen Frequenz nach [153] für einen Maximalstrom von 180 A und unterschiedliche Zwischenkreiskapazitäten abgebildet. Für die Simulation wurde der $\cos \varphi$ auf 0,9 gesetzt, ein Offset im Modulationsgrad von 1 % im Anfahrpunkt für die U/f -Steuerung eingestellt sowie eine maximal erlaubte Amplitude der Spannungswelligkeit von $\Delta U_{NP} = 0,2 \cdot U_{DC}$ gewählt. Bei zu niedriger Zwischenkreiskapazität muss der Strom über den gesamten Grunddrehzahlbereich hinweg reduziert werden, während sich bei höheren

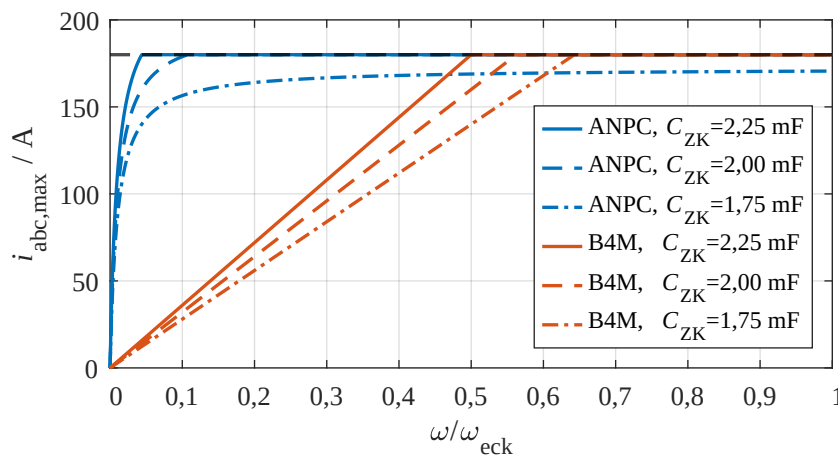


Abb. 6.11: Maximaler Phasenstrom des rekonfigurierten ANPC Wechselrichters und des B4M Wechselrichters bei einer maximal erlaubten Spannungswelligkeit von $\Delta U_{NP} = 0,2 \cdot U_{DC}$ mit verschiedenen Zwischenkreiskapazitäten und einem Maximalstrom im Normalbetrieb von 180 A.

Kapazitäten nur bei sehr niedrigen Drehzahlen eine Einschränkung gegenüber dem Normalbetrieb ergibt. Der Vergleich mit dem B4M Wechselrichter zeigt über einen großen Drehzahlbereich hinweg einen Vorteil für die ANPC Struktur.

Da die Neutralpunktwelligkeit zusätzlich zu einer Verzerrung der Ausgangsgrößen und damit zu Oberschwingungen auf dem magnetischen Fluss in der Maschine führt (eine detaillierte Herleitung hierzu findet sich in Kap. 6.3.1), gilt es jedoch nicht nur beim Anfahren, sondern auch bei höheren Drehzahlen, ΔU_{NP} klein zu halten.

6.2.3 Abdriften des Neutralpunktspotenzials

Anhand von Simulationen und Messungen am Prüfstand konnte festgestellt werden, dass das Neutralpunktspotenzial ähnlich zu den Ausführungen aus Kap. 4.3.1 bei hoher Belastung von seinem Sollwert $\frac{U_{DC}}{2}$ abdriften kann. Dieser Drift führt entweder zu einer vollständigen Entladung eines der beiden Zwischenkreiskondensatoren C_1 oder C_2 oder zu einer bleibenden konstanten Abweichung von $|\Delta U_{NP}| < \frac{U_{DC}}{2}$. Das in Abb. 6.12 dargestellte Verhalten wurde dabei durch eine gezielt eingebrachte leichte Asymmetrie in der Ansteuerung herbeigeführt. Um Schäden am Aufbau zu vermeiden, wurde für die Messung eine Zwischenkreisspannung von 400 V gewählt.

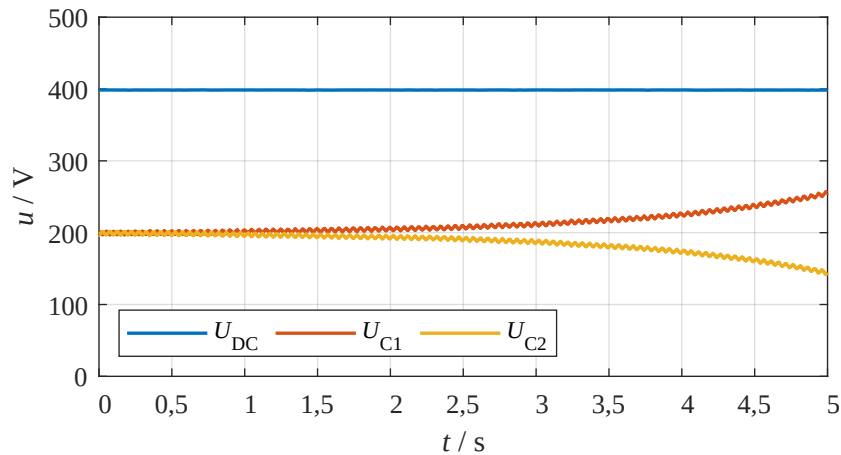


Abb. 6.12: Abdriften des gemessenen Neutralpunktspotenzials im rekonfigurierten Betrieb.

Als Ursache für den Neutralpunkt-drift können einerseits – wie bereits bei der Betrachtung der Neutralpunktstabilität im Normalbetrieb angeführt – Asymmetrien aufgrund von Fertigungstoleranzen, Aufbautechnik und der Modulation verantwortlich sein [126, 200]. Andererseits kann bei Überlastung des Neutralpunkts auch eine zu große Neutralpunktwelligkeit die Stabilität des Wechselrichterbetriebs beeinträchtigen und dadurch ein Abdriften hervorrufen.

Im Gegensatz zum normalen Dreipunktbetrieb mit redundanten kurzen Basiszeigern steht für die RZM im rekonfigurierten Betrieb nur ein einzelner Zeiger für jede Richtung zur Verfügung. Bei einem Ausfall von Phase A kann nach Abb. 6.4 beispielsweise nur noch auf den Zeiger $\{0, 0, -1\}$ zurückgegriffen werden, während der Schaltzustand $\{+1, +1, 0\}$ aufgrund der Neutralpunktverbindung in der defekten Phase nicht verfügbar ist. Dadurch entfällt generell die Möglichkeit zur Neutralpunktregelung, da alle raumzeigerbasierten Verfahren aus Kap. 4.3.1 auf der Verfügbarkeit der redundanten kurzen Basiszeiger aufbauen. Weder die Definition von virtuellen Raumzeigern noch die direkte Ausnutzung des unterschiedlichen Effekts der kurzen Zeiger auf den Neutralpunktstrom kann im Fehlerfall zum Spannungsausgleich verwendet werden. Da die RZM insbesondere für Traktionswechselrichter im Automobilbereich das gängige Modulationsverfahren darstellt, fallen zusätzlich alle trägerbasierten Verfahren weg. Dies schränkt die Betriebsweise des Wechselrichters im rekonfigurierten Modus ein.

6.2.4 Folgerungen für den Betrieb im Fehlerfall

Sowohl die dynamische Spannungswelligkeit als auch dauerhafte Abweichungen des Neutralpunktspotenzials beeinträchtigen die Betriebsfähigkeit des elektrischen Antriebs im Fehlerfall. Um nach der notwendigen Rekonfiguration der Ansteuerung dennoch einen stabilen Wechselrichterbetrieb zu gewährleisten, bedarf es neuer Verfahren zur Kompensation der vom Sollwert abweichenden Kondensatorspannungen im Zwischenkreis und zur Stabilisierung des Neutralpunktspotenzials. Da in der einschlägigen Literatur keine Methode gefunden wurde, die diese Aufgaben abdeckt, wurde im Rahmen der vorliegenden Arbeit eine Strategie entwickelt, die beide Anforderungen erfüllt. Die Herleitung und Funktionsweise der hierfür nötigen Verfahren wird in den nachfolgenden Kapiteln im Detail vorgestellt und diskutiert. Sie entspricht in weiten Teilen den bereits veröffentlichten Ausführungen aus [HHWB24].

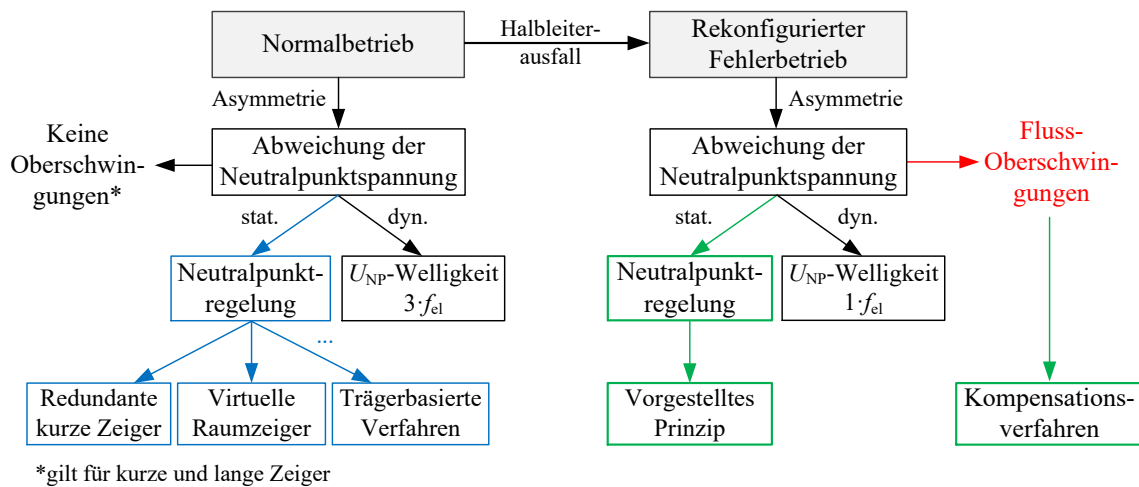


Abb. 6.13: Überblick über etablierte (blau) und in dieser Arbeit vorgestellte (grün) Methoden zur Kompensation von Abweichungen der Neutralpunktspannung.

Abb. 6.13 gibt einen Überblick über die Auswirkungen einer Neutralpunktspannungsabweichung im Normalbetrieb und im Fehlerbetrieb sowie über gängige Gegenmaßnahmen. In Kap. 6.3.1 wird hergeleitet, dass sich ein Fehler in der Eingangsspannung eines Dreipunkt-Wechselrichters auf die effektive Amplitude sowie auf die Phasenlage einiger Basiszeiger des Raumzeiger-Hexagons auswirkt. Mit Ausnahme der mittellangen Zeiger führt dies im Normalbetrieb nicht zu Einschränkungen, während sich im rekonfigurierten Betrieb ein erhöhter Oberschwingungsgehalt auf den Ausgangsgrößen und damit auf dem magnetischen Fluss in der Maschine einstellt. Diese Oberschwingungen können zusätzliche Verluste oder Geräusche in der elektrischen Maschine hervorrufen und sind daher zu vermeiden. Im Normalbetrieb existieren die in Kap. 4.3.1 vorgestellten Verfahren zum Ausgleich stationärer Abweichungen. Die Spannungswelligkeit ist nach Kap. 6.2.1 im Vergleich zum Fehlerfall gering und spielt daher eine untergeordnete Rolle, zumal sie nur bedingt zu einer Verschlechterung der Ausgangsgrößen führt. Im rekonfigurierten Modus muss einer überhöhten Spannungswelligkeit am Neutralpunkt hingegen durch die bereits in Kap. 6.2.2 beschriebenen Maßnahmen entgegengewirkt werden. Alternativ dazu wird in Kap. 6.3 ein Verfahren zur Kompensation der Oberschwingungen bei dynamischer sowie stationärer Abweichung des Neutralpunktspotenzials vorgestellt. Da sowohl eine stationäre Abweichung als auch die dynamische Spannungswelligkeit zu Fehlern in der Ausgangsspannung führen, deckt das neu eingeführte Verfahren beide Störmechanismen ab. Kap. 6.4 beschreibt zusätzlich eine Strategie zur Regelung des Neutralpunktspotenzials auf einen festen Sollwert zum Ausgleich stationärer Abweichungen, welche nicht auf der Verwendung redundanter Zeiger beruht und daher auch bei RZM verwendet werden kann.

6.3 Kompensation des Spannungsfehlers bei abweichendem Neutralpunktspotenzial

6.3.1 Auswirkungen einer Neutralpunktabweichung

Eine asymmetrische Aufteilung der Zwischenkreisspannung auf die beiden Zwischenkreiskondensatoren führt – wie bereits postuliert – zu einer Abweichung des Neutralpunktspotenzials, welches zu Oberschwingungen auf den Phasenströmen des rekonfigurierten Wechselrichters und damit auf dem magnetischen Fluss in der Maschine führt. In diesem Kapitel wird die quantitative Auswirkung einer Neutralpunktabweichung ΔU_{NP} auf die stellbaren Ausgangsspannungszeiger im Fehlerbetrieb untersucht. Der resultierende Fehler in den Ausgangsspannungen wird dabei mit Hilfe der Clarke-Transformation und des Fluss-Integrals hergeleitet. Aus der Kenntnis des quantitativen Fehlermechanismus wird im Anschluss ein Verfahren zur Kompensation dieses Fehlers abgeleitet. Die Ausführungen ergänzen dabei die Erkenntnisse aus [202] und [204] und ermöglichen so die Herleitung eines Kompensationsprinzips für den rekonfigurierten Fehlerbetrieb. Die Neutralpunktabweichung wird gemäß Gl. (6.3.1) als Differenz aus der halben Zwischenkreisspannung und der Spannung über dem oberen Zwischenkreiskondensator definiert, sodass eine positive Neutralpunktabweichung das Neutralpunktspotenzial über den Sollwert von 0 V anhebt, siehe Abb. 6.14.

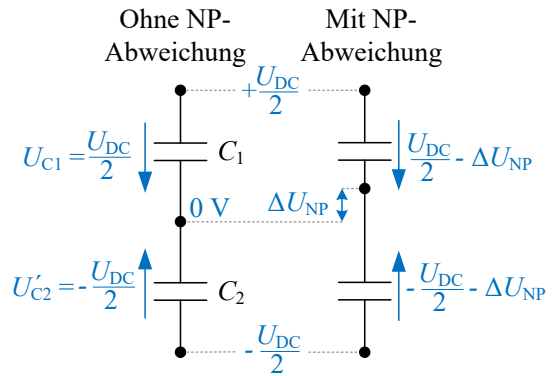


Abb. 6.14: Definition der Neutralpunktabweichung.

$$\Delta U_{NP} = \frac{U_{DC}}{2} - U_{C1} \quad (6.3.1)$$

Grafisch sind die beschriebenen Zusammenhänge sowohl für den ausgeglichenen als auch für den asymmetrischen Fall mit Neutralpunktabweichung in Abb. 6.14 dargestellt. Durch die gewählte Definition enthält jede der beiden nicht-idealen Kondensatorspannungen (welche hier jeweils von den äußeren Kontaktierungen in Richtung des Neutralpunkts gemessen werden) einen Fehlerterm, in dem die Neutralpunktabweichung mit negativem Vorzeichen auftritt. Die Klemmenspannungen der Wechselrichterausgänge gegenüber dem Neutralpunkt u_{x0} ($x = a, b, c$) können bei ideal ausgeglichenen Kondensatorspannungen anhand der Zwischenkreisspannung und der diskreten Schaltzustände $q_i \in \{-1, 0, +1\}$ ($i = 1, 2, 3$) nach Gl. (6.3.2) berechnet werden.

$$\begin{pmatrix} u_{a0} \\ u_{b0} \\ u_{c0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{pmatrix} \frac{U_{DC}}{2} \quad (6.3.2)$$

Mit Hilfe der Clarke-Transformation aus Gl. (6.3.3) lassen sich die soeben berechneten Klemmenspannungen anschließend in die α/β -Ebene transformieren. Da diese Transformationsvorschrift im weiteren Verlauf der Herleitung häufiger auftritt, wird die zugehörige Matrix nachfolgend zur Verbesserung der Übersichtlichkeit mit **D** bezeichnet.

$$\begin{pmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{pmatrix}}_{\mathbf{D}} \begin{pmatrix} u_{a0} \\ u_{b0} \\ u_{c0} \end{pmatrix} \quad (6.3.3)$$

Über die Kombination der beiden Beziehungen aus Gl. (6.3.2) und Gl. (6.3.3) kann der Spannungszeiger $\underline{u}_{\alpha\beta}$ gemäß Gl. (6.3.4) berechnet werden.

$$\begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} = \mathbf{D} \cdot \begin{pmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{pmatrix} \frac{U_{\text{DC}}}{2} \quad (6.3.4)$$

Sind die beiden Kondensatorsspannungen nicht identisch, so muss diese Gleichung um einen zusätzlichen Fehlerterm ergänzt werden. Aus Abb. 6.14 kann entnommen werden, dass das Vorzeichen des Spannungsfehlers auf den Kondensatorspannungen für $q_i \neq 0$ bei positivem ΔU_{NP} stets negativ ist. Diese Bedingung wird in Gl. (6.3.5) für jeden Schaltzustand über den Ausdruck $-q_i^2$ berücksichtigt. Die resultierenden Raumzeiger unterscheiden sich gegenüber den Basiszeigern des symmetrischen Zwischenkreises in Abhängigkeit des dazugehörigen Schaltzustands teils anhand ihrer Amplitude und teils zusätzlich anhand ihrer Phasenlage, wie Abb. 6.15 (links) zeigt.

$$\begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} = \mathbf{D} \cdot \left[\begin{pmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{pmatrix} \frac{U_{\text{DC}}}{2} - \begin{pmatrix} q_1^2 \\ q_2^2 \\ q_3^2 \end{pmatrix} \Delta U_{\text{NP}} \right] \quad (6.3.5)$$

Aufgrund der linearen Transformationsvorschrift besteht der resultierende Spannungszeiger in der komplexen α/β -Ebene demnach aus zwei Komponenten. Eine Komponente entspricht dabei genau dem Spannungszeiger $\underline{u}_{\alpha\beta}$ für ausgeglichene Spannungen in einem symmetrischen Zwischenkreis (siehe Gl. (6.3.4)) und ist vollständig unabhängig von der Neutralpunktabweichung. Die andere Komponente hingegen hängt ausschließlich von der Neutralpunktabweichung und dem vorliegenden Schaltzustand ab, was Gl. (6.3.6) zu entnehmen ist.

$$\begin{pmatrix} u_{\alpha,\text{err}} \\ u_{\beta,\text{err}} \end{pmatrix} = -\mathbf{D} \cdot \begin{pmatrix} q_1^2 \\ q_2^2 \\ q_3^2 \end{pmatrix} \Delta U_{\text{NP}} \quad (6.3.6)$$

Diese Gleichung beschreibt den Fehler auf den Ausgangsspannungen des Wechselrichters in der α/β -Ebene bei vorliegender Neutralpunktabweichung. Die Spannungsfehler der verfügbaren Zeiger bei einem Ausfall von Phase A sind in Abb. 6.15 (mittig) komponentenweise abgebildet. Die rechte Grafik zeigt zusätzlich die zugehörige Darstellung der Fehlerzeiger, wobei die beiden mittellangen Zeiger $\{0, -1, +1\}$ und $\{0, +1, -1\}$ bei symmetrischer RZM vernachlässigt werden. Hier wird deutlich, dass der Stellbereich für die rekonfigurierte RZM, der als hellblauer Inkreis des dunkelblauen Rhombus dargestellt ist, nicht mehr vollständig von den verfügbaren Summenzeigern abgedeckt wird.

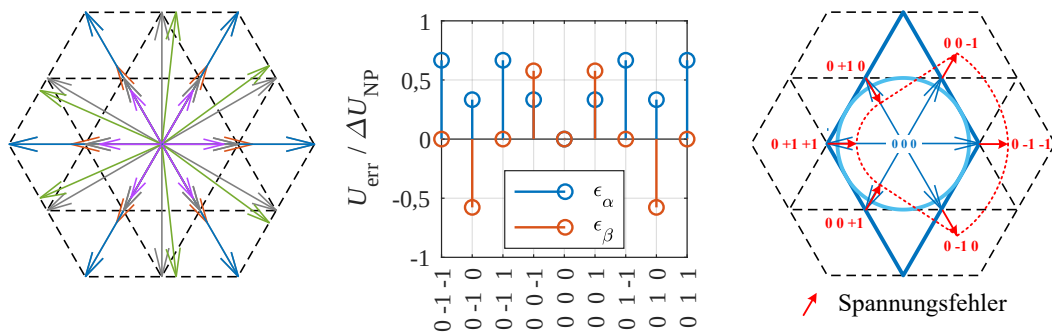


Abb. 6.15: Fehlerbehaftete farbige Spannungszeiger nach Gl. (6.3.5) im vollständigen Raumzeigerdiagramm (links), α/β -Komponenten des Spannungsfehlers aller verfügbaren Basiszeiger bei Ausfall von Phase A und gegebener Neutralpunktabweichung nach Gl. (6.3.6) (mittig) sowie schematische Darstellung des dazugehörigen Spannungsfehlers in der komplexen Ebene anhand der Fehlerzeiger (rechts).

Tab. 6.4: Fehlerkomponenten der kurzen Spannungszeiger eines Dreipunkt-Wechselrichters im Normalbetrieb und im rekonfigurierten Fehlerbetrieb mit Fehler in Phase A bei Anliegen einer Neutralpunktabweichung.

Zeiger	Normalbetrieb		Rekonf. Betrieb	
	$u_{\alpha, \text{err}}$	$u_{\beta, \text{err}}$	$u_{\alpha, \text{err}}$	$u_{\beta, \text{err}}$
$\{0, -1, -1\}$	$+\frac{2}{3}\Delta U_{\text{NP}}$	0 V	$+\frac{2}{3}\Delta U_{\text{NP}}$	0 V
$\{+1, 0, 0\}$	$-\frac{2}{3}\Delta U_{\text{NP}}$	0 V		
$\{0, 0, -1\}$	$+\frac{1}{3}\Delta U_{\text{NP}}$	$+\frac{1}{\sqrt{3}}\Delta U_{\text{NP}}$	$+\frac{1}{3}\Delta U_{\text{NP}}$	$+\frac{1}{\sqrt{3}}\Delta U_{\text{NP}}$
$\{+1, +1, 0\}$	$-\frac{1}{3}\Delta U_{\text{NP}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}\Delta U_{\text{NP}}$		
$\{0, +1, 0\}$	$+\frac{1}{3}\Delta U_{\text{NP}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}\Delta U_{\text{NP}}$	$+\frac{1}{3}\Delta U_{\text{NP}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}\Delta U_{\text{NP}}$
$\{-1, 0, -1\}$	$-\frac{1}{3}\Delta U_{\text{NP}}$	$+\frac{1}{\sqrt{3}}\Delta U_{\text{NP}}$		
$\{0, +1, +1\}$	$+\frac{2}{3}\Delta U_{\text{NP}}$	0 V	$+\frac{2}{3}\Delta U_{\text{NP}}$	0 V
$\{-1, 0, 0\}$	$-\frac{2}{3}\Delta U_{\text{NP}}$	0 V		
$\{0, 0, +1\}$	$+\frac{1}{3}\Delta U_{\text{NP}}$	$+\frac{1}{\sqrt{3}}\Delta U_{\text{NP}}$	$+\frac{1}{3}\Delta U_{\text{NP}}$	$+\frac{1}{\sqrt{3}}\Delta U_{\text{NP}}$
$\{-1, -1, 0\}$	$-\frac{1}{3}\Delta U_{\text{NP}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}\Delta U_{\text{NP}}$		
$\{0, -1, 0\}$	$+\frac{1}{3}\Delta U_{\text{NP}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}\Delta U_{\text{NP}}$	$+\frac{1}{3}\Delta U_{\text{NP}}$	$+\frac{1}{\sqrt{3}}\Delta U_{\text{NP}}$
$\{+1, 0, +1\}$	$-\frac{1}{3}\Delta U_{\text{NP}}$	$+\frac{1}{\sqrt{3}}\Delta U_{\text{NP}}$		
	$\Sigma u_{\alpha, \text{err}} = 0$	$\Sigma u_{\beta, \text{err}} = 0$	$\Sigma u_{\alpha, \text{err}} \neq 0$	$\Sigma u_{\beta, \text{err}} = 0$

Bei einem Ausfall von Phase A mit anschließender Rekonfiguration der Ansteuerung bewirken die berechneten Fehlerzeiger eine Verkürzung der Basiszeiger auf der linken Seite des Raumzeigerdiagramms, während sich die Amplitude der Zeiger auf der gegenüberliegenden Seite erhöht. Folglich stellt sich ein phasenwinkelabhängiger Fehler in der Ausgangsspannung ein, welcher sich durch eine Verzerrung der α/β -Trajektorie des Spannungs- und Stromzeigers in der komplexen Ebene manifestiert und dadurch Harmonische im Motorfluss hervorruft. Wie Tab. 6.4 zu entnehmen ist, entsteht neben dem erhöhten Oberschwingungsgehalt außerdem ein Fehler in α -Richtung. Während sich alle Fehlerkomponenten in β -Richtung über eine gesamte Periode von $[0 \dots 2\pi]$ zu Null addieren, bleibt der Fehler in α -Richtung im rekonfigurierten Betrieb bestehen, da jeder einzelne Fehlerzeiger der verwendeten kurzen Basiszeiger eine positive α -Komponente vorweist. Im Normalbetrieb heben sich bei gleichen zeitlichen Anteilen der redundanten kurzen Basiszeiger alle Fehleranteile bereits innerhalb einer Taktperiode auf, weshalb eine Neutralpunktabweichung bei Betrieb innerhalb des kleinen Raumzeigerhexagons keine Auswirkung auf die Ausgangsspannungen hat. Das bisher für den Ausfall von Phase A betrachtete Prinzip kann

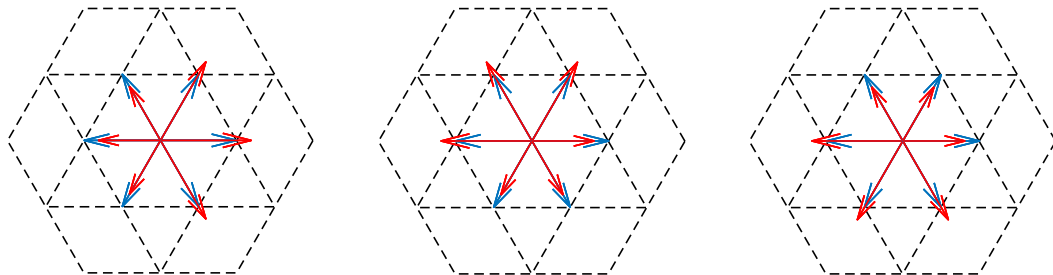


Abb. 6.16: Verbleibende Spannungszeiger für eine ideal ausgeglichene (blau) und eine aufgrund einer Neutralpunktabweichung unausgeglichene (rot) Zwischenkreisspannung für einen Fehler in Phase A (links), B (mittig) und C (rechts).

ebenso auf einen Ausfall von Phase B oder C übertragen werden. Durch die Überlagerung der idealen Spannungszeiger mit den zusätzlichen Fehlerzeigern entstehen vergleichbare Diagramme. Deren einziger Unterschied besteht in einer Rotation um $\frac{2\pi}{3}$ bzw. $\frac{4\pi}{3}$, was anhand von Abb. 6.16 ersichtlich wird.

6.3.2 Kompensationsprinzip

Um trotz abweichenden Neutralpunktpotenzials einen symmetrischen Betrieb ohne erhöhten Oberschwingungsgehalt gewährleisten zu können, bedarf es einer Strategie zur Kompensation der Fehlerkomponenten jedes einzelnen Basiszeigers. Ein ähnlicher Ansatz kann in der Literatur bei [178] für die B4M Schaltung gefunden werden. Im Gegensatz zum hier vorliegenden Problem können die intakten Phasen der B4M Schaltung allerdings nicht selbst auf den Neutralpunkt schalten. Dies hat zur Folge, dass sich ausschließlich ein Fehler in α -Richtung ausbildet, der durch eine konstante Verschiebung der Sollwertvorgabe kompensiert werden kann. Da die Fehlerzeiger des rekonfigurierten Dreipunkt-Wechselrichters hingegen unterschiedliche Richtungen vorweisen, ist ein Kompensationsverfahren nötig, welches den erwarteten Spannungsfehler in Abhängigkeit des jeweiligen Schaltzustands ausgleicht.

a) Grundlegende Herangehensweise

Die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Kompensationsstrategie basiert auf der Manipulation der Schaltzeiten τ_j jedes verfügbaren Basiszeigers. Ziel des Verfahrens ist es, trotz Neutralpunktabweichung einen rotierenden Flusszeiger konstanter Amplitude ohne Oberschwingungen zu erzeugen. Um die Anforderung des konstanten Flusses zu gewährleisten, muss Gl. (6.3.7) erfüllt sein.

$$\Psi(t) = \int_t^{t+\tau} u(t') dt' = \text{const.} \quad (6.3.7)$$

Die diskrete Darstellung des Flusszeigers in der α/β -Ebene entsteht durch das Einsetzen der schaltzustandsabhängigen Spannung $u_{\alpha\beta}$ aus Gl. (6.3.5) in das Fluss-Integral aus Gl. (6.3.7) unter Verwendung der diskreten Schaltdauer τ des zugehörigen Schaltzustands.

$$\underline{\Psi}_{\alpha\beta} = \mathbf{D} \cdot \left[\begin{pmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{pmatrix} \frac{U_{\text{DC}}}{2} - \begin{pmatrix} q_1^2 \\ q_2^2 \\ q_3^2 \end{pmatrix} \Delta U_{\text{NP}} \right] \cdot \tau \quad (6.3.8)$$

Um den Flusszeiger nicht nur konstant zu halten sondern auch der Flussvorgabe entsprechend einzustellen, muss Gl. (6.3.9) zu jedem Zeitpunkt erfüllt sein.

$$\underline{\Psi}_{\alpha\beta} = \underline{\Psi}_{\alpha\beta, \text{set}} \quad (6.3.9)$$

Gemäß Gl. (6.3.8) kann der Spannungsfehler aufgrund von ΔU_{NP} durch eine Anpassung der Schaltzeit τ_j eines jeden Zeigers eliminiert werden. Zur Kompensation des Fehlers wird in Gl. (6.3.10) ein zusätzliches Zeitintervall $\Delta\tau$ eingeführt, um Gl. (6.3.9) zu erfüllen. Da die lineare Transformationsmatrix $\mathbf{D}$ auf beiden Seiten der Gleichung vorkommt, kürzt sich diese für alle weiteren Betrachtungen.

$$\left[\begin{pmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{pmatrix} \frac{U_{\text{DC}}}{2} - \begin{pmatrix} q_1^2 \\ q_2^2 \\ q_3^2 \end{pmatrix} \Delta U_{\text{NP}} \right] \cdot (\tau + \Delta\tau) = \begin{pmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{pmatrix} \cdot \frac{U_{\text{DC}}}{2} \cdot \tau \quad (6.3.10)$$

Um den Fehler zu bestimmen, den die einzelnen Vektorkomponenten zum Gesamtergebnis beitragen, lassen sich die Zeilen der Vektorgleichung unabhängig voneinander lösen. Da aufgrund der Auswahl an verfügbaren Zeigern kein Schaltzustand verwendet werden kann, der die beiden Einzelzustände $+1$ und -1 enthält, ist die Lösung der Gleichung durch die Lösung einer Zeile mit $q_i \neq 0$ eindeutig bestimmt.

$$\left[\frac{U_{\text{DC}}}{2} - \Delta U_{\text{NP}} \cdot q_i \right] \cdot (\tau + \Delta\tau) = \frac{U_{\text{DC}}}{2} \cdot \tau \quad (6.3.11)$$

Die Kompensationsvorschrift für den Ausgleich des Spannungsfehlers kann durch das Auflösen von Gl. (6.3.11) nach $\Delta\tau$ beziehungsweise nach der neuen kumulierten Schaltdauer $\tau^* = \tau + \Delta\tau$ für jeden Schaltzustand abgeleitet werden.

$$\tau^* = \tau + \Delta\tau = \tau \cdot \frac{\frac{U_{DC}}{2}}{\frac{U_{DC}}{2} - q_i \cdot \Delta U_{NP}} \quad (6.3.12)$$

Um die Schaltperiodendauer trotz veränderter Einzelschaltzeiten der Nicht-Nullzeiger nicht zu überschreiten, muss abschließend noch die Schaltzeit des verbleibenden Nullzeigers $\{0, 0, 0\}$ entsprechend angepasst werden. Abb. 6.17 zeigt eine grafische Illustration der vorgestellten Kompensationsstrategie. Weicht die Amplitude des gestellten Spannungszeigers von der idealen Länge des dazugehörigen Basiszeigers im symmetrischen Betrieb u_{symm} aufgrund von ΔU_{NP} um u_{error} ab, so wird die benötigte Flussvorgabe Ψ_{soll} entweder über- oder unterschritten. Da diese Abweichung aufgrund der Kenntnis von ΔU_{NP} anhand der vorgestellten Gleichungen vorhergesagt werden kann, wird das Zeitintervall τ für jeden Schaltzustand um $\Delta\tau$ verlängert oder verkürzt und damit der Fehler im Fluss kompensiert. Der Kompensationsansatz wird als erfolgreich bewertet, wenn die Gleichung $\Psi_{\text{komp}} = \Psi_{\text{error}}$ erfüllt und somit Ψ^* identisch zu Ψ_{soll} ist.

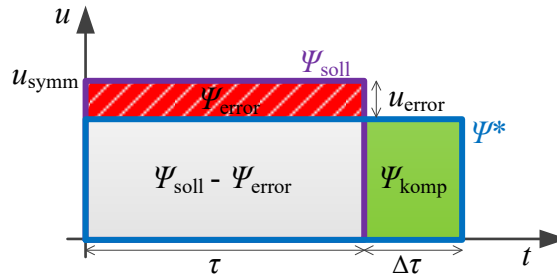


Abb. 6.17: Grafische Darstellung des Grundprinzips der Flusskompensation.

b) Simulative Evaluierung des Verfahrens

Der in diesem Kapitel vorgestellte Kompensationsansatz wird im Folgenden mit Hilfe von Schaltungssimulationen in PLECS evaluiert. Das zugrunde liegende Simulationsmodell umfasst einen ANPC Wechselrichter mit konfigurierbarer Zwischenkreisanbindung sowie einen rekonfigurierbaren Raumzeigermodulator inklusive Spannungs-kompensation zur Ansteuerung. Als Last wird eine passive RL-Last verwendet, um den Einfluss einer Maschinenregelung zu umgehen. Um das Verfahren dennoch auf seine Tauglichkeit an einer realen elektrischen Maschine hin zu untersuchen, werden in Kap. 6.3.3 die Ergebnisse von Messungen am Maschinenprüfstand gezeigt. Zunächst werden Simulationen mit konstanter Neutralpunkt-abweichung ΔU_{NP} betrachtet, um die mathematische Herleitung des Kompensationsansatzes zu validieren. Hierfür werden statt der Zwischenkreiskondensatoren einstellbare ideale Spannungsquellen verwendet. Dadurch kann der Effekt von ΔU_{NP} auf die Ausgangsspannungen betrachtet werden, ohne zusätzlich den Einfluss der Kondensatoren berücksichtigen zu müssen. Anschließend werden die Spannungsquellen durch Kondensatoren ersetzt, um das tatsächliche Verhalten des Neutralpunkts und der Ausgangsgrößen abzubilden. Alle nachfolgenden Simulationen beziehen sich auf die Parameter aus Tab. 6.5 sowie einen Ausfall in Phase A inklusive der damit verbundenen Neutralpunktverbindung.

Tab. 6.5: Simulationsparameter.

U_{DC}	ΔU_{NP}	$U_{LL,soll}$	$C_{1,2}$	$\hat{I}_{abc}$
800 V	50 V	300 V	2 mF	≈ 100 A

Simulation mit idealen Spannungsquellen

In den hier beschriebenen Simulationen wird die Abweichung der Neutralpunktspannung gegenüber ihrem symmetrischen Sollwert konstant auf $\Delta U_{NP} = 50\text{ V}$ gesetzt. Dies führt zu einer Reduktion der Spannung U_{C1} um 50 V , wohingegen U_{C2} dauerhaft um den selben Betrag erhöht ist. Ohne die vorgestellte Kompensationsstrategie verursacht die Neutralpunktabweichung eine Stauchung bzw. eine Streckung der tatsächlich gestellten Spannungszeiger und dadurch eine Verzerrung der Trajektorie der Ausgangsspannung, wie in Abb. 6.15 vorhergesagt, siehe Abb. 6.18 (links). Durch die Implementierung des Kompensationsverfahrens und dessen Integration in den rekonfigurierten Raumzeigermodulator kann diese Verzerrung eliminiert werden, obwohl die verfügbaren Spannungszeiger weiterhin fehlerbehaftet sind, wie in Abb. 6.18 (rechts) dargestellt. Während der unkompensierte Betrieb also verzerrte Ströme und dadurch Fluss-Oberschwingungen zur Folge hat, erzeugt die Ansteuerung mit integrierter Kompensationsstrategie symmetrische und unverzerrte Phasenströme, wie Abb. 6.19 zu entnehmen ist.

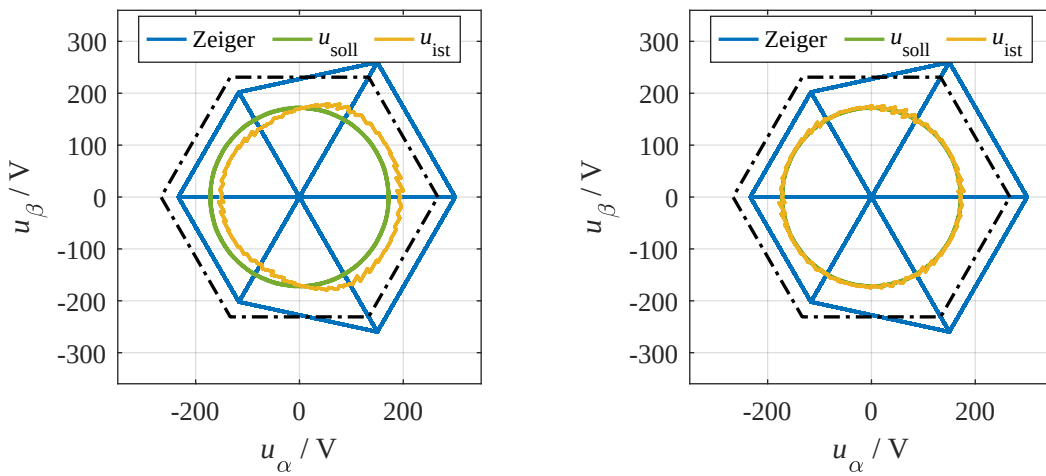


Abb. 6.18: Trajektorie der Ausgangsspannung in der α/β -Ebene bei einer konstanten Neutralpunktabweichung von $\Delta U_{NP} = 50\text{ V}$ ohne (links) und mit (rechts) Kompensation des Spannungsfehlers.

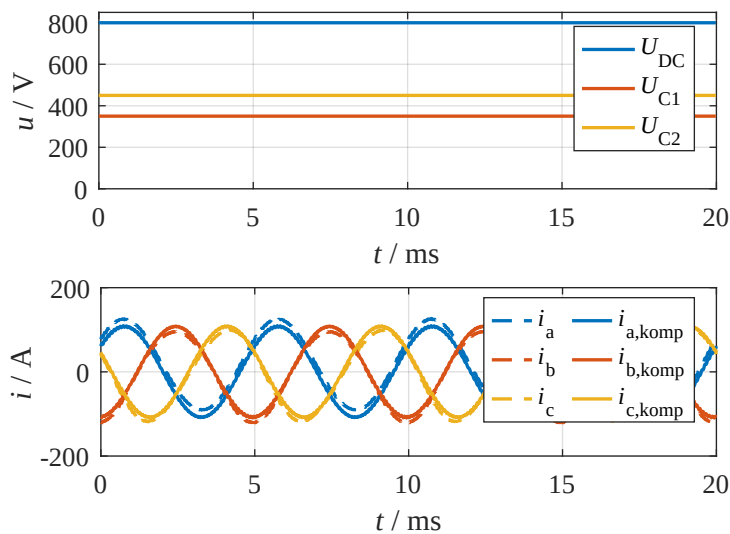


Abb. 6.19: Zwischenkreisspannungen und Phasenströme bei konstanter Neutralpunktabweichung von $\Delta U_{NP} = 50\text{ V}$ mit (durchgezogen) und ohne (gestrichelt) Kompensation des Spannungsfehlers.

Simulation mit Zwischenkreiskondensatoren

Da die Simulation mit konstanten Eingangsspannungen nicht das tatsächliche Verhalten des Zwischenkreises abbilden kann, wird dieser zur Validierung der Funktionalität des beschriebenen Verfahrens nun mit zwei seriellen Kondensatoren von je 2 mF simuliert. Dies ermöglicht das Abdriften des Neutralpunktpotenzials bei unsymmetrischer Belastung. Abb. 6.20 und Abb. 6.21 zeigen, dass ein Abdriften jedoch nicht nur bei unausgebalancierten Kondensatorspannungen, sondern ebenfalls bei Anwendung des hier vorgestellten Kompensationsprinzips auftritt. Als Folge der manipulierten Schaltdauern werden genau diejenigen Spannungszeigern, welche aufgrund der Neutralpunktabweichung um ΔU_{NP} verkürzt sind, längere Einschaltdauern τ zugewiesen. Folglich wird der bereits weniger geladene Kondensator einer zusätzlichen Belastung ausgesetzt. Analog dazu wird der stärker vorgeladene Kondensator in diesem Szenario weniger belastet. Dies bewirkt einen Offset im Neutralpunktstrom, der das Neutralpunktpotenzial weiter abdriften lässt, was anhand des größer werdenden Abstands zwischen U_{C1} und U_{C2} in Abb. 6.21 sowie an der – durch die violetten Pfeile angedeuteten – zunehmenden Deformation des Hexagons in Abb. 6.20 zu erkennen ist. Die grundlegende Funktionsweise des Kompensationsprinzips ist offensichtlich, da der Fluss trotz der zunehmend größeren Neutralpunktabweichung konstant gehalten wird. Es zeigt sich weiterhin, dass zusätzlich zur quasi-stationären Abweichung ΔU_{NP} auch der Spannungsfehler durch die Spannungswelligkeit (welche nach Kap. 6.2.2 insbesondere bei niedrigen Frequenzen limitierend ist [153]) kompensiert wird. Um dies zu gewährleisten, werden in jeder Taktperiode die tatsächlichen Spannungen am Zwischenkreis zur Echtzeit-Kompensation des Fehlers ebendieser verwendet. Nichtsdestotrotz ist ein stationärer Betrieb ohne zusätzliche Strategie zur Stabilisierung des Neutralpunktpotenzials auf einen festen Wert unmöglich. Entgegen dem Grundprinzip gängiger Verfahren zur Neutralpunktregelung (siehe Kap. 4.3.1) existieren im rekonfigurierten Betrieb – wie bereits in Kap. 6.2.3 beschrieben – jedoch

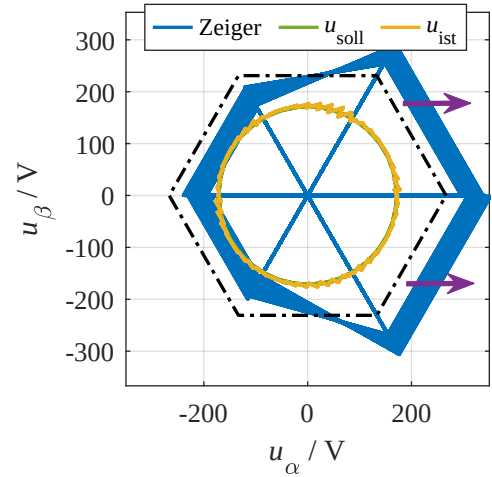


Abb. 6.20: Trajektorie der Ausgangsspannung in der α/β -Ebene bei variabler Neutralpunktabweichung (Start: $\Delta U_{NP} = 50$ V) mit kompensiertem Spannungsfehler.

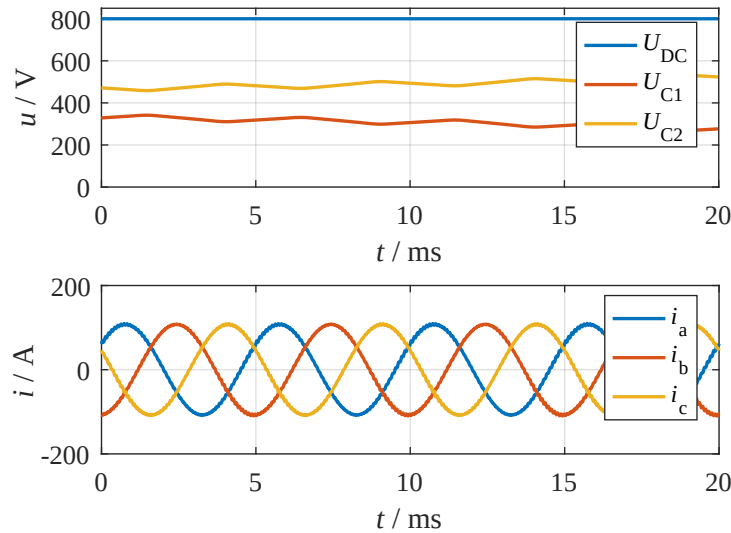


Abb. 6.21: Zwischenkreisspannungen und Phasenströme bei variabler Neutralpunktabweichung (Start: $\Delta U_{NP} = 50$ V) mit Kompensation des Spannungsfehlers, die zu einem Abdriften des Neutralpunkts führt.

keine redundanten Zeiger, mit denen die Belastung der beiden Zwischenkreiskondensatoren beeinflusst werden könnte. Es bedarf also zusätzlich zum vorgestellten Kompensationsverfahren einer weiteren Strategie zur Regelung des Neutralpunktpotenzials. Bevor diese in Kap. 6.4 eingeführt wird, werden zunächst die Grenzen der soeben vorgestellten Kompensationsmethode adressiert.

c) Grenzen des Verfahrens

Die maximale Ausgangsspannung ist im Fehlerfall durch die tatsächliche Länge der sechs kurzen Basiszeiger limitiert. Um die Amplitude des fehlerbehafteten Raumzeigers mit Hilfe des beschriebenen Kompensationsansatzes anzupassen, wird eine Spannungsreserve in der gestellten Ausgangsspannung mit dem Betrag $|\Delta U_{NP}|$ benötigt, sodass die Bahnkurve des Zeigers in allen Raumrichtungen vollständig innerhalb des verzerrten Raumzeigerdiagramms liegt. Demnach wird die maximale Strangspannung im symmetrischen rekonfigurierten Betrieb durch Gl. (6.3.13) begrenzt.

$$\hat{u}_{\text{soll,max}} = \frac{\frac{U_{DC}}{2} - |\Delta U_{NP}|}{\sqrt{3}} \quad (6.3.13)$$

Eine weitere Einschränkung ist durch die Sperrfestigkeit der Halbleiter U_{br} gegeben. Diese darf im Betrieb unter Berücksichtigung der stationären sowie dynamischen Neutralpunktabweichung zu keinem Zeitpunkt von den Kondensatorspannungen U_{C1} bzw. U_{C2} überschritten werden. Hieraus ergibt sich die zweite Begrenzung des Gültigkeitsbereichs der vorgestellten Kompensationsstrategie.

$$U_{br} > \frac{U_{DC}}{2} + |\Delta U_{NP}| \quad (6.3.14)$$

Da die Höhe der Neutralpunktabweichung ΔU_{NP} im realen Wechselrichterbetrieb im Allgemeinen klein gegenüber der Zwischenkreisspannung ist, stellt keine dieser Limitierungen eine signifikante Einschränkung für das Verfahren dar, sofern eine geeignete Strategie zur Regelung des Neutralpunktpotenzials (siehe Kap. 6.4) verwendet wird.

6.3.3 Validierung des Verfahrens durch Messungen

Die in Kap. 6.3.1 und Kap. 6.3.2 analytisch hergeleiteten und simulativ bestätigten Ergebnisse werden im Folgenden durch Messungen an dem Maschinenprüfstand aus Kap. 4.1 validiert. Um Schäden am Aufbau durch zu große Abweichungen des Neutralpunktpotenzials zu vermeiden, wurden die hier vorgestellten Messungen mit einer Zwischenkreisspannung von 400 V durchgeführt. Da sich der Absolutwert der Spannung nicht auf die Funktionsweise des Kompensationsprinzips auswirkt, können alle Messergebnisse auf beliebige andere Spannungsniveaus übertragen werden. Zur Realisierung einer konstanten Neutralpunktabweichung für die Bestätigung des zugrundeliegenden Funktionsprinzips wurden zwei serielle DC-Netzteile an den Zwischenkreis des ANPC Wechselrichters angeschlossen, um die Kondensatorspannungen U_{C1} und U_{C2} frei einstellen zu können. Für die Betrachtung des dynamischen Verhaltens des Neutralpunkts wurden diese durch ein einzelnes Netzteil ohne Neutralpunktanschluss ersetzt.

Zunächst wird der Normalbetrieb mit 27 verfügbaren Raumzeigern untersucht. Zur besseren Vergleichbarkeit mit dem rekonfigurierten Fehlerbetrieb wird ausschließlich das innere Hexagon des Dreipunkt-Raumzeigerdiagramms betrachtet. Bei ideal ausgeglichenen Kondensatorspannungen in Abb. 6.22 (links) besitzt jeder der 12 kurzen Raumzeiger die gleiche Länge. Wird bei gleichbleibender Gesamtzwischenkreisspannung $U_{DC} = 400 \text{ V}$ über die beiden Netzteile hingegen eine positive Neutralpunktabweichung $\Delta U_{NP} > 0$ eingestellt, so erfahren die Basiszeiger, welche den Schaltzustand -1 beinhalten (z.B. $\{0, -1, -1\}$) eine Amplitudenvergrößerung, während die Basiszeiger mit dem Schaltzustand $+1$ (z.B. $\{+1, 0, 0\}$) um ΔU_{NP} verkürzt werden, siehe [202]. Dieser Effekt ist anhand der Clarke-transformierten gemessenen Klemmenspannungen in Abb. 6.22 (rechts) für eine konstante Neutralpunktabweichung von $\Delta U_{NP} = 10 \text{ V}$ dargestellt.

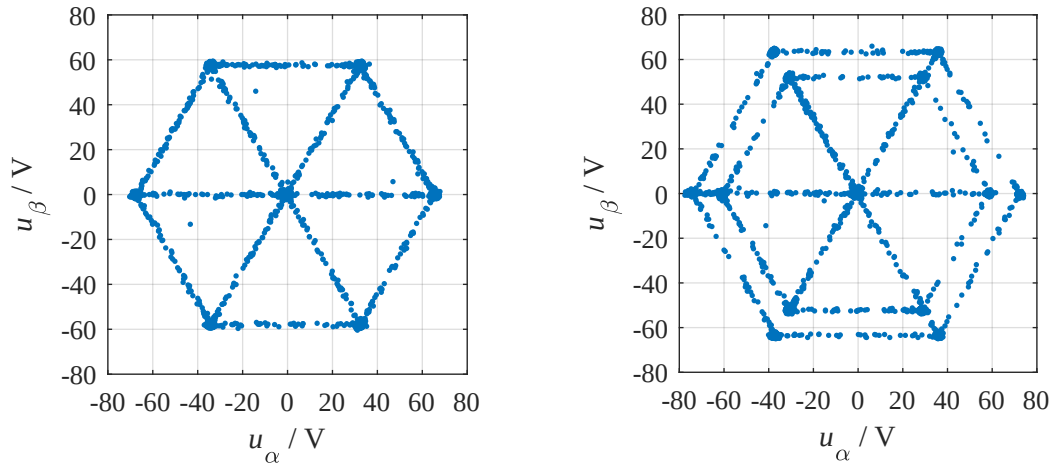


Abb. 6.22: Gemessene Klemmenspannungen in der α/β -Ebene im Normalbetrieb mit 12 kurzen Basiszeigern ohne (links) und mit (rechts) Neutralpunktabweichung von $\Delta U_{NP} = 10\text{ V}$ im gleichen Betriebspunkt.

Wie anhand von Abb. 6.23 zu erkennen ist, wirkt sich der Fehler auf der Neutralpunktspannung nicht negativ auf die Phasenströme aus, da sich die Spannungsfehler der zu kurzen und der zu langen Zeiger bei symmetrischer RZM aufgrund gleicher Schaltzeiten innerhalb einer Taktperiode ausgleichen. Daher besteht im Normalbetrieb des Wechselrichters innerhalb des inneren Raumzeigerhexagons aus Sicht des Oberschwingungsgehalts der Ströme keine Notwendigkeit, den Spannungsfehler durch eine Anpassung des Modulators zu kompensieren.

Weitere Untersuchungen zeigen allerdings, dass diese Aussage nicht auf den Bereich des äußeren Hexagons übertragen werden kann, da die mittellangen Zeiger (wie z.B. $\{+1, -1, 0\}$) nach Abb. 6.15 ebenfalls eine Deformation erfahren, siehe [204]. Ihnen fehlt aber im Gegensatz zu den kurzen Basiszeigern der redundante Gegenspieler, der die Verzerrung ausgleichen könnte. Werden demnach große Abweichungen des Neutralpunktspotenzials im Normalbetrieb erwartet, so bedarf es einer eigenen Strategie zur Kompensation dieses Fehlers. Da der Fokus dieses Kapitels jedoch auf dem Betrieb im Fehlerfall liegt, wird an dieser Stelle nicht weiter auf Auswirkungen dieses Effekts eingegangen.

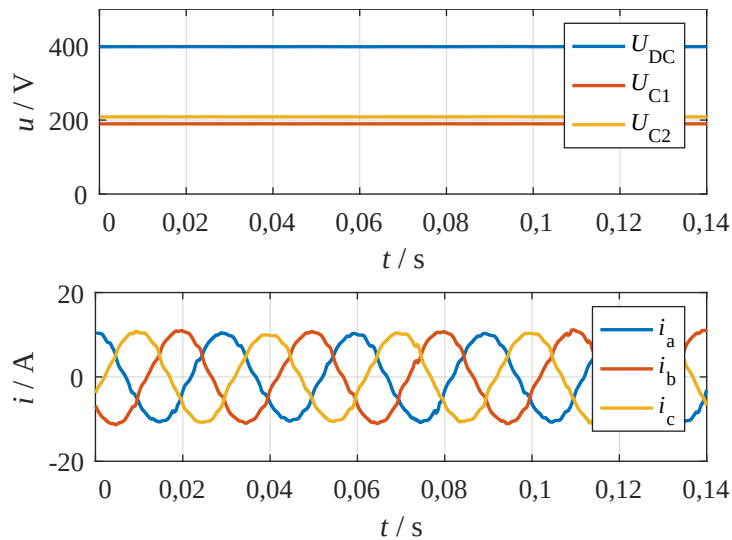


Abb. 6.23: Gemessene Zwischenkreisspannungen und Phasenströme im Normalbetrieb bei einer Neutralpunktabweichung von $\Delta U_{NP} = 10\text{ V}$ ohne Kompensation des Spannungsfehlers.

Im rekonfigurierten Fehlerbetrieb stehen nach der Neutralpunktverbindung der defekten Phase noch sechs Nicht-Nullzeiger zur Verfügung. Für die nachfolgenden Messungen wurde ein Ausfall von Phase C angenommen, wodurch alle verbleibenden Schaltzustände dem Muster $\{k, l, 0\}$ mit $k, l \in [-1, 0, +1]$ entsprechen. Abb. 6.24 zeigt die in die α/β -Ebene transformierten, gemessenen Klemmenspannungen bei ausgeglichenen Kondensatorspannungen sowie bei Anliegen einer Neutralpunktabweichung von $\Delta U_{NP} = 10\text{ V}$. Die Messung bestätigt, dass sich die Amplitude der verfügbaren Basiszeiger durch das Anliegen von ΔU_{NP} so einstellt, wie in Abb. 6.16 (rechts) vorhergesagt. Der resultierende Fehler in den Ausgangsspannungen – und damit im magnetischen Fluss – führt zu einer Verzerrung der Phasenströme, was anhand der linken Grafik in Abb. 6.25 zu erkennen ist.

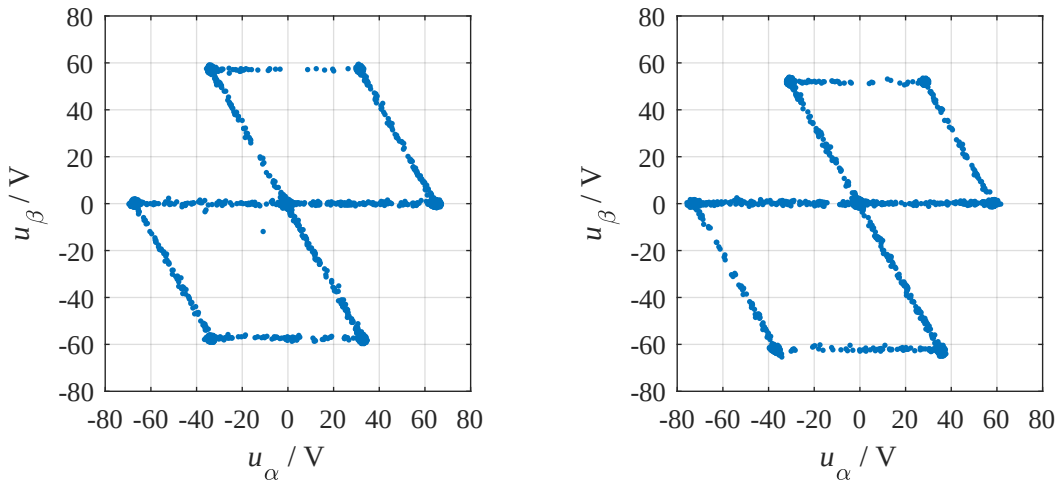


Abb. 6.24: Gemessene Klemmenspannungen in der α/β -Ebene im rekonfigurierten Betrieb mit sechs kurzen Basiszeigern ohne (links) und mit (rechts) Neutralpunktabweichung von $\Delta U_{NP} = 10\text{ V}$ im gleichen Betriebspunkt.

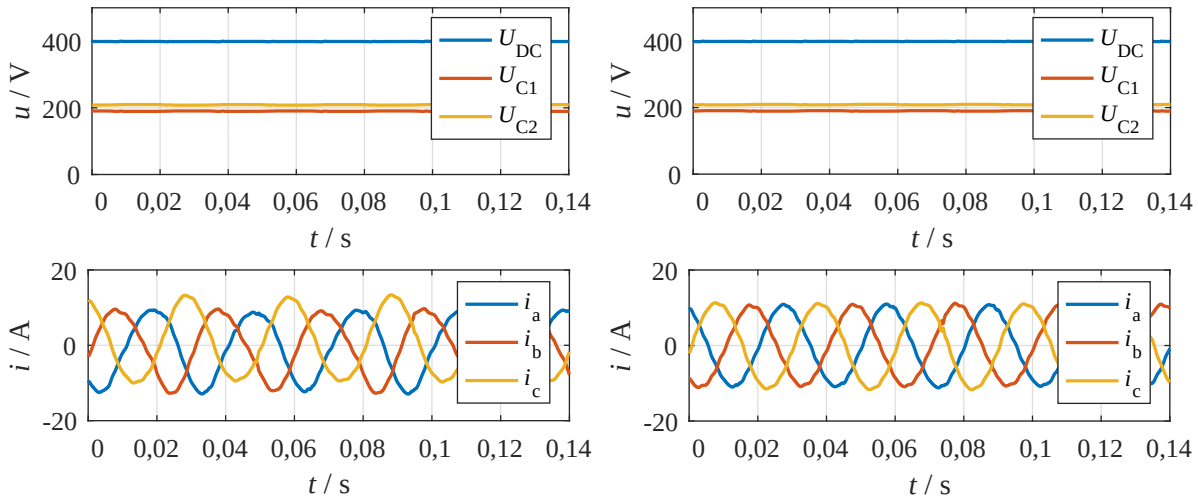


Abb. 6.25: Gemessene Zwischenkreisspannungen und Phasenströme im rekonfigurierten Betrieb bei einer Neutralpunktabweichung von $\Delta U_{NP} = 10\text{ V}$ ohne Kompensation des Spannungsfehlers (links) sowie unter Verwendung der vorgestellten Strategie zur Kompensation des Spannungsfehlers (rechts).

Durch die Verwendung des vorgestellten Kompensationsverfahrens wird die Symmetrie der Phasenströme wieder hergestellt, siehe Abb. 6.25 (rechts). Dies bestätigt die Simulationsergebnisse aus Kap. 6.3.2 und damit die Funktionalität und Wirksamkeit des im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Prinzips.

Der Spannungsfehler der verwendeten Zeiger in Richtung von Phase C ($\theta_c = \frac{4\pi}{3}$) spiegelt sich ohne Kompensation auch in der Verzerrung der in die α/β -Achse transformierten Phasenströme aus Abb. 6.26 wider. Im Gegensatz dazu beschreibt die Bahnkurve des kompensierten Stromzeigers einen nahezu idealen Kreis. Die Amplitudenspektren in Abb. 6.27 liefern eine quantitative Aussage über den Einfluss des Kompensationsverfahrens auf die harmonischen Anteile der Phasenströme. Während im Spektrum des unkompensierten Betriebs insbesondere gerade ganzzahlige Vielfache der Grundfrequenz auftreten, werden diese durch die Kompensation des Spannungsfehlers nahezu vollständig eliminiert. Gleiches gilt für den Gleichanteil der drei Phasenströme, der bereits anhand von Tab. 6.4 diskutiert wurde. Der THD_i Wert ohne Kompensation berechnet sich zu 9,6 %, wobei besonders die zweite und vierte Harmonische zu diesem beitragen. Mit Kompensation verringert sich die THD_i auf 4,3 %.

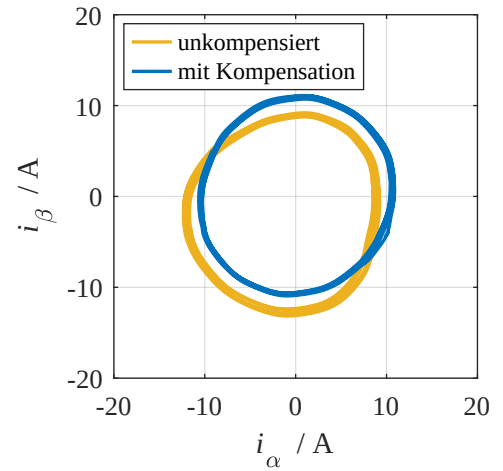


Abb. 6.26: Gemessene Phasenströme in der α/β -Ebene mit und ohne Spannungskompensation bei einer Neutralpunktabweichung von $\Delta U_{\text{NP}} = 10 \text{ V}$.

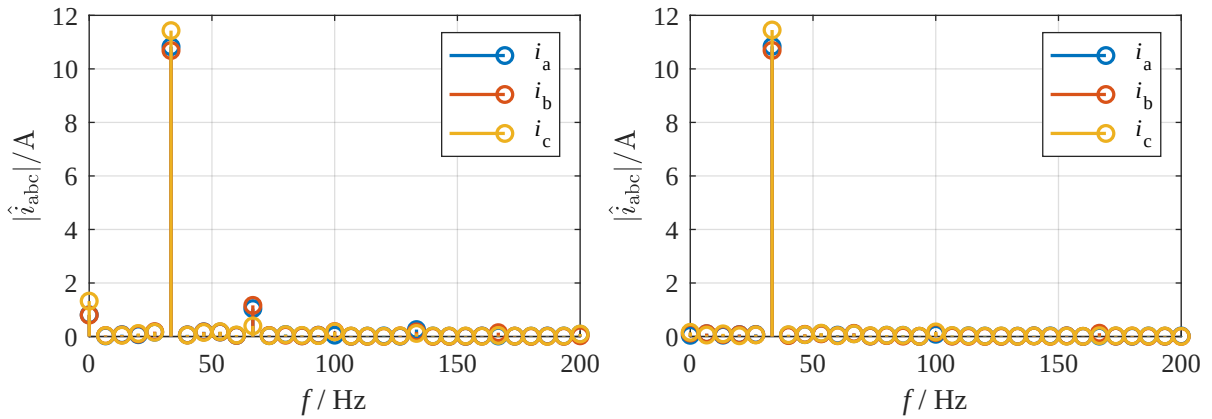


Abb. 6.27: Amplitudenspektren der Phasenströme für beide Messungen ohne (links) und mit (rechts) Spannungskompensation bei einer Neutralpunktabweichung von $\Delta U_{\text{NP}} = 10 \text{ V}$.

Die hier vorgestellten Messergebnisse belegen die Funktionalität des beschriebenen Kompensationsansatzes. Ohne die zusätzliche Implementierung einer Neutralpunkt-Regelungsstrategie führt diese nach Abb. 6.20 und Abb. 6.21 jedoch zu einem Abdriften des Neutralpunktspotenzials, sobald der Zwischenkreis – wie bei elektrischen Fahrzeugen üblich – von einer einzelnen Spannungsquelle ohne Neutralpunktantrieb versorgt wird, siehe Abb. 6.28. Daher wird in Kap. 6.4 ein geeignetes Verfahren vorgestellt, um Abweichungen des Neutralpunktspotenzials auch im rekonfigurierten Fehlerbetrieb gering zu halten.

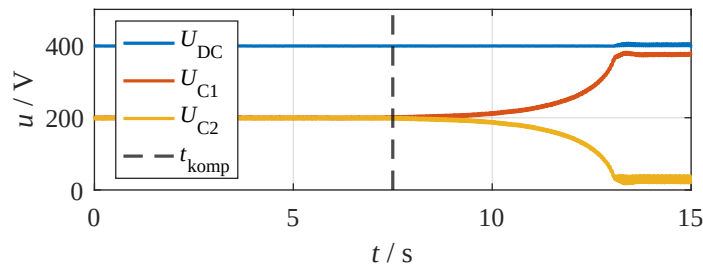


Abb. 6.28: Gemessene Zwischenkreisspannungen bei Aktivierung der Spannungskompensationsstrategie zum Zeitpunkt t_{komp} ohne zusätzliche Neutralpunktregelung.

6.4 Stabilisierung des Neutralpunktpotenzials im rekonfigurierten Betrieb

Wie bereits in Kap. 4.3.1 beschrieben, stützen sich alle raumzeigerbasierten Regelkonzepte für das Neutralpunktpotenzial von Dreipunkt-Wechselrichtern, die in der Literatur gefunden werden konnten, auf die Verfügbarkeit redundanter kurzer Basiszeiger. Da diese Grundlage gemäß den Ausführungen aus Kap. 6.2.3 im rekonfigurierten Betrieb nicht länger gegeben ist, wird in diesem Kapitel eine neue Strategie zur Neutralpunktregelung vorgestellt, die insbesondere im Fehlerbetrieb eingesetzt werden kann. Dadurch lassen sich zusätzliche schaltungstechnische Maßnahmen wie die Verwendung von Symmetrierwiderständen, ein eigener Neutralpunktabriff an der Hochvolt-Batterie oder eine Erhöhung der Zwischenkreiskapazität vermeiden. Der Übersichtlichkeit halber sind die wichtigsten Symbole und Variablen, die zur Herleitung des Verfahrens verwendet werden, in Tab. 6.6 gelistet. Analog zu den Ausführungen in Kap. 6.3 entsprechen die nachfolgend vorgestellten Ergebnisse zu weiten Teilen den bereits veröffentlichten Darstellungen aus [HHWB24].

Tab. 6.6: Symbole und Variablen zur Herleitung der Neutralpunkt-Regelstrategie.

Symbol	Beschreibung
$f(\varphi)$	Linearisierungsfunktion
K, A, B	Koeffizienten der Linearisierungsfunktion
$\Delta U_{\alpha\beta}, \Delta u_{\alpha\beta}$	Durch den Regler vorgegebene Spannungsverschiebung (Stellgröße)
$\Delta U_{\alpha\beta}^*$	Linearisierte Spannungsverschiebung
$\underline{\Delta U}_{\alpha\beta}^{**}, \underline{\Delta u}_{\alpha\beta}^{**}$	Linearisierter und rotierter Spannungsverschiebungszeiger
$\underline{u}_{\alpha\beta}$	Ausgangsspannungszeiger
$\underline{u}_{\alpha\beta}^{**}$	Ausgangsspannungszeiger mit Spannungsverschiebung

6.4.1 Prinzip und Aufbau der Regelstruktur

a) Grundlegendes Regler-Design

Das hier vorgestellte Regelprinzip beruht auf der gezielten Beeinflussung des Neutralpunktstroms, der zur Umladung der Zwischenkreiskondensatoren und dadurch zum Ausgleich des Spannungsungleichgewichts an diesen genutzt wird. Wie bereits in Abb. 6.20 und Abb. 6.21 dargestellt, beeinflusst eine Verschiebung der Clarke-transformierten Ausgangsspannung des Wechselrichters $\underline{u}_{\alpha\beta}$ in Richtung der α -Achse das Neutralpunktpotenzial und führt zu einer Erhöhung von ΔU_{NP} . Dieser Effekt wird nun ausgenutzt, um den Neutralpunktstrom gezielt einzustellen und ΔU_{NP} dadurch auszuregeln. Die hierfür verwendete Regelstruktur ist in Abb. 6.29 abgebildet. Der Aufbau beschreibt nach außen hin einen Spannungsregler, welcher zur Einstellung des Neutralpunktpotenzials dient. Intern basiert er auf dem durch den angedeuteten Kasten hervorgehoben Neutralpunkt-Stromregler.

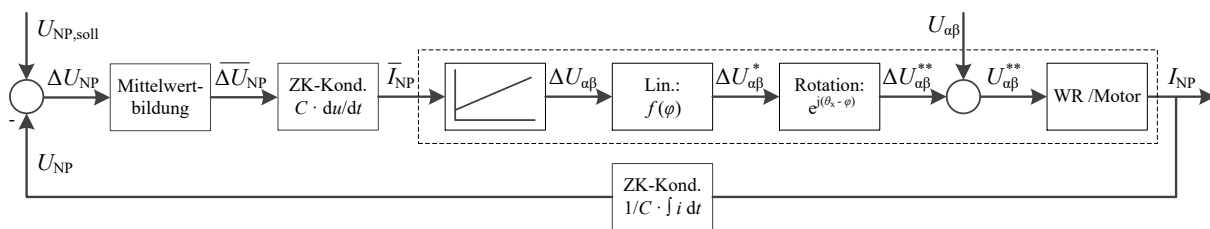


Abb. 6.29: Strukturbild des vorgestellten Neutralpunktreglers.

Als Regelgröße dient das gemessene Neutralpunktspotenzial. Zunächst wird aus dem Mittelwert der Differenz zum vorgegebenen Sollwert (Führungsgröße) die mittlere Neutralpunktabweichung über eine Grundfrequenzperiode $\overline{\Delta U}_{\text{NP}}$ berechnet. Die Mittelwertbildung ist notwendig, um den magnetischen Fluss unabhängig von der Spannungswelligkeit des Neutralpunkts konstant zu halten. Die Berücksichtigung des Momentanwerts von $\Delta u_{\text{NP}}(t)$ hätte eine winkelabhängige Verzerrung der Bahnkurve des Spannungszeigers und dadurch Oberschwingungen auf dem magnetischen Fluss zur Folge.

$\overline{\Delta U}_{\text{NP}}$ kann mit Hilfe der Elementgleichungen der Zwischenkreiskondensatoren in einen mittleren Neutralpunktstrom $\bar{i}_{\text{NP}}$ umgerechnet werden. Ein PI-Stromregler berechnet anschließend gemäß Gl. (6.4.1) den Betrag der Spannungsverschiebung $\Delta U_{\alpha\beta}$ in der α/β -Ebene, die benötigt wird, um den zuvor berechneten mittleren Neutralpunktstrom einzustellen.

$$\Delta u_{\alpha\beta}(t) = K_P \cdot \left(\overline{\Delta u}_{\text{NP}}(t) + \frac{1}{T_N} \int_0^t \overline{\Delta u}_{\text{NP}}(\tau) d\tau \right) \quad (6.4.1)$$

Diese Vorgehensweise gilt für einen Phasenwinkel von $\varphi = 0$. Liegt jedoch ein Winkel $\varphi \neq 0$ vor, so muss die berechnete Spannungsverschiebung zur Linearisierung des Verfahrens zusätzlich um einen phasenwinkelabhängigen Wert korrigiert werden. Des Weiteren wird eine Rotation der Spannungsverschiebung aus der α -Achse heraus um den Koordinatenursprung des α/β -Koordinatensystems benötigt, wodurch sich das Konzept wesentlich von anderen Strategien zur Beeinflussung des Neutralpunkts im Normalbetrieb unterscheidet [235]. Beide Verfahren werden nachfolgend im Detail betrachtet und erklärt. Wird der resultierende Verschiebungszeiger $\underline{\Delta u}_{\alpha\beta}^{**}$ auf die vom Modulator berechnete Spannungsvorgabe $\underline{u}_{\alpha\beta}$ addiert, so stellt sich der vom Regler berechnete Neutralpunktstrom ein. Dieser wiederum beeinflusst das Neutralpunktspotenzial, welches – wie anfangs beschrieben – im Betrieb gemessen und zur Berechnung der Regelabweichung zurückgeführt wird.

Zeigerrotation zur Erweiterung des Stellbereichs

Untersuchungen des Regelverhaltens zeigen, dass die quantitative Auswirkung einer Neutralpunktverschiebung auf den Neutralpunktstrom vom Leistungsfaktor bzw. vom Phasenwinkel φ abhängt. Die Empfindlichkeit des Neutralpunktstroms auf $\Delta U_{\alpha\beta}$ steigt dabei an, wenn sich der Phasenwinkel dem Wert $\varphi = 0$ annähert. Eine reine Verschiebung der vorgegebenen Spannung in α -Richtung erzielt demnach nur für kleine Winkel einen nutzbaren Effekt. Wie Abb. 6.30 (links) zeigt, reduziert sich dieser jedoch für größere Werte von φ . Für einen Ausfall von Phase A stellt sich im Extremfall ein Winkel von $\theta = \pm \frac{\pi}{2}$ zwischen dem zum Basiszeiger $\{0, -1, -1\}$ gehörigen Stromzeiger und der α -Achse ein, wodurch sich der Effekt auf den Neutralpunktstrom unter Annahme der Halbwellensymmetrie über eine Grundfrequenzperiode ausgleicht. Das gleiche Problem existiert aus Symmetriegründen bei einem Ausfall der anderen Phasen. Allgemein lässt sich der Zusammenhang wie folgt fassen: Nähert sich die absolute Winkellage des Stromzeigers gegenüber der reellen α -Achse bei einem Ausfall von Phase x (mit $x = a, b, c$) dem Wert $\theta_x \pm \frac{\pi}{2}$, so geht der Effekt der Neutralpunktverschiebung auf den Neutralpunktstrom gegen Null. Dabei entspricht θ_x für einen Ausfall von Phase A gleich $\theta_a = 0$, für Phase B gleich $\theta_b = \frac{2\pi}{3}$ und für Phase C gleich $\theta_c = \frac{4\pi}{3}$. Demnach muss die durch den Regler vorgegebene Neutralpunktverschiebung gemäß Gl. (6.4.2) und Gl. (6.4.3) um den Winkel $\theta_x - \varphi$ um den Koordinatenursprung der α/β -Ebene rotiert werden, damit der Neutralpunktstrom über den gesamten Betriebsbereich hinweg regelbar ist. Die Rotation um θ_x beruht dabei auf den Berechnungen aus Kap. 6.3.1, während die Rotation um den negativen Phasenwinkel $-\varphi$ verhindert, dass sich der Effekt auf den Neutralpunktstrom innerhalb einer Grundschwingung ausgleicht. Die Linearisierungsfunktion $f(\varphi)$, welche zur Berechnung des Spannungsverschiebungszeigers $\underline{\Delta u}_{\alpha\beta}^{**}$ (bzw. bei zeitabhängiger Betrachtung: $\underline{\Delta u}_{\alpha\beta}^{**}(t)$) nötig ist, wird im nächsten Abschnitt beschrieben.

$$\underline{u}_{\alpha\beta}^{**}(t) = \underline{u}_{\alpha\beta}(t) + \underline{\Delta u}_{\alpha\beta}^{**}(t) \quad (6.4.2)$$

$$\underline{\Delta u}_{\alpha\beta}^{**}(t) = f(\varphi) \cdot \Delta u_{\alpha\beta}(t) \cdot e^{j(\theta_x - \varphi)} \quad (6.4.3)$$

Um die Funktionsweise des Regelprinzips grundlegend zu analysieren, wird in Abb. 6.30 zunächst das Verhalten bei ideal ausgeglichenem Zwischenkreis mit $\Delta U_{NP} = 0V$ betrachtet. Der Stromregler wird hierfür als offener Regelkreis betrieben, indem ein fester Sollwert für das Stromverhältnis aus dem mittleren Neutralpunktstrom und dem Effektivwert der ersten Harmonischen des Ausgangsströms nach Gl. (6.4.4) vorgegeben wird.

$$i_{NP,rel} = \frac{\bar{i}_{NP}}{i_{abc,eff,1H}} \quad (6.4.4)$$

Für einen Phasenwinkel von $\varphi = 0$ stellt sich exakt das vorgegebene Stromverhältnis $i_{NP,rel,soll}$ ein. Für $\varphi \rightarrow \pm \frac{\pi}{2}$ sinkt das tatsächliche Neutralpunktstromverhältnis ohne Zeigerrotation allerdings auf Null, wie Abb. 6.30 (links) zeigt. Die Nichtlinearität kann durch die Funktion $K \cdot \cos(\varphi)$ beschrieben werden, was anhand der abgebildeten gefitteten Kurve zu erkennen ist. Wird hingegen wie in der rechten Grafik aus Abb. 6.30 die beschriebene Zeigerrotation verwendet, so lässt sich die Nichtlinearität durch den Ausdruck $A + B \cdot \cos^2(\varphi)$ beschreiben (siehe Fitting). Die Konstante A ermöglicht somit auch an den Grenzen $\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$ eine Manipulation des Neutralpunktstroms.

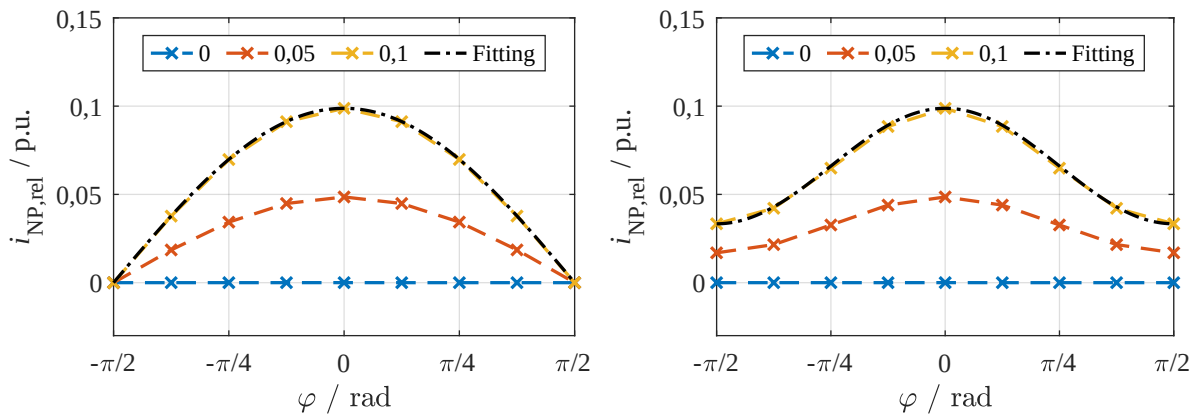


Abb. 6.30: Ausgang des offenen Regelkreises für drei verschiedene Vorgabewerte von $i_{NP,rel,soll}$ ohne (links) und mit (rechts) Zeigerrotation.

Da das Verhalten des offenen Regelkreises nichtlinear ist und das tatsächliche Neutralpunktstromverhältnis mit Ausnahme des Phasenwinkels $\varphi = 0$ nicht dem Vorgabewert entspricht, wird nachfolgend eine Strategie zur Linearisierung des Reglers vorgestellt.

Linearisierung des Regelverhaltens

Das nichtlineare Verhalten aus Abb. 6.30 (rechts) kann mit Hilfe von Gl. (6.4.5) linearisiert werden, wobei die Koeffizienten A und B experimentell zu bestimmen sind. Die Rechenvorschrift ergibt sich aus dem Schema in Abb. 6.29.

$$\Delta U_{\alpha\beta}^* = f(\varphi) \cdot \Delta U_{\alpha\beta} \quad f(\varphi) = \frac{1}{A + B \cdot \cos^2(\varphi)} \quad (6.4.5)$$

Durch die Multiplikation mit $f(\varphi)$ ergibt sich als Ausgang des offenen Regelkreises bei Vorgabe eines Sollwerts $i_{NP,rel,soll}$ ein phasenwinkelunabhängiges, konstantes Neutralpunktstromverhältnis, wie Abb. 6.31 (links) zeigt. Um dies zu gewährleisten, steigt jedoch der Betrag des resultierenden Verschiebungszeigers $\underline{\Delta u}_{\alpha\beta}^{**} = f(\varphi) \cdot \Delta u_{\alpha\beta} \cdot e^{j(\theta_x - \varphi)}$ mit größer werdendem Phasenwinkel, was anhand der Verschiebung der Trajektorien der Ausgangsspannung gegenüber dem Koordinatenursprung in Abb. 6.31 (rechts) zu erkennen ist. Dies führt zu Einschränkungen des Gültigkeitsbereichs der vorgestellten Strategie, welche nachfolgend in Kap. 6.4.1 c) diskutiert werden.

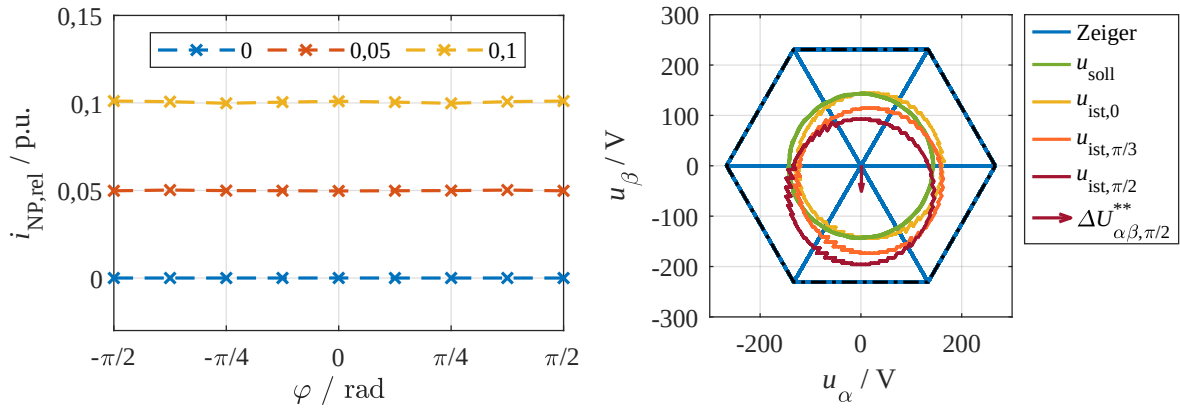


Abb. 6.31: Ausgang des offenen Regelkreises für drei verschiedene Vorgabewerte von $i_{NP,rel,soll}$ mit Zeigerrotation und Linearisierung (links) sowie zu einem festen Wert von $i_{NP,rel,soll}$ gehörige Trajektorien der Ausgangsspannung des offenen Regelkreises in der α/β -Ebene ohne Neutralpunktabweichung ($\Delta U_{NP} = 0 \text{ V}$) bei drei unterschiedlichen Phasenwinkeln für einen Ausfall in Phase A.

b) Evaluierung des Regelprinzips durch Simulationen

Die beschriebene Strategie zur Stabilisierung des Neutralpunktspotenzials wird nun gemeinsam mit dem Verfahren zur Kompensation des Spannungsfehlers am Neutralpunkt aus Kap. 6.3 verwendet. Eine Kombination beider Ansätze kann aus unterschiedlichen Gründen notwendig sein: Zum einen kann der dynamische Anteil der Neutralpunktabweichung durch die grundfrequente Spannungswelligkeit nicht vom Neutralpunktregler ausgeglichen werden. Insbesondere bei niedrigen Ausgangsfrequenzen und geringer Zwischenkreiskapazität wirkt sich dies jedoch signifikant auf die Ausgangsgrößen des Wechselrichters aus und kann die Notwendigkeit einer Drehmomentbegrenzung beim Anfahren zur Folge haben [153]. Zum anderen werden potenziell verbleibende Regelabweichungen mit Hilfe des Kompensationsverfahrens aus Kap. 6.3 ausgeglichen.

Analog zur Herangehensweise aus Kap. 6.3.2 startet die Evaluierung des Regelprinzips zunächst mit Simulationen bei konstantem ΔU_{NP} , indem der Zwischenkreis durch zwei ideale serielle Spannungsquellen ersetzt wird. Die Simulationsparameter entsprechen den Parametern aus Tab. 6.5, wobei zunächst ebenfalls ein Ausfall in Phase A betrachtet wird. Im Anschluss zeigen weiterführende Simulationen mit realistischer Zwischenkreismodellierung die Funktionalität des kombinierten Betriebs aus den beiden vorgestellten Verfahren.

Simulation mit idealen Spannungsquellen

Um bei der Betrachtung mit idealen Spannungsquellen über die gesamte Simulationsdauer ein konstantes Regelverhalten zu erzielen, wird der integrierende Anteil auf Null gesetzt und zunächst ein reiner Proportionalregler betrachtet. Wird nur der Neutralpunktregler ohne zusätzliche Spannungskompensation verwendet, so stellt dieser eine konstante Neutralpunktverschiebung von $\Delta U_{\alpha\beta}^* \cdot e^{-j0}$ ein, um der Abweichung ΔU_{NP} entgegenzuwirken, wie die linke Grafik in Abb. 6.32 zeigt. Die durch ΔU_{NP} bedingte Verzerrung der Trajektorie des Spannungszeigers bleibt jedoch weiter bestehen. Aufgrund der veränderten Amplitude der resultierenden Zeiger mit Offset in α -Richtung verstärkt sich die Verzerrung sogar geringfügig gegenüber Abb. 6.18. Solange eine Regelabweichung existiert, bilden sich demnach weiterhin Oberschwingungen auf dem Strom und dadurch auf dem Fluss in der Maschine aus.

Wird nun zusätzlich zum Neutralpunktregler auch die Spannungskompensation verwendet, gleicht diese die vorliegende Verzerrung aus und ermöglicht eine symmetrische kreisförmige Bahnkurve des Spannungszeigers, was aus der Simulation in Abb. 6.32 (rechts) hervorgeht. Durch die Kombination der beiden im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Verfahren ist es also möglich, einen definierten Neutralpunktstrom

zur Regelung des Neutralpunktpotenzials einzustellen und gleichzeitig die durch ΔU_{NP} entstehenden Oberschwingungen auszugleichen. Die Spannungsverschiebung $\underline{\Delta U}_{\alpha\beta}^{**}$ hat dabei keine Auswirkung auf den Fluss in der elektrischen Maschine. Die Performance des Wechselrichters wird bei kleinen Neutralpunktabweichungen ebenfalls nicht negativ beeinflusst. Vielmehr dient die durch den Regler eingestellte Spannungsverschiebung dazu, mit Hilfe einer DC-Komponente auf den Phasenströmen Ladung zwischen den beiden Zwischenkreiskondensatoren umzuverteilen, was anhand von Abb. 6.33 deutlich wird. Bei Gegenüberstellung der Phasenströme mit und ohne SpannungsKompensation zeigt sich der positive Einfluss auf die Stromform durch den reduzierten Oberschwingungsgehalt. Die Spannungsverschiebung in Richtung der α -Achse wird durch den DC-Offset des Stroms in Phase A sichtbar. Für die Phasenströme i_b und i_c stellt sich bei dem hier betrachteten Ausfall von Phase A ein Offset in entgegengesetzte Richtung ein, sodass sich der Summenstrom im Sternpunkt der elektrischen Maschine zu jedem Zeitpunkt zu Null addiert.

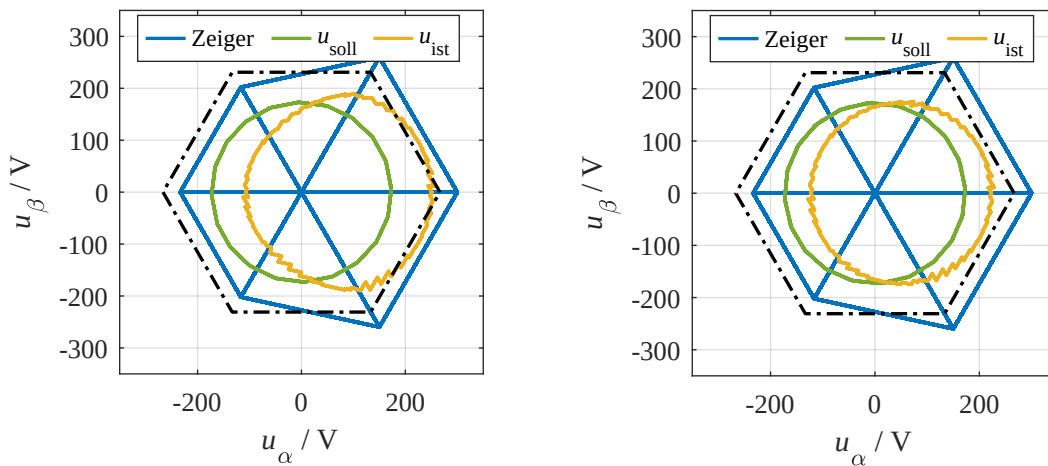


Abb. 6.32: Trajektorie der Ausgangsspannung in der α/β -Ebene bei einer konstanten Neutralpunktabweichung von $\Delta U_{NP} = 50\text{ V}$ mit aktivem Neutralpunktregler ohne (links) und mit (rechts) Kompensation des Spannungsfehlers.

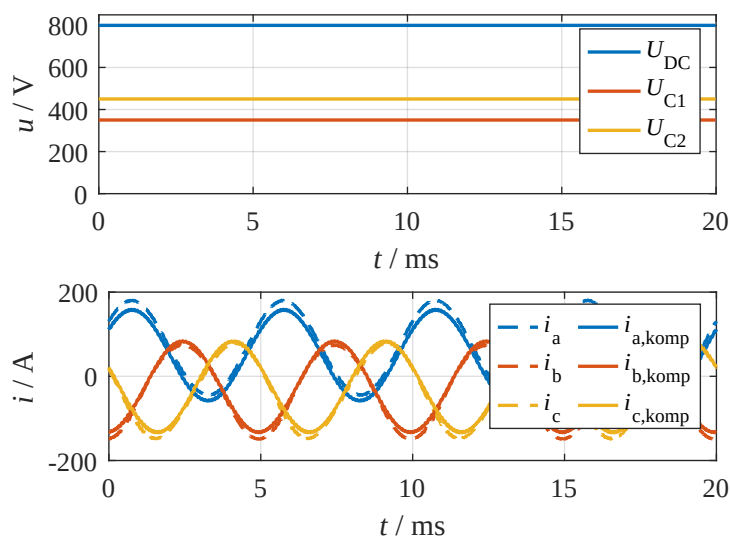


Abb. 6.33: Zwischenkreisspannungen und Phasenströme bei konstanter Neutralpunktabweichung von $\Delta U_{NP} = 50\text{ V}$ mit aktivem Neutralpunktregler ohne (gestrichelt) und mit (durchgezogen) Kompensation des Spannungsfehlers.

Simulation mit Zwischenkreiskondensatoren

Das Simulationsmodell wird nun mit vollständig aktivem PI-Regler mit geschlossener Regelschleife nach Abb. 6.29 an einem Zwischenkreis aus zwei seriell verschalteten Kondensatoren betrieben, um das Neutralpunktverhalten unter möglichst realen Bedingungen nachzubilden. Wie Abb. 6.34 zu entnehmen ist, gleicht der implementierte Regler die anfängliche Abweichung der Kondensatorspannungen von ihrem Sollwert $\frac{U_{DC}}{2} = 400\text{ V}$ aus, indem er die Bahnkurve des Spannungszeigers gegenüber der ursprünglichen Sollwertvorgabe in α -Richtung verschiebt. Durch die Verringerung von ΔU_{NP} reduziert sich auch die Amplitude von $\underline{U}_{\alpha\beta}^{**}$, bis die beiden Kondensatorspannungen im Mittel über eine Periode der Ausgangsfrequenz identisch sind. Dies ist bei den gewählten Reglereinstellungen für Abb. 6.34 nach etwa 15 ms der Fall. Der Ausgleichvorgang ist in der Darstellung der Spannungen in der α/β -Ebene durch die violetten Pfeile angedeutet.

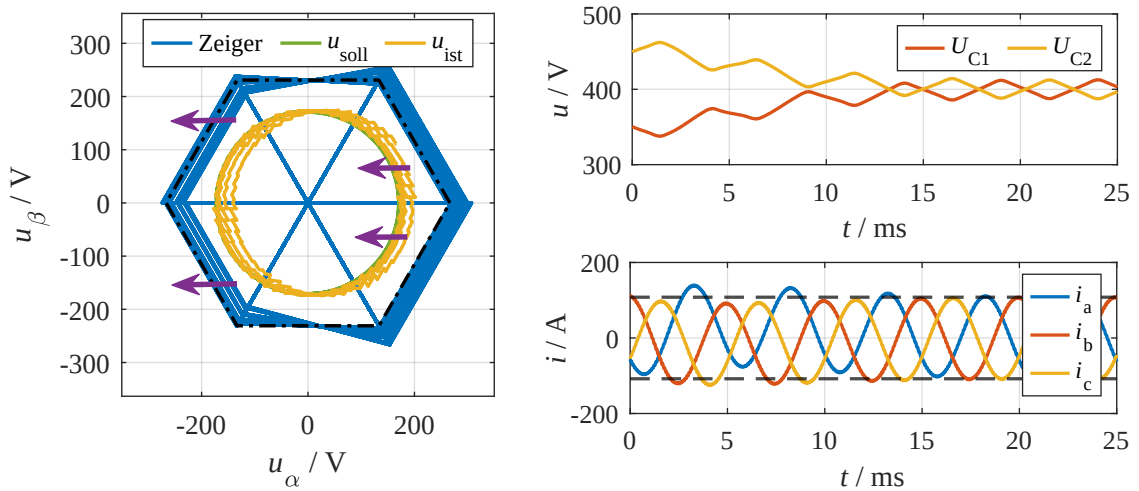


Abb. 6.34: Trajektorie der Ausgangsspannung in der α/β -Ebene bei variabler Neutralpunktabweichung (Start: $\Delta U_{NP} = 50\text{ V}$) mit aktivem Neutralpunktregler und Kompensation des Spannungsfehlers.

Die Spannungswelligkeit beeinflusst die Regelstrategie aufgrund der Mittelwertbildung der Regelabweichung ΔU_{NP} nicht. Würde stattdessen zu jedem Zeitpunkt der Momentanwert des Neutralpunktspotenzials zur Regelung verwendet, so ergäben sich wegen der daraus resultierenden Verzerrung der Bahnkurve des Spannungszeigers (mit halbwellenabhängigem Vorzeichen) zusätzliche Harmonische. Die implementierte Methode zur SpannungsKompensation hingegen berücksichtigt die Spannungswelligkeit und verringert den Oberschwingungsgehalt durch die Kompensation der dynamischen Neutralpunktabweichung $\Delta u_{NP}(t)$. Sofern die Rahmenbedingungen des Antriebsstrangs – etwa durch eine geringe Zwischenkreiskapazität, niedrige Drehzahlen und hohe Ströme [153] – eine Begrenzung der Neutralpunktwelligkeit erfordern, kann die vorgestellte Regelstrategie in Anlehnung an [235] entgegen ihrer bisher untersuchten Wirkungsweise auch zu diesem Zweck eingesetzt werden. Wird anstelle des Mittelwerts der zeitabhängige Wert $\Delta u_{NP}(t)$ verwendet, so ergibt sich die Möglichkeit zur Reduktion der Spannungswelligkeit am Neutralpunkt, indem der Oberschwingungsgehalt der Ausgangsgrößen absichtlich erhöht wird. Ein detaillierte Analyse dieses Verfahrens wurde im Rahmen dieser Arbeit jedoch nicht durchgeführt.

c) Grenzen des Regelprinzips

Der Spannungsstellbereich ist allgemein durch die äußeren Grenzen des Raumzeigerhexagons limitiert. Nach Gl. (6.4.5) wird die maximale Amplitude der durch den Regler einzustellenden Spannungsverschiebung $\underline{U}_{\alpha\beta}^{**}$ bei einem Phasenwinkel von $\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$ benötigt. Die größtmögliche Verschiebung der Bahnkurve des Soll-Spannungszeigers aus dem Koordinatenursprung des α/β -Koordinatensystems heraus

ist demnach durch Gl. (6.4.6) gegeben. Wird zusätzlich die Neutralpunktverschiebung ΔU_{NP} berücksichtigt, so verringert sich dieser Wert gegebenenfalls nochmals geringfügig. Bei großen Ausgangsspannungen muss demnach eine ausreichende Spannungsreserve zur Regelung des Neutralpunktstroms vorgehalten werden und $\underline{\Delta U}_{\alpha\beta}^{**}(t)$ darf keine Einschränkung durch das verzerrte Raumzeigerdiagramm erfahren.

$$\left| \underline{\Delta U}_{\alpha\beta}^{**} \left(\varphi = \pm \frac{\pi}{2} \right) \right| < \frac{U_{DC}}{2\sqrt{3}} - \hat{u}_{soll} \quad (6.4.6)$$

Eine weitere Einschränkung, welche durch Gl. (6.4.7) beschrieben ist, betrifft kleine Ausgangsspannungen. Dieser Fall stellt zwar keine harte Grenze für das vorgestellte Konzept dar, ausführliche Untersuchungen zeigten allerdings, dass die Linearität des Reglers nur besteht, solange der Koordinatenursprung der α/β -Ebene innerhalb der (im Idealfall kreisförmigen) Bahnkurve des Spannungszeigers liegt.

$$\left| \underline{\Delta U}_{\alpha\beta}^{**} \left(\varphi = \pm \frac{\pi}{2} \right) \right| < \hat{u}_{soll} \quad (6.4.7)$$

In Abb. 6.35 ist die maximale Spannungsverschiebung $|\underline{\Delta U}_{\alpha\beta}^{**}|$ unter Berücksichtigung beider Einschränkungen dargestellt. Die darin enthaltenen Kennlinien beschreiben die phasenwinkelabhängige Amplitude des vom Regler einzustellenden Spannungsverschiebungszeigers bei größtmöglichem konstantem Neutralpunktstrom. Das Neutralpunktstromverhältnis ist also für jede enthaltene Kennlinie konstant bei dem Wert, der über den gesamten Winkelbereich hinweg maximal realisierbar ist. Die in Gl. (6.4.6) und Gl. (6.4.7) quantifizierten Grenzen können Abb. 6.35 für unterschiedliche Ausgangsspannungen anhand der Werte bei $\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$ entnommen werden. Übereinstimmend mit Gl. (6.4.5) führt ein niedrigerer Absolutwert von φ bei gleicher Anforderung an den zu stellenden Neutralpunktstrom zu einer Reduktion der benötigten Amplitude von $\underline{\Delta U}_{\alpha\beta}^{**}$.

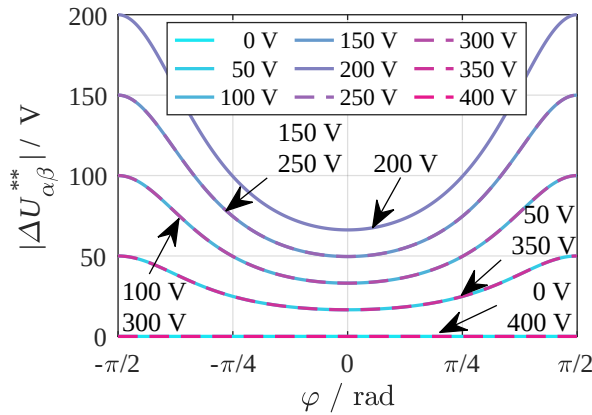


Abb. 6.35: Maximalwert von $|\underline{\Delta U}_{\alpha\beta}^{**}|$ in Abhängigkeit des Phasenwinkels für unterschiedliche Amplituden der verketteten Spannung zwischen 0 V und 400 V unter Voraussetzung eines linearen Regelverhaltens.

Die benötigte Spannungsreserve sowie der verbleibende Einfluss des Reglers bei gegebener Spannungsreserve kann anhand der Sensitivität des Neutralpunktstrom-Verhältnisses auf die Amplitude der Spannungsverschiebung ausgedrückt werden. Für die verwendeten Simulationsparameter sind die Werte bei den Extremwerten des Phasenwinkels $\varphi = 0$ und $\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$ in Gl. (6.4.8) und Gl. (6.4.9) gegeben.

$$\left. \frac{\bar{i}_{NP}}{i_{abc,eff}} \right|_{\varphi=0} \approx 0,6 \frac{\%}{V} \cdot |\underline{\Delta U}_{\alpha\beta}^{**}(\varphi=0)| \quad (6.4.8)$$

$$\left. \frac{\bar{i}_{NP}}{i_{abc,eff}} \right|_{\varphi=\pm \frac{\pi}{2}} \approx 0,2 \frac{\%}{V} \cdot |\underline{\Delta U}_{\alpha\beta}^{**}(\varphi=\pm \frac{\pi}{2})| \quad (6.4.9)$$

Demnach ist es selbst bei einem Phasenwinkel von $\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$ und einer vorgegebenen verketteten Spannung von 10 V oder 390 V noch möglich, 2 % des Effektivstroms des Wechselrichters zur Regelung des Neutralpunktspotenzials zu verwenden. Da die Strombelastung des Neutralpunkts mit steigender Amplitude des

Ausgangsstroms zunimmt, wird der reale Wechselrichterbetrieb durch die hier angeführten Begrenzungen jedoch weder bei niedrigen noch bei hohen Spannungen signifikant eingeschränkt.

Eine weitere Grenze des Verfahrens ist durch die maximale Stromtragfähigkeit des Wechselrichters definiert. Die in diesem Kapitel beschriebene Regelstrategie basiert auf dem Stellen eines DC-Offsets auf den Phasenstrom der ausgefallenen Phase. Es ist daher unabdinglich, eine Überlastung der Halbleiter und der Maschine durch den resultierenden erhöhten Effektivstrom auszuschließen und gegebenenfalls den Maximalstrom des Wechselrichters entsprechend herabzusetzen. In den meisten Betriebspunkten kann jedoch davon ausgegangen werden, dass der zur Regelung des Neutralpunkts nötige Strom keinen signifikanten Einfluss auf die Ausgangsleistung des Wechselrichters hat. Bei sehr niedrigen Drehzahlen – beispielsweise beim Start – ist die Dynamik des Regelkonzepts allerdings aufgrund der Mittelwertbildung über eine Grundschiwingung limitiert, wodurch eine kurzfristige Absenkung des Anfahrstroms nötig sein kann.

6.4.2 Validierung des Regelprinzips durch Messungen

Gemäß dem in Abb. 6.29 dargestellten Regelprinzip wird der Neutralpunktstrom durch einen phasenwinkelabhängigen Offset der Ausgangsspannungen in der α/β -Ebene geregelt. Diese Spannungsverschiebung resultiert in einem konstanten Offset für jeden der drei Phasenströme. Der Strom in der defekten Phase (hier wird ein Ausfall in Phase C betrachtet) erfährt dabei aufgrund der Spannungsverschiebung in Richtung θ_c bei kleinem Phasenwinkel den größten Offset. Die anderen beiden Phasenströme werden mit einem Offset entgegengesetzten Vorzeichens beaufschlagt. Abb. 6.36 zeigt die gemessenen Phasenströme bei vier unterschiedlichen Vorgabewerten für das Neutralpunktstromverhältnis nach Gl. (6.4.4), die unter Verwendung der offenen Strom-Regelschleife ohne Rückkopplung bei $\Delta U_{NP} = 0\text{ V}$ eingestellt wurden. Alle Messungen wurden im gleichen stationären Betriebspunkt bei gleichbleibendem Phasenwinkel durchgeführt.

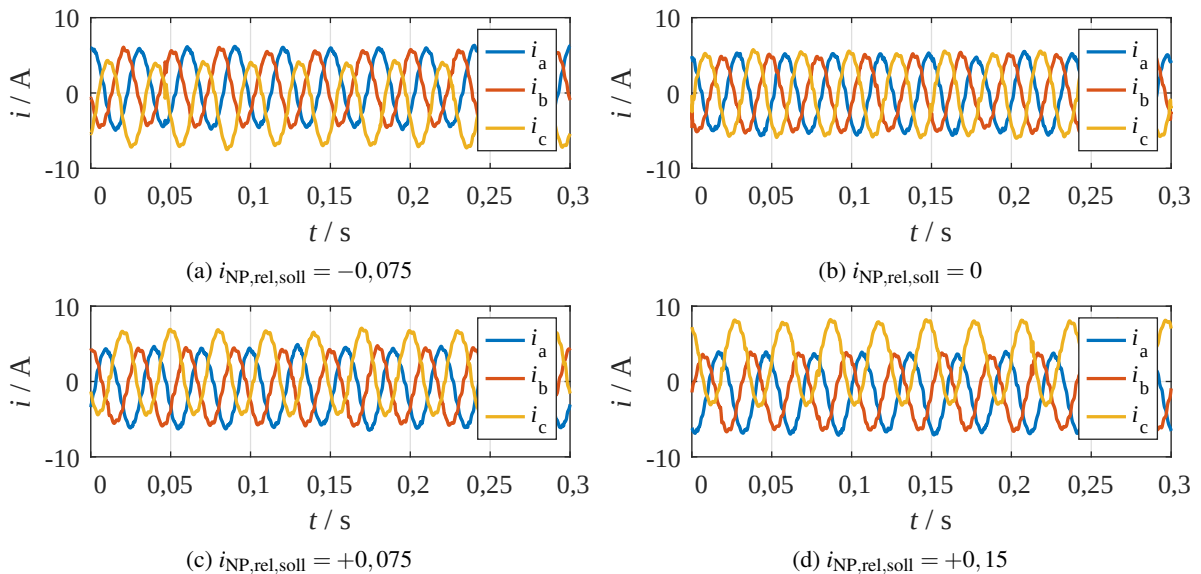


Abb. 6.36: Gemessene Phasenströme im rekonfigurierten Betrieb bei unterschiedlichen Vorgabewerten des Neutralpunktstromverhältnisses mit offener Regelschleife.

Bei der Betrachtung der Phasenströme in der α/β -Ebene in Abb. 6.37 zeigt sich der eingestellte Offset in Richtung von θ_c , welcher linear von dem durch die offene Regelschleife eingestellten Neutralpunktstromverhältnis $i_{NP,rel,soll}$ abhängt. Eine weitere wichtige Erkenntnis besteht darin, dass sich durch die

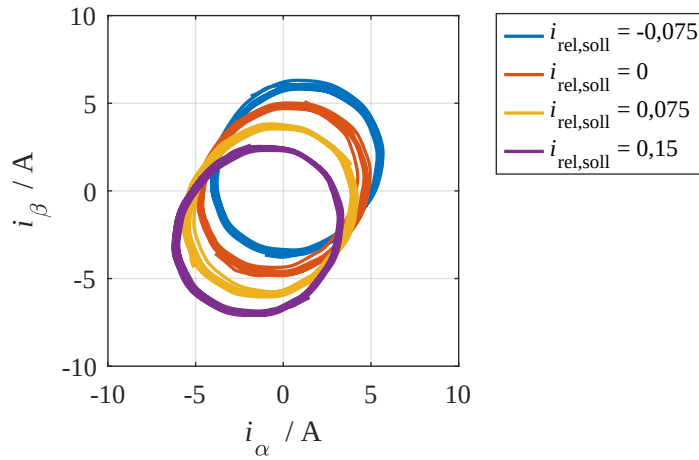


Abb. 6.37: Gemessene Phasenströme in der α/β -Ebene bei unterschiedlichen Vorgabewerten des Neutralpunktstromverhältnisses mit offener Regelschleife.

Regelung keine zusätzlichen Harmonischen ausbilden und die Amplituden der Grundschnungen der Phasenströme nicht beeinflusst werden. Die einzige Auswirkung des Reglers auf die Ausgangsströme besteht demnach in dem DC-Offset, der im Amplitudenspektrum in Abb. 6.38 zu erkennen ist. Im symmetrischen Betrieb sind neben der Grundschnung nur geringe Amplituden höherer Harmonischer erkennbar. Wird der Sollwert für das Neutralpunktstromverhältnis auf $i_{NP,rel,soll} = +0.15$ gesetzt, so zeigt sich der zusätzliche Gleichanteil, während der Oberschnungsgehalt nicht beeinflusst wird.

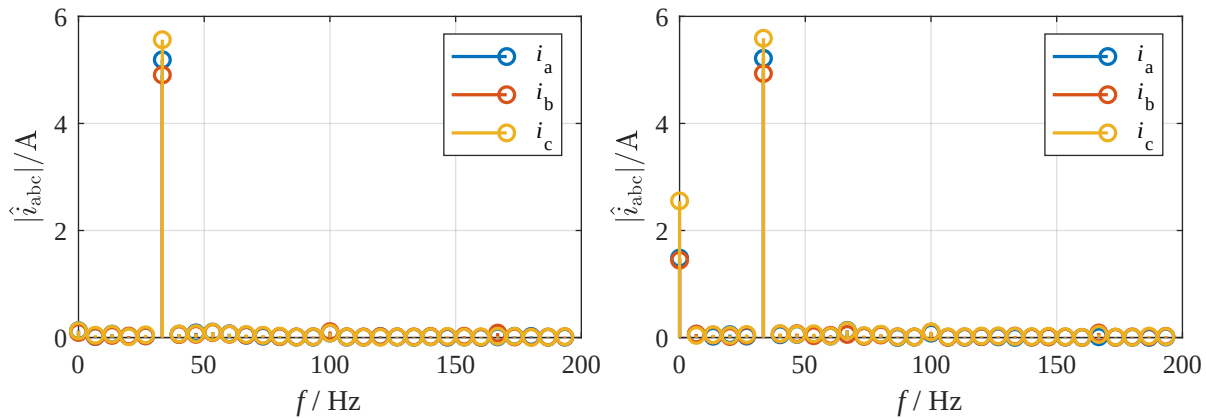


Abb. 6.38: Amplitudenspektren der Phasenströme für die beiden Messungen mit den Vorgabewerten $i_{NP,rel,soll} = 0$ (links) und $i_{NP,rel,soll} = +0,15$ (rechts).

Abb. 6.39 bestätigt die Linearität des implementierten Reglerausgangs. Die linke Grafik zeigt das gemessene Neutralpunktstromverhältnis bei unterschiedlichen Vorgabewerten von $i_{NP,rel,soll}$ und konstantem Phasenwinkel sowie die dazugehörige Ausgleichsgerade. In der rechten Grafik sind die Messwerte des tatsächlichen Neutralpunktstromverhältnisses bei zwei verschiedenen Vorgabewerten und unterschiedlichen Phasenwinkeln eingetragen. Trotz einer gewissen Streuung der Messergebnisse zeigt sich ein nahezu phasenwinkelunabhängiges Verhalten über den gesamten am Prüfstand einstellbaren Betriebsbereich. Hierbei sollte beachtet werden, dass die dargestellten Messpunkte alle bei unterschiedlichen Phasenstromamplituden zwischen 5 A und 12 A aufgenommen wurden. Somit kann auch die Linearität gegenüber dem Ausgangsstrom bestätigt werden.

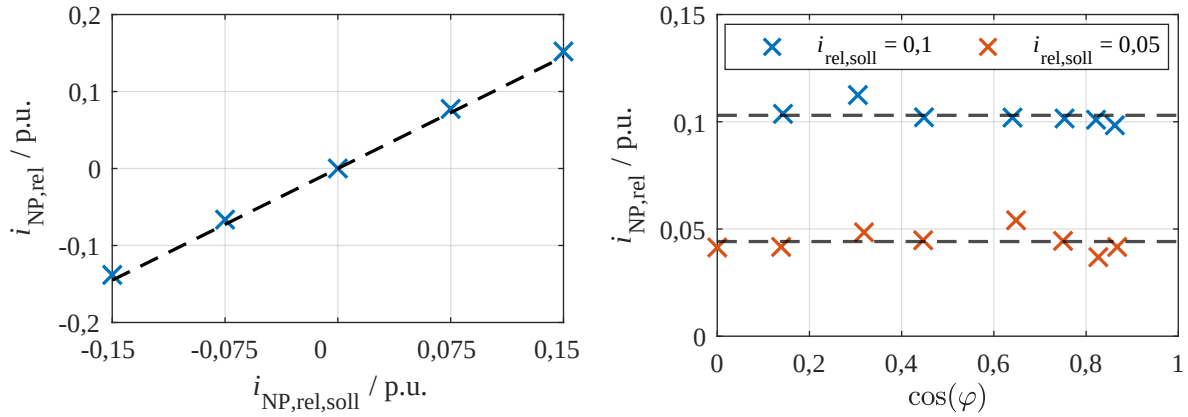


Abb. 6.39: Gemessenes Neutralpunktstromverhältnis bei offenem Regelkreis über dem Vorgabewert $i_{NP,rel,soll}$ (links) und für unterschiedliche $i_{NP,rel,soll}$ über dem Kosinus des Phasenwinkels (rechts) zur Bestätigung der Linearität des Verfahrens bezüglich der Sollwertvorgabe und des Phasenwinkels.

Im Gegensatz zu der Messung aus Abb. 6.28 führt die Aktivierung der Spannungskompensation bei aktivem geschlossenem Neutralpunkt-Regelkreis nun nicht mehr zu einem Abdriften des Neutralpunktspotenzials. Wie Abb. 6.40 zeigt, stellt sich stattdessen auch unter Verwendung des Kompensationsverfahrens ab dem Zeitpunkt t_{komp} weiterhin die gewünschte konstante Neutralpunktspannung ein. Die Stabilität des vorgestellten Verfahrens wurde anhand von Simulationen und Messungen in einer Vielzahl unterschiedlicher Betriebspunkte innerhalb der Grenzen von Gl. (6.4.6) und Gl. (6.4.7) getestet. Dabei zeigten alle Tests ein stabiles Regelverhalten. Der Neutralpunktstrom in einem stationären Betriebspunkt bei $i_{NP,rel,soll} = 0,1$ mit konstantem Phasenstrom und Phasenwinkel kann Abb. 6.41 entnommen werden. Dessen geringfügig positiver Mittelwert bewirkt die gewünschte Absenkung des Neutralpunktspotenzials.

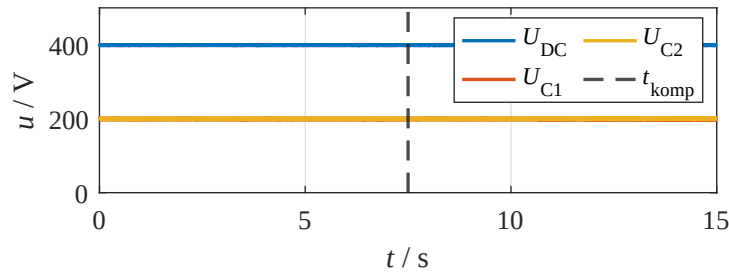


Abb. 6.40: Gemessene Zwischenkreisspannungen bei Aktivierung der Spannungskompensationsstrategie zum Zeitpunkt t_{komp} unter Verwendung des Neutralpunktreglers mit geschlossenem Regelkreis (PI-Regler).

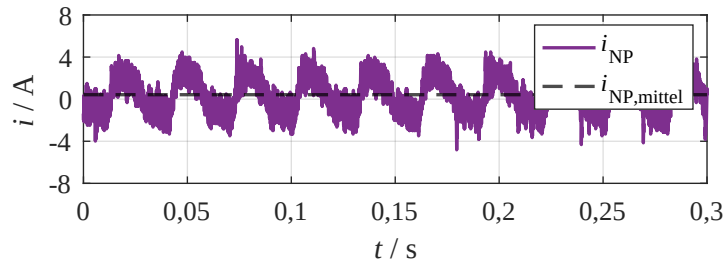


Abb. 6.41: Gemessener Neutralpunktstrom mit $i_{NP,rel,soll} = 0,1$ in einem stationären Betriebspunkt bei $i_{abc,eff} = 5 \text{ A}$ und $\varphi = \frac{\pi}{5}$.

Die Stabilität des Verfahrens kann anhand des in Abb. 6.42 gezeigten Fahrspiels bestätigt werden. Trotz niedriger Drehzahl und (unter den gegebenen Prüfstands-Bedingungen) hoher Beschleunigung im Anfahrpunkt stellt sich nur eine geringfügige Abweichung des Neutralpunktspotenzials ein, was in der vergrößerten Ansicht im rechten Teil der Abbildung deutlich zu erkennen ist.

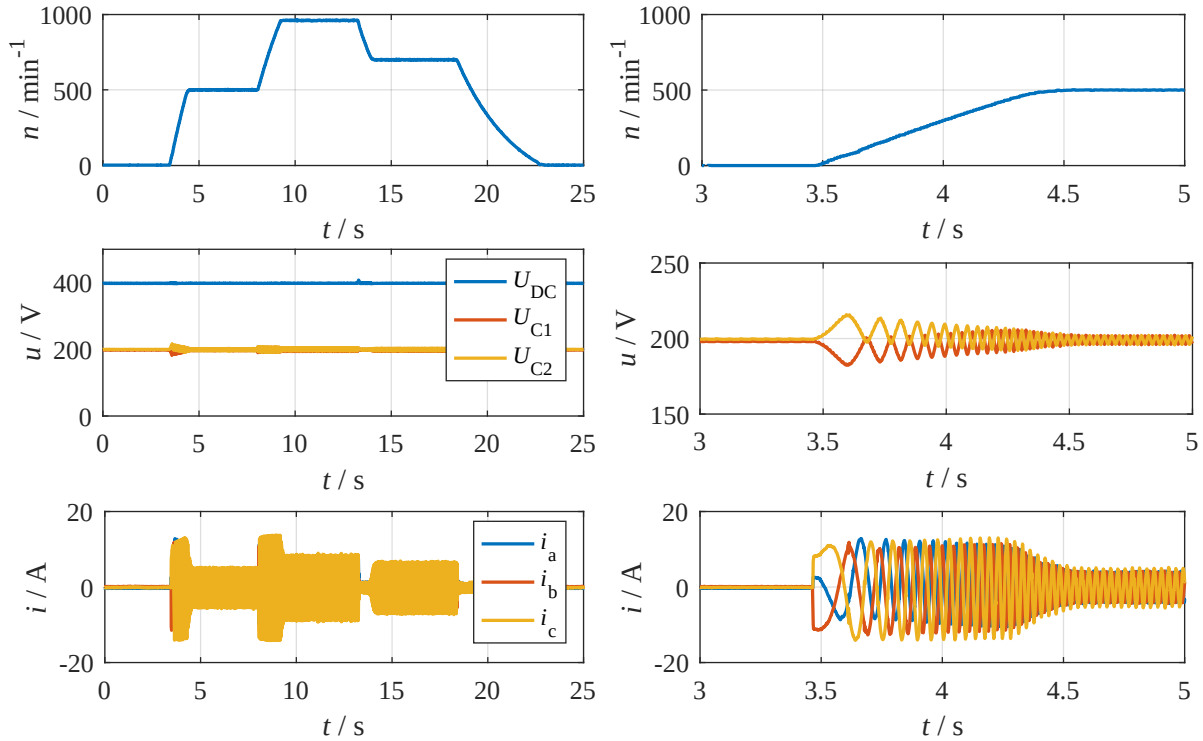


Abb. 6.42: Gemessene Zeitverläufe der Drehzahl, der Zwischenkreisspannungen und der Phasenströme in einem Fahrspiel im rekonfigurierten Fehlerbetrieb (links) mit Zoom auf den Anfahrvorgang (rechts).

6.5 Erweiterung des Betriebsbereichs des rekonfigurierten ANPC Wechselrichters

6.5.1 Auswirkung der Rekonfiguration auf den Betriebsbereich

Neben den Einschränkungen durch die Spannungswelligkeit aus Kap. 6.2.2, die insbesondere bei niedrigen Drehzahlen auftreten, ergeben sich weitere Begrenzungen für den Betriebsbereich des Antriebs im Fehlerfall. Teile der diesbezüglichen Ausführungen im nächsten Abschnitt basieren auf den bereits veröffentlichten Betrachtungen aus [GHWB19]. Wie bereits in Kap. 3.3 erwähnt, führt die permanente Neutralpunktverbindung der defekten Phase zu einer Spannungsreduktion am Wechselrichterausgang. Im rekonfigurierten Fehlerbetrieb steht nach Kap. 6.1.3 nur noch die halbe Ausgangsspannung zur Verfügung, weshalb sich auch die Eckfrequenz des Antriebs halbiert. Abb. 6.43 zeigt den Effekt auf den Betriebsbereich der elektrischen Maschine mit den Parametern aus Tab. 6.7 für zwei unterschiedliche Auslegungen des Wechselrichters. Dabei bezeichnet k den Quotienten des stationären Kurzschlussstroms der Maschine i_{d0} und des maximalen Wechselrichterstroms gemäß Gl. (6.5.1). Der maximale stationäre Kurzschlussstrom i_{d0} folgt aus der Grenzwertbetrachtung von Gl. (6.1.2) für unendlich hohe Frequenzen.

Tab. 6.7: Maschinenparameter für die nachfolgenden Simulationen.

Parameter	Symbol	Wert
Stator-Induktivitäten	L_d/L_q	350/705 μH
Permanentfluss	Ψ_{PM}	140 mVs
Polpaarzahl	p	6
Zwischenkreisspannung	U_{DC}	800 V

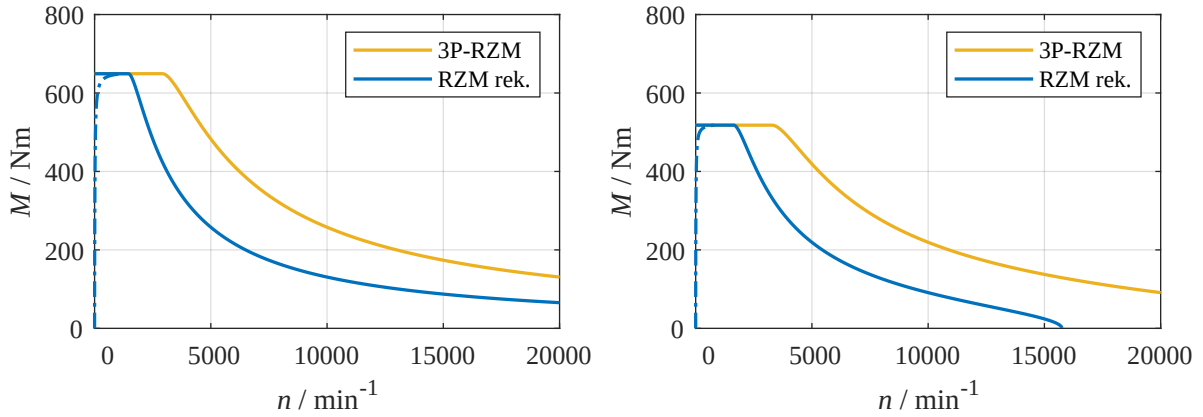


Abb. 6.43: Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie im Normalbetrieb und im rekonfigurierten Betrieb bei einem Ausfall von Phase A mit $k = 1,0$ (links) und $k = 1,2$ (rechts) inklusive angedeuteter Anfahrsstrombegrenzung nach Kap. 6.2.2.

$$k = \frac{i_{d0}}{i_{\max, \text{WR}}} = - \frac{\Psi_{\text{PM}}}{L_d \cdot i_{\max, \text{WR}}} \quad (6.5.1)$$

Bei $k = 1$ ist der Wechselrichter demnach exakt auf den Strom i_{d0} ausgelegt. Gilt $k > 1$, so übersteigt der Kurzschlussstrom der Maschine den maximalen Wechselrichterstrom. Dies führt dazu, dass sich der Betriebsbereich bei hohen Drehzahlen einschnürt, da nicht mehr ausreichend feldschwächender Strom gestellt werden kann, um die induzierte Gegenspannung durch die rotierenden Permanentmagnete zu kompensieren (vergleiche Anhang B). Im Normalbetrieb des Wechselrichters ist diese Einschränkung kaum limitierend, wohingegen bei verringerter Spannung im rekonfigurierten Fehlerbetrieb besonders bei Maschinen mit hohem Permanentfluss die Maximaldrehzahl sinkt. Allgemein zeigt sich, dass die Spannungsreduktion eine signifikante Einschränkung des Betriebsbereichs darstellt. Da die Rekonfiguration der Ansteuerung des Wechselrichters nur im Fehlerfall eintritt und als *fail-operational* Modus nicht für den Dauereinsatz gedacht ist, wird diese Begrenzung als akzeptabel betrachtet. Sollte dennoch ein größeres Drehmoment benötigt werden oder sich die Maschine zum Zeitpunkt des Ausfalls bei sehr hohen Drehzahlen befinden, so werden in den nachfolgenden Kapiteln zwei Ansätze vorgestellt, mit denen der Betriebsbereich durch eine asymmetrische Ansteuerung des Wechselrichters im Fehlerfall aktiv erweitert werden kann. Eine Verringerung des Maximalstroms muss im Gegensatz zum Einsatz von fehlertoleranten Mehrphasen-Wechselrichtern (siehe Kap. 3.3.2) nicht vorgenommen werden, solange die leitenden Neutralpunktschalter der defekten Phase nicht durch den nun vorliegenden Dauerstrom überlastet werden. Die konkrete Bewertung hängt hier von der Auslegung und dem gewählten Modulationsschema im Normalbetrieb ab. Wird der Neutralpunktpfad auf den AKS-Betrieb ausgelegt, so wirken die Neutralpunktschalter auch im rekonfigurierten Betrieb nicht limitierend.

An dieser Stelle ist besonders hervorzuheben, dass es sich bei allen vorgestellten Verfahren um reine Software-Lösungen handelt, die bei Verwendung der ANPC Struktur keine zusätzlichen kostenintensiven Hardwarekomponenten benötigen, sondern mit den verfügbaren Schaltern des Wechselrichters auskommen. Somit entstehen mit Ausnahme der zusätzlichen Rechenleistung kaum Mehrkosten für den Antrieb.

6.5.2 Erweiterung des Stellbereichs durch asymmetrische Raumzeigermodulation

Zunächst wird das Problem der Anfahrsstromreduktion im rekonfigurierten Fehlerbetrieb bei niedrigen Drehzahlen adressiert, welches bereits in Kap. 6.2.2 behandelt wurde. Der in diesem Kapitel vorgestellte Ansatz dient der Verringerung der Neutralpunktwelligkeit, um das erlaubte Anfahrmoment im Fehlerfall zu erhöhen und den Betriebsbereich des Antriebs dadurch zu vergrößern. Der Ansatz kann dabei sowohl auf die Ansteuerung des ANPC Wechselrichters (bzw. jedes Dreipunkt-Wechselrichters mit permanenter

Neutralpunktverbindung einer Phase) als auch auf die Ansteuerung des B4M Wechselrichters angewendet werden, da die Spannungswelligkeit am Neutralpunkt jeweils durch den Strom in der defekten Phase definiert wird [153, 178, 179]. Um diese zu verringern, wird von der allgemeinen Randbedingung eines symmetrischen Dreiphasensystems abgewichen. Statt einer Reduktion aller drei Phasenströme ist es gegebenenfalls günstiger, bei niedrigen Drehzahlen nur den für die Neutralpunktwelligkeit verantwortlichen Strom zu verringern. Der gleiche Ansatz kann äquivalent über einen größeren Drehzahlbereich verwendet werden, falls die Halbleiter der ausgefallenen Wechselrichterphase nicht auf die Dauerstrombelastung im rekonfigurierten Fall ausgelegt sind. Nachfolgend wird zunächst auf das zugrundeliegende Prinzip der Ansteuerung und anschließend auf die Auswirkungen der vorgestellten asymmetrischen Modulation auf das Drehmoment sowie den Betriebsbereich einer PMSM eingegangen. Die vorgestellten Verfahren entsprechen dabei zu weiten Teilen den bereits in [HGB19] veröffentlichten Ergebnissen.

a) Selektive Stromreduktion im asymmetrischen Dreiphasensystem

Ein symmetrisches Dreiphasensystem besteht aus drei um jeweils 120° versetzten sinusförmigen Strömen gleicher Amplitude, die sich im Sternpunkt der elektrischen Maschine zu Null addieren. In der komplexen α/β -Ebene wird das symmetrische System durch einen Kreis repräsentiert. Soll hingegen die Amplitude des Stroms i_a in Phase A bei unveränderten Amplituden von i_b und i_c reduziert werden, so wird das Abbild in der α/β -Ebene zu einer Ellipse gestaucht. Abb. 6.44 umfasst unterschiedliche symmetrische Drehströme sowie ein asymmetrisches, elliptisches System mit reduziertem Phasenstrom i_a im Zeitverlauf, in rotorfesten und in statorfesten Koordinaten. Es zeigt sich, dass die Reduktion der Amplitude von i_a um den Faktor $\xi \in [0, 1]$ gegenüber dem symmetrischen Betrieb mit maximaler Stromamplitude durch eine Stauchung der Stromtrajektorie in α -Richtung nach Gl. (6.5.2) beschrieben werden kann. Folglich lässt sich aus Symmetriegründen über eine gezielte Stauchung der Stromvorgabe $i_{\alpha\beta, \text{soll}}$ in Richtung einer der drei Winkel θ_a , θ_b oder θ_c Einfluss auf die Amplitude eines der drei Phasenströme nehmen. Der Einfachheit halber soll hier ausschließlich die Manipulation der Amplitude von i_a betrachtet werden.

$$i_\alpha = \xi \cdot \hat{I} \cdot \cos(\omega t) \quad i_\beta = \hat{I} \cdot \sin(\omega t) \quad (6.5.2)$$

Im Gegensatz zu i_a werden die Amplituden der beiden anderen Phasenströme weniger stark von der elliptischen Ansteuerung beeinflusst. Da keine Nullkomponente aufmoduliert wird und sich die Phasenströme demnach zu jedem Zeitpunkt zu Null addieren müssen, stellt sich jedoch ein konstanter von 120° verschiedener Phasenversatz ein. Dies ergibt sich aus der inversen Clarke-Transformation nach Gl. (6.5.3) bis Gl. (6.5.5). Bei Ansteuerung des Wechselrichters mit PWM kann an dieser Stelle auf die Analogie zur Herleitung der Ansteuersignale im rekonfigurierten Betrieb in Anhang C verwiesen werden. Die dort ausgeführten Berechnungen lassen bei geeigneter Wahl der Randbedingungen ebenfalls eine elliptische Modulation zu.

$$i_a = i_\alpha = \xi \cdot \hat{I} \cdot \cos(\omega t) \quad (6.5.3)$$

$$i_b = -\frac{1}{2}i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta = \frac{1}{2}\hat{I} \cdot \left[\sqrt{3} \cdot \sin(\omega t) - \xi \cos(\omega t) \right] \quad (6.5.4)$$

$$i_c = -\frac{1}{2}i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta = -\frac{1}{2}\hat{I} \cdot \left[\sqrt{3} \cdot \sin(\omega t) + \xi \cos(\omega t) \right] \quad (6.5.5)$$

Die Transformation in das rotorfeste d/q-Koordinatensystem ergibt für ein stationäres symmetrisches Drehstromsystem einen stationären Punkt. Für die elliptische Ansteuerung stellt sich hier ein Kreis ein, der pro Grundfrequenzperiode zweimal durchlaufen wird. Im Beispiel aus Abb. 6.44, bei dem der d-Strom im Mittel auf Null gesetzt wurde, führt dies zu einer Oszillation des q-Stroms mit doppelter Grundfrequenz. Die Ausdrücke für die Ströme in rotorfesten Koordinaten sind in Gl. (6.5.6) und Gl. (6.5.7) gegeben.

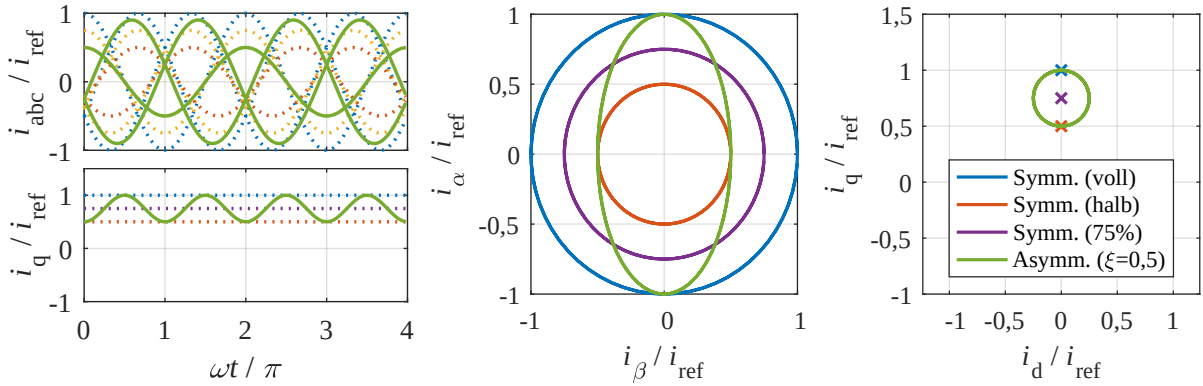


Abb. 6.44: Symmetrisches Dreiphasensystem mit voller Amplitude, halber Amplitude und einer Amplitude von 75 % sowie asymmetrisches Dreiphasensystem mit $\xi = 0,5$ im Zeitverlauf (links), in statorfesten Koordinaten (mittig) und in rotorfesten Koordinaten (rechts).

$$i_d = \frac{1}{2} \hat{I} \cdot [(1 + \xi) \cdot \cos(\omega t - \theta) - (1 - \xi) \cdot \cos(\omega t + \theta)] \quad (6.5.6)$$

$$i_q = \frac{1}{2} \hat{I} \cdot [(1 + \xi) \cdot \sin(\omega t - \theta) + (1 - \xi) \cdot \sin(\omega t + \theta)] \quad (6.5.7)$$

Da sich der elektrische Rotorlagewinkel θ und der Winkel des Stromzeigers ωt nur durch ihre Phasenlage unterscheiden, stellen die Formeln für i_d und i_q zusammen eine Kreisgleichung dar, deren Mittelpunkt durch $[\bar{i}_d, \bar{i}_q]$ nach Gl. (6.5.8) und Gl. (6.5.9) und deren Radius durch i_r nach Gl. (6.5.10) definiert ist. Während der Winkel $\omega t - \theta$ konstant ist, ändert sich der Ausdruck $\omega t + \theta$ mit der doppelten elektrischen Ausgangsfrequenz. Wird für den Betrieb der isotropen Maschine von einer konstanten Winkeldifferenz $\theta_L = \omega t - \theta = \frac{\pi}{2}$ ausgegangen, so vereinfachen sich die Terme weiter.

$$\bar{i}_d = \frac{1 + \xi}{2} \cdot \hat{I} \cdot \cos(\omega t - \theta) \stackrel{\theta_L = \frac{\pi}{2}}{=} 0 \quad (6.5.8)$$

$$\bar{i}_q = \frac{1 + \xi}{2} \cdot \hat{I} \cdot \sin(\omega t - \theta) \stackrel{\theta_L = \frac{\pi}{2}}{=} \frac{1 + \xi}{2} \cdot \hat{I} \quad (6.5.9)$$

$$i_r = \frac{1 - \xi}{2} \cdot \hat{I} \quad (6.5.10)$$

Muss demnach beispielsweise aufgrund einer zu hohen Spannungswelligkeit am Neutralpunkt der Maximalstrom in Phase A um den Faktor $\xi = 0,5$ reduziert werden, so sinkt der mittlere q-Strom im vorliegenden Fall nur um 25 %. Bei symmetrischer Reduktion aller Phasenströme um den gleichen Faktor würde Phase A die gleiche Entlastung erfahren, der q-Strom – und damit das generierbare Drehmoment – würden sich hingegen halbieren. Die Steigerung des mittleren Drehmoments erfolgt unter der Einschränkung einer hohen resultierenden Drehmomentwelligkeit und ist daher insbesondere für Antriebe mit hoher mechanischer Trägheit sowie guten Dämpfungseigenschaften geeignet, wie anhand der nachfolgenden Ausführungen deutlich wird. Für die Anwendung im Automobil ist eine vorübergehende elliptische Ansteuerung zur Entlastung des Neutralpunkts beim Anfahren im rekonfigurierten Fehlerfall denkbar. Abb. 6.45 zeigt den Einfluss der asymmetrischen Ansteuerung eines Wechselrichters mit Neutralpunktverbindung der defekten Phase auf das mittlere Drehmoment in Abhängigkeit des Faktors ξ . Zum

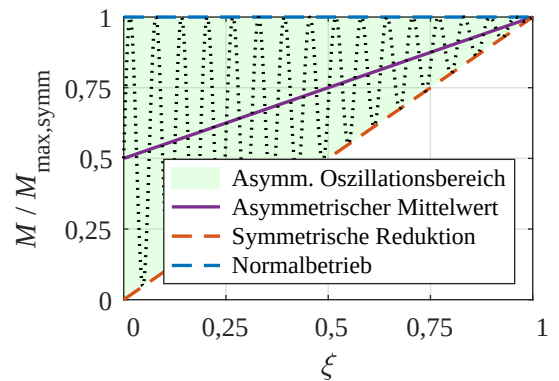


Abb. 6.45: Maximales mittleres Drehmoment bei asymmetrischer Ansteuerung mit Oszillationsbereich im Vergleich zum Drehmoment bei gleichmäßiger Reduktion aller Phasenströme.

Vergleich ist die Kennlinie des Drehmoments bei symmetrischer Reduktion aller Phasenströme um den Faktor ξ abgebildet. Der grün hinterlegte Bereich mit angedeuteter Drehmoment-Oszillation beschreibt die Schwankungsbreite des Drehmoments. Es zeigt sich, dass unter Verwendung der elliptischen Ansteuerung und einer damit verbundenen erheblichen Entlastung des Neutralpunkts im zeitlichen Mittel weiterhin ein ausgeprägter Drehmoment-Stellbereich verfügbar ist, sofern das Antriebssystem die damit einhergehende Drehmomentwelligkeit erlaubt.

b) Einfluss auf den Betriebsbereich einer isotropen PMSM

Da das Drehmoment einer isotropen PMSM nach Gl. (B.1.2) direkt proportional zum q-Strom ist, kann dieses unter Verwendung der beschriebenen elliptischen Ansteuerung durch einen konstanten Term M_1 mit überlagertem oszillierenden Anteil der Amplitude M_2 nach Gl. (6.5.11) beschrieben werden. Die Frequenz der Drehmomentwelligkeit entspricht auch hier der doppelten elektrischen Frequenz.

$$M_{el} = M_1 + M_2 \cdot \sin(2\omega t) \quad (6.5.11)$$

Die auf den symmetrischen Betrieb bezogene relative Drehmomentwelligkeit ist auf Grundlage von Gl. (6.5.10) und Gl. (B.1.2) durch den linearen Ausdruck in Gl. (6.5.12) definiert.

$$\frac{M_2}{M_{\max, \text{symm}}} = \frac{\frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi_{PM} \cdot \frac{1-\xi}{2} \cdot \hat{I}}{\frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi_{PM} \cdot \hat{I}} = \frac{1-\xi}{2} \quad (6.5.12)$$

Für ein mechanisches System mit konstantem Lastmoment M_L , dem Trägheitsmoment J und der Startfrequenz $\omega_{\text{mech},0}$ kann mit Hilfe von Gl. (6.5.13) unter Vernachlässigung der Dämpfung ein Ausdruck für die mechanische Kreisfrequenz hergeleitet werden, siehe Gl. (6.5.14).

$$M_{el} - M_L = J \frac{d\omega_{\text{mech}}}{dt} \quad (6.5.13)$$

$$\omega_{\text{mech}}(t) = \omega_{\text{mech},0} + \frac{M_1 - M_L}{J} \cdot t + \frac{M_2}{J \cdot \omega} \cdot \sin^2(\omega t) \quad (6.5.14)$$

Es zeigt sich, dass die Amplitude des Pendelmoments mit steigender Drehzahl sowie mit steigendem Trägheitsmoment abnimmt. Beim Anfahren muss demnach eine größere Drehmomentwelligkeit in Kauf genommen werden als bei höheren Geschwindigkeiten, sofern das zu stellende Drehmoment über das bei symmetrischer Reduktion aller Phasenströme mögliche hinaus erhöht werden soll.

Die konkrete Auswirkung des beschriebenen Verfahrens auf den motorischen Betriebsbereich einer PMSM soll nun beispielhaft anhand eines repräsentativen elektrischen Antriebsstrangs diskutiert werden. Die Maschinenparameter wurden an die elektrische Maschine aus Kap. 4.1 angelehnt, wobei die Induktivitäten der beiden Achsen auf den gleichen Wert von $L_d = L_q = 500 \mu\text{H}$ gesetzt wurden, um im Einklang mit den bisherigen Überlegungen das Verhalten einer isotropen Maschine ohne Reluktanz zu simulieren. Für das auf den Motor bezogene Trägheitsmoment wurde mit $J = 1,2 \text{ kgm}^2$ ein fahrzeugtypischer Wert gewählt. Wird die Amplitude des Stroms in der defekten Phase um den Faktor $\xi = 0,5$ reduziert, bleiben nach Abb. 6.46 für hohe Drehzahlen – wie bereits bekannt – 75 % des Drehmoments aus dem symmetrischen Normalbetrieb, während bei symmetrischer Reduktion aller Phasenströme um den gleichen Faktor nur 50 % desselben verbleiben. Ist es im Betrieb nötig, die Amplitude der Drehzahlschwankung auf einen festen prozentualen Anteil $r = \frac{\Delta\omega}{\omega_{\text{mech,mittel}}}$ zu begrenzen, so ergeben sich die in Abb. 6.46 eingezeichneten Kennlinien, die insbesondere vom Trägheitsmoment des mechanischen Systems, der Drehzahl, sowie ξ abhängen. Es zeigt sich, dass unter den gewählten fahrzeugtypischen Randbedingungen selbst bei starker Einschränkung der maximal erlaubten Drehzahlwelligkeit eine deutliche Performancesteigerung erzielt wird.

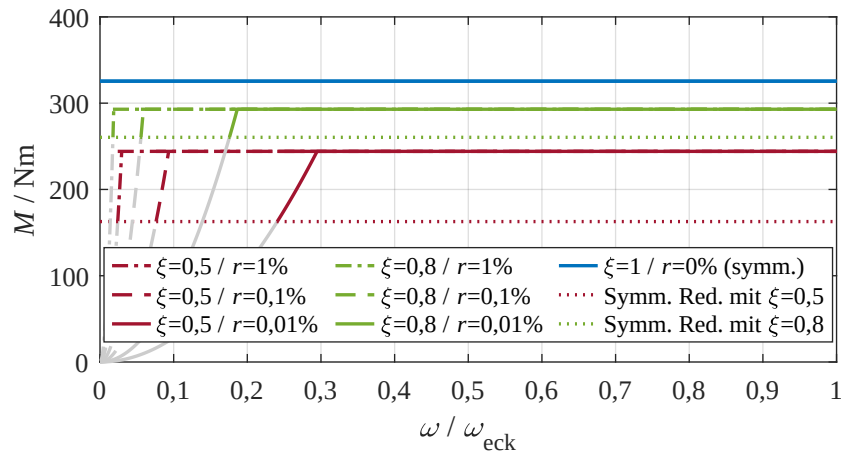


Abb. 6.46: Beispielhafte Grenzen des Betriebsbereichs einer isotropen PMSM bei asymmetrischer Ansteuerung mit $\xi = 0,5$ bzw. $\xi = 0,8$ im Vergleich zum symmetrischen Betrieb mit vollem Maximalstrom und zum symmetrischen Betrieb mit Stromreduktion um den Faktor ξ in allen Phasen für verschiedene Grenzwerte der maximalen Drehzahlwelligkeit r .

c) Validierung der Ansteuerermethode durch Messungen

Die bisher analytisch berechneten Eigenschaften und Auswirkungen der elliptischen Ansteuerung auf den elektrischen Antriebsstrang sollen nun an einem geeigneten Prüfstands Aufbau durch Messungen bestätigt werden. Im Gegensatz zu den bisherigen Ausführungen wurden diese Messungen nicht an der elektrischen Maschine aus Kap. 4.1 durchgeführt, sondern an einer kleineren Versuchsmaschine mit den Daten aus Tab. 6.8. Als Antriebswechselrichter wurde aufgrund der geringeren Komplexität der Ansteuerung ein B6 Wechselrichter verwendet. Die gleichen Ergebnisse sind jedoch auch für einen (rekonfigurierten) ANPC Wechselrichter zu erwarten, da die Manipulation der Sollgrößen für die Raumzeigermodulation auf die gleiche Weise erfolgt. Als Last wird eine auf ein konstantes Lastmoment regelbare Servomaschine verwendet, die – wie in Abb. 6.47 zu erkennen – über eine Drehmomentmesswelle mit der Antriebsmaschine gekoppelt ist. Um die elliptische Ansteuerung umzusetzen, wird die Spannungsvorgabe durch den Stromregler mit Hilfe der Transformationsvorschrift aus Gl. (6.5.2) (beziehungsweise einer zusätzlichen Rotation um θ_b oder θ_c) in die gewünschte elliptische Form gebracht und anschließend als Eingangsgröße an den Raumzeigermodulator übergeben. Die gemessenen Phasenströme werden vor der Verarbeitung durch den Stromregler zunächst zurück in ein symmetrisches System transformiert, um weiterhin mit Gleichgrößen in rotorfesten Koordinaten arbeiten zu können. Der schematische Aufbau der Ansteuerung ist in Abb. 6.48 abgebildet.

Tab. 6.8: Maschinenparameter des Prüfstands zur Validierung der Erkenntnisse zur elliptischen Ansteuerung.

Parameter	Symbol	Wert
Statorinduktivität	L_S	6 mH
Statorwiderstand	R_S	0,8 Ω
Permanentfluss	Ψ_{PM}	95 mVs
Polpaarzahl	p	4
Zwischenkreisspannung	U_{DC}	220 V
Max. Klemmenspannung	$U_{s,max}$	230 V
Maximalstrom	I_{max}	4,6 A
Nennleistung	P_N	1000 W
Nenndrehzahl	n_N	4050 min ⁻¹

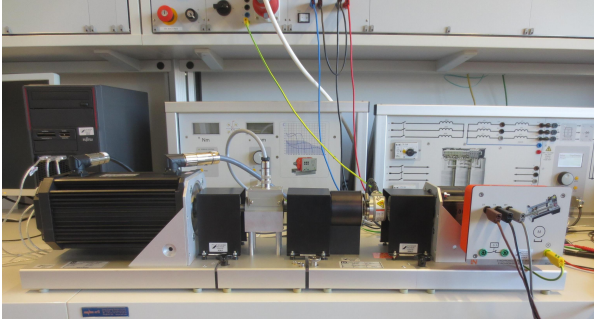


Abb. 6.47: Prüfstand mit isotroper PMSM (rechts), regelbarer Lastmaschine (links), sowie Sensorik und Ansteuerung.

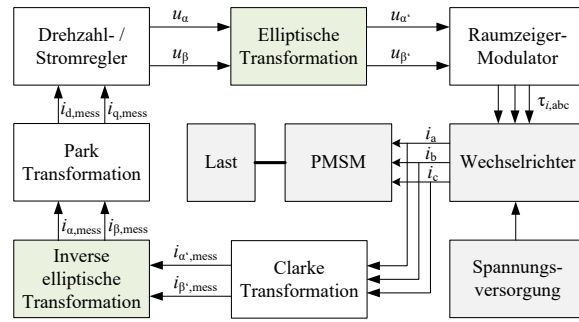


Abb. 6.48: Schema des Prüfsandaufbaus zur elliptischen Ansteuerung einer isotropen PMSM.

Zunächst erfolgt eine Betrachtung der Phasenströme sowie des Pendelmoments bei einem konstanten Lastmoment von $M_L = 1,15 \text{ Nm}$. Abb. 6.49(a) zeigt den symmetrischen stationären Betrieb bei $\xi = 1$, bei dem der oszillierende Anteil des Drehmoments M_2 gleich Null ist. Da sich sowohl bezüglich der Belastung des Neutralpunkts als auch hinsichtlich der Amplitude des Pendelmoments die größten Einschränkungen bei niedrigen Drehzahlen ergeben, wird die Betrachtung bei einer Drehzahl von 150 min^{-1} durchgeführt. Durch die Absenkung der Amplitude des Phasenstroms i_a über den Faktor $\xi < 1$ steigt in Abb. 6.49(b) und Abb. 6.49(c) die Asymmetrie im Drehstromsystem und damit die Amplitude des Pendelmoments. Gleichzeitig erhöhen sich die Amplituden der Phasenströme i_b und i_c , um das Lastmoment weiterhin aufbringen zu können. Dies wird auch an der Darstellung in α/β -Koordinaten in Abb. 6.50 ersichtlich. Die Stauchung um den Faktor ξ in α -Richtung führt zusätzlich zu einer Streckung in β -Richtung.

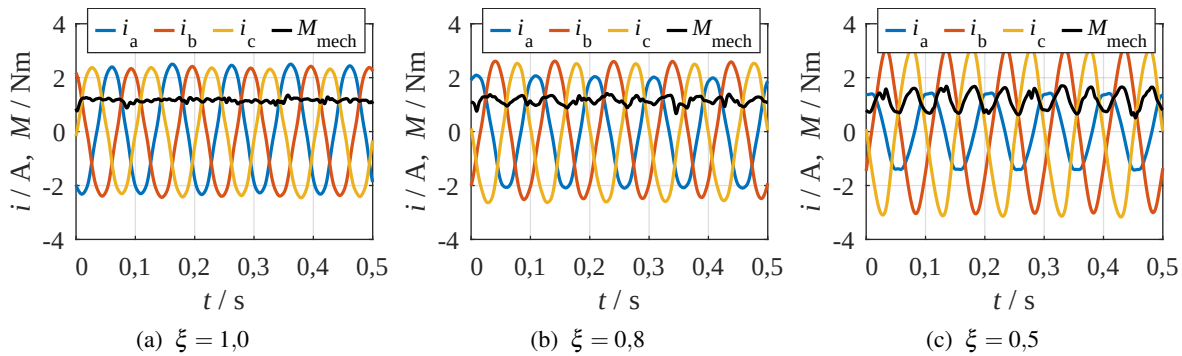


Abb. 6.49: Gemessene Phasenströme und gemessenes Drehmoment bei drei unterschiedlichen Werten von ξ , einer Drehzahl von 150 min^{-1} und einem mittleren Drehmoment von $1,15 \text{ Nm}$.

Da sich die hier vorgestellte Methode insbesondere dann eignet, wenn ein möglichst großes Drehmoment notwendig ist, wird nachfolgend angenommen, dass die beiden intakten Phasen an ihrer Stromgrenze betrieben werden sollen. Dadurch sinkt mit niedrigeren Werten von ξ nach Abb. 6.45 auch das verfügbare maximale Moment (welches dennoch größer ist als bei symmetrischer Reduktion aller Phasenströme). Der relative oszillierende Drehmomentanteil M_2 nimmt nach Gl. (6.5.12) linear zu. Die quantitative Abhängigkeit der auf den symmetrischen Betrieb normierten Amplituden des Phasenstroms i_a und des Pendelmoments M_2 von ξ ist in Abb. 6.51 (links) dargestellt. Beide Verläufe zeigen ein lineares Verhalten und bestätigen dadurch die Herleitungen aus Gl. (6.5.9) und Gl. (6.5.10). Zur Bestimmung der Amplituden wurden die Amplitudenspektren beider Zeitverläufe ausgewertet. Im Spektrum der beiden Signale bei $\xi = 0,5$ in Abb. 6.51 (rechts) ist zudem zu erkennen, dass die mechanische Frequenz des oszillierenden Drehmomentanteils in Einklang mit Gl. (6.5.11) dem Doppelten der elektrischen Frequenz entspricht.

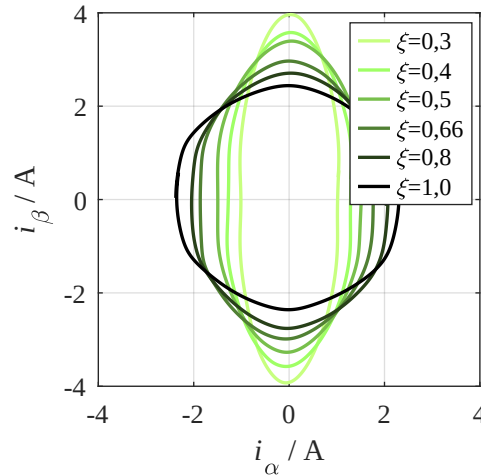


Abb. 6.50: Gemessene Phasenströme in der α/β -Ebene für Stauchungsfaktoren $\xi = [0,3 \dots 1]$ bei einem konstanten mittleren Drehmoment von 1,15 Nm.

Anhand der gezeigten Messergebnisse kann somit bestätigt werden, dass der Betriebsbereich einer isotropen Synchronmaschine durch das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Verfahren der elliptischen Modulation insbesondere beim Anfahren vergrößert werden kann, sofern eine gewisse Drehmomentwelligkeit sowie die damit einhergehende Drehzahlwelligkeit erlaubt sind. Dieses Verfahren eignet sich – wie bereits dargestellt – beispielsweise zur Reduktion der Neutralpunktbelastung eines rekonfigurierten Dreipunkt-Wechselrichters im Fehlerfall, da der Strom durch die defekte Phase mit Hilfe der elliptischen RZM ohne zusätzlichen Hardwareaufwand reduziert wird.

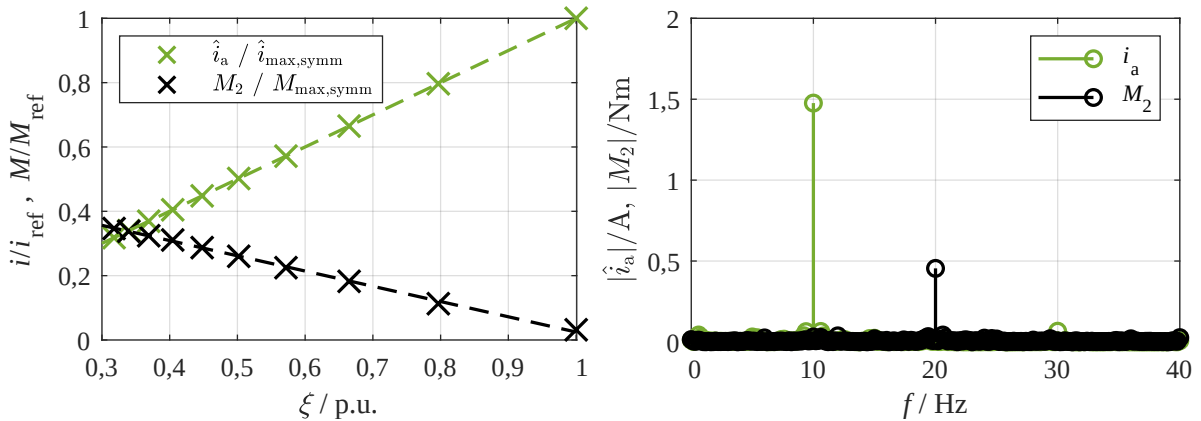


Abb. 6.51: Gemessene normierte Amplituden des Pendelmoments und des Phasenstroms mit zugehörigen Ausgleichsgeraden in Abhängigkeit von ξ (links) sowie gemessenes Amplitudenspektrum der gleichen Größen für $\xi = 0,5$ (rechts) bei einer Drehzahl von 150 min^{-1} und einem mittleren Drehmoment von 1,15 Nm.

6.5.3 Erweiterung des Stellbereichs durch asymmetrische Grundfrequenztaktung

Wie bereits anhand von Abb. 6.43 dargestellt wurde, schnürt sich der Betriebsbereich einer PMSM mit $k > 1$ bei hohen Drehzahlen ein, wodurch sich die Maximaldrehzahl der Maschine im Vergleich zur Auslegung mit $k = 1$ reduziert. Im rekonfigurierten Fehlerbetrieb kann es – wie im Beispiel aus Abb. 6.43 mit $k = 1,2$ – vorkommen, dass die Drehzahlgrenze aus dem Normalbetrieb nicht mehr erreicht wird. Fällt demnach bei sehr hohen Drehzahlen ein Halbleiter aus, so genügen die bisher vorgestellten Modulationsverfahren für den rekonfigurierten Betrieb nicht mehr aus, um den zur Kompensation des

Permanentflusses nötigen Strom bereitzustellen. Einen ersten Ansatz zur Erweiterung des Stellbereichs bietet das Prinzip der elliptischen RZM aus Kap. 6.5.2. Da im rekonfigurierten Betrieb neben den sechs kurzen Basiszeigern zusätzlich zwei mittellange Zeiger zur Verfügung stehen, ergeben sich jedoch weitere Freiheitsgrade zur Erhöhung der realisierbaren Spannungszeitfläche sowie des daraus resultierenden Flusses. Eine elliptische RZM nach dem Vorbild aus Kap. 6.5.2 unter Verwendung der mittellangen Zeiger erhöht zwar einerseits weiter den Oberschwingungsanteil, bietet andererseits jedoch auch die Möglichkeit zu einer weiteren Anhebung der Amplitude der zur Drehmomentbildung und Feldschwächung ausschlaggebenden ersten Harmonischen der gestellten Spannung.

Einen Ansatz zur Erhöhung der maximalen Aussteuerung über die Grenzen der RZM hinaus bietet die Blockkommutierung der Leistungshalbleiter mit Grundfrequenztaktung (GFT), welche in diesem Kapitel unter Berücksichtigung der im Fehlerfall verfügbaren Schaltzustände betrachtet wird. Die vorgestellten Ausführungen beziehen sich dabei in weiten Teilen auf die bereits veröffentlichten Erkenntnisse aus [HBHW24]. Soll am Grundsatz der symmetrischen Ansteuerung festgehalten werden, so bietet sich zunächst die Verwendung der sechs kurzen Basiszeiger an (GFT6) [236]. Durch die Anwesenheit der beiden mittellangen Zeiger im rekonfigurierten Betrieb vergrößert sich der Stellbereich in der komplexen α/β -Ebene auf den in Abb. 6.52 abgebildeten Rhombus, welcher von allen acht verfügbaren Basiszeigern aufgespannt wird. Die in diesem Kapitel vorgestellte und im Rahmen der vorliegenden Arbeit entwickelte Methode nutzt diesen Freiheitsgrad zur Erweiterung des Betriebsbereichs im rekonfigurierten Fehlerbetrieb vor dem Hintergrund von Halbleiterausfällen bei sehr hohen Drehzahlen. Durch die Verwendung der GFT wird die Grenze der mit den verfügbaren Zeigern maximal stellbaren Aussteuerung und dadurch auch der höchstmöglichen Drehzahl aufgezeigt. Alle Betrachtungen beziehen sich auf einen Ausfall in Phase A.

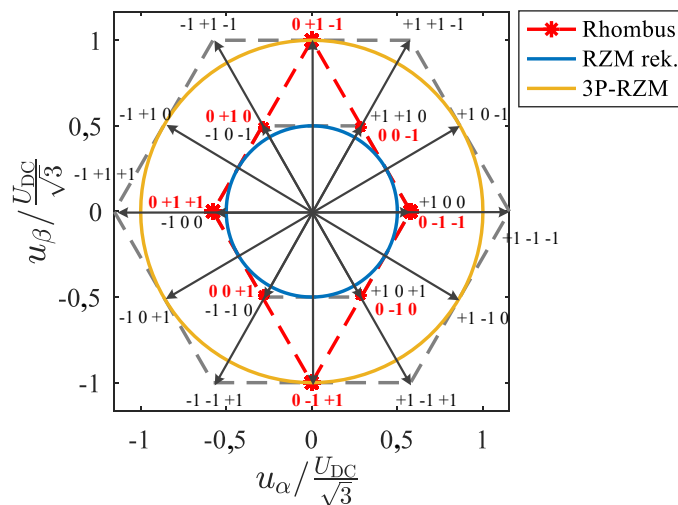


Abb. 6.52: Raumzeigerdiagramm mit den verfügbaren Zeigern sowie dem maximal stellbaren symmetrischen Spannungskreis im Normalbetrieb und im rekonfigurierten Fehlerbetrieb bei einem Ausfall von Phase A im normierten komplexen α/β -Koordinatensystem.

Abb. 6.53 stellt mit Ausnahme der elliptischen RZM alle diskutierten Ansteuerungsverfahren anhand der verwendeten Basiszeiger und der resultierenden ersten Harmonischen der Ausgangsspannungstrajektorie gegenüber. Die Aussteuerung bei symmetrischer RZM in Bild (a) ist auf den Inkreis des inneren Raumzeiger-Hexagons begrenzt. Durch die Verwendung von GFT6 in (b) lässt sich die Amplitude der Ausgangsspannung leicht erhöhen. Bei zusätzlicher Berücksichtigung der mittellangen Zeiger ergibt sich ein deutlich ersichtlicher weiterer Vorteil, wobei nachfolgend zwischen den Varianten GFT4 mit zwei mittellangen und nur zwei kurzen Zeigern in (c) sowie GFT8 mit zwei mittellangen und allen sechs kurzen

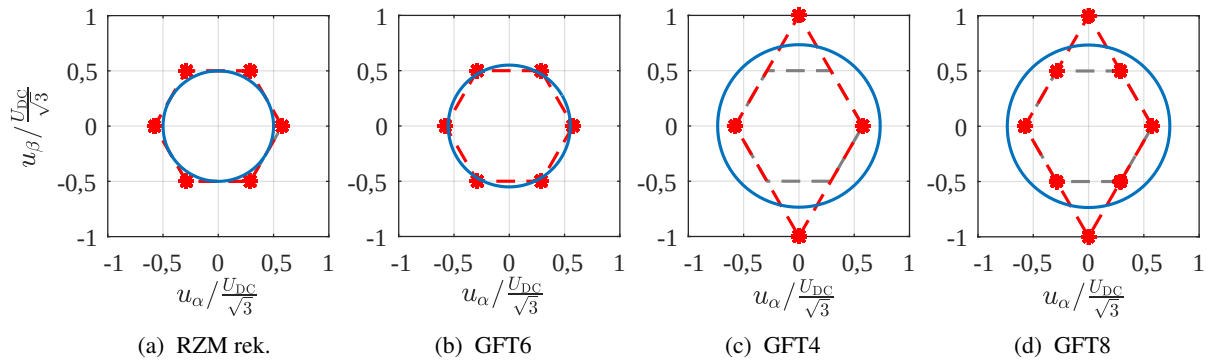


Abb. 6.53: Basiszeiger (rot) für den symmetrischen und asymmetrischen Betrieb des Wechselrichters mit jeweils zugehöriger erster Harmonischer (blau).

Zeigern in (d) unterschieden wird. Eine Zusammenfassung der betrachteten Modulationsverfahren ist in Tab. 6.9 gegeben. Im Anschluss an die Erläuterung der notwendigen mathematischen Grundlagen wird nachfolgend insbesondere auf das Potenzial der beiden letztgenannten Verfahren eingegangen. Dabei stehen deren Auswirkungen auf den Spannungsstellbereich sowie die daraus resultierenden betrieblichen Vor- und Nachteile im Fokus.

Tab. 6.9: Untersuchte Modulationsverfahren für den Fehlerbetrieb.

Verfahren	Modulationsprinzip und beteiligte Zeigern	Abbildung
RZM rek.	rekonfigurierte RZM im inneren Hexagon mit sechs Zeigern	Abb. 6.53(a)
GFT6	GFT mit den sechs kurzen Zeigern	Abb. 6.53(b)
GFT4	GFT mit zwei kurzen und zwei mitellangen Zeigern	Abb. 6.53(c)
GFT8	GFT mit allen acht Zeigern des Rhombus	Abb. 6.53(d)

a) Methoden zur stationären Betrachtung

Die quantitative Analyse der betrachteten Verfahren erfolgt mit Hilfe der zweidimensionalen Fourier-Transformation (2D-FT). Dieses Verfahren ermöglicht die Berechnung der harmonischen Anteile der jeweiligen Fluss-Bahnkurven in der komplexen α/β -Ebene, indem sowohl für den Real-, als auch für den Imaginärteil eine Fourier-Transformation durchgeführt und die Teilergebnisse anschließend gemäß Gl. (6.5.15) - Gl. (6.5.20) überlagert werden [237].

$$\underline{s}(t) = x(t) + jy(t) \quad (6.5.15)$$

$$\underline{X}_n = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot e^{-jn\omega_1 t} dt \quad (6.5.16)$$

$$\underline{Y}_n = \frac{1}{T} \int_0^T y(t) \cdot e^{-jn\omega_1 t} dt \quad (6.5.17)$$

$$\underline{S}_n = \underline{X}_n + j\underline{Y}_n \quad (6.5.18)$$

$$= \frac{1}{T} \int_0^T (x(t) + jy(t)) \cdot e^{-jn\omega_1 t} dt \quad (6.5.19)$$

$$= \frac{1}{T} \int_0^T \underline{s}(t) \cdot e^{-jn\omega_1 t} dt \quad (6.5.20)$$

Die diskrete Fourier-Reihe $\underline{F}_F$ aus Gl. (6.5.21) berechnet sich dann aus der Überlagerung aller Fourier-Koeffizienten des beidseitigen Spektrums, das sowohl positive als auch negative Frequenzen beinhaltet. Anschaulich beschreibt diese Fourier-Reihe die Überlagerung von komplexen Zeigern der Amplitude

$\underline{S}_n$, die mit der Frequenz $2\pi n$ in der α/β -Ebene rotieren. Die Summe der beiden ersten Harmonischen $\underline{E}_1$ aus Gl. (6.5.22) beschreibt den Grundschwingungsanteil, wobei die erste Harmonische in positiver Drehrichtung ($n = +1$, Mitsystem) entscheidend für die Drehmomentbildung ist, während alle anderen Harmonischen zur Asymmetrie beitragen. Die Nullkomponente wird bei der Betrachtung idealer Modulationssignale vernachlässigt. Den größten Anteil an der Asymmetrie der Modulationsverfahren GFT4 und GFT8 liefert die erste Harmonische in negativer Drehrichtung ($n = -1$, Gegensystem).

$$\underline{E}_F(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \underline{S}_n \cdot e^{j2\pi nt} \quad (6.5.21)$$

$$\underline{E}_1(t) = \sum_{n=-1}^1 \underline{S}_n \cdot e^{j2\pi nt} \quad (6.5.22)$$

In den nachfolgenden Abschnitten wird die 2D-FT zur Einschätzung des Potenzials und der Nutzbarkeit der vorgestellten grundfrequenten Modulationsstrategien verwendet. Hierbei ist anzumerken, dass alle Berechnungen offline zur Beschreibung der Verfahren stattfinden und nicht auf dem Controller zur Ansteuerung des Wechselrichters implementiert werden müssen.

b) Symmetrischer Betrieb mit sechs kurzen Basiszeigern

Wird die 2D-FT auf die Bahnkurve des Spannungszeigers im rekonfigurierten Betrieb mit symmetrischer RZM angewendet, so ergibt sich unter Vernachlässigung der durch die Pulsfrequenz hervorgerufenen Welligkeit einzig für den ersten Fourier-Koeffizienten im Mitsystem eine Amplitude von $|\underline{S}_{+1}| = 0,5000 \cdot \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$. Alle anderen Frequenzanteile sind aufgrund der symmetrischen Ansteuerung gleich Null. Für den Betrieb mit GFT6 ergibt sich ein Wert von $|\underline{S}_{+1}| = 0,5514 \cdot \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$. Die Spannungsausnutzung ist demnach höher als bei Verwendung der RZM. Dieser Vorteil geht jedoch mit einer zusätzlichen Erhöhung weiterer Harmonischer einher. Das Prinzip der GFT zur Erhöhung des effektiven Modulationsgrads ist bei Antriebswechselrichtern im hohen Drehzahlbereich gängig [238]. Die Betriebsweise mit asymmetrischer GFT4 bzw. GFT8 durch die Ausnutzung der Zeiger des Raumzeiger-Rhombus eines Dreipunktwechselrichters mit Neutralpunktverbindung hingegen wurde im Rahmen dieser Arbeit neu entwickelt und wird daher nachfolgend im Detail vorgestellt.

c) Asymmetrischer Betrieb mit vier kurzen Basiszeigern

Zunächst soll der Betrieb mit zwei mittellangen und den beiden dazu senkrecht stehenden kurzen Zeigern betrachtet werden. Im Gegensatz zur GFT6 Modulation, bei welcher der Umschaltzeitpunkt zwischen benachbarten Basiszeigern aus Symmetriegründen in der Mitte jedes Sektors liegt, lässt sich die Amplitude der Fourier-Koeffizienten bei GFT4 Modulation gemäß Gl. (6.5.23) in Abhängigkeit des Umschaltwinkels θ_1 berechnen. Die Basiszeiger wurden hierfür in der komplexen α/β -Ebene definiert. Aus Symmetriegründen genügt die Integration über eine halbe Grundfrequenzperiode. Für die erste Harmonische des Mitsystems ergibt sich somit nach Gl. (6.5.23) ein von θ_1 abhängiger Term.

$$\underline{S}_n(\theta_1) = \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}\pi} \int_{-\theta_1}^{\theta_1} \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot e^{-jn\omega t} d\omega t + \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}\pi} \int_{\theta_1}^{\pi-\theta_1} j \cdot e^{-jn\omega t} d\omega t \quad (6.5.23)$$

$$|\underline{S}_{+1}(\theta_1)| = \frac{2}{3\pi} \cdot \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \left(3 \cdot \cos(\theta_1) + \sqrt{3} \cdot \sin(\theta_1) \right) \quad (6.5.24)$$

Da das Ziel der vorgestellten Methode die Maximierung der stellbaren Spannung ist, soll der Umschaltwinkel θ_1 nun dahingehend optimiert werden. Das Ergebnis liefert nach Gl. (6.5.25) einen Winkel von $\theta_1 = \frac{\pi}{6}$, was in Abb. 6.54 visualisiert ist. Demnach werden die mittellangen Zeiger doppelt so lang gestellt wie die kurzen Basiszeiger.

$$\frac{d}{d\theta_1} |\underline{S}_{+1}(\theta_1)| \stackrel{!}{=} 0 \quad \theta_1 = \arctan\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right) = \frac{\pi}{6} \quad (6.5.25)$$

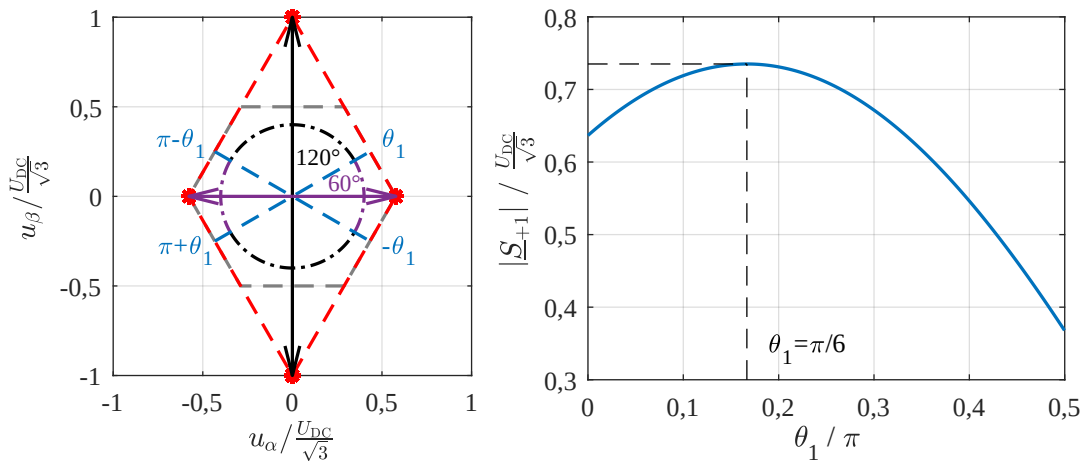


Abb. 6.54: Optimaler Schaltwinkel θ_1 der GFT4 Modulation in der α/β -Ebene (links) und Amplitude der ersten Harmonischen des Mitsystems in Abhängigkeit von θ_1 im Intervall $[0 \dots \frac{\pi}{2}]$ (rechts).

Die GFT4 Modulation mit optimiertem Wert von θ_1 ergibt mit $0,7351 \cdot \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$ die größtmögliche Amplitude der Spannungsgrundschwingung, die mit einem Dreipunktwechselrichter mit Neutralpunktverbindung gestellt werden kann. Dieser Vorteil geht jedoch mit einer hohen Asymmetrie einher. Alleine die erste Harmonische im Gegensystem schlägt mit $0,3666 \cdot \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$ zu Buche.

$$\left| S_{+1} \left(\theta_1 = \frac{\pi}{6} \right) \right| = \frac{4}{\sqrt{3}\pi} \cdot \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} = 0,7351 \cdot \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (6.5.26)$$

$$\left| S_{-1} \left(\theta_1 = \frac{\pi}{6} \right) \right| = 0,3666 \cdot \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (6.5.27)$$

In Abb. 6.55 sind neben dem resultierenden Schaltmuster der beiden Komponenten des gestellten Spannungszeigers die Bahnkurven der ersten Harmonischen in positiver sowie in negativer Drehrichtung in der komplexen α/β -Ebene abgebildet. Aus deren Überlagerung ergibt sich eine Ellipse, anhand derer die Grundschwingungsasymmetrie deutlich ersichtlich wird. Wird diese Asymmetrie vorübergehend toleriert, so dient sie allerdings wie soeben hergeleitet dazu, eine größere Spannung und damit einen größeren Fluss in der Maschine zu stellen. Diese Eigenschaft kann dann – wie nachfolgend gezeigt – bei sehr hohen Drehzahlen zur Umschaltung in den Fehlerbetrieb genutzt werden.

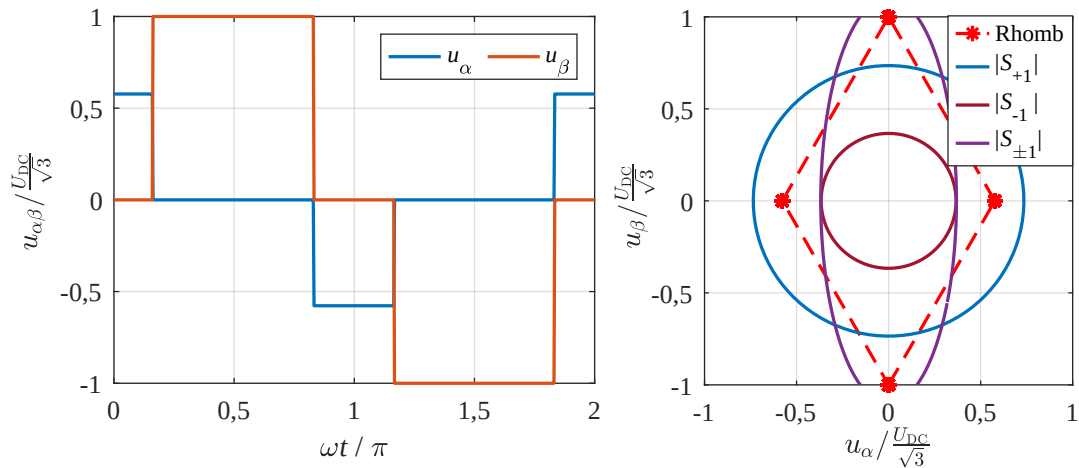


Abb. 6.55: Zeitverlauf der α/β -Komponenten der Ausgangsspannung für den optimalen Schaltwinkel $\theta_1 = \frac{\pi}{6}$ bei GFT4 Modulation (links) und dazugehörige erste harmonische Anteile im Mit- und Gegensystem sowie Überlagerung beider in der α/β -Ebene (rechts).

d) Asymmetrischer Betrieb mit acht kurzen Basiszeigern

Die GFT4 Modulation lässt sich durch die zusätzliche Verwendung der vier verbleibenden kurzen Basiszeiger zur GFT8 Modulation erweitern. Aufgrund des geringeren Winkelabstands zwischen den nun verfügbaren Zeigern soll mit dieser Methode die Drehmomentwelligkeit reduziert und ein möglichst sanfter Übergang in den symmetrischen Fehlerbetrieb gewährleistet werden. Zunächst erfolgt die Betrachtung der maximalen mit GFT8 erreichbaren Aussteuerung. Da hierfür gemäß Abb. 6.56 (links) zwei Schaltwinkel θ_1 und θ_2 benötigt werden, hängt der Wert der durch die 2D-FT berechneten ersten Harmonischen aus Gl. (6.5.28) von beiden Parametern ab.

$$|\underline{S}_{+1}(\theta_1, \theta_2)| = \left| -\frac{1}{\pi} \left(e^{-j\theta_2} - e^{-j(\pi-\theta_2)} \right) + \frac{1}{\sqrt{3}\pi} \left(e^{j(\theta_2-\frac{5\pi}{6})} - e^{j(\theta_1-\frac{5\pi}{6})} \right) + \frac{j}{\sqrt{3}\pi} \left(e^{-j\theta_1} - e^{j\theta_1} \right) + \frac{1}{\sqrt{3}\pi} \left(e^{j(\frac{5\pi}{6}-\theta_2)} - e^{j(\frac{5\pi}{6}-\theta_1)} \right) \right| \cdot \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (6.5.28)$$

Es ergibt sich eine periodische Funktion über θ_1 und θ_2 , deren Definitionsbereich aus Symmetriegründen auf den ersten Quadranten der komplexen Ebene beschränkt werden kann. Des Weiteren muss grundsätzlich immer $\theta_1 < \theta_2$ gelten. Innerhalb dieses Bereichs ist in Abb. 6.56 (rechts) die Amplitude der ersten Harmonischen $|\underline{S}_{+1}(\theta_1, \theta_2)|$ dargestellt. Das Maximum tritt bei den Werten $\theta_1 = \theta_2 = \frac{\pi}{6}$ auf, was bedeutet, dass für die größtmögliche Aussteuerung die diagonalen kurzen Zeiger übersprungen werden. Dies entspricht dem Prinzip der GFT4 Modulation.

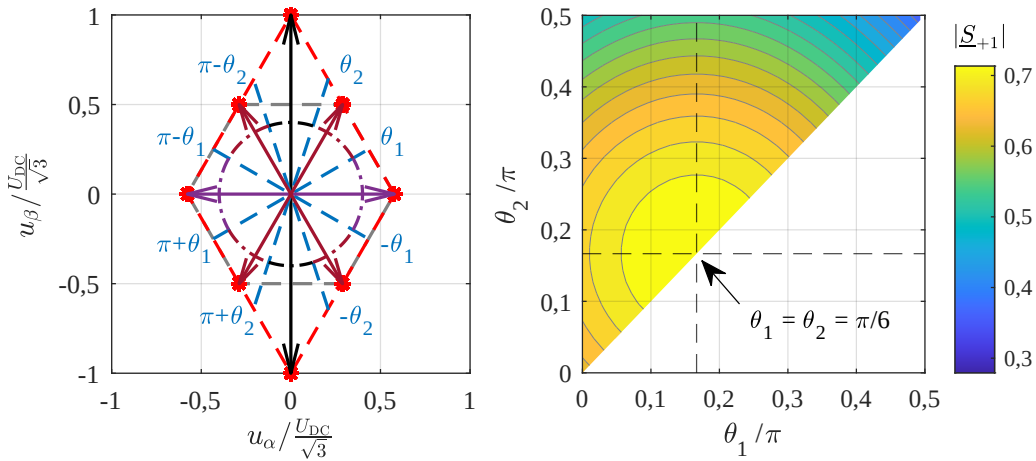


Abb. 6.56: Definition der benötigten Winkel (links) sowie Optimierungsergebnis der idealen Schaltwinkel (rechts) bei GFT8 Modulation.

Obwohl also mit Hilfe der GFT8 Modulation keine höhere Spannung gestellt werden kann als mit GFT4, ist diese dennoch hilfreich für den Übergangsbereich zwischen GFT6 und GFT4, in dem ein Modulationsgrad von $[0,5514 \dots 0,7351]$ benötigt wird. Im Gegensatz zur GFT4 Modulation, bei welcher die Aussteuerung nur durch die zusätzliche Verwendung des Nullzeigers variiert werden kann, bietet eine Ansteuerung mit GFT8 über die Parameter θ_1 und θ_2 eine weitere Möglichkeit zur gezielten Manipulation der Ausgangsspannung. Da die Strom- und damit auch die Drehmomentwelligkeit hauptsächlich durch die Verwendung der beiden mittellangen Zeiger hervorgerufen wird, soll θ_1 nachfolgend fest auf den Wert $\theta_1 = \frac{\pi}{6}$ definiert werden. Die Schaltdauer der mittellangen Zeiger wird dann über die Festlegung des

Werts von $\theta_2 = [\frac{\pi}{6} \dots \frac{\pi}{2}]$ reduziert, um den Modulationsgrad und gleichzeitig den Oberschwingungsgehalt der Ausgangsspannung zu senken. Abb. 6.57 zeigt links die resultierende α - und β -Komponente des geschalteten Zeigers bei Verwendung der GFT8 Modulation mit den Schaltwinkeln $\theta_1 = \frac{\pi}{6}$ und $\theta_2 = \frac{\pi}{3}$. Daneben ist der effektive Modulationsgrad in Abhängigkeit von θ_2 bei festem Wert von $\theta_1 = \frac{\pi}{6}$ abgebildet. Diese Kennlinie kann als Look Up Table (LUT) in der Ansteuerung hinterlegt werden, um in Echtzeit den Wert von θ_2 an die von der Regelung ausgegebene Spannungsvorgabe anzupassen.

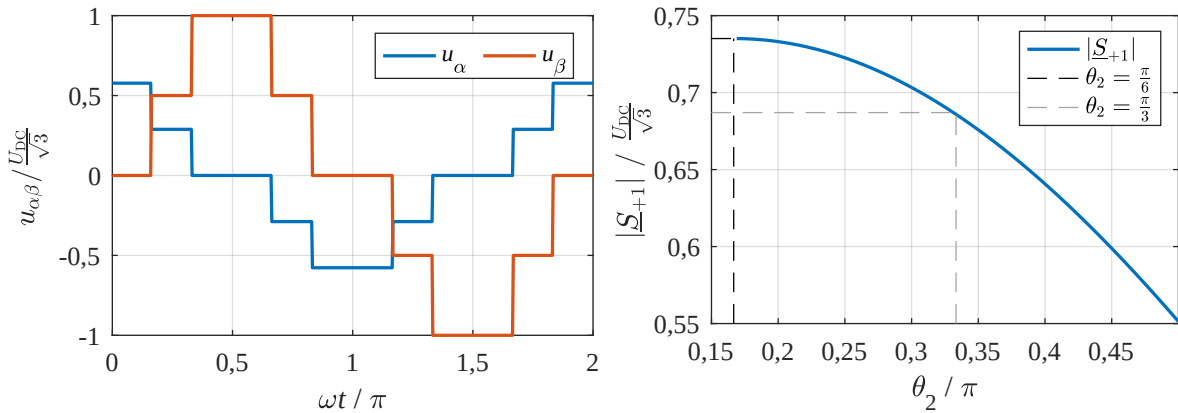


Abb. 6.57: α/β -Komponenten der Ausgangsspannung innerhalb einer Periode für $\theta_1 = \frac{\pi}{6}$ und $\theta_2 = \frac{\pi}{3}$ (links) sowie effektive Aussteuerung mit GFT8 über θ_2 bei festem Schaltwinkel $\theta_1 = \frac{\pi}{6}$ (rechts).

Tab. 6.10 stellt die betrachteten Verfahren zur Ansteuerung eines fehlertoleranten Dreipunkt-Wechselrichters im Fehlerfall gegenüber. Bezüglich des Oberschwingungsgehalts sind alle grundfrequenten Ansteuerverfahren schlechter als die symmetrische rekonfigurierte RZM. Im Gegensatz zu dieser ermöglichen sie jedoch eine höhere Aussteuerung und damit den Betrieb bei höherer Drehzahl.

Tab. 6.10: Vergleich der betrachteten Modulationsverfahren für den Fehlerbetrieb.

Modulationsverfahren	$ S_{+1} / \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$	Aussteuervorteil	Oberschwingungsgehalt
RZM rek.	0,5000	0 (Referenz)	0 (Referenz)
GFT6	0,5514	+	—
GFT4	0,7351	++	— —
GFT8	[0,5514 ... 0,7351]	[+ ... + +]	[— ... —]

Graphisch ist dies Abb. 6.58 (rechts) zu entnehmen. Eine geringfügige Steigerung des Modulationsgrads wird bereits durch die Verwendung von GFT6 bewirkt. Mit Hilfe der GFT8 Modulation kann die Ausgangsspannung durch eine geeignete Wahl von θ_2 weiter erhöht werden. Für $\theta_2 \rightarrow \frac{\pi}{6}$ geht diese in die GFT4 Modulation über, welche mit einer prozentualen Steigerung von 47 % gegenüber der rekonfigurierten RZM die maximale Aussteuerung im Fehlerfall definiert. Die Schaltdauern der unterschiedlichen verfügbaren Basiszeiger sind in Abb. 6.58 (links) schematisch angedeutet. Bei GFT4 Modulation sind ausschließlich die beiden kurzen horizontalen sowie die beiden mittellangen vertikalen Zeiger beteiligt, während der Anteil der diagonalen kurzen Zeiger mit sinkender Ausgangsspannung bei GFT8 Modulation zunimmt, bis alle kurzen Basiszeiger zu gleichen Anteilen von je $\frac{\pi}{3}$ aktiv sind. Für niedrigere Modulationsgrade wird zusätzlich der Nullzeiger gestellt und zur rekonfigurierten RZM gewechselt.

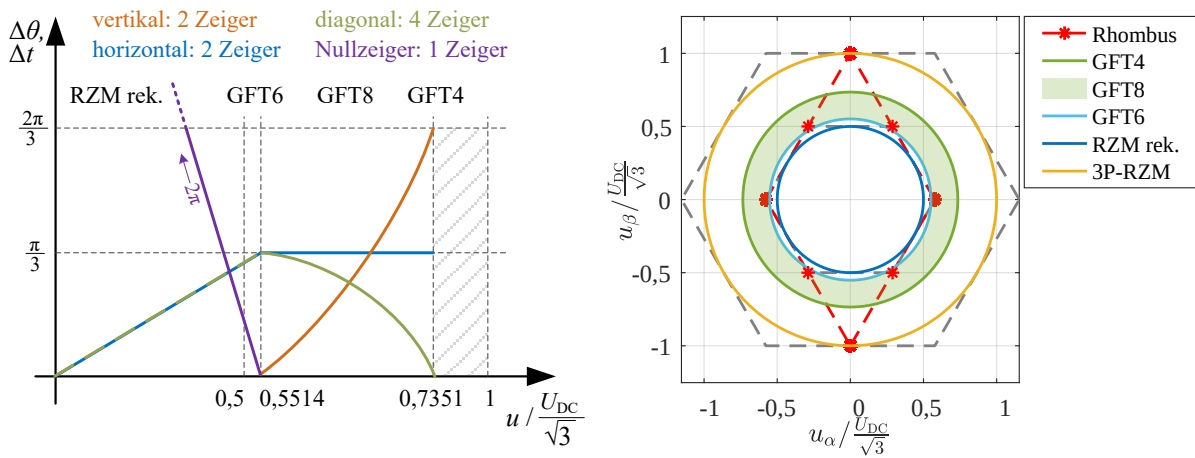


Abb. 6.58: Schematische Darstellung der Schaltwinkel bzw. -dauern jedes Zeiger-Typs in Abhängigkeit der gestellten Ausgangsspannung (links) sowie Vergleich der betrachteten Modulationsprinzipien in Bezug auf die Amplitude der ersten Harmonischen des Mitsystems ihrer Ausgangsspannung (rechts).

e) Auswirkung auf den Betriebsbereich

Die Erkenntnisse der vorangegangenen Abschnitte werden nun auf die Drehzahl-Drehmoment Kennlinie eines elektrischen Antriebsstrangs übertragen. Aufgrund der höheren maximalen Aussteuerung durch die asymmetrischen grundfrequenten Modulationsverfahren steht im Feldschwäcbereich ein höheres Drehmoment zur Verfügung als mit symmetrischer rekonfigurierter RZM (siehe Abb. 6.59). Demnach muss die Reduktion des mittleren Drehmoments im Fehlerfall weniger stark ausfallen, was den fehlertoleranten Betriebsbereich erweitert, sofern die Anwendung eine erhöhte Drehmomentwelligkeit erlaubt. Der eigentliche Vorteil des vorgestellten Verfahrens liegt jedoch in der Erhöhung der maximalen Drehzahl bei Maschinen mit hohem Kurzschlussstrom und einer Auslegung mit dem Faktor $k > 1$. Da sich die Drehmomentkennlinie im symmetrischen Fehlerbetrieb aufgrund der reduzierten verfügbaren Spannung bei hohen Drehzahlen einschnürt, kann ein Ausfall bei höheren Geschwindigkeiten nicht mehr ohne temporäre Überlastung des Wechselrichters abgefangen werden. Dagegen ermöglicht eine Spannungserhöhung durch die GFT8 oder GFT4 Modulation eine deutliche Steigerung des Drehzahlstellbereichs im Fehlerfall, wodurch auch für Antriebe mit $k > 1$ ein sicherer Übergang in den Fehlerbetrieb ermöglicht

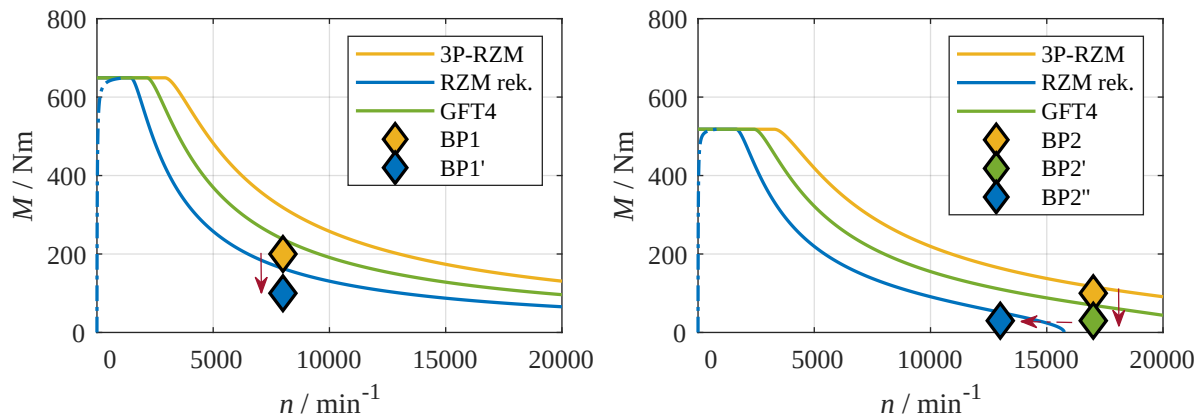


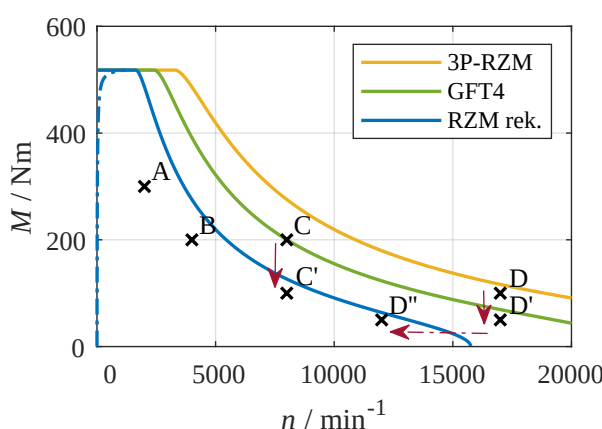
Abb. 6.59: Übergang von BP1 (BP2) zu einem stabilen Betriebspunkt BP1' (BP2'') im Fehlerfall für zwei unterschiedliche Auslegungen. Für $k = 1$ (links) ist über den gesamten Betriebsbereich hinweg eine Reduktion des Drehmoments ausreichend. Für $k = 1, 2$ (rechts) muss bei hohen Drehzahlen zusätzlich zur Drehmomentreduktion vorübergehend die GFT4/8 Modulation verwendet werden.

wird. Um die Maschine nicht dauerhaft mit hoher Drehmomentwelligkeit zu betreiben, kann nach dem initialen Rekonfigurationsprozess mit Hilfe von GFT8 die Geschwindigkeit so weit reduziert werden, bis ein Weiterbetrieb mit symmetrischer rekonfigurierter RZM möglich ist. In Abb. 6.59 ist dies durch den Übergang von Betriebspunkt 2 (BP2) über den temporären Zustand BP2' zum symmetrischen Weiterbetrieb in BP2'' illustriert. Der zusätzliche Vorteil für die Stromtragfähigkeit der Schalter durch den im Vergleich zum Normalbetrieb vernachlässigbaren Schaltverlustanteil bei GFT ist in den Grafiken nicht berücksichtigt. Die angedeutete Reduktion des Anfahrmoments gilt hingegen ebenfalls für den Betrieb mit GFT4.

Bei starker Unterdimensionierung des Wechselrichters gegenüber dem Kurzschlussstrom der elektrischen Maschine können selbst unter Verwendung von GFT4 weiterhin Betriebspunkte auftreten, die nicht mehr ohne Überstrom abgefangen werden können. In diesem Fall bietet die Ansteuerung mit GFT4 zumindest die Möglichkeit, der durch die Permanentmagnete induzierten Spannung eine höhere Spannung entgegenzustellen und den sich einstellenden Überstrom niedrig zu halten, bis die Drehzahl über die mechanische Bremse so weit reduziert wird, dass der grundfrequente Betrieb möglich ist. Das transiente Verhalten der mechanischen und elektrischen Größen bei Ausfall einer Phase und entsprechender Rekonfiguration der Ansteuerung wird in Kap. 6.6 für unterschiedliche Szenarien diskutiert.

6.6 Transientes Verhalten beim Übergang in den Fehlerbetrieb

Um den transienten Übergang vom Normalbetrieb in den Fehlerbetrieb genauer zu untersuchen, werden zunächst aussagekräftige Betriebspunkte (BP A-D, siehe Abb. 6.60 und Tab. 6.11) definiert, von denen ausgehend ein Halbleiterausfall simuliert und eine anschließende Rekonfiguration der Ansteuerung durchgeführt werden soll. Ziel der Untersuchung ist es jeweils, die grundlegende Funktionsweise der vorgestellten Verfahren zu zeigen sowie eine geeignete, an den jeweiligen Betriebspunkt angepasste Umschaltstrategie in den Fehlerbetrieb zu finden. Die vorgestellten Konzepte wurden in Teilen bereits in [GHWB19] und [HBHW24] veröffentlicht.



Tab. 6.11: Untersuchte Betriebspunkte.

Betriebspunkt	n/min^{-1}	M/Nm
BP A	2000	300
BP B	4000	200
BP C	8000	200
BP C'	8000	100
BP D	17000	100
BP D'	17000	50
BP D''	12000	50

Abb. 6.60: Rekonfigurationsszenarien und zugehörige Betriebspunkte zur Untersuchung des transienten Verhaltens beim Übergang in den Fehlerbetrieb.

BP A stellt einen Betriebspunkt dar, der im Normalbetrieb mit Dreipunkt-RZM im Grunddrehzahlbereich und nach dem Halbleiterausfall mit rekonfigurierter RZM an der Grenze zum Feldschwäcbbereich liegt. Bei einem Ausfall in BP B muss die Ansteuerung im Zuge der Rekonfiguration in den Feldschwäcbbetrieb übergehen, da erst durch die Reduktion der verfügbaren Ausgangsspannung des Wechselrichters feldschwächender Strom zur Beibehaltung des Betriebspunkts nötig wird.

Im Gegensatz zu den bisher betrachteten Fällen in BP A und BP B ist dies in BP C mit Hilfe der symmetrischen rekonfigurierten RZM nicht mehr möglich. Um die Beibehaltung der vorherrschenden Drehzahl weiterhin gewährleisten zu können, ist eine Drehmomentreduktion hin zu BP C' unumgänglich. Trotz der Möglichkeit eines temporären Übergangsbetriebs mit GFT4/8 Modulation ohne Drehmomentreduktion wird nachfolgend ausschließlich der direkte Übergang in den symmetrischen Fehlerbetrieb ohne Oberschwingungen vorgestellt. Dieser soll hier aufgrund der direkten Verfügbarkeit sowie der höheren Drehmomentgüte bevorzugt werden. Die Reduktion der Drehzahl bei gleichbleibendem Drehmoment stellt für die vorliegende Anwendung keine sinnvolle Alternative dar, da dieser Prozess aufgrund der mechanischen Trägheit des Antriebsstrangs nicht unverzüglich möglich ist und andererseits nicht dem Anforderungsprofil eines Fahrzeugs entspricht.

Ausgehend von BP D wird abschließend der durch die GFT4 Modulation entstehende Vorteil für den fehlertoleranten Antriebsstrang betrachtet. Bei sehr hohen Drehzahlen erfolgt mangels Alternativen im abgebildeten Kennfeld der Maschine mit den Parametern aus Tab. 6.7 und $k = 1,2$ zunächst eine asymmetrische Rekonfiguration hin zu BP D'. In diesem Betriebspunkt kann das Fahrzeug vorerst weiterhin sicher mit GFT8 Modulation und entsprechend angepassten Vorgabewerten betrieben werden, bevor es im Anschluss über eine nun nicht mehr zeitkritische Reduktion der Drehzahl in den symmetrischen Betrieb zu BP D'' übergeführt wird. Der Übergang von BP D' zu BP D'' erfolgt dabei nicht instantan sondern kann in Abhängigkeit des Fahrerwunschs und des Fahrzeugs mehrere Sekunden betragen.

Nachfolgend wird zunächst auf den grundlegenden Aufbau der Ansteuerung eingegangen, mit der die Umschaltung in den Fehlerbetrieb in der Simulation und am Prüfstand realisiert wurde, bevor das transiente Verhalten der wichtigsten elektrischen und mechanischen Größen während des Rekonfigurationsprozesses anhand von Simulationen und Messungen betrachtet wird.

6.6.1 Aufbau der Ansteuerung

Zur Integration der vorgestellten Modulationsverfahren für den fehlertoleranten Dreipunkt-Wechselrichter in die Ansteuerung des Simulationsmodells und des Prüfstands wurde ein umschaltbares Ansteuerkonzept entworfen. Dessen wichtigste Komponenten sind in Abb. 6.61 dargestellt. Bei Detektion eines Fehlers wird ausgehend von der Dreipunkt-RZM des Normalbetriebs auf einen der beschriebenen Fehlermodi (GFT4/8 bei hoher Aussteuerung, rekonfigurierte RZM bei niedrigerer Aussteuerung, AKS als zusätzliche Rückfallebene) umgeschaltet. Dabei wird für jeden Modus ein auf den jeweiligen Betrieb optimierter (strukturell jedoch identischer) Stromregler verwendet, da sich sowohl die Spannungsstellbereiche als auch die Stromvorgaben in Abhängigkeit des verwendeten Modulationsprinzips unterscheiden. Letztere werden für jeden Modus aus einer eigenen *Look Up Table* (LUT) entnommen, in der die *Maximum Torque Per Ampere* (MTPA)-Charakteristik der Maschine mit der zum jeweiligen Modus gehörigen Spannungs-

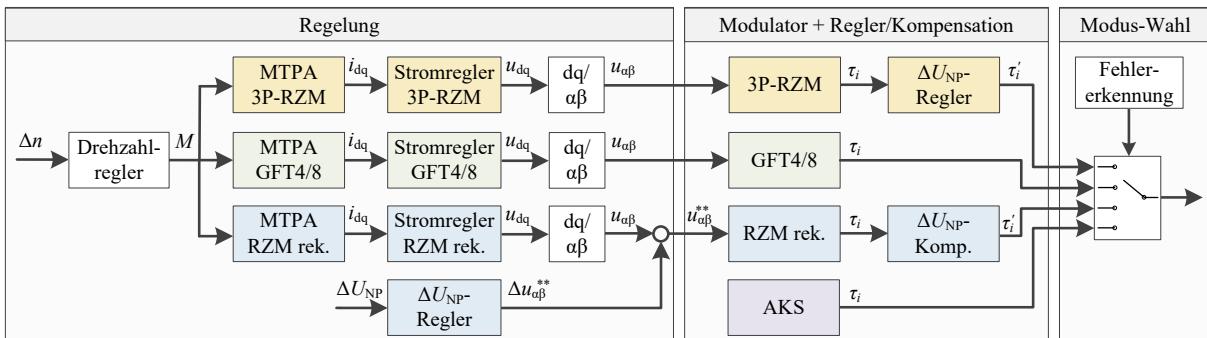


Abb. 6.61: Schema der gesamten Ansteuerstruktur mit Wahlmöglichkeit des Betriebsmodus und parallelen Reglern für einen schnellen Übergang in den Fehlerbetrieb.

und Stromgrenze hinterlegt ist. Um den Übergang vom Normalbetrieb in den Fehlerbetrieb mit möglichst wenig zeitlichem Verzug und ohne transiente Überströme durch das träge Einregelverhalten der entsprechenden Stromregler zu gewährleisten, sind alle Regler dauerhaft aktiv. Dadurch kann der angepasste Betriebspunkt nach dem Ausfall eines Leistungshalbleiters schnellstmöglich eingestellt werden. Der PI-Regler würde durch die beschriebene Herangehensweise ohne weitere Maßnahmen jedoch dauerhaft in seine Begrenzung laufen und beim Aufschalten falsche Spannungswerte ausgeben. Daher wird der integrierende Anteil durchgehend auf Null gesetzt, solange ein anderer Modus aktiv ist. Somit ist bei einem Wechsel des Betriebsmodus zu Beginn nur der Proportionalanteil des zugeschalteten Reglers aktiv. Die Drehzahlregelung erfolgt für alle Betriebsmodi identisch, da sich die Dynamik des äußeren Regelkreises im Fehlerfall nicht ändert. Einzig für den Fall, dass der eingestellte Betriebspunkt im gewählten Fehlermodus nicht mehr erreicht werden kann, muss die Drehzahl- bzw. Drehmomentvorgabe von der Ansteuerung angepasst werden.

Im symmetrischen rekonfigurierten Betrieb erfolgt die Regelung des Neutralpunktpotenzials wie in Kap. 6.4 beschrieben durch die Manipulation der Spannungsvorgabe für den Modulator, während sie im Normalbetrieb gemäß Kap. 4.3.1 durch eine Anpassung der berechneten Schaltzeiten τ_i realisiert wird. Zusätzlich erfolgt bei Verwendung der rekonfigurierten RZM die Kompensation unausgeglichener Kondensatorspannungen nach Kap. 6.3 zur Reduktion von Oberschwingungen.

6.6.2 Rekonfiguration im Grunddrehzahlbereich

Der Rekonfigurationsprozess in BP A aus Tab. 6.11, welcher sowohl für den Normalbetrieb als auch für den Fehlerbetrieb im Grunddrehzahlbereich liegt, erfolgt ohne signifikante Anpassung der Strom- und Spannungsvorgaben. Alle Betriebsparameter bleiben somit konstant und der Übergang erfolgt ohne erkennbare transiente Abweichungen von den stationären Vorgabewerten, wie den Simulationsergebnissen aus Abb. 6.62 zu entnehmen ist.

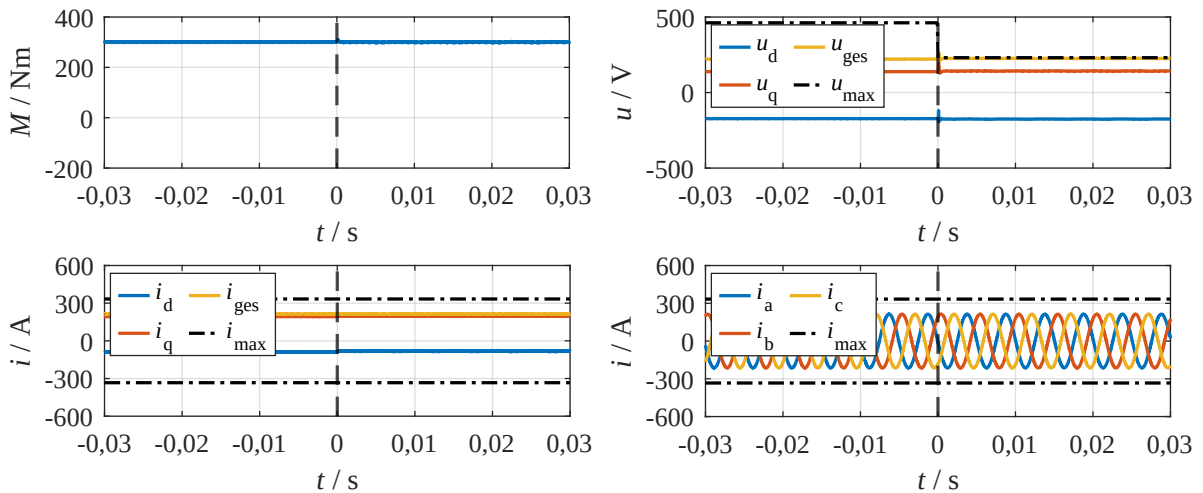


Abb. 6.62: Transientes Verhalten der wichtigsten Größen beim Übergang in den symmetrischen rekonfigurierten Fehlerbetrieb im Grunddrehzahlbereich bei einem Drehmoment von 300 Nm und einer Drehzahl von 2000 min^{-1} (BP A).

Dieses Verhalten zeigt sich auch in den Messungen an der Prüfstands-Maschine aus Abb. 6.63. Der Rekonfigurationsprozess äußert sich ausschließlich anhand der neu berechneten Schaltzeiten τ_i zum Zeitpunkt $t = 0 \text{ s}$. Alle weiteren elektrischen und mechanischen Größen verhalten sich wie im Normalbetrieb mit Dreipunkt-RZM. Da sofort nach dem Rekonfigurationszeitpunkt die richtige Spannung gestellt werden kann, ist in Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen kein transienter Übergangsvorgang sichtbar.

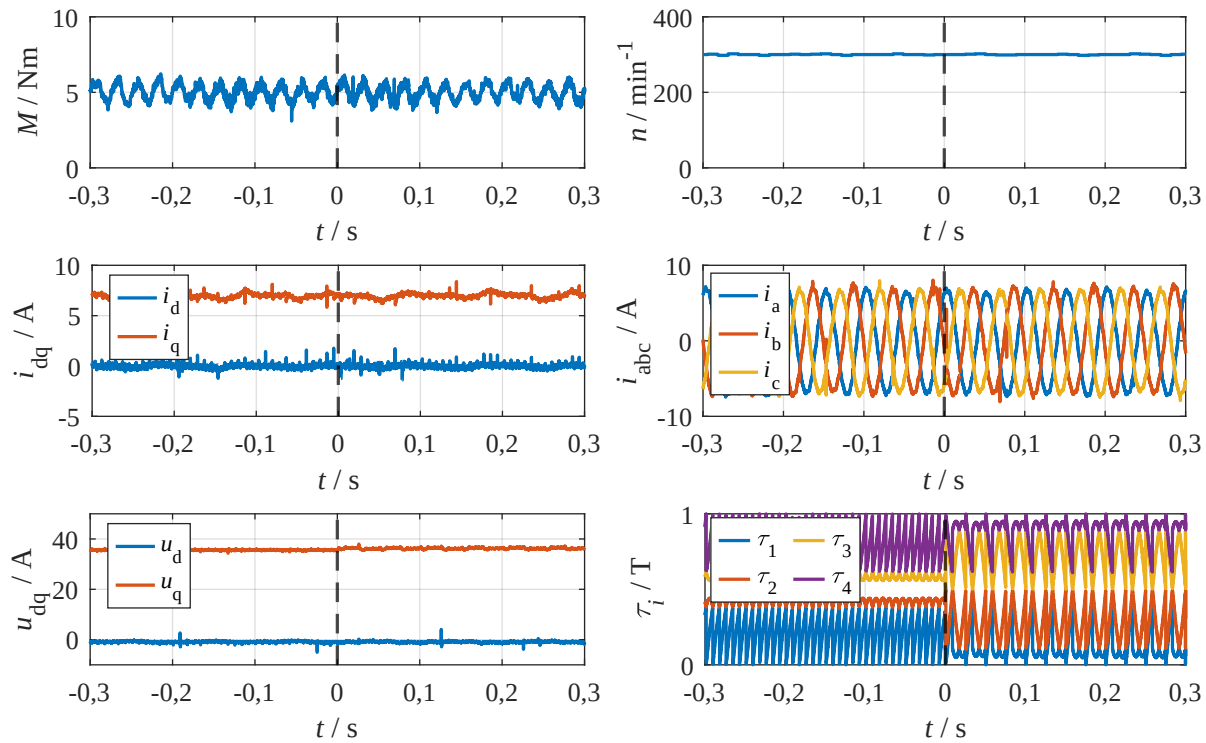


Abb. 6.63: Gemessene Zeitverläufe der mechanischen und elektrischen Größen sowie zugehörige Schaltzeiten beim Übergang in den rekonfigurierten Betrieb im Grunddrehzahlbereich.

6.6.3 Rekonfiguration im Feldschwäcbereich

Bei Rekonfiguration im Feldschwäcbereich erfolgt zunächst eine Abfrage, ob der zum Ausfallzeitpunkt vorliegende Betriebspunkt auch im symmetrischen rekonfigurierten Betrieb weiterhin beibehalten werden kann. Daher wird nachfolgend zunächst ein Ausfall in BP B (der sich zwar im Normalbetrieb im Grunddrehzahlbereich aber nach Rekonfiguration im Feldschwäcbereich befindet) ohne Anpassung der mechanischen Anforderungen an den Antrieb betrachtet. Anschließend erfolgt die Untersuchung eines Ausfalls in BP C mit Drehmomentreduktion hin zu BP C'.

a) Rekonfiguration unter Beibehaltung des Betriebspunkts

Befindet sich ein Betriebspunkt nahe der Grenze zum Feldschwäcbereich, so wird ein Großteil der verfügbaren Spannung gestellt. Diese überschreitet in BP B die maximal erreichbare Ausgangsspannung des rekonfigurierten Wechselrichters, wodurch ein Sprung in den Feldschwäcbereich nötig wird. Daher muss durch den Regler ein Übergang von dem bisher gestellten Stromzeiger auf einen durch eine angepasste MTPA-Kennlinie definierten neuen Stromzeiger eingeregelt werden, welcher bei nun reduzierter Spannung das erforderliche Drehmoment liefert. Während dieses Übergangsprozesses bricht das Drehmoment kurzfristig für wenige Millisekunden ein, steht aber bereits nach kurzer Zeit wieder vollständig zur Verfügung. Dieses Zeitverhalten konnte durch den gleichzeitigen Betrieb der Regelpfade aus Abb. 6.61 bis zu dem in Abb. 6.64 gezeigten Ergebnis optimiert werden.

Zur Veranschaulichung der Reaktion des Spannungs- und Stromzeigers auf den Rekonfigurationsvorgang eignet sich die Darstellung im statorfesten α/β -Koordinatensystem. In Abb. 6.65 ist links die Bahnkurve des Spannungszeigers abgebildet. Ausgehend von der äußeren Kreisbahn bewegt sich dieser auf direktem Weg hin zu dem zum rekonfigurierten Betrieb gehörigen Spannungskreis mit nunmehr reduziertem maximal stellbarem Radius $\hat{u}_{s,\max} = \frac{U_{DC}}{2 \cdot \sqrt{3}}$. Die Trajektorie des Stromzeigers im rechten Bild zeigt ein

ähnliches Verhalten. Die Stromamplitude nimmt aufgrund des benötigten feldschwächenden Stroms zu, wobei sich der Zeiger kurzzeitig am Ursprung vorbei bewegt, was den vorübergehenden Einbruch der Stromamplitude in Abb. 6.64 erklärt, jedoch für einen schnellen und direkten Übergang in den Fehlerbetrieb sorgt.

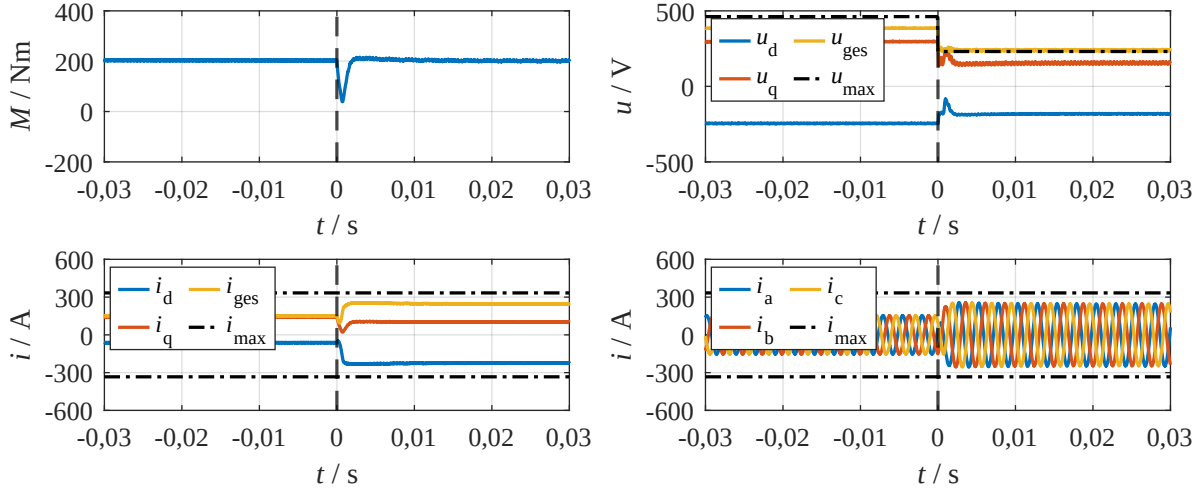


Abb. 6.64: Transientes Verhalten der wichtigsten Größen beim Übergang in den symmetrischen rekonfigurierten Fehlerbetrieb im Feldschwächbereich bei einem Drehmoment von 200 Nm und einer Drehzahl von 4000 min^{-1} (BP B).

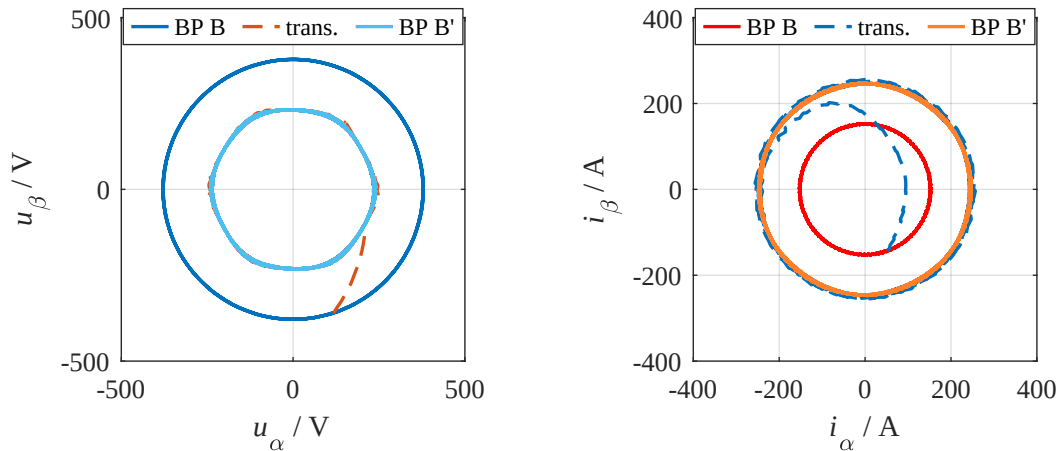


Abb. 6.65: Transientes Verhalten des Spannungs- und Stromzeigers in der α/β -Ebene beim Übergang in den symmetrischen rekonfigurierten Fehlerbetrieb bei einem Drehmoment von 200 Nm und einer Drehzahl von 4000 min^{-1} (BP B).

b) Rekonfiguration mit Drehmomentreduktion

Befindet sich ein Betriebspunkt – wie hier BP C – außerhalb des Stellbereichs der symmetrischen rekonfigurierten RZM, so kann im Fehlerfall entweder ein Übergang hin zur GFT4/8 Modulation erfolgen oder über eine Reduktion der Drehzahl bzw. des Drehmoments direkt in den symmetrischen Betrieb übergegangen werden. Hier soll einzig der Übergang mit Drehmomentreduktion untersucht werden, da eine Verringerung der Drehzahl aufgrund der gegebenen Trägheiten des Antriebsstrangs nicht instantan ablaufen kann. Außerdem soll zunächst – solange möglich – der symmetrische Betrieb dem asymmetrischen vorgezogen werden, um die Drehmomentwelligkeit so weit wie möglich zu begrenzen.

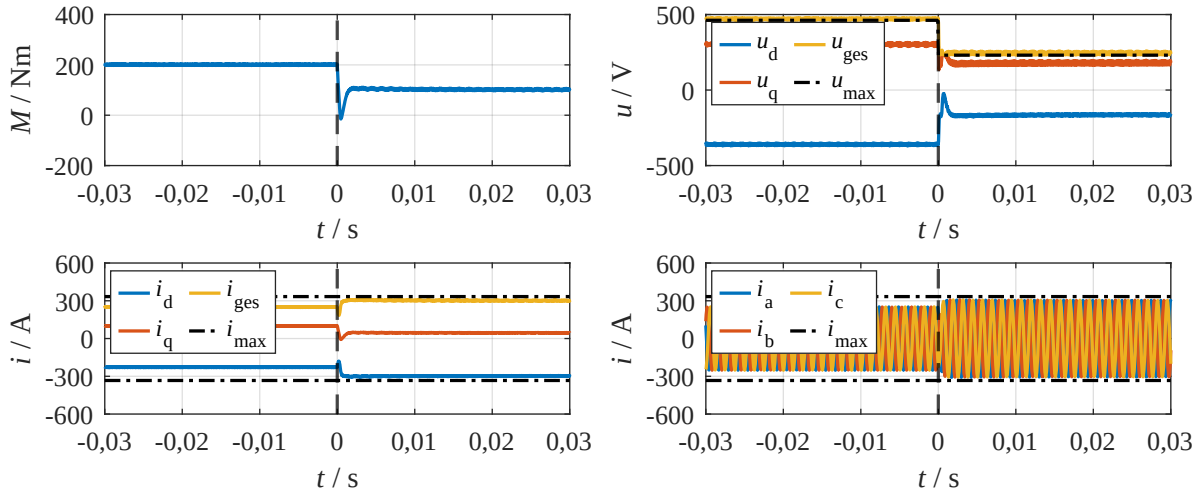


Abb. 6.66: Transientes Verhalten der wichtigsten Größen beim Übergang in den symmetrischen rekonfigurierten Fehlerbetrieb im Feldschwächbereich mit Drehmomentreduktion von 200 Nm zu 100 Nm bei einer Drehzahl von 8000 min^{-1} (BP C $\rightarrow$ BP C').

Der Rekonfigurationsprozess bei gleichbleibender Drehzahl durch eine Reduktion des Drehmoments hin zum symmetrischen Fehlerbetrieb ist in Abb. 6.66 dargestellt. Ähnlich wie bei BP B wird ein kurzer Einschwingvorgang benötigt, nach wenigen Millisekunden ist aber auch hier der neue Betriebspunkt eingeregelt und ermöglicht einen stabilen Weiterbetrieb des Fahrzeugs. Die Stromgrenze wird während des Übergangs zu keinem Zeitpunkt überschritten. In Abb. 6.67 ist zu erkennen, dass trotz der höheren Drehzahl bis zum Erreichen der neuen symmetrischen Bahnkurve des Stromzeigers nicht mehr als eine Periode des Ausgangsstroms durchlaufen wird.

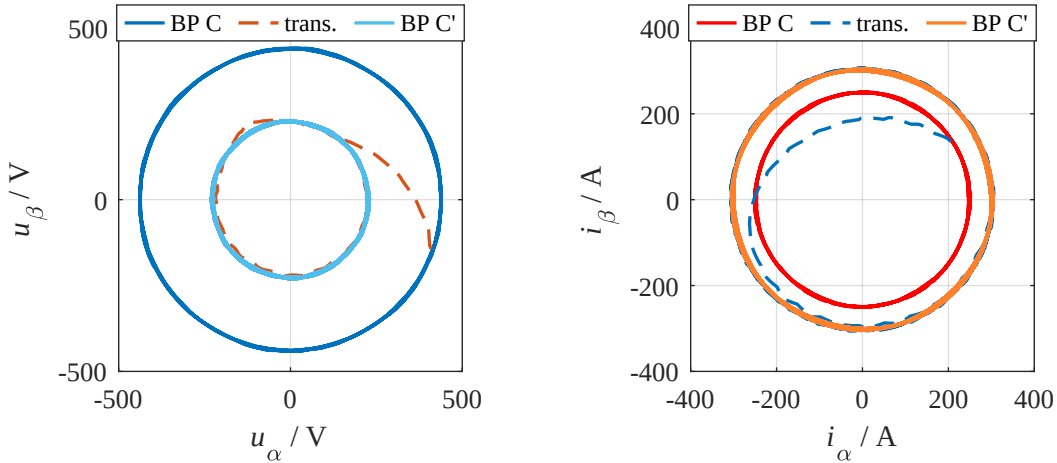


Abb. 6.67: Transientes Verhalten des Spannungs- und Stromzeigers in der α/β -Ebene beim Übergang in den symmetrischen rekonfigurierten Fehlerbetrieb im Feldschwächbereich mit Drehmomentreduktion von 200 Nm zu 100 Nm bei einer Drehzahl von 8000 min^{-1} (BP C $\rightarrow$ BP C').

Da die am Maschinenprüfstand verwendete Last ein von der Drehzahl abhängiges, ansonsten aber während des Betriebs nicht weiter einstellbares Drehmoment vorgibt, kann eine Rekonfiguration in diesem (sowie im nachfolgenden) Betriebspunkt unter den gegebenen Randbedingungen nicht durch Messungen verifiziert werden. Da die bisherigen Simulationen und Messungen jedoch eine gute Übereinstimmung gezeigt haben und in der Simulation außerdem alle relevanten Betriebsparameter hinterlegt wurden, wird davon ausgegangen, dass die Ergebnisse auch weiterhin dem realen Wechselrichter- und Maschinenverhalten entsprechen.

6.6.4 Rekonfiguration außerhalb des symmetrischen Stellbereichs

Überschreitet die Drehzahl der elektrischen Maschine die sich aufgrund der reduzierten verfügbaren Ausgangsspannung einstellende Grenzdrehzahl, so ist eine symmetrische Rekonfiguration selbst bei einer Reduktion des Drehmoments auf 0 Nm nicht mehr möglich. Dieses Szenario wird nun ausgehend von BP D untersucht. Die standardmäßige Reaktion eines nicht-fehlertoleranten Antriebsstrangs ist – wie auch in allen weiteren Betriebspunkten – das aktive Kurzschließen der Maschinenwicklungen durch den Wechselrichter (siehe Kap. 6.1.1). Die transiente Reaktion der wichtigsten elektrischen und mechanischen Größen im AKS wird nachfolgend als Referenz für die in dieser Arbeit untersuchten Verfahren näher betrachtet.

a) Der Aktive Kurzschluss als Reaktion im Fehlerfall

Bei Eintritt in den AKS wird die vom Wechselrichter gestellte Spannung an den Klemmen der Maschine schlagartig auf 0 V gesetzt. Dieser Spannungssprung regt eine Oszillation der Phasenströme an, welche zum einen zu einer Oszillation des Drehmoments und zum anderen zu transienten Überströmen führen. Zusätzlich stellt sich bei hohen Drehzahlen auch im quasi-stationären Bereich nach Abklingen des Einschwingvorgangs eine durch Gl. (6.1.2) definierte Stromamplitude ein, die bei einer Auslegung auf $k > 1$ zur dauerhaften Überlastung der Halbleiter führt.

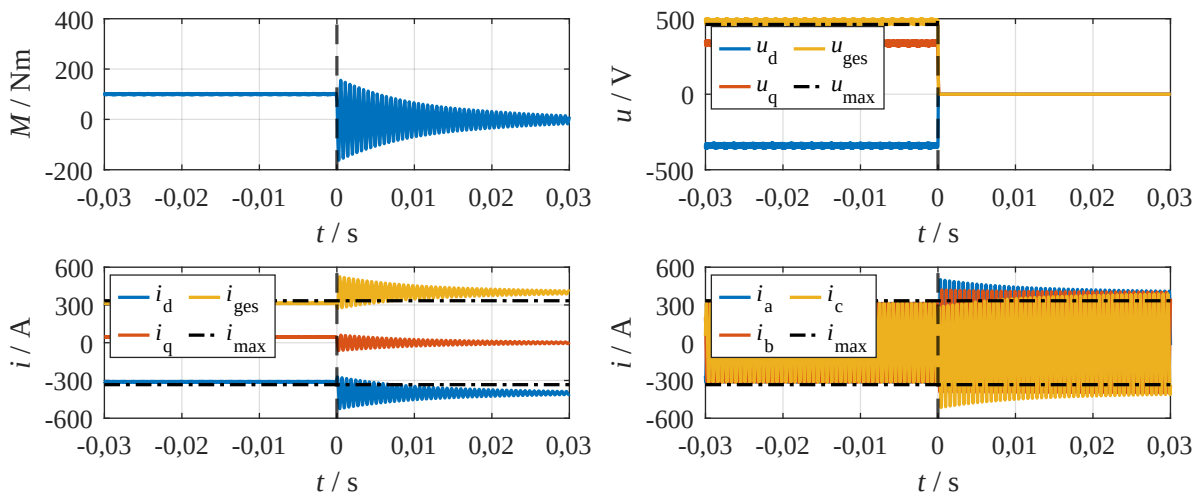


Abb. 6.68: Transientes Verhalten der wichtigsten Größen beim Übergang in den AKS bei einer Drehzahl von 17000 min^{-1} und einem Anfangsmoment von 100 Nm (BP D $\rightarrow$ AKS).

b) Symmetrische Rekonfiguration

Gilt die Symmetrie der Phasenströme und die damit verbundene Güte des Drehmomentverlaufs als entscheidendes Kriterium für den Antrieb, so kann an Stelle des AKS trotz Überschreitung der Grenzdrehzahl dennoch zunächst die symmetrische rekonfigurierte RZM genutzt werden. Zwar ist es im hier betrachteten Betriebspunkt nicht möglich, ausreichend Spannung für einen stabilen Weiterbetrieb des Wechselrichters zur Verfügung zu stellen, doch selbst eine teilweise Kompensation der von den Permanentmagneten in die Statorwicklungen induzierten Spannung hat bereits einen positiven Effekt auf das Zeitverhalten der betrachteten Größen. Abb. 6.69 zeigt, dass sich durch diese Herangehensweise sowohl der transiente Überstrom zum Rekonfigurationszeitpunkt als auch die stationäre Stromamplitude reduzieren lassen. Die Überlastung des Wechselrichters lässt sich mit diesem Verfahren demnach selbst bei sehr hohen Drehzahlen reduzieren, jedoch nicht vollständig verhindern.

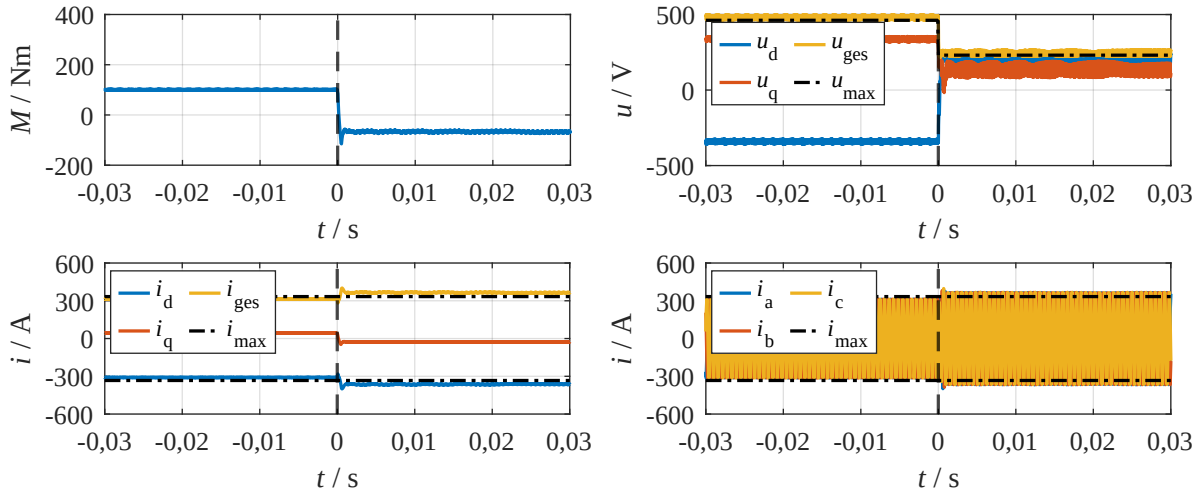


Abb. 6.69: Transientes Verhalten der wichtigsten Größen beim Übergang in den (stationär nicht mehr stellbaren) symmetrischen rekonfigurierten Fehlerbetrieb bei einer Drehzahl von 17000 min^{-1} und einem Anfangsmoment von 100 Nm (BP D $\rightarrow$ RZM rek.).

Durch die Reduktion der Zwischenkreisspannung und das Vorschalten von zusätzlichen Induktivitäten vor die Maschinenwicklungen konnte das grundsätzliche Verhalten in einem skalierten Betriebspunkt am Prüfstand nachgestellt werden. Die beschriebenen Maßnahmen dienen dazu, das Verhalten der Prüfstandsmaschine an das einer kleineren elektrischen Maschine mit niedrigerem Kurzschlussstrom anzunähern, da eine Messung mit der vorhandenen Hardware ansonsten nicht möglich gewesen wäre. Für die Messung aus Abb. 6.70 wurde ein Betriebspunkt verwendet, der bei rekonfigurierter RZM außerhalb des Betriebsbereichs, jedoch aufgrund der fehlenden Rückspeisefähigkeit des verwendeten Netzteils unterhalb der Grenzdrehzahl liegt. Es zeigt sich, dass die Drehzahl zum Rekonfigurationszeitpunkt bei $t = 0 \text{ s}$ aufgrund des geringeren verfügbaren Drehmoments bei nahezu gleichbleibendem Lastmoment deutlich zu sinken beginnt. Aufgrund der niedrigen mechanischen Trägheit der Last zeigt sich hier eine kurze Drehmomentschwankung, die direkt nach der Rekonfiguration der Ansteuerung eintritt. Im Anschluss wird ein stabiles niedrigeres Drehmoment bereitgestellt.

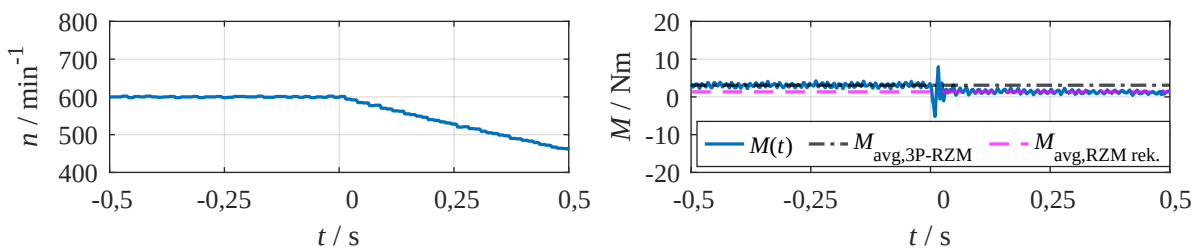


Abb. 6.70: Gemessener Drehzahl- und Drehmomentverlauf beim Übergang in den (stationär nicht mehr stellbaren) symmetrischen rekonfigurierten Fehlerbetrieb.

c) Rekonfiguration mit GFT4/6/8

Wird ein vorübergehender asymmetrischer Betrieb mit damit einhergehender kurzzeitig erhöhter Drehmomentwelligkeit toleriert, so bietet sich bei einem Ausfall in BP D der Betrieb mit einem der grundfrequenten Modulationsverfahren an. Abb. 6.71 zeigt den Übergang von der Dreipunkt-RZM hin zur GFT8 Modulation mit reduziertem Drehmoment und auf den Betriebspunkt BP D' angepasstem Wert von θ_2 . Die hohe Drehmomentwelligkeit ist direkt nach Eintritt in den rekonfigurierten Betrieb mit GFT8 zu erkennen. Durch die nun deutlich höhere Amplitude der ersten Harmonischen der Ausgangsspannung als

im symmetrischen Betrieb kann mit dieser Strategie jedoch sowohl der transiente als auch der stationäre Überstrom nach Fehlereintritt eliminiert werden. Außerdem bleibt die Maschine steuerbar und kann – sofern erforderlich – entweder weiterhin in BP D' betrieben werden oder durch das Einstellen eines positiven (bzw. negativen) Drehmoments langsam (bzw. schnell) in den symmetrischen Betrieb übergeführt werden. Die Rekonfiguration mit GFT8 soll an dieser Stelle repräsentativ für alle betrachteten grundfrequenten Modulationsverfahren zur Validierung der hergeleiteten Erkenntnisse dienen, da die GFT4 und GFT6 Modulation als Randwerte von θ_2 aus der GFT8 Modulation hervorgehen und demnach als Spezialfälle dieses Verfahrens betrachtet werden können.

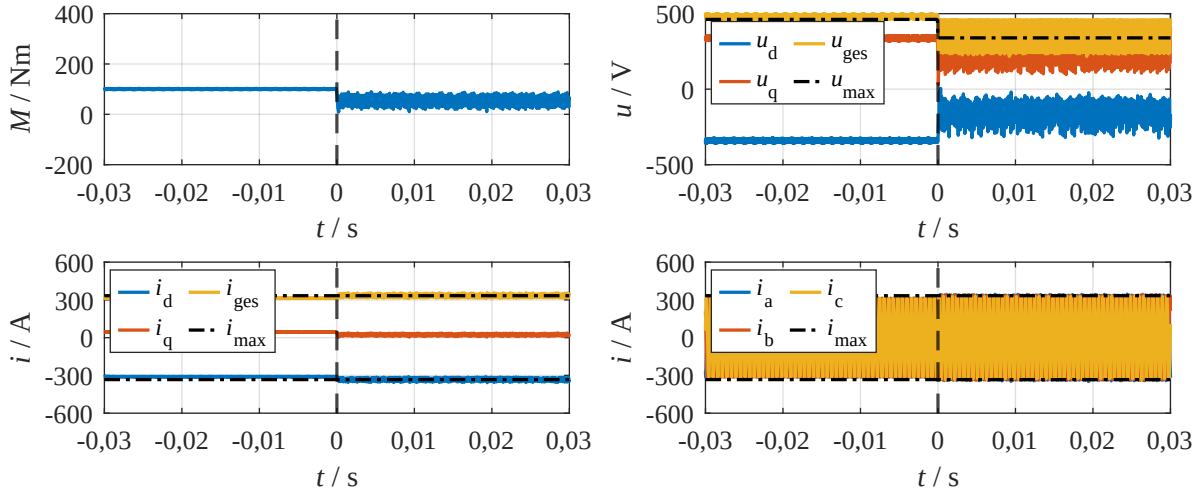


Abb. 6.71: Transientes Verhalten der wichtigsten Größen beim Übergang in den asymmetrischen rekonfigurierten Betrieb mit GFT8 Modulation bei einer Drehzahl von 17000 min^{-1} und einer Drehzahlreduktion von 100 Nm zu 50 Nm (BP D $\rightarrow$ D').

Für die in Abb. 6.72 dargestellte Messung wurde der verwendete Betriebspunkt so gewählt, dass im Fehlerfall gerade eine Rekonfiguration mit GFT4 – also maximal möglicher Aussteuerung – nötig ist. Es ist zu erkennen, dass das mittlere Drehmoment (und damit auch die Drehzahl) im Gegensatz zum symmetrischen Betrieb aus Abb. 6.70 konstant gehalten werden kann, wenn auch unter der Einschränkung einer – aufgrund des geringen Absolutwerts auch relativ betrachteten – hohen Drehmomentwelligkeit.

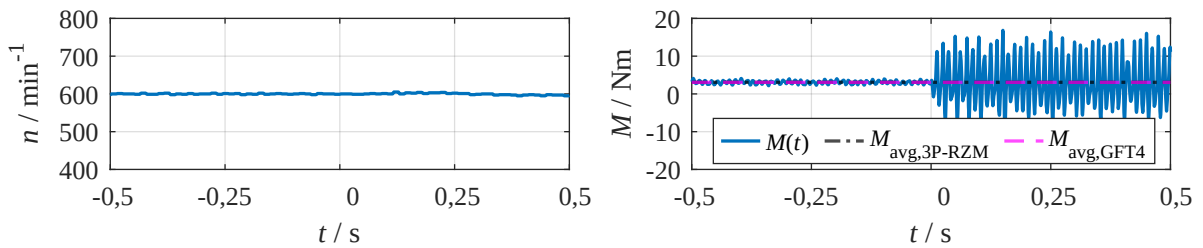


Abb. 6.72: Gemessener Drehzahl- und Drehmomentverlauf beim Übergang in den asymmetrischen rekonfigurierten Fehlerbetrieb mit GFT4.

Sollte auch die Grenzdrehzahl der GFT4 Modulation bei einer anderen Auslegung von elektrischer Maschine und Wechselrichter innerhalb des normalen Betriebsbereichs überschritten werden, so kann selbst mit Hilfe der vorgestellten Verfahren nicht mehr in jedem Betriebspunkt ein Weiterbetrieb garantiert werden. In diesem Fall eignet sich jedoch die Herangehensweise aus Abb. 6.69, um mit Hilfe der im jeweiligen Betriebspunkt noch zur Verfügung stehenden Spannung zumindest transiente Überströme zu vermeiden. Die Wirksamkeit dieser Strategie konnte ebenfalls durch Simulationen bestätigt werden.

6.7 Zusammenfassung

Die Dreipunkt-ANPC Struktur kann bei Ausfall eines beliebigen Leistungshalbleiters durch geeignete Rekonfiguration der Ansteuerung in einen *fail-operational* Betrieb überführt werden. Dieser Fehlerbetrieb basiert auf der permanenten Verbindung der defekten Phase des Wechselrichters mit dem Neutralpunkt und einer damit einhergehenden Adaption der Modulationsstrategie, welche sowohl für den Betrieb mit PWM als auch mit RZM diskutiert wurde.

Aus der Neutralpunktverbindung der defekten Phase resultieren einige Herausforderungen für die Betriebsweise des rekonfigurierten Wechselrichters. Zum einen steigt aufgrund der erhöhten Belastung die Spannungswelligkeit am Neutralpunkt. Zum anderen führen Asymmetrien im Aufbau oder in der Ansteuerung zu einem erhöhten Risiko für das Abdriften des Neutralpunktpotenzials. Da das konkrete Verhalten von Dreipunkt-Wechselrichtern im rekonfigurierten Fehlerbetrieb in der Literatur bisher nur spärlich beschrieben ist, wurde keine allgemein bekannte Maßnahme gegen die daraus resultierenden Einschränkungen gefunden. Daher liefert dieses Kapitel eine umfassende Analyse der ursächlichen Mechanismen sowie die Herleitung und Verifizierung geeigneter Gegenmaßnahmen.

Die Kompensation des Spannungsfehlers, welcher sich bei einer Abweichung des Neutralpunktpotenzials einstellt, erfolgt über die gezielte Manipulation der Schaltzeiten aller verfügbaren Basiszeiger. Durch die Implementierung dieses Verfahrens konnte der gemessene Oberschwingungsgehalt der Ströme im betrachteten Betriebspunkt bei einer Neutralpunktabweichung von 10 V in etwa halbiert werden. Die Stabilisierung des Neutralpunktpotenzials erfolgt über die Regelung des Neutralpunktstroms durch die Beeinflussung der Spannung in statorfesten α/β -Koordinaten. Der hierfür entworfene Regler wurde sowohl in der Simulation als auch in Messungen auf seine Wirksamkeit überprüft. Gemeinsam mit dem beschriebenen Kompensationsverfahren ermöglicht er im Fehlerfall einen stabilen und performanten Wechselrichterbetrieb.

Da der Betriebsbereich des Wechselrichters durch die permanente Neutralpunktverbindung und die damit einhergehende Begrenzung des Spannungsstellbereichs im Vergleich zum Normalbetrieb jedoch eingeschränkt ist, werden zusätzliche Verfahren nötig, um unabhängig vom Ausgangsbetriebspunkt in den Fehlermodus übergehen zu können. Aus diesem Grund wurde einerseits eine Ansteuerung mittels asymmetrischer, elliptischer RZM und andererseits eine Ansteuerung mit symmetrischer bzw. asymmetrischer GFT unter Verwendung aller im Fehlerbetrieb verfügbaren Basiszeiger entwickelt. Durch die Anwendung dieser Strategien konnte eine Steigerung der maximalen Ausgangsspannung um bis zu 47 % erreicht werden.

Der transiente Übergang vom Normalbetrieb mit Dreipunkt-Modulation in den rekonfigurierten Fehlerbetrieb erfolgt über den gesamten Betriebsbereich hinweg ohne signifikante Einschränkungen. Durch die vorgestellten Methoden kann somit ein Antrieb nach dem *fail-operational* Prinzip realisiert werden, was einen bedeutenden Vorteil gegenüber dem AKS als *fail-safe* Schutzmechanismus darstellt. Bei sehr hohen Drehzahlen wird durch den vorübergehenden Betrieb mit asymmetrischer GFT ein sicherer Übergang in den Fehlerbetrieb gewährleistet.

Kapitel 7

Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende Arbeit befasst sich sowohl mit der generellen Eignung von Dreipunktstrukturen im Antriebsstrang eines BEVs als auch mit der Frage, inwiefern durch eine geeignete Wahl der Wechselrichterstruktur die Ausfallsicherheit des Fahrzeugs erhöht werden kann. Nachfolgend werden die zentralen Erkenntnisse und Aussagen der durchgeführten Untersuchungen zusammengefasst sowie ein Ausblick auf potenzielle künftige Entwicklungen gegeben.

7.1 Zusammenfassung

Die Eignung von Dreipunkt-Wechselrichtern für BEVs stellt derzeit ein prägendes Thema in der technischen Diskussion rund um die elektrische Antriebstechnik dar. Als treibender Faktor wirkt unter anderem die Einführung erster 800 V Antriebe in elektrischen Fahrzeugen zur Beschleunigung von Schnellladevorgängen. Neben hohen Erwartungen in Bezug auf kurze Ladezeiten sowie eine gesteigerte Systemeffizienz ermöglicht der Einsatz bestimmter Dreipunktstrukturen aufgrund der höheren Anzahl an Schaltern zusätzlich die Reaktion auf Ausfälle einzelner Komponenten. Aus diesen Randbedingungen ergeben sich die Fragestellungen, die im Rahmen der vorliegenden Dissertation beantwortet wurden. Das übergeordnete Ziel dieser Arbeit war es, eine umfassende Analyse sowohl bezüglich der fehlertoleranten Eigenschaften als auch bezüglich der technischen sowie ökonomischen Performance unterschiedlicher Wechselrichterkonzepte durchzuführen und daraus geeignete Strukturen für den Einsatz in einem fehlertoleranten Antriebsstrang abzuleiten. Die vielversprechendste Variante – der ANPC Wechselrichter – wurde im Anschluss genauer hinsichtlich seines Betriebsverhaltens im Normal- und im Fehlerbetrieb untersucht. Nachfolgend sind die wichtigsten daraus resultierenden Erkenntnisse kurz zusammengefasst.

Der Fokus dieser Arbeit liegt – neben der in aktuellen Fahrzeugen nahezu ausschließlich eingesetzten B6 Struktur – insbesondere auf verschiedenen Dreipunkt-Wechselrichtern. Explizit wurden die NPC, ANPC, T-Type und FC Struktur als potenzielle Alternativen zum B6 Wechselrichter hinsichtlich ihrer Verluste und Kosten sowie ihres fehlertoleranten Verhaltens betrachtet. Ein erhöhtes Maß an Aufmerksamkeit erhielt zudem die umschaltbare SOW Struktur für elektrische Maschinen mit offenen Wicklungen. Ferner wurden im Rahmen der Fehlertoleranzbetrachtungen weitere Konzepte (primär mehrphasige Wechselrichter) vorgestellt, welche ein erhöhtes Maß an Ausfallsicherheit versprechen. Das Ziel der damit verbundenen Untersuchung war es, Wechselrichterstrukturen zu finden, die mit möglichst geringem Schaltungsaufwand eine hohe Zuverlässigkeit und Verfügbarkeit vorweisen. Als Ausfallszenarien wurden unterschiedliche Arten von Halbleiterausfällen angenommen, da diese einen bedeutenden Teil der Gesamtausfälle elektrischer Antriebe ausmachen. Zur Erhöhung der Zuverlässigkeit existieren unterschiedliche Herangehensweisen, wobei nach der Fehlerdetektion immer eine Reaktion in Form einer Rekonfiguration der Ansteuerung eingeleitet werden muss. Im Idealfall können so die verbleibenden intakten Komponenten die Grundfunktionen des Wechselrichters weiter aufrechterhalten und einen *fail-operational* Betrieb gewährleisten. Bei

Verwendung eines passiven Redundanzansatzes, bei dem einzelne Phasen oder der ganze Wechselrichter doppelt ausgeführt werden, ist eine hohe Anzahl an Halbleitern nötig, die im Normalbetrieb ungenutzt bleiben. Daher sind aktiv redundante Schaltungen grundsätzlich zu bevorzugen. In diesem Kontext bieten mehrphasige Strukturen gewisse Vorteile, wobei keine Schaltungsvariante gefunden wurde, welche ohne die zusätzliche Verwendung von Trennelementen einsetzbar ist. Dies ist dahingehend nachteilig, dass Trennschalter oder Sicherungen viel Bauraum benötigen und teuer sind, weshalb deren Einsatz im Automobilbereich – solange nicht zwingend nötig – ungeeignet ist. Unter den betrachteten Dreipunktstrukturen konnte der ANPC Wechselrichter als einzige Topologie ausgemacht werden, welche ohne zusätzliche Trennelemente rein durch die standardmäßig verbauten Halbleiter eine Fehlerreaktion auf jeden beliebigen Halbleiterausfall einleiten kann. Neben Suppressordioden zur Bewältigung einzelner Kurzschlussausfälle ist hierfür keine Zusatzbeschaltung nötig. Alle weiteren Dreipunktstrukturen zeigen in dieser Hinsicht ein weniger fehlertolerantes Verhalten. Dieses Ergebnis setzt den Anreiz, die ANPC Struktur genauer zu betrachten und deren Eignung als Antriebswechselrichter zu untersuchen.

Hierbei stellt sich der Umgang mit der inhomogenen, betriebspunktabhängigen Aufteilung der anfallenden Verluste auf die topologischen Schalter als besondere Herausforderung dar. Diesem grundsätzlichen Nachteil gegenüber der B6 Struktur kann jedoch durch eine geschickte Ansteuerung und Auslegung der Einzelschalter entgegengewirkt werden. Durch die Wahl eines geeigneten Modulationsschemas – welches sowohl den Nullzustand als auch die Kommutierungsvorgänge definiert – lassen sich die Verluste nicht nur sinnvoll auf die beteiligten Schalter aufteilen, sondern auch die anfallenden Gesamtverluste beeinflussen. Für die Anwendung im BEV hat sich unter den in der vorliegenden Arbeit angenommenen Randbedingungen aufgrund der reduzierten Verluste bei niedrigem Modulationsgrad insbesondere MS3 mit zwei parallelen Strompfaden im Nullzustand als günstig herausgestellt. Gegenüber den anderen betrachteten Modulationsschemata konnte beispielsweise eine Steigerung der Leistungsdichte von mehr als 30 % sowie die Möglichkeit einer Anfahrstromerhöhung von bis zu 50 % ausgemacht werden. Der Wechsel zwischen verschiedenen Nullzuständen im Betrieb ermöglicht zusätzlich die betriebspunktabhängige Verlustumverteilung in Echtzeit. Als weitere Ansätze zur Steigerung der Performance wurden außerdem die Verwendung unterschiedlicher Halbleitertypen inklusive Mischbestückungen für langsam und schnell taktende Schalter sowie die Auslegung jedes Einzelschalters auf seine optimale Halbleiterfläche untersucht. Für letzteres Verfahren wurde ein Algorithmus zur Berechnung der idealen Flächenverteilung für beliebige Dreipunktstrukturen entwickelt. Unter Berücksichtigung all dieser Aspekte konnte die generelle Eignung der ANPC Struktur für den Einsatz in BEVs festgestellt werden.

Zur Beurteilung der technischen und ökonomischen Performance dieses Wechselrichtertyps gegenüber den anderen näher betrachteten Strukturen folgt in Kap. 5 ein umfassender Vergleich, der die relevanten Parameter aller Topologien gegenüberstellt und bewertet. Um eine faire Vergleichsgrundlage zu schaffen, wurden zunächst das Vorgehen zur Auslegung jedes Wechselrichters sowie die zugehörigen Randbedingungen definiert. Über die Berechnung der Kosten für die benötigte Halbleiterfläche und den Infrastrukturaufwand für die Gate-Ansteuerung der aktiven Schalter wurden zunächst topologieabhängige Fixkosten für die zu verbauende Hardware jedes Wechselrichters bestimmt. Um für jeden Antriebsstrang die gleiche Reichweite zu gewährleisten, wurde außerdem der berechnete Wirkungsgrad im WLTC Fahrzyklus zur Dimensionierung der Fahrzeugbatterie verwendet. Die aufgrund der Verluste notwendige zusätzliche Batteriekapazität stellt damit einen weiteren Kostenanteil dar, der zur Bewertung der Systemkosten herangezogen wurde. Unter Vernachlässigung der Maschinenverluste zeigt sich ein eindeutiger Kostenvorteil für die B6 Struktur mit 1200 V SiC-MOSFETs gegenüber den betrachteten Dreipunkt-Wechselrichtern. Dies liegt vorwiegend am hohen Wirkungsgrad der Halbleiter im Teillastbetrieb in Kombination mit dem geringen Halbleiterflächenbedarf und wenig Infrastruktur-Overhead aufgrund der niedrigen Anzahl an Schaltern. Einzig die SOW Struktur mit SiC-MOSFETs als Sternpunktschalter erzielt aufgrund des noch

höheren Teillastwirkungsgrads und der gezielten Kombination aus SiC-MOSFETs und Si-IGBTs trotz der höheren Anzahl an topologischen Schaltern vergleichbare Kosten. Die ANPC Topologie bleibt bei den gewählten Randbedingungen zunächst hinter diesen beiden Strukturen zurück. Als kostengünstigste Alternative unter den ANPC Variationen stellt sich die Variante mit SiC-MOSFETs und MS3 heraus, wobei bei niedrigeren Leistungen auch Mischbestückungen mit Si-IGBTs günstig abschneiden. Ein Vorteil gegenüber der B6 Struktur ergibt sich erst unter Berücksichtigung der modulationsbedingten Verluste in der elektrischen Maschine. Hierfür wurde ein kurzer Überblick über die Verlustmechanismen in einer PMSM gegeben und eine auf Literaturangaben basierende Abschätzung getroffen, wie sich die niedrigeren Oberschwingungsverluste eines 800 V Antriebs mit Dreipunkt-Modulation gegenüber der Zweipunkt-Modulation auf die Gesamtverluste auswirken. Als Ergebnis lässt sich festhalten, dass der Verlustvorteil in der elektrischen Maschine gemäß der recherchierten Datenlage dazu beiträgt, dass der Einsatz der meisten betrachteten Dreipunkt-Wechselrichter zu niedrigeren Systemkosten führt als die Verwendung des bisher standardmäßig eingesetzten B6 Wechselrichters. Bereits ab einem angenommenen modulationsbedingten Wirkungsgradvorteil in der Maschine von deutlich unter einem Prozent unterbieten demnach einige der betrachteten Topologien die Kosten eines Antriebsstrangs mit dem Referenzwechselrichter. Dies gilt unter anderem auch für die ANPC Struktur. Die beste Performance zeigt auch hier der umschaltbare SOW Wechselrichter, der jedoch aufgrund der geringeren Fehlerresistenz weiterhin als weniger geeignet für einen fehlertoleranten Antriebsstrang angesehen wird. Entfällt diese Einschränkung für einen gängigen elektrischen Antrieb, so ist die SOW Struktur mit SiC-Sternpunktschaltern an dieser Stelle gegenüber allen anderen betrachteten Varianten zu bevorzugen.

Da die Ausfallsicherheit einen zentralen Aspekt dieser Arbeit darstellt, wurde abschließend das Verhalten des ANPC Wechselrichters im Fehlerfall betrachtet. Unabhängig vom Fehlerzustand stellt die permanente Verbindung der defekten Phase mit dem Neutralpunkt die Grundlage des hier untersuchten Rekonfigurationsprinzips dar. Die Neutralpunktverbindung geschieht über die verbleibenden intakten inneren Schalter, während die anderen Phasen mit einer an die neuen Verhältnisse angepassten RZM- oder PWM-Strategie angesteuert werden. Diese nutzt die im Fehlerfall zur Verfügung stehenden kurzen Raumzeiger. Im Gegensatz zur normalen Dreipunkt-Modulation führt der Fehlerbetrieb allerdings zu einer erhöhten Spannungswelligkeit am Neutralpunkt und unter anderem aufgrund der fehlenden redundanten Schaltzustände zu einem erhöhten Risiko für das Abdriften des Neutralpunktspotenzials. In der Literatur ist dieses Problem bisher kaum beschrieben. Da gängige Regelstrategien aufgrund der geringeren Anzahl verfügbarer Zeiger im Fehlerbetrieb jedoch nicht funktionieren, wurden die zugrundeliegenden Mechanismen, die zu Abweichungen des Neutralpunktspotenzials von dessen Sollwert führen, untersucht. Als Gegenmaßnahmen wurden außerdem sowohl ein Verfahren zur Kompensation des dynamischen und stationären Spannungsfehlers als auch ein neuartiges Regelprinzip zur Stabilisierung des Neutralpunktspotenzials entwickelt. Das vorgestellte Regelkonzept setzt dabei auf eine gezielte Manipulation des Neutralpunktstroms durch die Addition eines betriebspunktabhängigen Verschiebungszeigers auf die Spannung in statorfesten Koordinaten. Anhand von Simulationen und Messungen am Prüfstand konnten beide Prinzipien bestätigt werden. Durch die Kombination beider Verfahren war es somit möglich, einen stabilen Betrieb im Fehlerfall mit deutlich reduziertem Oberschwingungsgehalt zu gewährleisten.

Die permanente Neutralpunktverbindung ermöglicht zwar den Weiterbetrieb mit voller Stromtragfähigkeit gemäß dem *fail-operational* Prinzip, führt jedoch aufgrund der um 50 % reduzierten Spannungsausnutzung auch zur Verkleinerung des Stellbereichs, wodurch der Übergang in den Feldschwäcbereich bereits bei niedrigeren Drehzahlen stattfindet. Um die damit verbundenen betrieblichen Einschränkungen möglichst gering zu halten und die beschriebene Rekonfiguration in jedem beliebigen Betriebspunkt zu gewährleisten, wurden zusätzliche Verfahren zur Vergrößerung des Stellbereichs im Fehlerbetrieb vorgestellt. Zunächst wurde eine raumzeigerbasierte Herangehensweise hergeleitet, die durch das Stellen elliptischer

Trajektorien in der α/β -Ebene zu einer besseren Spannungsausnutzung unter vorübergehender Erhöhung der Drehmomentwelligkeit führt. Anschließend wurde das Prinzip auf unterschiedliche Ausprägungen der GFT erweitert, welche entweder alle oder nur einen Teil der verfügbaren Basiszeiger zur Maximierung der stellbaren Spannung nutzen. Auch mit dieser Herangehensweise geht eine temporäre Steigerung der Drehmomentwelligkeit einher. Da die zur Flussbildung weitaus bedeutendere erste Harmonische der Ausgangsspannung allerdings von dem entworfenen Verfahren profitiert, leisten die vorgestellten Konzepte einen erheblichen Beitrag dazu, den Übergang vom Normalbetrieb in den rekonfigurierten Fehlerbetrieb auch bei sehr hohen Drehzahlen sicher zu gewährleisten. Konkret konnte die Spannungsgrenze durch die Implementierung der entwickelten Strategien um bis zu 47 % angehoben werden, was eine signifikante Vergrößerung des Drehzahlstellbereichs zur Folge hat. Neben der stationären Beschreibung der unterschiedlichen Betriebsweisen im Fehlerfall wurden zuletzt mehrere Ausfallszenarien in verschiedenen Betriebspunkten zusammen mit der entsprechenden Reaktion der Ansteuerung simuliert. Ausgewählte Ausfallszenarien wurden zusätzlich durch Messungen bestätigt. Die Ergebnisse zeigen, dass ein Wechsel in den Fehlerbetrieb auch transient ohne wesentliche Einschränkungen möglich ist. Die Verfahren zur vorübergehenden Erweiterung des Betriebsbereichs sorgen zusätzlich auch bei hohen Drehzahlen für einen sicheren Übergang in den rekonfigurierten Betrieb.

7.2 Ausblick

Die in dieser Arbeit vorgestellten Zusammenhänge und Ergebnisse tragen einen Teil zur Entwicklung effizienter und sicherer Wechselrichter für künftige moderne BEVs bei. Aufgrund der weltweit steigenden Absatzzahlen und der voranschreitenden Entwicklung von Fahrzeugen mit höheren Automatisierungsgraden ist zu erwarten, dass die untersuchten Themenfelder auch in den kommenden Jahren weiter an Bedeutung gewinnen. Der Trend hin zur 800 V Batteriespannungsebene ebnet dabei den Weg für die betrachteten Dreipunktstrukturen, welche gemäß den Ergebnissen aus der vorliegenden Arbeit insbesondere aufgrund der Reduktion der Oberschwingungsverluste in der elektrischen Maschine auch aus ökonomischer Sicht vorteilhaft sein können. Die tatsächliche zukünftige Entwicklung der Komponenten des elektrischen Antriebsstrangs hängt allerdings von einer Vielzahl an Einflussfaktoren ab. Neben politischen Entscheidungen wird vor allem die Entwicklung der Preise für Antriebsbatterien einen wesentlichen Effekt auf die Verbreitung von BEVs sowie die darin verbauten Technologien haben. Auch moderne GaN Leistungshalbleiter könnten den Einsatz von Dreipunkt-Technologien in Zukunft begünstigen. Neben BEVs gelten diese Aussagen ebenfalls für weitere Anwendungen wie elektrische Busse, Lastkraftwagen, Schienenfahrzeuge oder Flugzeuge, bei denen die Ausfallsicherheit unter Umständen einen deutlich höheren Stellenwert einnimmt als im Automobil. Unter aktuell gültigen Randbedingungen stellt sich gemäß den vorgestellten Ergebnissen insbesondere die ANPC Topologie als geeignete Wechselrichterstruktur heraus, die sowohl auf Fehler reagieren als auch effizient betrieben werden kann. Zur Bewertung alternativer Antriebskonzepte mit anderen Rahmenbedingungen kann auf die in dieser Arbeit verwendeten Herangehensweisen und Strategien zurückgegriffen werden.

Anhang

Anhang A

Formeln zur Verlustberechnung

Die Verlustbetrachtung der unterschiedlichen Wechselrichtertypen aus Kap. 2.6 basiert auf dem analytischen Verlustmodell, das bereits in Kap. 2.4 und Kap. 4.2.4 eingeführt wurde. Dieses Modell berücksichtigt sowohl die Durchlass- als auch die Schaltverluste der jeweiligen Schalter aller betrachteten Topologien. In den nachfolgenden Abschnitten wird zunächst jeweils kurz auf die Ansteuerung der einzelnen Wechselrichter eingegangen und anschließend ein Formelsatz zur Berechnung aller Verlustanteile vorgestellt. Die Validität aller Formeln wurde durch Schaltungssimulationen in PLECS überprüft. Aus Gründen der Übersichtlichkeit werden zusätzliche kapazitive Verluste beim Schalten nicht mit aufgeführt.

A.1 Verlustformeln für den B6 Wechselrichter

Die Ansteuerung des B6 Wechselrichters erfolgt gemäß des Modulationssignals aus Abb. A.1. Da sich die beiden Schalter einer Phase symmetrisch verhalten, genügt die Betrachtung eines Halbleiters. Analog zur bisherigen Herangehensweise wird für diesen die Bezeichnung S_{12} genutzt. Die aus dem übergeordneten Modulationssignal der Strangspannung einer Wechselrichterphase $M(t)$ abgeleiteten Modulationsfunktionen $\delta(t)$ in Gl. (A.1.1) zur Beschreibung der Strombelastung des Transistors und der Diode dienen zur Herleitung der Gleichungen für die Schalt- und Durchlassverluste nach [110, 239]. Zur Berechnung von $\delta(t)$ kann das Modulationssignal aus Abb. A.1 (links) gemeinsam mit dem Trägersignal gedanklich um den Faktor 0,5 gestaucht und um 0,5 in das Intervall $[0 \dots 1]$ nach oben verschoben werden. Der sich daraus ergebende, zur Zweipunkt-Modulation gehörige Formelsatz ist nachfolgend aufgelistet.

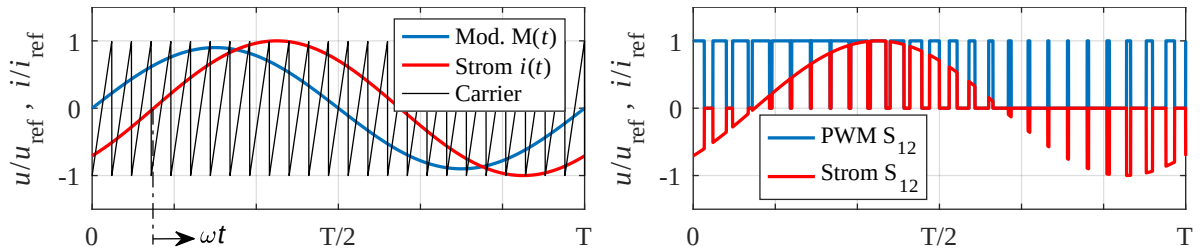


Abb. A.1: Modulationssignale und Ströme durch die Schalter eines B6 Wechselrichters.

$$\begin{aligned} T_{12} : \delta_{T12}(t) &= \frac{1}{2} (1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi)) & \omega t \in [0, \pi] \\ D_{12} : \delta_{D12}(t) &= \frac{1}{2} (1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi)) & \omega t \in [\pi, 2\pi] \end{aligned} \quad (\text{A.1.1})$$

$$P_{\text{cond}, T12} = U_{\text{CE},0} \cdot \hat{I} \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{m \cdot \cos \varphi}{8} \right) + r_{\text{CE}} \cdot \hat{I}^2 \left(\frac{1}{8} + \frac{m \cdot \cos \varphi}{3\pi} \right) \quad (\text{A.1.2})$$

$$P_{\text{sw},T12} = \frac{f_s}{\pi} \left[E_{\text{on}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{IT,on}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uT,on}}} + E_{\text{off}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{IT,off}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uT,off}}} \right] \quad (\text{A.1.3})$$

$$P_{\text{cond},D12} = U_{\text{F},0} \cdot \hat{I} \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{m \cdot \cos \varphi}{8} \right) + r_{\text{F}} \cdot \hat{I}^2 \left(\frac{1}{8} - \frac{m \cdot \cos \varphi}{3\pi} \right) \quad (\text{A.1.4})$$

$$P_{\text{sw},D12} = E_{\text{rr}} \cdot \frac{f_s}{\pi} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{ID}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uD}}} \quad (\text{A.1.5})$$

A.2 Verlustformeln für den NPC Wechselrichter

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit der Ansteuerung und der daraus resultierenden Belastung der topologischen Einzelschalter eines NPC Wechselrichters anhand der Modulationssignale und der getakteten Ströme aus Abb. A.2. Im Gegensatz zum B6 Wechselrichter takten die aktiven Schalter immer nur während einer Spannungshalbwelle, wodurch sich die effektive Schaltfrequenz $f_{\text{s,eff}}$ für jedes einzelne Bauelement reduziert. Der Strom durch die Klemm-Dioden wird von den aktiven Schaltern eingeprägt. Die in Gl. (A.2.1) aufgelisteten Modulationsfunktionen zur Beschreibung der Strombelastung jedes Halbleiters dienen auch hier zur Herleitung der Gleichungen für die anfallenden Schalt- und Durchlassverluste, welche nachfolgend für jeden Schalter separat ausgewiesen sind. Die analytisch hergeleiteten Ausdrücke wurden zur Überprüfung mit den Formelsätzen aus [202, 240] abgeglichen.

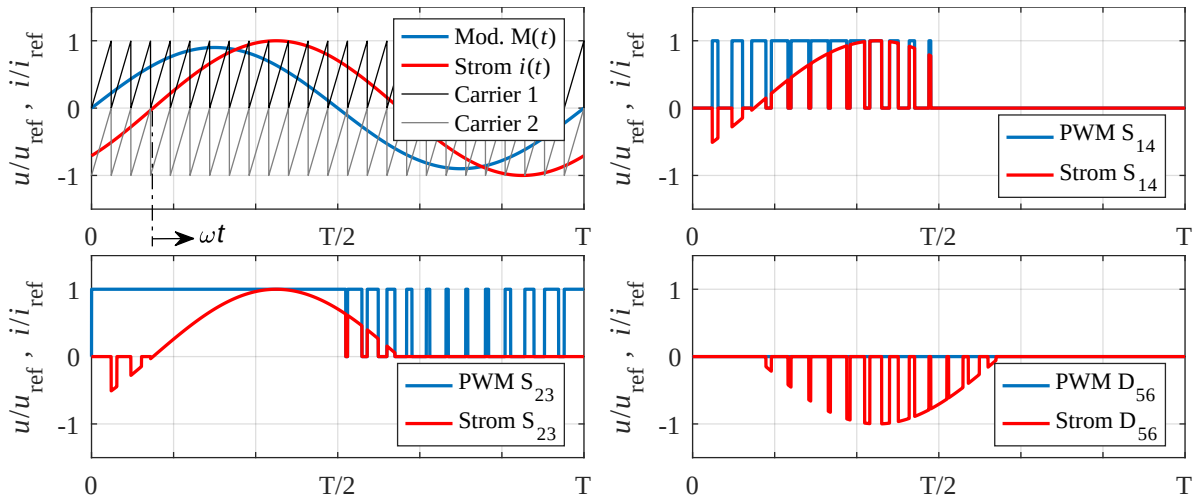


Abb. A.2: Modulationssignale und Ströme durch die Schalter eines NPC Wechselrichters.

$$\begin{aligned} T_{14} : \delta_{T14}(t) &= m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t &\in [0, \pi - \varphi] \\ D_{14} : \delta_{D14}(t) &= m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t &\in [-\varphi, 0] \\ T_{23} : \delta_{T23}(t) &= \begin{cases} 1 & \omega t \in [0, \pi - \varphi] \\ 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [\pi - \varphi, \pi] \end{cases} \\ D_{23} : \delta_{D23}(t) &= m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t &\in [-\varphi, 0] \\ D_{56} : \delta_{D56}(t) &= \begin{cases} 1 - m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [0, \pi - \varphi] \\ 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [\pi - \varphi, \pi] \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{A.2.1})$$

Formelsatz für S₁₄

$$P_{\text{cond},T14} = \frac{U_{\text{CE},0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot m \cdot (\sin \varphi + (\pi - \varphi) \cdot \cos \varphi) + \frac{r_{\text{CE}} \cdot \hat{I}^2}{6\pi} \cdot m \cdot (\cos \varphi + 1)^2 \quad (\text{A.2.2})$$

$$P_{\text{sw},T14} = \frac{1 + \cos \varphi}{2\pi} f_s \left[E_{\text{on}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{IT,on}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uT,on}}} + E_{\text{off}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{IT,off}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uT,off}}} \right] \quad (\text{A.2.3})$$

$$P_{\text{cond},D14} = \frac{U_{\text{F},0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot m \cdot (\sin \varphi - \varphi \cdot \cos \varphi) + \frac{r_{\text{F}} \cdot \hat{I}^2}{6\pi} \cdot m \cdot (\cos \varphi - 1)^2 \quad (\text{A.2.4})$$

$$P_{\text{sw},D14} = f_s \cdot E_{\text{rr}} \cdot \frac{1 - \cos \varphi}{2\pi} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{ID}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uD}}} \quad (\text{A.2.5})$$

Formelsatz für S₂₃

$$P_{\text{cond},T23} = \frac{U_{\text{CE},0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot (4 + m \cdot (\varphi \cos \varphi - \sin \varphi)) + \frac{r_{\text{CE}} \cdot \hat{I}^2}{4\pi} \left(\pi - \frac{2m}{3} \cdot (\cos \varphi - 1)^2 \right) \quad (\text{A.2.6})$$

$$P_{\text{sw},T23} = \frac{1 - \cos \varphi}{2\pi} f_s \left[E_{\text{on}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{IT,on}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uT,on}}} + E_{\text{off}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{IT,off}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uT,off}}} \right] \quad (\text{A.2.7})$$

$$P_{\text{cond},D23} = \frac{U_{\text{F},0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot m \cdot (\sin \varphi - \varphi \cdot \cos \varphi) + \frac{r_{\text{F}} \cdot \hat{I}^2}{6\pi} \cdot m \cdot (\cos \varphi - 1)^2 \quad (\text{A.2.8})$$

$$P_{\text{sw},D23} = 0 \quad (\text{A.2.9})$$

Formelsatz für D₅₆

$$P_{\text{cond},D56} = \frac{U_{\text{F},0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot (4 - m\pi \cdot \cos \varphi - 2m \cdot (\sin \varphi - \varphi \cos \varphi)) + \frac{r_{\text{F}} \cdot \hat{I}^2}{4\pi} \cdot \left(\pi - \frac{2m}{3} \cdot ((\cos \varphi + 1)^2 + (\cos \varphi - 1)^2) \right) \quad (\text{A.2.10})$$

$$P_{\text{sw},D56} = f_s \cdot E_{\text{rr}} \cdot \frac{1 + \cos \varphi}{2\pi} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{ID}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uD}}} \quad (\text{A.2.11})$$

A.3 Verlustformeln für den T-Type Wechselrichter

Auch für den T-Type Wechselrichter wird an dieser Stelle ein Satz an Formeln zur Berechnung der anfallenden Verluste aufgeführt. Die PWM-Signale und die getakteten Ströme sind Abb. A.3 zu entnehmen. Aufgrund der T-Type Struktur werden an dieser Stelle die beiden Schalter-Typen S₁₄ und S₂₃ betrachtet. Dabei ist anzumerken, dass die äußeren Schalter S₁₄ zwar aufgrund der Spannungsbelastung in der sperrenden Halbwelle auf die gesamte Zwischenkreisspannung ausgelegt sein müssen, im Betrieb aber ausschließlich gegen das Neutralpunktspotenzial schalten. Die Halbleiter des T-Zweigs führen immer dann Strom, wenn der Spannungszustand 0 anliegt. Zur Kontrolle der aufgeführten Ausdrücke wurde der nachfolgende Formelsatz ebenfalls mit den Ergebnissen aus [202, 240] verglichen.

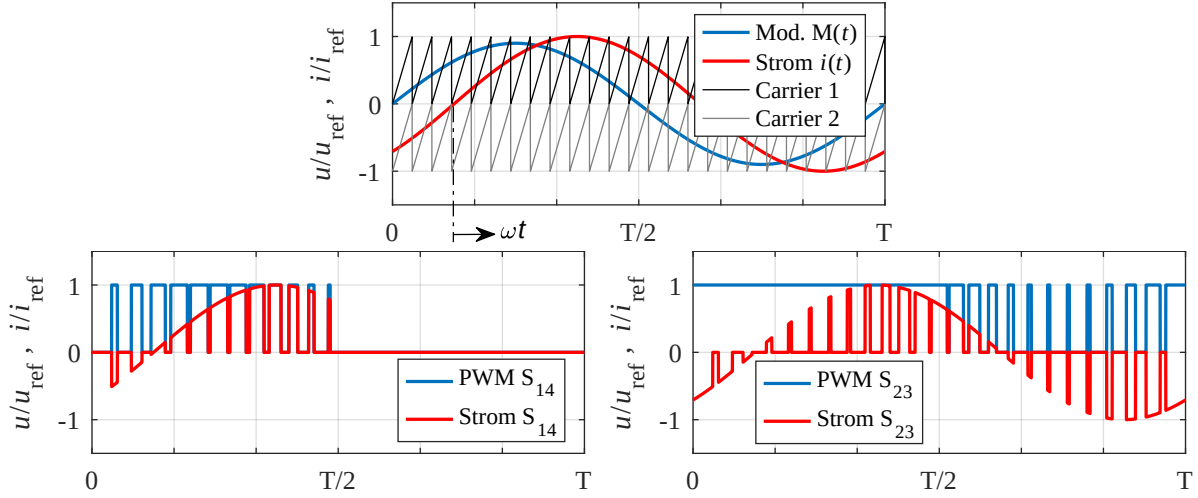


Abb. A.3: Modulationssignale und Ströme durch die Schalter eines T-Type NPC Wechselrichters.

$$\begin{aligned}
 T_{14} : \delta_{T14}(t) &= m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [0, \pi - \varphi] \\
 D_{14} : \delta_{D14}(t) &= m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [-\varphi, 0] \\
 T_{23} : \delta_{T23}(t) &= \begin{cases} 1 - m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [0, \pi - \varphi] \\ 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [\pi - \varphi, \pi] \end{cases} \\
 D_{23} : \delta_{D23}(t) &= \begin{cases} 1 - m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [-\varphi, 0] \\ 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [\pi, 2\pi - \varphi] \end{cases}
 \end{aligned} \tag{A.3.1}$$

Formelsatz für S_{14}

$$P_{\text{cond}, T14} = \frac{U_{\text{CE},0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot m \cdot (\sin \varphi + (\pi - \varphi) \cdot \cos \varphi) + \frac{r_{\text{CE}} \cdot \hat{I}^2}{6\pi} \cdot m \cdot (\cos \varphi + 1)^2 \tag{A.3.2}$$

$$P_{\text{sw}, T14} = \frac{1 + \cos \varphi}{2\pi} f_s \left[E_{\text{on}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{iT,\text{on}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{uT,\text{on}}} + E_{\text{off}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{iT,\text{off}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{uT,\text{off}}} \right] \tag{A.3.3}$$

$$P_{\text{cond}, D14} = \frac{U_{\text{F},0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot m \cdot (\sin \varphi - \varphi \cdot \cos \varphi) + \frac{r_{\text{F}} \cdot \hat{I}^2}{6\pi} \cdot m \cdot (\cos \varphi - 1)^2 \tag{A.3.4}$$

$$P_{\text{sw}, D14} = f_s \cdot E_{\text{rr}} \cdot \frac{1 - \cos \varphi}{2\pi} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{iD}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{uD}} \tag{A.3.5}$$

Formelsatz für S_{23}

$$\begin{aligned}
 P_{\text{cond}, T23} &= \frac{U_{\text{CE},0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot (4 - 2m \cdot \sin \varphi + m \cdot (2\varphi - \pi) \cdot \cos \varphi) + \\
 &\quad \frac{r_{\text{CE}} \cdot \hat{I}^2}{4\pi} \left(\pi - 2m - \frac{2m}{3} \cos(2\varphi) \right)
 \end{aligned} \tag{A.3.6}$$

$$P_{\text{sw}, T23} = \frac{1 - \cos \varphi}{2\pi} f_s \left[E_{\text{on}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{iT,\text{on}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{uT,\text{on}}} + E_{\text{off}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{iT,\text{off}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{uT,\text{off}}} \right] \tag{A.3.7}$$

$$\begin{aligned}
 P_{\text{cond}, D23} &= \frac{U_{\text{F},0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot (4 - 2m \cdot \sin \varphi + m \cdot (2\varphi - \pi) \cdot \cos \varphi) + \\
 &\quad \frac{r_{\text{F}} \cdot \hat{I}^2}{4\pi} \left(\pi - 2m - \frac{2m}{3} \cos(2\varphi) \right)
 \end{aligned} \tag{A.3.8}$$

$$P_{\text{sw,D23}} = f_s \cdot E_{\text{rr}} \cdot \frac{1 + \cos \varphi}{2\pi} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{id}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uD}}} \quad (\text{A.3.9})$$

A.4 Verlustformeln für den ANPC Wechselrichter

Die grundlegenden Ausführungen zur Funktionsweise und zum Schalt- und Durchlassverhalten der ANPC Struktur wurden bereits in Kap. 4.2.4 vorgestellt. Der Vollständigkeit halber erfolgt die Betrachtung der PWM-Signale und der getakteten Ströme durch die Einzelschalter auch an dieser Stelle. Ergänzend zu Kap. 4.2.4 werden hier alle Formeln zur Verlustberechnung aufgeführt. Zur Überprüfung wurden diese mit den Ausdrücken aus [97] abgeglichen. Anders als bei den bisher betrachteten Strukturen wird zusätzlich zwischen den verschiedenen Modulationsschemata MS1, MS2 und MS3 unterschieden.

A.4.1 Modulationsschema MS1

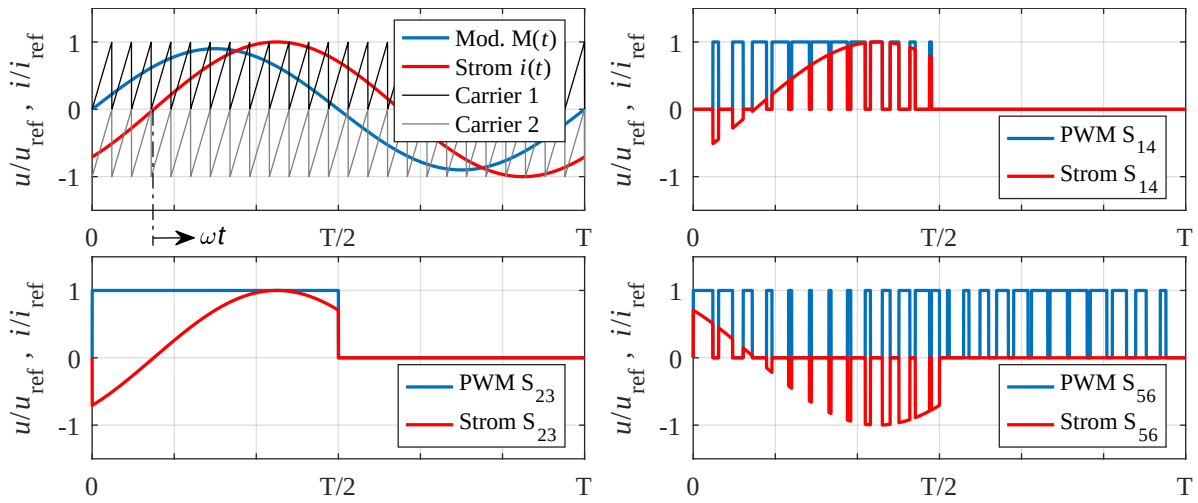


Abb. A.4: Modulationssignale und Ströme durch die Schalter eines ANPC Wechselrichters mit MS1.

$$\begin{aligned} T_{14} : \delta_{T14}(t) &= m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t &\in [0, \pi - \varphi] \\ D_{14} : \delta_{D14}(t) &= m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t &\in [-\varphi, 0] \\ T_{23} : \delta_{T23}(t) &= 1 & \omega t &\in [0, \pi - \varphi] \\ D_{23} : \delta_{D23}(t) &= 1 & \omega t &\in [-\varphi, 0] \\ T_{56} : \delta_{T56}(t) &= 1 - m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t &\in [-\varphi, 0] \\ D_{56} : \delta_{D56}(t) &= 1 - m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t &\in [0, \pi - \varphi] \end{aligned} \quad (\text{A.4.1})$$

Formelsatz für S_{14}

$$P_{\text{cond,T14}} = \frac{U_{\text{CE},0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot m \cdot (\sin \varphi + (\pi - \varphi) \cdot \cos \varphi) + \frac{r_{\text{CE}} \cdot \hat{I}^2}{6\pi} \cdot m \cdot (\cos \varphi + 1)^2 \quad (\text{A.4.2})$$

$$P_{\text{sw,T14}} = \frac{1 + \cos \varphi}{2\pi} f_s \left[E_{\text{on}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{IT,on}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uT,on}}} + E_{\text{off}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{IT,off}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uT,off}}} \right] \quad (\text{A.4.3})$$

$$P_{\text{cond,D14}} = \frac{U_{\text{F},0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot m \cdot (\sin \varphi - \varphi \cdot \cos \varphi) + \frac{r_{\text{F}} \cdot \hat{I}^2}{6\pi} \cdot m \cdot (\cos \varphi - 1)^2 \quad (\text{A.4.4})$$

$$P_{\text{sw,D14}} = f_s \cdot E_{\text{rr}} \cdot \frac{1 - \cos \varphi}{2\pi} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{id}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uD}}} \quad (\text{A.4.5})$$

Formelsatz für S₂₃

$$P_{\text{cond},T23} = \frac{U_{\text{CE},0} \cdot \hat{I}}{2\pi} \cdot (\cos \varphi + 1) + \frac{r_{\text{CE}} \cdot \hat{I}^2}{4\pi} \left(\pi - \varphi + \frac{\sin(2\varphi)}{2} \right) \quad (\text{A.4.6})$$

$$P_{\text{sw},T23} = \begin{cases} f_{\text{el}} \cdot E_{\text{off}} \left(\frac{\hat{I} \cdot \sin \varphi}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{IT},\text{off}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{UT},\text{off}}} & @ \cos \varphi > 0 \\ f_{\text{el}} \cdot E_{\text{on}} \left(\frac{\hat{I} \cdot \sin \varphi}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{IT},\text{on}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{UT},\text{on}}} & @ \cos \varphi < 0 \end{cases} \quad (\text{A.4.7})$$

$$P_{\text{cond},D23} = \frac{U_{\text{F},0} \cdot \hat{I}}{2\pi} \cdot (1 - \cos \varphi) + \frac{r_{\text{F}} \cdot \hat{I}^2}{4\pi} \left(\varphi - \frac{\sin(2\varphi)}{2} \right) \quad (\text{A.4.8})$$

$$P_{\text{sw},D23} = 0 \quad (\text{A.4.9})$$

Formelsatz für S₅₆

$$P_{\text{cond},T56} = \frac{U_{\text{CE},0} \cdot \hat{I}}{2\pi} \left(1 - \cos \varphi - \frac{m}{2} \cdot (\sin \varphi - \varphi \cdot \cos \varphi) \right) + \frac{r_{\text{CE}} \cdot \hat{I}^2}{2\pi} \left(\frac{\varphi}{2} - \frac{\sin(2\varphi)}{4} - \frac{m}{3} \cdot (\cos \varphi - 1)^2 \right) \quad (\text{A.4.10})$$

$$P_{\text{sw},T56} = \frac{1 - \cos \varphi}{2\pi} f_{\text{s}} \left[E_{\text{on}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{IT},\text{on}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{UT},\text{on}}} + E_{\text{off}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{IT},\text{off}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{UT},\text{off}}} \right] \quad (\text{A.4.11})$$

$$P_{\text{cond},D56} = \frac{U_{\text{F},0} \cdot \hat{I}}{2\pi} \left(1 + \cos \varphi - \frac{m}{2} \cdot (\sin \varphi + (\pi - \varphi) \cdot \cos \varphi) \right) + \frac{r_{\text{F}} \cdot \hat{I}^2}{2\pi} \left(\frac{\pi - \varphi}{2} + \frac{\sin(2\varphi)}{4} - \frac{m}{3} \cdot (\cos \varphi + 1)^2 \right) \quad (\text{A.4.12})$$

$$P_{\text{sw},D56} = f_{\text{s}} \cdot E_{\text{rr}} \cdot \frac{1 + \cos \varphi}{2\pi} \cdot \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{ID}}} \cdot \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{UD}}} \quad (\text{A.4.13})$$

A.4.2 Modulationsschema MS2

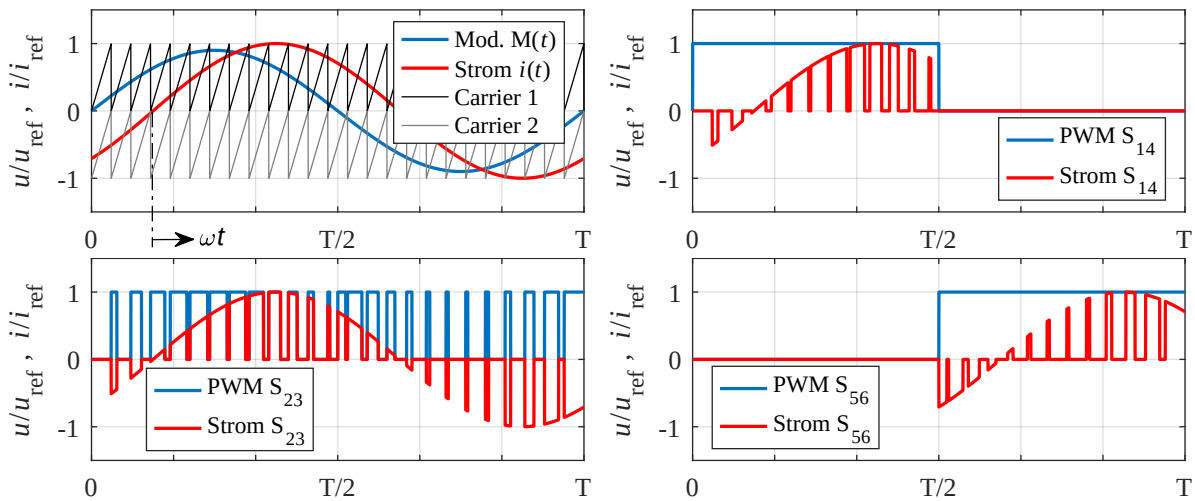


Abb. A.5: Modulationssignale und Ströme durch die Schalter eines ANPC Wechselrichters mit MS2.

$$\begin{aligned}
T_{14} : \delta_{T14}(t) &= m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t &\in [0, \pi - \varphi] \\
D_{14} : \delta_{D14}(t) &= m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t &\in [-\varphi, 0] \\
T_{23} : \delta_{T23}(t) &= \begin{cases} m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [0, \pi - \varphi] \\ 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [\pi - \varphi, \pi] \end{cases} \\
D_{23} : \delta_{D23}(t) &= \begin{cases} 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [\pi, 2\pi - \varphi] \\ m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [-\varphi, 0] \end{cases} \\
T_{56} : \delta_{T56}(t) &= 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t &\in [\pi, 2\pi - \varphi] \\
D_{56} : \delta_{D56}(t) &= 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t &\in [\pi - \varphi, \pi]
\end{aligned} \tag{A.4.14}$$

Formelsatz für S₁₄

$$P_{\text{cond}, T14} = \frac{U_{\text{CE},0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot m \cdot (\sin \varphi + (\pi - \varphi) \cdot \cos \varphi) + \frac{r_{\text{CE}} \cdot \hat{I}^2}{6\pi} \cdot m \cdot (\cos \varphi + 1)^2 \tag{A.4.15}$$

$$P_{\text{sw}, T14} = 0 \tag{A.4.16}$$

$$P_{\text{cond}, D14} = \frac{U_{\text{F},0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot m \cdot (\sin \varphi - \varphi \cdot \cos \varphi) + \frac{r_{\text{F}} \cdot \hat{I}^2}{6\pi} \cdot m \cdot (\cos \varphi - 1)^2 \tag{A.4.17}$$

$$P_{\text{sw}, D14} = 0 \tag{A.4.18}$$

Formelsatz für S₂₃

$$\begin{aligned}
P_{\text{cond}, T23} &= \frac{U_{\text{CE},0} \cdot \hat{I}}{2\pi} \left(\left(\frac{m \cdot \pi}{2} - 1 \right) \cdot \cos \varphi + 1 \right) + \\
&\quad \frac{r_{\text{CE}} \cdot \hat{I}^2}{4\pi} \left(\varphi - \frac{\sin(2\varphi)}{2} + \frac{8m}{3} \cdot \cos \varphi \right)
\end{aligned} \tag{A.4.19}$$

$$P_{\text{sw}, T23} = \frac{f_s}{\pi} \left[E_{\text{on}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{IT},\text{on}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uT},\text{on}}} + E_{\text{off}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{IT},\text{off}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uT},\text{off}}} \right] \tag{A.4.20}$$

$$\begin{aligned}
P_{\text{cond}, D23} &= \frac{U_{\text{F},0} \cdot \hat{I}}{2\pi} \left(\left(1 - \frac{m \cdot \pi}{2} \right) \cdot \cos \varphi + 1 \right) + \\
&\quad \frac{r_{\text{F}} \cdot \hat{I}^2}{4\pi} \left(\pi - \varphi + \frac{\sin(2\varphi)}{2} - \frac{8m}{3} \cdot \cos \varphi \right)
\end{aligned} \tag{A.4.21}$$

$$P_{\text{sw}, D23} = f_s \cdot E_{\text{rr}} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{ID}}} \cdot \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uD}}} \tag{A.4.22}$$

Formelsatz für S₅₆

$$\begin{aligned}
P_{\text{cond}, T56} &= \frac{U_{\text{CE},0} \cdot \hat{I}}{2\pi} \left(1 + \cos \varphi - \frac{m}{2} \cdot (\sin \varphi + (\pi - \varphi) \cdot \cos \varphi) \right) + \\
&\quad \frac{r_{\text{CE}} \cdot \hat{I}^2}{2\pi} \left(\frac{\pi - \varphi}{2} + \frac{\sin(2\varphi)}{4} - \frac{m}{3} \cdot (\cos \varphi + 1)^2 \right)
\end{aligned} \tag{A.4.23}$$

$$P_{\text{sw}, T56} = \begin{cases} f_{\text{el}} \cdot E_{\text{off}} \left(\frac{\hat{I} \cdot \sin \varphi}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{IT},\text{off}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uT},\text{off}}} & @ \cos \varphi > 0 \\ f_{\text{el}} \cdot E_{\text{on}} \left(\frac{\hat{I} \cdot \sin \varphi}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{IT},\text{on}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uT},\text{on}}} & @ \cos \varphi < 0 \end{cases} \tag{A.4.24}$$

$$P_{\text{cond,D56}} = \frac{U_{F,0} \cdot \hat{I}}{2\pi} \left(1 - \cos \varphi - \frac{m}{2} \cdot (\sin \varphi - \varphi \cdot \cos \varphi) \right) + \frac{r_F \cdot \hat{I}^2}{2\pi} \left(\frac{\varphi}{2} - \frac{\sin(2\varphi)}{4} - \frac{m}{3} \cdot (\cos \varphi - 1)^2 \right) \quad (\text{A.4.25})$$

$$P_{\text{sw,D56}} = 0 \quad (\text{A.4.26})$$

A.4.3 Modulationsschema MS3

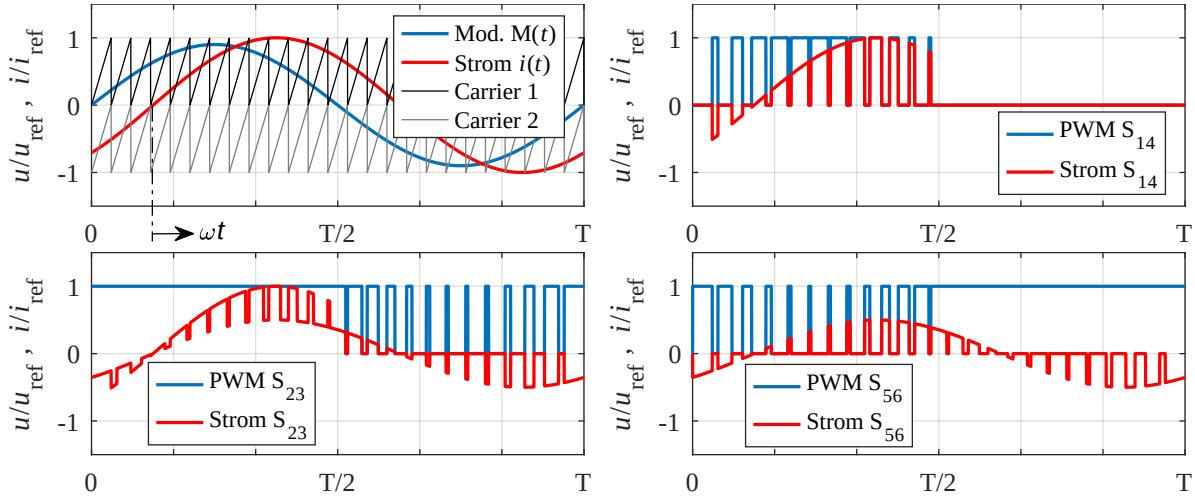


Abb. A.6: Modulationssignale und Ströme durch die Schalter eines ANPC Wechselrichters mit MS3.

$$\begin{aligned} T_{14} : \delta_{T14}(t) &= m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [0, \pi - \varphi] \\ D_{14} : \delta_{D14}(t) &= m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [-\varphi, 0] \\ T_{23} : \delta_{T23}(t) &= \begin{cases} m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [0, \pi - \varphi] @ \hat{I}_{ph} \\ 1 - m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [0, \pi - \varphi] @ \frac{1}{2} \hat{I}_{ph} \\ 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [\pi - \varphi, \pi] @ \frac{1}{2} \hat{I}_{ph} \end{cases} \\ D_{23} : \delta_{D23}(t) &= \begin{cases} m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [-\varphi, 0] @ \hat{I}_{ph} \\ 1 - m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [-\varphi, 0] @ \frac{1}{2} \hat{I}_{ph} \\ 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [\pi, 2\pi - \varphi] @ \frac{1}{2} \hat{I}_{ph} \end{cases} \\ T_{56} : \delta_{T56}(t) &= \begin{cases} 1 - m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [0, \pi - \varphi] @ \frac{1}{2} \hat{I}_{ph} \\ 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [\pi - \varphi, \pi] @ \frac{1}{2} \hat{I}_{ph} \end{cases} \\ D_{56} : \delta_{D56}(t) &= \begin{cases} 1 - m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [-\varphi, 0] @ \frac{1}{2} \hat{I}_{ph} \\ 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [\pi, 2\pi - \varphi] @ \frac{1}{2} \hat{I}_{ph} \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{A.4.27})$$

Formelsatz für S₁₄

$$P_{\text{cond,T14}} = \frac{U_{CE,0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot m \cdot (\sin \varphi + (\pi - \varphi) \cdot \cos \varphi) + \frac{r_{CE} \cdot \hat{I}^2}{6\pi} \cdot m \cdot (\cos \varphi + 1)^2 \quad (\text{A.4.28})$$

$$P_{\text{sw,T14}} = \frac{1 + \cos \varphi}{2\pi} f_s \left[E_{\text{on}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{iT,\text{on}}} \left(\frac{U_{DC}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{uT,\text{on}}} + E_{\text{off}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{iT,\text{off}}} \left(\frac{U_{DC}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{uT,\text{off}}} \right] \quad (\text{A.4.29})$$

$$P_{\text{cond,D14}} = \frac{U_{F,0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot m \cdot (\sin \varphi - \varphi \cdot \cos \varphi) + \frac{r_F \cdot \hat{I}^2}{6\pi} \cdot m \cdot (\cos \varphi - 1)^2 \quad (\text{A.4.30})$$

$$P_{\text{sw},D14} = f_s \cdot E_{\text{rr}} \cdot \frac{1 - \cos \varphi}{2\pi} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{id}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uD}}} \quad (\text{A.4.31})$$

Formelsatz für S₂₃

$$P_{\text{cond},T23} = \frac{U_{\text{CE},0} \cdot \hat{I}}{2\pi} \left(1 + \frac{m \cdot \pi}{4} \cdot \cos \varphi \right) + \frac{r_{\text{CE}} \cdot \hat{I}^2}{4\pi} \left(\frac{\pi}{4} + \frac{m}{3} \cdot (\cos \varphi + 1)^2 + \frac{2m}{3} \cdot \cos \varphi \right) \quad (\text{A.4.32})$$

$$P_{\text{sw},T23} = \frac{1 - \cos \varphi}{2\pi} f_s \left[E_{\text{on}} \left(\frac{\hat{I}}{2I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{iT,on}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uT,on}}} + E_{\text{off}} \left(\frac{\hat{I}}{2I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{iT,off}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uT,off}}} \right] \quad (\text{A.4.33})$$

$$P_{\text{cond},D23} = \frac{U_{\text{F},0} \cdot \hat{I}}{2\pi} \left(1 - \frac{m \cdot \pi}{4} \cdot \cos \varphi \right) + \frac{r_{\text{F}} \cdot \hat{I}^2}{4\pi} \left(\frac{\pi}{4} + \frac{m}{3} \cdot (\cos \varphi - 1)^2 - \frac{2m}{3} \cdot \cos \varphi \right) \quad (\text{A.4.34})$$

$$P_{\text{sw},D23} = f_s \cdot E_{\text{rr}} \cdot \frac{1 + \cos \varphi}{2\pi} \left(\frac{\hat{I}}{2 \cdot I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{id}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uD}}} \quad (\text{A.4.35})$$

Formelsatz für S₅₆

$$P_{\text{cond},T56} = \frac{U_{\text{CE},0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \left(2 + m \cdot \left(\left(\varphi - \frac{\pi}{2} \right) \cdot \cos \varphi - \sin \varphi \right) \right) + \frac{r_{\text{CE}} \cdot \hat{I}^2}{4\pi} \left(\frac{\pi}{4} - \frac{m}{3} \cdot (\cos^2 \varphi + 1) \right) \quad (\text{A.4.36})$$

$$P_{\text{sw},T56} = \frac{1 - \cos \varphi}{2\pi} f_s \left[E_{\text{on}} \left(\frac{\hat{I}}{2I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{iT,on}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uT,on}}} + E_{\text{off}} \left(\frac{\hat{I}}{2I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{iT,off}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uT,off}}} \right] \quad (\text{A.4.37})$$

$$P_{\text{cond},D56} = \frac{U_{\text{F},0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \left(2 + m \cdot \left(\left(\varphi - \frac{\pi}{2} \right) \cdot \cos \varphi - \sin \varphi \right) \right) + \frac{r_{\text{F}} \cdot \hat{I}^2}{4\pi} \left(\frac{\pi}{4} - \frac{m}{3} \cdot (\cos^2 \varphi + 1) \right) \quad (\text{A.4.38})$$

$$P_{\text{sw},D56} = f_s \cdot E_{\text{rr}} \cdot \frac{1 + \cos \varphi}{2\pi} \left(\frac{\hat{I}}{2 \cdot I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{id}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uD}}} \quad (\text{A.4.39})$$

A.5 Verlustformeln für den FC Wechselrichter

In diesem Kapitel wird die Ansteuerung und die daraus resultierende Belastung der Schalter eines FC Wechselrichters anhand der Modulationssignale und der getakteten Ströme aus Abb. A.7 beschrieben. Da für eine gleichmäßige Belastung der „fliegenden“ Kondensatoren gemäß den Ausführungen aus Kap. 2.6.5 zwischen den beiden verfügbaren Nullzuständen 0₁ und 0₂ abgewechselt wird, müssten an dieser Stelle eigentlich die Verlustformeln unter alternierender Verwendung beider Schaltzustände hergeleitet werden. Bei ausgeglichener Kondensatorspannung fallen jedoch in beiden Nullzuständen die gleichen Gesamtverluste an. Die Aufteilung auf die beteiligten Schalter erfolgt daher aus Symmetriegründen durch eine nachgelagerte Umverteilung, damit sich die Modulationsfunktionen in eine analytisch fassbare Gleichung überführen lassen. Diese Herangehensweise beruht auf der Annahme, dass beide Nullzustände zu gleichen zeitlichen Anteilen gestellt werden. Ist dies der Fall, so fällt bei identischen Chipflächen an jedem topologischen Schalter die gleiche Gesamtverlustleistung an. Die Verluste am „fliegenden“ Kondensator werden nachfolgend zwar ebenfalls hergeleitet, aufgrund der schwierig allgemeingültig formulierbaren Anforderungen an den Kondensator jedoch in den Berechnungen aus Kap. 5 ignoriert.

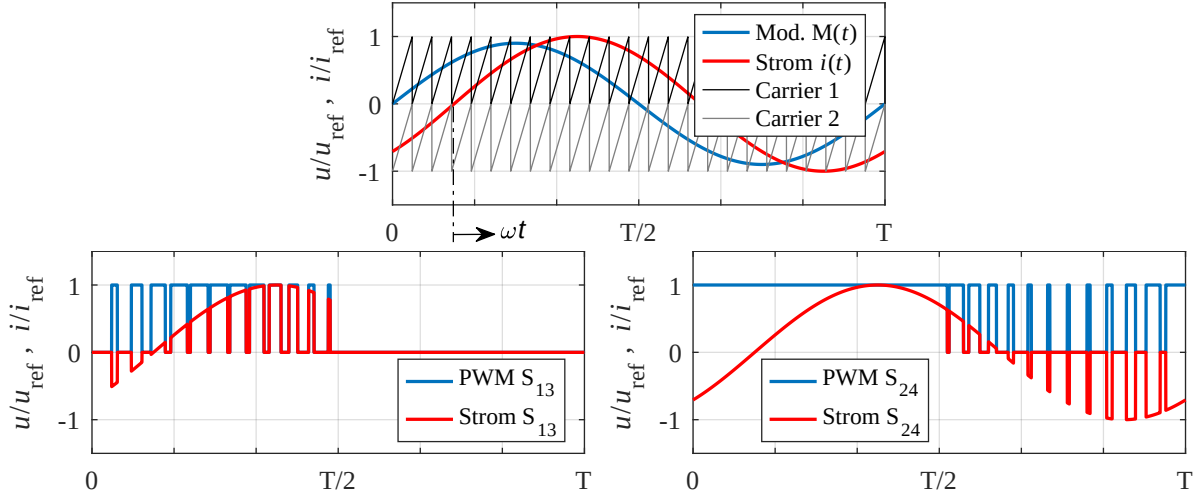


Abb. A.7: Modulationssignale und Ströme durch die Schalter eines FC Wechselrichters unter ausschließlicher Verwendung des Nullzustands 0_1 .

$$\begin{aligned}
 T_{13} : \delta_{T13}(t) &= m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [0, \pi - \varphi] \\
 D_{13} : \delta_{D13}(t) &= m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [-\varphi, 0] \\
 T_{24} : \delta_{T24}(t) &= \begin{cases} 1 & \omega t \in [0, \pi - \varphi] \\ 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [\pi - \varphi, \pi] \end{cases} \\
 D_{24} : \delta_{D24}(t) &= \begin{cases} 1 & \omega t \in [-\varphi, 0] \\ 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [\pi, 2\pi - \varphi] \end{cases} \\
 FC : M_{FC}(t) &= \begin{cases} 1 - m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [0, \pi - \varphi] \cup [-\varphi, 0] \\ 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [\pi - \varphi, \pi] \cup [\pi, 2\pi - \varphi] \end{cases}
 \end{aligned} \tag{A.5.1}$$

Formelsatz für S_{13}

$$P_{\text{cond}, T13} = \frac{U_{CE,0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot m \cdot (\sin \varphi + (\pi - \varphi) \cdot \cos \varphi) + \frac{r_{CE} \cdot \hat{I}^2}{6\pi} \cdot m \cdot (\cos \varphi + 1)^2 \tag{A.5.2}$$

$$P_{\text{sw}, T13} = \frac{1 + \cos \varphi}{2\pi} f_s \left[E_{\text{on}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{iT,\text{on}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{uT,\text{on}}} + E_{\text{off}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{iT,\text{off}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{uT,\text{off}}} \right] \tag{A.5.3}$$

$$P_{\text{cond}, D13} = \frac{U_{F,0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot m \cdot (\sin \varphi - \varphi \cdot \cos \varphi) + \frac{r_F \cdot \hat{I}^2}{6\pi} \cdot m \cdot (\cos \varphi - 1)^2 \tag{A.5.4}$$

$$P_{\text{sw}, D13} = f_s \cdot E_{\text{rr}} \cdot \frac{1 - \cos \varphi}{2\pi} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{iD}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{uD}} \tag{A.5.5}$$

Formelsatz für S_{24}

$$P_{\text{cond}, T24} = \frac{U_{CE,0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot (4 + m \cdot (\varphi \cos \varphi - \sin \varphi)) + \frac{r_{CE} \cdot \hat{I}^2}{4\pi} \left(\pi - \frac{2m}{3} \cdot (\cos \varphi - 1)^2 \right) \tag{A.5.6}$$

$$P_{\text{sw}, T24} = \frac{1 - \cos \varphi}{2\pi} f_s \left[E_{\text{on}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{iT,\text{on}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{uT,\text{on}}} + E_{\text{off}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{iT,\text{off}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{uT,\text{off}}} \right] \tag{A.5.7}$$

$$P_{\text{cond,D24}} = \frac{U_{F,0} \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot (4 - m \cdot (\sin \varphi + (\pi - \varphi) \cdot \cos \varphi)) + \frac{r_F \cdot \hat{I}^2}{4\pi} \left(\pi - \frac{2m}{3} (\cos \varphi + 1)^2 \right) \quad (\text{A.5.8})$$

$$P_{\text{sw,D24}} = f_s \cdot E_{\text{rr}} \cdot \frac{1 + \cos \varphi}{2\pi} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{id}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uD}}} \quad (\text{A.5.9})$$

Kondensatorverluste [nicht verwendet]

$$P_{\text{cond,C}} = \frac{R_{\text{ESR}} \cdot \hat{I}^2}{2\pi} \cdot \left(\pi - 2m - \frac{2m}{3} \cos(2\varphi) \right) \quad (\text{A.5.10})$$

A.6 Verlustformeln für den SOW Wechselrichter

Die grundlegende Betriebsweise der SOW Struktur wurde bereits in Kap. 2.6.6 beschrieben. In diesem Abschnitt finden sich zusätzlich die Modulationssignale und Formeln zur Berechnung der Schalt- und Durchlassverluste aller topologischen Schalter. Dabei werden die beiden Betriebsmodi für niedrige (Y-Modus) und hohe Aussteuerung (OW-Modus) nacheinander betrachtet.

A.6.1 Y-Modus: Sternschaltung

Befindet sich der SOW Wechselrichter im Y-Betrieb, so sind die Schalter S'_{12} in WR2 dauerhaft ausgeschaltet und führen keinen Strom. Stattdessen sind die Sternpunktschalter S_Y durchgehend im eingeschalteten Zustand und werden mit dem kontinuierlichen Phasenstrom belastet. Die Schalter S_{12} in WR1 takten analog zum PWM-Betrieb des B6 Wechselrichters.

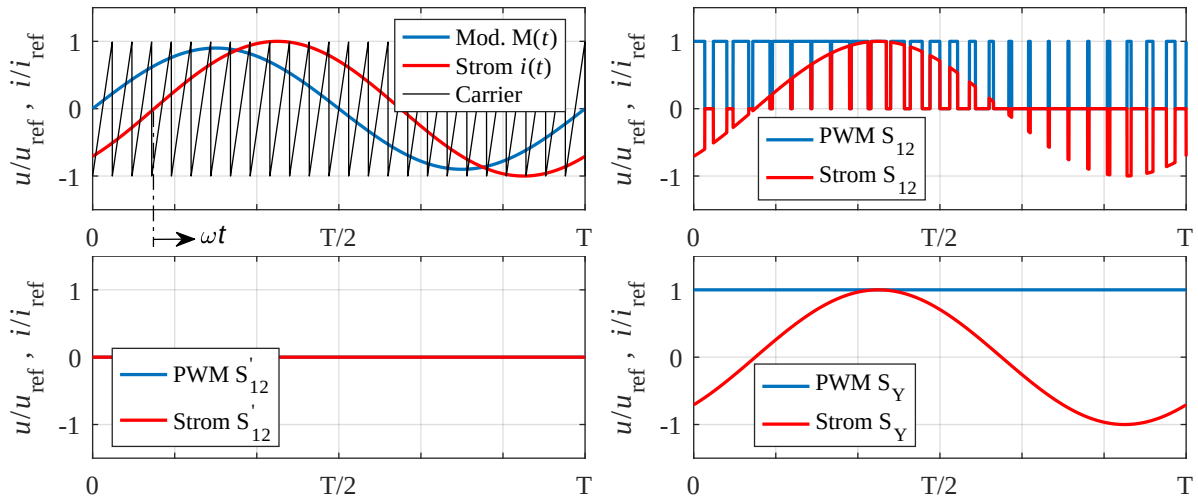


Abb. A.8: Modulationssignale und Ströme durch die Schalter eines SOW Wechselrichters im Y-Modus.

$$\begin{aligned} T_{12} : \delta_{T12}(t) &= \frac{1}{2} \cdot (1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi)) & \omega t &\in [0, \pi] \\ D_{12} : \delta_{D12}(t) &= \frac{1}{2} \cdot (1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi)) & \omega t &\in [\pi, 2\pi] \\ T_{12'} : \delta_{T12'}(t) &= 0 & \omega t &\in [0, 2\pi] \\ D_{12'} : \delta_{D12'}(t) &= 0 & \omega t &\in [0, 2\pi] \\ T_Y : \delta_{TY}(t) &= 1 & \omega t &\in [0, \pi] \\ D_Y : \delta_{DY}(t) &= 1 & \omega t &\in [\pi, 2\pi] \end{aligned} \quad (\text{A.6.1})$$

Formelsatz für S_{12}

$$P_{\text{cond},T12} = U_{\text{CE},0} \cdot \hat{I} \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{m \cdot \cos \varphi}{8} \right) + r_{\text{CE}} \cdot \hat{I}^2 \left(\frac{1}{8} + \frac{m \cdot \cos \varphi}{3\pi} \right) \quad (\text{A.6.2})$$

$$P_{\text{sw},T12} = \frac{\sqrt{2} \cdot f_s}{\pi} \left[E_{\text{on}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{iT,\text{on}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{uT,\text{on}}} + E_{\text{off}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{iT,\text{off}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{uT,\text{off}}} \right] \quad (\text{A.6.3})$$

$$P_{\text{cond},D12} = U_{\text{F},0} \cdot \hat{I} \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{m \cdot \cos \varphi}{8} \right) + r_{\text{F}} \cdot \hat{I}^2 \left(\frac{1}{8} - \frac{m \cdot \cos \varphi}{3\pi} \right) \quad (\text{A.6.4})$$

$$P_{\text{sw},D12} = \frac{\sqrt{2} \cdot f_s}{\pi} \cdot E_{\text{rr}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{iD}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{uD}} \quad (\text{A.6.5})$$

Formelsatz für S'_{12}

$$P_{\text{cond},T12'} = 0 \quad (\text{A.6.6})$$

$$P_{\text{sw},T12'} = 0 \quad (\text{A.6.7})$$

$$P_{\text{cond},D12'} = 0 \quad (\text{A.6.8})$$

$$P_{\text{sw},D12'} = 0 \quad (\text{A.6.9})$$

Formelsatz für S_Y

$$P_{\text{cond},TY} = \frac{U_{\text{CE},0} \cdot \hat{I}}{\pi} + \frac{r_{\text{CE}} \cdot \hat{I}^2}{4} \quad (\text{A.6.10})$$

$$P_{\text{sw},TY} = 0 \quad (\text{A.6.11})$$

$$P_{\text{cond},DY} = \frac{U_{\text{F},0} \cdot \hat{I}}{\pi} + \frac{r_{\text{F}} \cdot \hat{I}^2}{4} \quad (\text{A.6.12})$$

$$P_{\text{sw},DY} = 0 \quad (\text{A.6.13})$$

A.6.2 OW-Modus: Offene Wicklungen

Im OW-Betrieb führen die grundfrequent getakteten Halbleiter S'_{12} in WR2 während einer Spannungshalbwelle den vollen Phasenstrom, sind jedoch ansonsten ausgeschaltet. Die Sternpunktschalter S_Y sind dauerhaft inaktiv. Das PWM-Muster für WR1 unterscheidet sich von dem Ansteuermuster des Y-Betriebs, da es sich aus einer Überlagerung der übergeordneten Spannungsvorgabe $M(t)$ mit der Rechteckfunktion zur Ansteuerung von S'_{12} zusammensetzt. Um das richtige Taktsignal zu erzeugen, muss die Ansteuerung außerdem auf eine quasi-Dreipunkt-Modulation zurückgreifen, wobei aufgrund der Definition der Modulationsfunktion für S_{12} nur das obere Trägersignal verwendet wird. Damit entspricht das PWM-Muster dem des Schalters S_{23} der ANPC Struktur mit MS2.

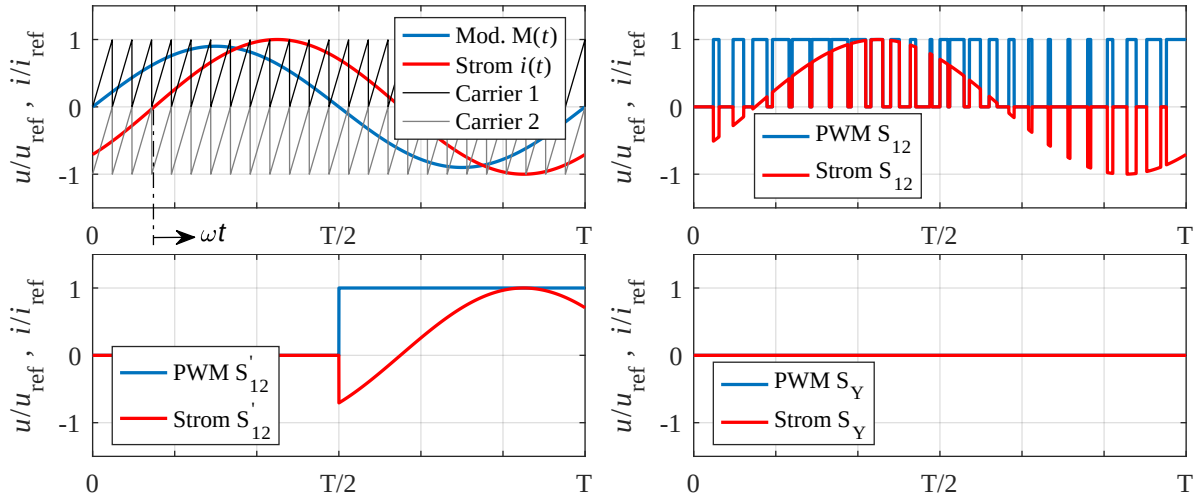


Abb. A.9: Modulationssignale und Ströme durch die Schalter eines SOW Wechselrichters im OW-Modus.

$$\begin{aligned}
 T_{12} : \delta_{T12}(t) &= \begin{cases} m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [0, \pi - \varphi] \\ 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [\pi - \varphi, \pi] \end{cases} \\
 D_{12} : \delta_{D12}(t) &= \begin{cases} m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [-\varphi, 0] \\ 1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi) & \omega t \in [\pi, 2\pi - \varphi] \end{cases} \\
 T_{12'} : \delta_{T12'}(t) &= 1 & \omega t \in [\pi, 2\pi - \varphi] \\
 D_{12'} : \delta_{D12'}(t) &= 1 & \omega t \in [\pi - \varphi, \pi] \\
 T_Y : \delta_{TY}(t) &= 0 & \omega t \in [0, 2\pi] \\
 D_Y : \delta_{DY}(t) &= 0 & \omega t \in [0, 2\pi]
 \end{aligned} \tag{A.6.14}$$

Formelsatz für S_{12}

$$P_{\text{cond}, T12} = \frac{U_{CE,0} \cdot \hat{I}}{2\pi} \left(\left(\frac{m \cdot \pi}{2} - 1 \right) \cdot \cos \varphi + 1 \right) + \frac{r_{CE} \cdot \hat{I}^2}{2\pi} \left(\frac{\varphi}{2} - \frac{\sin(2\varphi)}{4} + \frac{4m}{3} \cdot \cos \varphi \right) \tag{A.6.15}$$

$$P_{\text{sw}, T12} = \frac{f_s}{\pi} \left[E_{\text{off}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{iT,\text{on}}} \left(\frac{U_{DC}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{uT,\text{on}}} + E_{\text{on}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{iT,\text{off}}} \left(\frac{U_{DC}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{uT,\text{off}}} \right] \tag{A.6.16}$$

$$P_{\text{cond}, D12} = \frac{U_{F,0} \cdot \hat{I}}{2\pi} \left(\left(1 - \frac{m \cdot \pi}{2} \right) \cdot \cos \varphi + 1 \right) + \frac{r_F \cdot \hat{I}^2}{4\pi} \left(\pi - \varphi + \frac{\sin(2\varphi)}{2} - \frac{8}{3} \cdot m \cdot (\cos^2 \varphi + 1) \right) \tag{A.6.17}$$

$$P_{\text{sw}, D12} = \frac{f_s}{\pi} \cdot E_{\text{rr}} \left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{iD}} \left(\frac{U_{DC}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{uD}} \tag{A.6.18}$$

Formelsatz für S'_{12}

$$P_{\text{cond}, T12'} = \frac{U_{CE,0} \cdot \hat{I}}{2\pi} \cdot (1 + \cos \varphi) + \frac{r_{CE} \cdot \hat{I}^2}{4\pi} \left(\pi - \varphi + \frac{\sin(2\varphi)}{2} \right) \tag{A.6.19}$$

$$P_{\text{sw,T12'}} = \begin{cases} \frac{f_{\text{el}}}{\pi} \cdot E_{\text{off}} \left(\frac{\hat{I} \cdot \sin \varphi}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{iT,off}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uT,off}}} & @ \cos \varphi > 0 \\ \frac{f_{\text{el}}}{\pi} \cdot E_{\text{on}} \left(\frac{\hat{I} \cdot \sin \varphi}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{iT,on}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uT,on}}} & @ \cos \varphi < 0 \end{cases} \quad (\text{A.6.20})$$

$$P_{\text{cond,D12'}} = \frac{U_{\text{F,0}} \cdot \hat{I}}{2\pi} \cdot (1 - \cos \varphi) + \frac{r_{\text{F}} \cdot \hat{I}^2}{4\pi} \left(\varphi - \frac{\sin(2\varphi)}{2} \right) \quad (\text{A.6.21})$$

$$P_{\text{sw,D12'}} = \begin{cases} 0 & @ \cos \varphi > 0 \\ \frac{f_{\text{el}}}{\pi} \cdot E_{\text{rr}} \left(\frac{\hat{I} \cdot \sin \varphi}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{iD}}} \left(\frac{U_{\text{DC}}}{2 \cdot U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uD}}} & @ \cos \varphi < 0 \end{cases} \quad (\text{A.6.22})$$

Formelsatz für S_Y

$$P_{\text{cond,TY}} = 0 \quad (\text{A.6.23})$$

$$P_{\text{sw,TY}} = 0 \quad (\text{A.6.24})$$

$$P_{\text{cond,DY}} = 0 \quad (\text{A.6.25})$$

$$P_{\text{sw,DY}} = 0 \quad (\text{A.6.26})$$

Anhang B

Formelsatz zur Beschreibung permanentmagneteregter Synchronmaschinen mit Reluktanzmoment

B.1 Betriebsverhalten

Dieses Kapitel beinhaltet die wichtigsten Grundgleichungen zur Beschreibung des Betriebsverhaltens einer PMSM auf Basis der Literatur aus [35, 42, 241–243] und unterstützt damit die Aussagen und Herleitungen aus unterschiedlichen Kapiteln dieser Arbeit. Die aus dem Ersatzschaltbild in Kap. 2.2.2 e) abgeleitete allgemeine Maschinengleichung im rotorfesten d/q-System ist in Gl. (B.1.1) in Matrixschreibweise gegeben.

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \omega \begin{pmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \omega \begin{pmatrix} 0 \\ \Psi_{PM} \end{pmatrix} \quad (\text{B.1.1})$$

Bei der Mehrheit aller elektrischen Maschinen für BEVs sind die beiden Induktivitäten L_d und L_q unterschiedlich groß [35]. Diese Anisotropie des Rotors kann zur Erzeugung eines zusätzlichen Reluktanzmoments genutzt werden, wobei sich das Gesamtdrehmoment gemäß Gl. (B.1.2) berechnet. Neben dem drehmomentbildenden q-Strom trägt demnach auch der feldbildende d-Strom zur Drehmomenterzeugung bei. Für gängige anisotrope IPMSMs gilt dabei immer $L_d < L_q$, weshalb zur Erzeugung eines positiven Drehmoments ein negativer Strom in der d-Achse gestellt werden muss.

$$M_{el} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot i_q \cdot (\Psi_{PM} + (L_d - L_q) \cdot i_d) \quad (\text{B.1.2})$$

Da der maximale Strom aufgrund der Verluste im Wechselrichter und der elektrischen Maschine limitiert ist, müssen die Stromkomponenten in beiden Achsen gemäß Gl. (B.1.3) begrenzt werden. In der d/q-Ebene beschreibt dieses Stromlimit einen Kreis um den Koordinatenursprung (siehe Abb. B.1). Analog zum Strom kann auch die Spannung in rotorfesten Koordinaten beschrieben werden, wobei die maximale Spannung bei Verwendung der RZM auf $\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$ begrenzt ist.

$$\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{\max} \quad \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \leq \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} = U_{\max} \quad (\text{B.1.3})$$

Zur optimalen Regelung der PMSM mit Reluktanzmoment gilt es, die beiden Stromkomponenten so einzustellen, dass das geforderte Drehmoment mit niedrigstmöglichem Gesamtstrombetrag erzeugt wird. Diese Strategie wird als MTPA-Verfahren bezeichnet (MTPA, *Maximum Torque Per Ampere*) und kann anhand der oben genannten Gleichungen hergeleitet werden. Für den q-Strom ergibt sich die vom d-Strom abhängige Kurve aus Gl. (B.1.4), die ebenfalls in Abb. B.1 eingezeichnet ist [42, 243].

$$i_q = \sqrt{\frac{i_d \Psi_{PM}}{L_d L_q} + i_d^2} \quad (\text{B.1.4})$$

Auf dieser MTPA-Trajektorie wird der Strom eingeregelt, solange der Gesamtstrom den Wert $I_{\max}$ nicht überschreitet. Die Stromgrenze mit $I_{d,\max}$ und $I_{q,\max}$ wird bei der sogenannten Eckfrequenz erreicht, welche durch Gl. (B.1.5) definiert ist und den Übergang vom Grunddrehzahlbereich in den unteren Feldschwächbereich darstellt. Oberhalb dieser Frequenz muss die MTPA-Trajektorie zur weiteren Erhöhung der Drehzahl verlassen werden. Stattdessen wird zum Erreichen höherer Drehzahlen vermehrt feldschwächender Strom gestellt, indem der Maximalstromkreis bis zur Grenzdrehzahl abgefahren wird. Eine ausführliche Beschreibung der tatsächlichen Verläufe beider Stromkomponenten findet sich in [42] und [157].

$$\omega_{\text{eck}} = \frac{U_{\max}}{\sqrt{(L_d I_{d,\max} + \Psi_{\text{PM}})^2 + (L_q I_{q,\max})^2}} \quad (\text{B.1.5})$$

Die Grenzfrequenz definiert die größtmögliche Drehzahl, die auf dem Maximalstromkreis erreicht werden kann. An dieser Stelle muss zwischen zwei Ausprägungen der Maschinen-Auslegung unterschieden werden. Erreicht der Strom in der d-Achse an der Grenzfrequenz bereits den Maximalstrom, so ist eine weitere Erhöhung der Drehzahl über die Grenzfrequenz hinaus unmöglich, da bereits der gesamte verfügbare Strom zur Feldschwächung verwendet wird. Als Entscheidungskriterium dient hier der stationäre Kurzschlussstrom der PMSM, der nach Gl. (B.1.6) von dem Verhältnis aus dem Permanentfluss und der Induktivität in d-Richtung abhängt.

$$i_{d0} = \frac{\Psi_{\text{PM}}}{L_d} \quad k = \frac{i_{d0}}{I_{\max}} = -\frac{\Psi_{\text{PM}}}{L_d \cdot I_{\max}} \quad (\text{B.1.6})$$

Übersteigt der Kurzschlussstrom den Maximalstrom der Maschine ($k \geq 1$), so definiert ω_{grenz} die maximal erreichbare Drehzahl, siehe Abb. B.1 (rechts). Unter dieser Voraussetzung kann die Grenzdrehzahl durch Gl. (B.1.7) berechnet werden.

$$\omega_{\text{grenz}} = \frac{U_{\max}}{\Psi_{\text{PM}} - I_{\max} L_d} \quad (\text{B.1.7})$$

Liegt der Kurzschlussstrom bei $k < 1$ jedoch innerhalb des Maximalstromkreises, so lässt sich die Drehzahl im Leerlauf prinzipiell unbegrenzt weiter erhöhen, indem die für den angestrebten Betriebspunkt zu stellende Spannung minimiert wird (MTPV, *Maximum Torque Per Volt*), siehe Abb. B.1 (links). Der Stromzeiger wird in diesem Fall durch Gl. (B.1.8) beschrieben. Der Ausdruck für die Grenzfrequenz wird hier aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht aufgeführt, kann aber der Literatur entnommen werden [42]. Der damit abgedeckte Stellbereich wird im Allgemeinen als erweiterter oder oberer Feldschwächbereich bezeichnet. Die Wahl des Faktors k bei der Dimensionierung des zur Maschine gehörenden Wechselrichters spielt eine entscheidende Rolle für das Betriebsverhalten des Antriebs. Dies wird unter anderem in Kap. 6.1.1 und Kap. 6.5.1 aufgegriffen und als Grundlage zur Bewertung unterschiedlicher Fehlerreaktionen verwendet.

$$i_d = -\frac{\Psi_{\text{PM}} + \Delta\Psi_d}{L_d} \quad i_q = \frac{\sqrt{\left(\frac{U_{\max}}{\omega}\right)^2 - \Delta\Psi_d^2}}{L_q} \quad (\text{B.1.8})$$

$$\Delta\Psi_d = \frac{L_q \Psi_{\text{PM}} - \sqrt{(L_q \Psi_{\text{PM}})^2 + 8 \left(\frac{U_{\max}}{\omega}\right)^2 (L_d - L_q)^2}}{4 (L_d - L_q)} \quad (\text{B.1.9})$$

Abb. B.2 zeigt die aus den aufgeführten Gleichungen resultierende und zu den Kennlinien aus Abb. B.1 gehörige Drehzahl-Drehmoment Abhängigkeit für die Prüfstandsmaschine aus Kap. 4.1 mit zwei unterschiedlichen Stromgrenzen. Für den niedrigeren Maximalstrom von 300 A zeigt sich eine Einschnürung des Betriebsbereichs an der Grenzfrequenz, während die Drehzahl bei einem Maximalstrom von 450 A über diese Grenze hinaus erhöht werden kann. Der Kurzschlussstrom i_{d0} der Maschine beträgt 400 A.

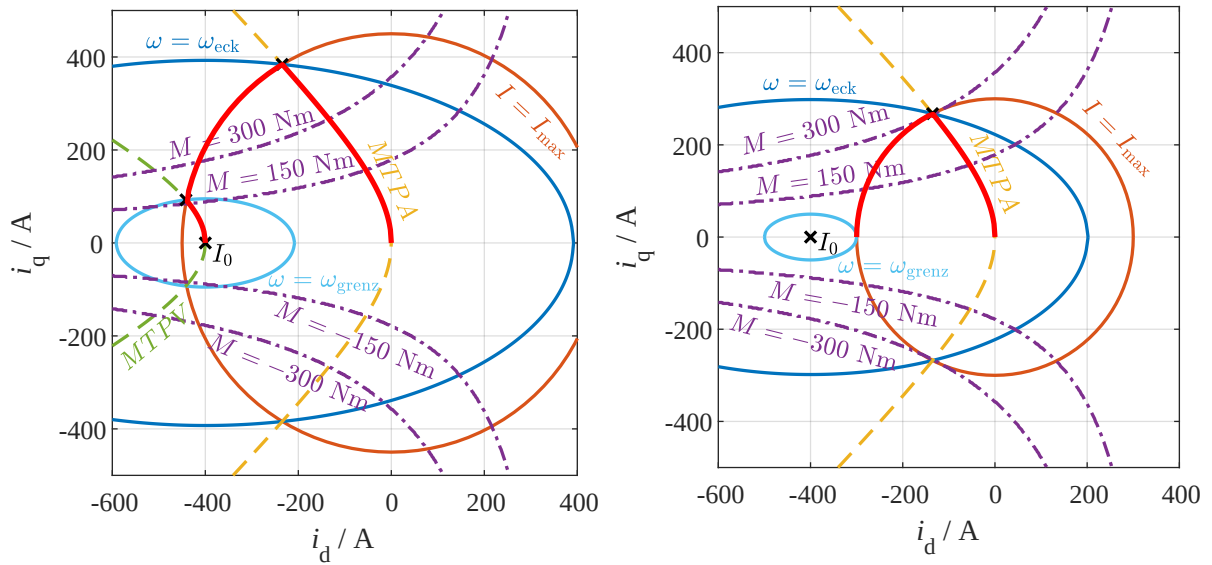


Abb. B.1: Charakteristische Kennlinien und Trajektorien der Prüfstandsmaschine aus Kap. 4.1 für unterschiedliche Stromgrenzen von $I_{\max} = 450$ A (links) und $I_{\max} = 300$ A (rechts).

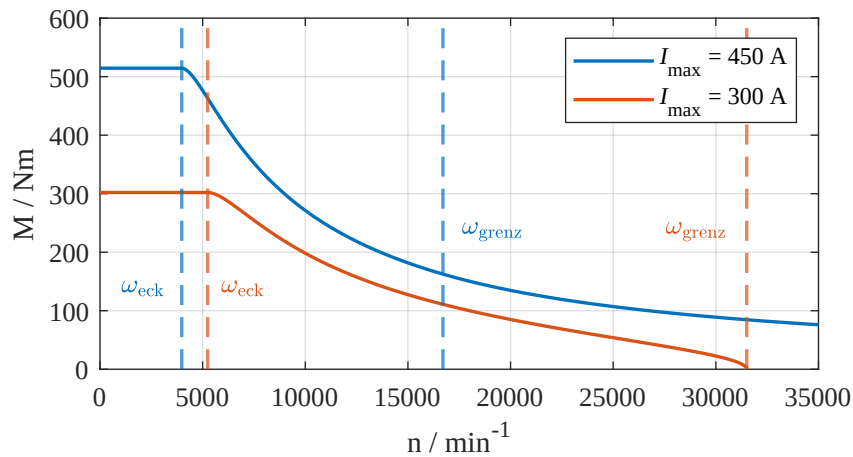


Abb. B.2: Drehzahl-Drehmoment Charakteristik der Prüfstandsmaschine aus Kap. 4.1 bei beiden Stromgrenzen.

B.2 Verluste

Dieser Abschnitt dient zur Einordnung der Verluste einer PMSM nach ihrer Ursache und beschreibt die Grundgleichungen, mit denen diese quantifiziert werden können. Im Fokus stehen hierbei die durch den Wechselrichter beeinflussbaren Verlustanteile. Die Ausführungen orientieren sich an den Literaturquellen [66–75], wobei insbesondere [66] und [67] einen guten Überblick über alle Maschinenverluste und deren Wirkprinzipien liefern. Allgemein wird zwischen elektromagnetischen und mechanischen Verlusten unterschieden. Erstere setzen sich aus Stromwärmeverlusten, Eisenverlusten und Zusatzverlusten zusammen, letztere sind bei Antrieben für BEVs hauptsächlich durch Reibung in den Lagern dominiert. Abb. B.3 zeigt eine Übersicht über die größten Verlustanteile, welche nachfolgend kurz formelmäßig beschrieben werden. Hierbei ist vorab anzumerken, dass eine exakte quantitative Bestimmung der Maschinenverluste mit Ausnahme der ohmschen Stromwärmeverluste aufgrund des komplexen geometrischen Aufbaus nur schwer allgemeingültig realisierbar ist [66]. Dies führt zu teils deutlichen Abweichungen zwischen analytischer Schätzung und realen Verlustmessungen, was auch in den oben referenzierten Literaturangaben deutlich wird.

Hauptverlustanteile einer PMSM für BEVs			
elektromagnetisch			mechanisch
Stromwärmeverluste	Eisenverluste	Zusatzverluste	Reibverluste
<u>Grundschiwingung</u> • Statorwicklungen (ohmsch)	<u>Blechpaket</u> • Hysterese • Wirbelströme • Zusatzverluste	<u>Rotor/Luftspalt</u> • Wirbelströme in Magneten • Wirbelströme in Rotorblechen • Oberflächen: Luftspalt/Nuten	• Lager-Reibung
<u>Oberschwingungen</u> • Statorwicklungen (ohmsch) • Stromverdrängung in der Statorwicklung			

Abb. B.3: Übersicht über die in einer PMSM für BEVs anfallenden Verluste nach [66, 67].

Zunächst erfolgt die Betrachtung der Stromwärmeverluste. Diese teilen sich auf einen Grundschiwingungs- und einen Oberschiwingungsanteil auf, wobei der zugrundeliegende Verlustmechanismus der gleiche ist: Aufgrund des Widerstands der Statorwicklungen wird dort elektrische Leistung in Wärme umgewandelt, die über das Kühlsystem abgeführt werden muss, welches den Stator typischerweise umschließt [244]. Der Grundschiwingungsanteil $P_{v,w,1}$ sowie der Anteil der n -ten Harmonischen $P_{v,w,OS,n}$ berechnet sich gemäß Gl. (B.2.1).

$$P_{v,w,1} = 3R_s I_{\text{eff},1}^2 \quad P_{v,w,OS,n} = 3R_s I_{\text{eff},n}^2 \quad (\text{B.2.1})$$

Durch hochfrequente Stromoberschwingungen entstehen zusätzliche Stromverdrängungsverluste in den Wicklungen (Skin-/Proximity-Effekt). Die inhomogene Stromdichteverteilung über den Leiterquerschnitt erhöht dabei die eben beschriebenen Stromwärmeverluste. Nach [67, 245] ist eine analytische Beschreibung durch Multiplikation der Ausdrücke aus Gl. (B.2.1) mit einem frequenzabhängigen Stromverdrängungsfaktor möglich. Gl. (B.2.2) fasst alle bisher betrachteten Verluste zusammen, wobei $k_{sv,1}$ und $k_{sv,n}$ die Stromverdrängungsfaktoren der ersten und n -ten Harmonischen beschreiben.

$$P_{v,w} = k_{sv,1} P_{v,w,1} + \sum_{n=2}^{\infty} k_{sv,n} P_{v,w,OS,n} \quad (\text{B.2.2})$$

Die im Statorblech der PMSM anfallenden Eisenverluste werden in Abb. B.3 in Hysterese-, Wirbelstrom- und Zusatzverluste unterteilt, wobei Hysterese- und Wirbelstromverluste aufgrund des ähnlichen physikalischen Wirkprinzips häufig unter dem Überbegriff Ummagnetisierungsverluste zusammengefasst werden. Hystereseverluste entstehen aufgrund der hysteresebefahenen Magnetisierungskennlinie der Bleche. Sowohl über eine Grundschiwingung als auch in jeder Pulsperiode durchläuft die Magnetisierung einen Abschnitt dieser Kennlinie, wobei jeweils Verluste anfallen. Einen Ansatz zur analytischen Beschreibung bei sinusförmiger Anregung liefert die Steinmetz-Formel [246] aus Gl. (B.2.3), wobei die Koeffizienten a und b zur Berechnung der Hystereseverluste nach [247] bei $a = 1$ und $b = 2$ liegen. Bei nichtsinusförmiger Anregung ist die Gesamtverlustleistung durch die Summe der enthaltenen Frequenzanteile zu berechnen.

$$P_{v,hys} = k_{hys} f^a \hat{B}^b \quad (\text{B.2.3})$$

Die Steinmetz-Formel gilt auch für die Berechnung der Wirbelstromverluste. Hier unterscheiden sich nach [247] allerdings die verwendeten Exponenten, wobei gilt: $a = b = 2$. Die Summe der Ummagnetisierungsverluste bei einer festen Frequenz lässt sich also vereinfacht zu Gl. (B.2.4) zusammenfassen.

$$P_{v,U} = k_{hys} f \hat{B}^2 + k_{ws} f^2 \hat{B}^2 \quad (\text{B.2.4})$$

Des Weiteren werden in der Literatur teils Zusatzverluste im Eisen berücksichtigt, die an dieser Stelle jedoch nicht weiter betrachtet und daher vernachlässigt werden sollen. Die durch Wirbelströme in den

Permanentmagneten oder im Rotorblech hervorgerufenen Zusatzverluste stellen hingegen einen zum Teil nicht zu vernachlässigenden Anteil der Gesamtverluste dar. Dies ist insbesondere deshalb kritisch, da sich die Kühlung des Rotors weitaus schwieriger gestaltet als die des Stators. Ursächlich für diese Wirbelströme sind beispielsweise Oberschwingungen im Feldverlauf, welche durch den Aufbau der Maschine oder durch Harmonische im Strom hervorgerufen werden können. [66]

Neben Wirbelströmen führen außerdem Inhomogenitäten des Luftspalts zu weiteren Zusatzverlusten. Reibverluste werden an dieser Stelle nicht weiter betrachtet, da sich diese nicht über die Wahl des Wechselrichters beeinflussen lassen.

Anhang C

Herleitung der Rekonfiguration mit Pulsweitenmodulation

Die Generierung der Ansteuersignale im rekonfigurierten Betrieb unterscheidet sich bei Verwendung der Raumzeigermodulation nicht grundsätzlich vom normalen Betrieb. Es werden lediglich andere Schaltzustände verwendet, da im Fehlerfall nicht mehr alle vorher möglichen Spannungszeiger zur Verfügung stehen. Die Berechnung des Soll-Zeigers erfolgt aber auf die gleiche Art und Weise. Wird zur Ansteuerung des Wechselrichters – wie in Kap. 6.1.4 thematisiert – hingegen die Sinus-PWM verwendet, ändert sich dies. Hier müssen die Modulationssignale grundlegend an die neuen Anforderungen angepasst werden. Die folgende Herleitung beschreibt, wie die beiden verbleibenden Phasen bei Ausfall eines Halbleiters in einer beliebigen anderen Phase angesteuert werden müssen, um weiterhin ein symmetrisches dreiphasiges Drehstromsystem mit der richtigen Amplitude, Frequenz und Phasenlage erzeugen zu können.

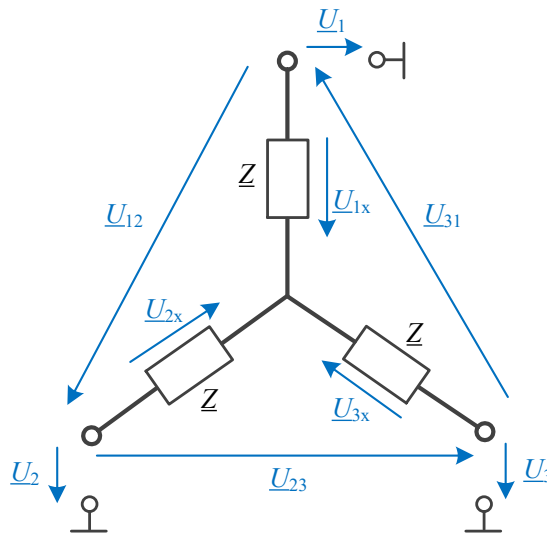


Abb. C.1: Sternschaltung mit verwendeten Spannungszeigern.

Die komplexen Zeiger für die nach Abb. C.1 auf den Neutralpunkt (hier als Massepotenzial eingezeichnet) bezogenen Klemmenspannungen der drei Wechselrichterphasen können gemäß Gl. (C.0.1) beschrieben werden. Um eine allgemeine mathematische Betrachtung zu ermöglichen, werden die Wechselrichterphasen nachfolgend mit $i \in [1, 2, 3]$ bezeichnet.

$$\underline{U}_i = k_i \hat{U} e^{j\varphi_i} \quad (\text{C.0.1})$$

$\hat{U}$ bezeichnet dabei die Spannungsamplitude und k_i den Ausfallfaktor der jeweiligen Phase, wobei für eine ausgefallene Phase $k_i = 0$ und für eine intakte Phase $k_i = 1$ gilt. Der jeweilige Phasenwinkel ist durch φ_i definiert. Mit diesen Größen lassen sich auch die verketteten Spannungen bestimmen:

$$\underline{U}_{12} = \underline{U}_1 - \underline{U}_2 = \hat{U} (k_1 e^{j\varphi_1} - k_2 e^{j\varphi_2}) \quad (\text{C.0.2})$$

$$\underline{U}_{23} = \underline{U}_2 - \underline{U}_3 = \hat{U} (k_2 e^{j\varphi_2} - k_3 e^{j\varphi_3}) \quad (\text{C.0.3})$$

$$\underline{U}_{31} = \underline{U}_3 - \underline{U}_1 = \hat{U} (k_3 e^{j\varphi_3} - k_1 e^{j\varphi_1}) \quad (\text{C.0.4})$$

Diese Spannungszeiger lassen sich – wie hier am Beispiel von $\underline{U}_{12}$ durchgeführt – durch das Anwenden der Eulerschen Identität als Kombination von Sinus- und Kosinustermen darstellen:

$$\underline{U}_{12} = \hat{U} [k_1 \cdot \cos(\varphi_1) - k_2 \cdot \cos(\varphi_2) + j [k_1 \cdot \sin(\varphi_1) - k_2 \cdot \sin(\varphi_2)]] \quad (\text{C.0.5})$$

Hieraus kann nun der Betrag der Spannungsvektoren bestimmt werden. Für $\underline{U}_{12}$ ergibt sich folgender Ausdruck:

$$|\underline{U}_{12}| = \hat{U} \sqrt{[k_1 \cdot \cos(\varphi_1) - k_2 \cdot \cos(\varphi_2)]^2 + [k_1 \cdot \sin(\varphi_1) - k_2 \cdot \sin(\varphi_2)]^2} \quad (\text{C.0.6})$$

Dieser lässt sich (ebenso wie die Gleichungen für $\underline{U}_{23}$ und $\underline{U}_{31}$) mit Hilfe verschiedener Additionstheoreme vereinfachen. Die Amplitude der verketteten Spannungen hängt demnach neben der Amplitude der Modulationsfunktionen $\hat{U}$ (hier in Volt ausgedrückt) vom Phasenversatz der Modulationssignale zueinander sowie von den Ausfallfaktoren ab.

$$|\underline{U}_{12}| = \hat{U} \sqrt{k_1^2 + k_2^2 - 2k_1k_2 \cdot \cos(\varphi_1 - \varphi_2)} \quad (\text{C.0.7})$$

$$|\underline{U}_{23}| = \hat{U} \sqrt{k_2^2 + k_3^2 - 2k_2k_3 \cdot \cos(\varphi_2 - \varphi_3)} \quad (\text{C.0.8})$$

$$|\underline{U}_{31}| = \hat{U} \sqrt{k_3^2 + k_1^2 - 2k_3k_1 \cdot \cos(\varphi_3 - \varphi_1)} \quad (\text{C.0.9})$$

Für die weiteren Betrachtungen soll exemplarisch ein Ausfall von Phase 1 angenommen werden ($k_1 = 0$, $k_2 = k_3 = 1$). Die Größen im Fehlerbetrieb werden nachfolgend mit einem Apostroph gekennzeichnet. Damit vereinfachen sich die Ausdrücke für die verketteten Spannungen wie nachfolgend dargestellt.

$$|\underline{U}'_{12}| = |\underline{U}'_{31}| = \hat{U} \quad (\text{C.0.10})$$

$$|\underline{U}'_{23}| = \hat{U} \sqrt{2 - 2 \cdot \cos(\varphi'_2 - \varphi'_3)} \quad (\text{C.0.11})$$

Die Amplituden der verketteten Spannungen zwischen der defekten und einer benachbarten Phase entsprechen exakt der Amplitude des Modulationssignals $\hat{U}$. Zwischen den beiden intakten Phasen stellt sich jedoch eine andere Amplitude ein. Um ein symmetrisches Dreiphasensystem zu erzeugen, muss allerdings die Bedingung $|\underline{U}'_{12}| = |\underline{U}'_{31}| = |\underline{U}'_{23}|$ gelten. Das Gleichsetzen der soeben berechneten Formeln führt zu Gl. (C.0.12).

$$|\underline{U}'_{12}| = \hat{U} \stackrel{!}{=} \hat{U} \sqrt{2 - 2 \cdot \cos(\varphi'_2 - \varphi'_3)} = |\underline{U}'_{23}| \quad (\text{C.0.12})$$

Um diese Bedingung zu erfüllen, muss der Term unter der Wurzel gleich 1 werden. Dies ist für den Phasenversatz der beiden intakten Phasen aus Gl. (C.0.13) erfüllt.

$$\varphi'_2 - \varphi'_3 = \frac{\pi}{3} \quad (\text{C.0.13})$$

Analog lässt sich diese Rechnung für einen Ausfall von Phase 2 ($k_2 = 0$) oder von Phase 3 ($k_3 = 0$) durchführen, was ebenfalls den nötigen Phasenversatz der beiden intakten Phasen liefert.

$$\varphi'_3 - \varphi'_1 = \frac{\pi}{3} \quad (\text{C.0.14})$$

$$\varphi'_1 - \varphi'_2 = \frac{\pi}{3} \quad (\text{C.0.15})$$

Ist bei einem Ausfall die oben genannte Bedingung erfüllt, so stellt sich ein Phasenversatz von $\frac{2\pi}{3} = 120^\circ$ zwischen den verketteten Spannungen ein und das Dreiphasensystem ist somit symmetrisch. Wird der Wechselrichter an einer elektrischen Maschine betrieben, so ist die Kontinuität des Phasenwinkels entscheidend. Ein Winkelversatz des resultierenden Spannungszeigers im rekonfigurierten Betrieb gegenüber dem Normalbetrieb ist zu vermeiden, da ansonsten das Risiko einer Schädigung aufgrund transienter Stromspitzen besteht. Aus diesem Grund muss durch eine geeignete Ansteuerstrategie gewährleistet werden, dass die Lage des Zeigers vor und nach der Rekonfiguration identisch ist. Aus Symmetriegründen muss demnach auch die Zusatzbedingung $\varphi_{ij} = \varphi'_{ij}$ erfüllt sein. Hierfür soll zunächst ein intakter Wechselrichter ($k_1 = k_2 = k_3 = 1$) mit den nachfolgenden Phasenwinkeln betrachtet werden.

$$\varphi_1 = \varphi_0 \quad (\text{C.0.16})$$

$$\varphi_2 = \varphi_0 - \frac{2\pi}{3} \quad (\text{C.0.17})$$

$$\varphi_3 = \varphi_0 - \frac{4\pi}{3} \quad (\text{C.0.18})$$

Die Ausdrücke der resultierenden verketteten Spannungen vereinfachen sich, wenn der Winkelversatz auf Null gesetzt wird ($\varphi_0 = 0$).

$$\underline{U}_{12} = \hat{U} \left(1 - e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) = \sqrt{3}\hat{U} e^{j\frac{\pi}{6}} \quad (\text{C.0.19})$$

$$\underline{U}_{23} = \hat{U} \left(e^{-j\frac{2\pi}{3}} - e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right) = \sqrt{3}\hat{U} e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad (\text{C.0.20})$$

$$\underline{U}_{31} = \hat{U} \left(e^{-j\frac{4\pi}{3}} - 1 \right) = \sqrt{3}\hat{U} e^{j\frac{5\pi}{6}} \quad (\text{C.0.21})$$

Die absolute Phasenlage der drei verketteten Spannungen beträgt also $\varphi_{12} = \frac{\pi}{6}$, $\varphi_{23} = -\frac{\pi}{2}$ und $\varphi_{31} = \frac{5\pi}{6}$. Für den Ausfall von Phase 1 degenerieren die Terme der verketteten Spannungen gemäß Gl. (C.0.22) bis Gl. (C.0.24).

$$\underline{U}'_{12} = -\underline{U}'_2 = -\hat{U} e^{j\varphi'_2} = \hat{U} e^{j(\varphi'_2 + \pi)} \quad (\text{C.0.22})$$

$$\underline{U}'_{23} = \underline{U}'_2 - \underline{U}'_3 = \hat{U} \left(e^{j\varphi'_2} - e^{j\varphi'_3} \right) \quad (\text{C.0.23})$$

$$\underline{U}'_{31} = \underline{U}'_3 = \hat{U} e^{j\varphi'_3} \quad (\text{C.0.24})$$

Die absolute Phasenlage φ'_i der Modulationssignale im Fehlerfall wird hier allgemein über den Winkelabstand zu einem Referenzwinkel φ_0 definiert. Im Normalbetrieb beträgt dieser Abstand $-\frac{2\pi}{3}$ bzw. $-\frac{4\pi}{3}$. Im rekonfigurierten Betrieb kann über den zusätzlichen Versatz $\Delta\varphi'_i$ auf die tatsächliche Phasenlage Einfluss genommen werden. Zur Vereinfachung wird hier $\varphi_1 = \varphi_0$ gewählt.

$$\varphi'_1 = \varphi_1 + \Delta\varphi'_1 = \varphi_0 + \Delta\varphi'_1 \quad (\text{C.0.25})$$

$$\varphi'_2 = \varphi_2 + \Delta\varphi'_2 = \varphi_0 - \frac{2\pi}{3} + \Delta\varphi'_2 \quad (\text{C.0.26})$$

$$\varphi'_3 = \varphi_3 + \Delta\varphi'_3 = \varphi_0 - \frac{4\pi}{3} + \Delta\varphi'_3 \quad (\text{C.0.27})$$

Mit der weiteren Vereinfachung $\varphi_1 = \varphi_0 = 0$ können diese Terme in Gl. (C.0.22) bis Gl. (C.0.24) eingesetzt werden, um aus den Argumenten der komplexen Zeiger die Phasenlage der verketteten Spannungen im Fehlerfall zu bestimmen. Diese wurde in Gl. (C.0.19) bis Gl. (C.0.21) bereits für den Normalbetrieb berechnet. Für die Winkel φ'_{12} und φ'_{31} ergeben sich Ausdrücke, die jeweils nur von einem $\Delta\varphi'_i$ abhängen und sich somit zur Bestimmung der nötigen Winkeldifferenz eignen.

$$\varphi'_{12} = \frac{\pi}{3} + \Delta\varphi'_2 \quad (\text{C.0.28})$$

$$\varphi'_{31} = -\frac{4\pi}{3} + \Delta\varphi'_3 \quad (\text{C.0.29})$$

Das Gleichsetzen der Phasenlage der verketteten Spannung vor der Rekonfiguration φ_{12} mit der entsprechenden Lage nach der Rekonfiguration φ'_{12} liefert den benötigten Winkel-Offset $\Delta\varphi'_2$. Analog lässt sich die Lage der darauf folgenden Phase bestimmen.

$$\Delta\varphi'_2 = -\frac{\pi}{6} \quad (\text{C.0.30})$$

$$\Delta\varphi'_3 = \frac{\pi}{6} \quad (\text{C.0.31})$$

Einsetzen von $\Delta\varphi'_2$ und $\Delta\varphi'_3$ in Gl. (C.0.26) und Gl. (C.0.27) liefert die absoluten Winkelpositionen $\varphi'_2 = -\frac{5\pi}{6}$ und $\varphi'_3 = -\frac{7\pi}{6}$. Sie erfüllen somit die Bedingung aus Gl.(C.0.13).

$$\varphi'_2 - \varphi'_3 = -\frac{5\pi}{6} + \frac{7\pi}{6} = \frac{\pi}{3} \quad (\text{C.0.32})$$

Durch das Einsetzen von $\Delta\varphi'_2 = -\frac{\pi}{6}$ und $\Delta\varphi'_3 = \frac{\pi}{6}$ ergeben sich die Phasenwinkel der verketteten Spannungen für einen Fehler in der ersten Phase.

$$\varphi'_{12} = \frac{\pi}{6} = \varphi_{12} \quad (\text{C.0.33})$$

$$\varphi'_{23} = -\frac{\pi}{2} = \varphi_{23} \quad (\text{C.0.34})$$

$$\varphi'_{31} = -\frac{7\pi}{6} = \frac{5\pi}{6} - 2\pi = \varphi_{31} - 2\pi \quad (\text{C.0.35})$$

Diese entsprechen den Phasenwinkeln des Normalbetriebs am intakten Wechselrichter. Folglich ist die Lage des neuen Raumzeigers identisch mit der des alten. Die durchgeführte Berechnung kann äquivalent auf Fehler in anderen Phasen angewendet werden. Für $k_2 = 0$ ergeben sich die Winkelverschiebungen $\Delta\varphi'_3 = -\frac{\pi}{6}$ und $\Delta\varphi'_1 = \frac{\pi}{6}$, für $k_3 = 0$ folgen $\Delta\varphi'_1 = -\frac{\pi}{6}$ und $\Delta\varphi'_2 = \frac{\pi}{6}$. Um nach dem Ausfall einer beliebigen Phase i ohne Winkelversatz weiterhin ein symmetrisches Drehfeld erzeugen zu können, müssen demnach die nachfolgenden Bedingungen erfüllt sein.

$$\varphi'_{i+1} - \varphi'_{i+2} = \frac{\pi}{3} \quad (\text{C.0.36})$$

$$\Delta\varphi'_{i+1} = -\frac{\pi}{6} \quad (\text{C.0.37})$$

$$\Delta\varphi'_{i+2} = \frac{\pi}{6} \quad (\text{C.0.38})$$

Es gilt also verallgemeinert, dass das Modulationssignal der intakten Phase hinter der ausgefallenen Phase um $+30^\circ$ und das Modulationssignal der übernächsten Phase um -30° verschoben werden muss. Da das betrachtete System symmetrisch ist, folgt auf den Index '3' der Index '1'. Tab. C.1 zeigt alle möglichen Szenarien bei Ausfall einer beliebigen Phase.

Tab. C.1: Neukonfiguration der PWM-Modulationssignale im Fehlerfall.

i	k_i	$\varphi'_{i+1} - \varphi'_{i+2}$	$\Delta\varphi'_{i+1}$	$\Delta\varphi'_{i+2}$
1	$k_1 = 0$	$\varphi'_2 - \varphi'_3 = \frac{\pi}{3}$	$\Delta\varphi'_2 = -\frac{\pi}{6}$	$\Delta\varphi'_3 = \frac{\pi}{6}$
2	$k_2 = 0$	$\varphi'_3 - \varphi'_1 = \frac{\pi}{3}$	$\Delta\varphi'_3 = -\frac{\pi}{6}$	$\Delta\varphi'_1 = \frac{\pi}{6}$
3	$k_3 = 0$	$\varphi'_1 - \varphi'_2 = \frac{\pi}{3}$	$\Delta\varphi'_1 = -\frac{\pi}{6}$	$\Delta\varphi'_2 = \frac{\pi}{6}$

Für den Betrieb an einer elektrischen Maschine können diese Bedingungen über eine angepasste Transformationsvorschrift der inversen Park-Transformation berücksichtigt werden. Hierfür wird die normale inverse Park-Transformation aus Gl. (C.0.39) zur modifizierten Park-Transformation aus Gl. (C.0.40) umgeschrieben. Die Einträge der ausgefallenen Phase werden dabei im Fehlerfall über die Ausfallfaktoren gleich Null gesetzt und die Amplitudenanpassung wird über den Vorfaktor $\sqrt{3}$ berücksichtigt. Die

Phasenverschiebung erfolgt über die Argumente der Einträge in der Matrix. Für den Übergang in den Fehlerbetrieb bedarf es im Modulator demnach ausschließlich einer Anpassung von k_i . Ansonsten erfolgt der transiente Übergangsprozess analog zu den Ausführungen in Kap. 6.6.

$$\begin{pmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{pmatrix} \quad (\text{C.0.39})$$

$$\begin{pmatrix} u'_a(t) \\ u'_b(t) \\ u'_c(t) \end{pmatrix} = \sqrt{3} \cdot \begin{pmatrix} k_1 \cdot \cos(\theta + \Delta\varphi'_1) & -k_1 \cdot \sin(\theta + \Delta\varphi'_1) \\ k_2 \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3} + \Delta\varphi'_2\right) & -k_2 \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3} + \Delta\varphi'_2\right) \\ k_3 \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3} + \Delta\varphi'_3\right) & -k_3 \cdot \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3} + \Delta\varphi'_3\right) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{pmatrix} \quad (\text{C.0.40})$$

Anhang D

Veröffentlichungen im Rahmen dieser Dissertation

Veröffentlichte Journal- und Konferenzbeiträge

- [HGB19] J. Häring, M. Gleissner und M.-M. Bakran, *Asymmetric three-phase operation of fault-tolerant inverters for increased output torque of electric machines*, PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, 2019, SS. 1–8. © IEEE 2019
- [GHWB19] M. Gleissner, J. Häring, W. Wondrak und M.-M. Bakran, *Reconfiguration of fault-tolerant inverters with reduced maximum output voltage or current in combination with permanent magnet synchronous machines*, 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'19 ECCE Europe), 2019, SS. 1–10. © IEEE 2019
- [HGWHB20] J. Häring, M. Gleissner, W. Wondrak, M. Hepp und M.-M. Bakran, *Analytical Loss Calculation for ANPC Converters in Electric Drive Applications Using Different Modulation Strategies to Determine Efficiency and Overall Cost*, PCIM Europe digital days 2020; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Germany, 2020. © IEEE 2020
- [GHWB20] M. Gleissner, J. Häring, W. Wondrak und M.-M. Bakran, *Analytical computation of normal and fault-tolerant active short circuit operation of anisotropic synchronous double star machines*, 2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe), Lyon, France, 2020, SS. 1–10. © IEEE 2020
- [GHBWH20] M. Gleissner, J. Häring, M.-M. Bakran, W. Wondrak und M. Hepp, *Advantageous Fault-tolerant Multilevel and Multiphase Inverter Systems for Automotive Electric Powertrains*, 2020 Fifteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2020. © IEEE 2020
- [HGWB20] J. Häring, M. Gleissner, W. Wondrak und M.-M. Bakran, *Efficiency and Cost Comparison of B6 and Hybrid ANPC Converters for Traction Drives*, 2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe), 2020. © IEEE 2020

- [HWHB22] J. Häring, W. Wondrak, M. Hepp und M. -M. Bakran, *Designing the ANPC inverter to increase the starting torque in traction applications*, in PCIM Europe 2022; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2022, SS. 1–8. © IEEE 2022
- [HHWB23] J. Häring, M. Hepp, M.-M. Bakran und W. Wondrak, *Switching Behaviour of a SiC-MOSFET 3-Level ANPC Inverter with Different Modulation Schemes*, in PCIM Europe 2023; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, 2023, SS. 1–6. © IEEE 2023
- [HHWB23b] J. Häring, M. Hepp, W. Wondrak und M.-M. Bakran, *Analysis of Opportunities and Restrictions of a 3-Level Active Neutral Point Clamped Traction Inverter for 800V Battery Electric Vehicles*, in 2023 11th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2023 - ECCE Asia), IEEE, 2023, SS. 3144–3150. © IEEE 2023
- [HHWB24] J. Häring, M. Hepp, W. Wondrak und M.-M. Bakran, *A Neutral Point Balancing and Voltage Error Compensation Approach for Fault-Tolerant 3-Level Inverters*, IEEE Open Journal of Power Electronics, Vol. 5, 2024, SS. 106–122. © IEEE 2024
- [HBHW24] J. Häring, M.-M. Bakran, M. Hepp und W. Wondrak, *Improving the Fault-Tolerant Operating Range of Automotive 3-Level Inverters by Using Asymmetrical Fundamental Frequency Switching*, in 2024 Energy Conversion Congress & Expo Europe (ECCE Europe), IEEE, 9/2/2024 - 9/6/2024, SS. 1–8. © IEEE 2024
- [HBHK25] J. Häring, M.-M. Bakran, M. Hepp und B. Klink, *Performance Analysis of a Switched Two-Stage Inverter for Open Winding Machines with Increased Efficiency at Low Speeds*, in 2025 Energy Conversion Congress & Expo Europe (ECCE Europe), IEEE, 2025. © IEEE 2025

Anhang E

Betreute Abschlussarbeiten

Masterarbeiten

- „Implementierung und Evaluierung verschiedener Ansteuerstrategien eines Active Neutral Point Clamped Wechselrichters mittels eines FPGA-Systems“, Connor-William Druba, 2021
- „Entwurf, Aufbau und Validierung eines Maschinenprüfstands für einen fehlertoleranten ANPC-Wechselrichter“, Michael Rauh, 2021
- „Entwicklung einer Ansteuerstrategie für den stabilen Betrieb eines fehlertoleranten ANPC-Wechselrichters“, Philipp Zagel, 2023

Bachelorarbeiten

- „Simulation unterschiedlicher Konfigurationen eines fehlertoleranten Antriebsstrangs für Elektrofahrzeuge“, Michael Frank, 2019
- „Analytische Betrachtung und Vergleich verschiedener Multilevel-Umrichter Topologien für den Einsatz in Elektrofahrzeugen“, Lhoussaine Bouwadou, 2021
- „Effizienzbetrachtung einer umschaltbaren Wechselrichter-Struktur für Elektrofahrzeuge“, Jakob Halbauer, 2024
- „Simulation des Übergangs eines ANPC-Wechselrichters in den Fehlerbetrieb bei hoher Drehzahl“, Yixuan Jian, 2024

Literaturverzeichnis

- [1] Europäisches Parlament und Europäischer Rat, *VERORDNUNG (EU) 2021/1119 DES EUROPÄISCHEN PARLAMENTS UND DES RATES vom 30. Juni 2021 zur Schaffung des Rahmens für die Verwirklichung der Klimaneutralität und zur Änderung der Verordnungen (EG) Nr. 401/2009 und (EU) 2018/1999: Europäisches Klimagesetz*, 2021.
- [2] 117th U.S. Congress, *To provide for reconciliation pursuant to title II of S. Con. Res. 14. Inflation Reduction Act of 2022 (IRA)*, 2022.
- [3] Deutscher Bundestag, *Regelungen in China und den USA zu Verbrennungsmotoren und emissionsarmen Alternativen: Sachstand*, Wissenschaftliche Dienste, WD 5 - 3000 - 018/24, 2024.
- [4] VDA, *Anzahl der Neuzulassungen von Personenkraftwagen in ausgewählten Ländern in den Jahren 2021 bis 2024 (in Millionen) [Graph]*, 18. Juli 2024, [Online], Verfügbar: <https://de.statista.com/statistik/daten/studie/164769/umfrage/groesste-automaerkte-weltweit-nach-pkw-neuzulassungen/>, zuletzt geprüft: 06.04.2025.
- [5] IEA, *Global EV Outlook 2023*, 2023, [Online], Verfügbar: <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2023>, zuletzt geprüft: 06.04.2025.
- [6] ZSW, *Anzahl der Neuzulassungen von Elektroautos weltweit von 2012 bis 2023 [Graph]*, 29. Juli 2024, [Online], Verfügbar: <https://de.statista.com/statistik/daten/studie/406683/umfrage/anzahl-der-verkaeufe-von-elektroautos-weltweit-prognose/>, zuletzt geprüft: 06.04.2025.
- [7] Z. P. Cano, D. Banham, S. Ye, A. Hintennach, J. Lu, M. Fowler und Z. Chen, *Batteries and fuel cells for emerging electric vehicle markets*, Nature Energy, Vol. 3, 2018, SS. 279–289.
- [8] A. Hren, M. Truntiĉ und F. Mihaliĉ, *A Survey on the State-of-the-Art and Future Trends of Multilevel Inverters in BEVs*, Electronics, Vol. 12, 2023.
- [9] S. Pischinger und U. Seiffert, *Vieweg Handbuch Kraftfahrzeugtechnik*, Springer Fachmedien Wiesbaden, Wiesbaden, 2021.
- [10] I. Aghabali, J. Bauman, P. J. Kollmeyer, Y. Wang, B. Bilgin und A. Emadi, *800-V Electric Vehicle Powertrains: Review and Analysis of Benefits, Challenges, and Future Trends*, IEEE Transactions on Transportation Electrification, Vol. 7, 2021, SS. 927–948.
- [11] J. Reimers, L. Dorn-Gomba, C. Mak und A. Emadi, *Automotive Traction Inverters: Current Status and Future Trends*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 68, 2019, SS. 3337–3350.
- [12] A. Poorfakhraei, M. Narimani und A. Emadi, *A Review of Multilevel Inverter Topologies in Electric Vehicles: Current Status and Future Trends*, IEEE Open Journal of Power Electronics, Vol. 2, 2021, SS. 155–170.
- [13] R. Korthauer, *Handbuch Lithium-Ionen-Batterien*, Springer Berlin / Heidelberg, Heidelberg Berlin, 1. Auflage, 2013.

- [14] A. Thielmann, M. Wietschel, S. Funke, A. Grimm, T. Hettesheimer, S. Langkau, A. Loibl, C. Moll, C. Neef, P. Plätz, L. Sievers, L. T. Espinoza und J. Edler, *Batterien für Elektroautos: Faktencheck und Handlungsbedarf*, Fraunhofer-Institut für System- und Innovationsforschung ISI, 2020.
- [15] O. Salari, M. Nouri, K. H. Zaad, A. Bakhshai und P. Jain, *A Multi-Source Inverter for Electric Drive Vehicles*, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Portland, OR, USA, 2018.
- [16] B. Nykvist und M. Nilsson, *Rapidly falling costs of battery packs for electric vehicles*, Nature Climate Change, Vol. 5, 2015, SS. 329–332.
- [17] H.-H. Ryu, H. H. Sun, S.-T. Myung, C. S. Yoon und Y.-K. Sun, *Reducing cobalt from lithium-ion batteries for the electric vehicle era*, Energy & Environmental Science, Vol. 14, 2021, SS. 844–852.
- [18] S. M. Lukic, J. Cao, R. C. Bansal, F. Rodriguez und A. Emadi, *Energy Storage Systems for Automotive Applications*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, 2008, SS. 2258–2267.
- [19] U.S. Dept. Energy, Office of Energy Efficiency and Renewable Energy, Washington, DC, USA, *VTO 2022 Annual Progress Report for Advanced Batteries*.
- [20] I. Boldea, L. N. Tutelea, L. Parsa und D. Dorrell, *Automotive Electric Propulsion Systems With Reduced or No Permanent Magnets: An Overview*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, 2014, SS. 5696–5711.
- [21] A. Thielmann, R. Isenmann, M. Wietschel und P. Plötz, *Technologie-Roadmap liThium-ionen-BaTTeRien 2030*, Schriftenreihe des Fraunhofer-Instituts für System- und Innovationsforschung ISI, Vol. 4, 2010.
- [22] G. Rizzoli, M. Mengoni, L. Vancini, G. Sala, A. Tani und L. Zarri, *Integrated Boost-Converter for 400 V - 800 V Fast-Charging Compatibility*, in 2022 Second International Conference on Sustainable Mobility Applications, Renewables and Technology (SMART), IEEE, 2022, SS. 1–8.
- [23] H. H. Wu, A. Gilchrist, K. Sealy, P. Israelsen und J. Muhs, *A review on inductive charging for electric vehicles*, in 2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC 2011), Piscataway, NJ, 2011, IEEE, SS. 143–147.
- [24] W. Taha, B. Nahid-Mobarakeh und J. Bauman, *Efficiency Evaluation of 2L and 3L SiC-Based Traction Inverters for 400V and 800V Electric Vehicle Powertrains*, in 2021 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC), Piscataway, NJ, 2021, IEEE, SS. 625–632.
- [25] B. Shi, A. I. Ramones, Y. Liu, H. Wang, Y. Li, S. Pischinger und J. Andert, *A review of silicon carbide MOSFETs in electrified vehicles: Application, challenges, and future development*, IET Power Electronics, Vol. 16, 2023, SS. 2103–2120.
- [26] L. Zhang, X. Yuan, X. Wu, C. Shi, J. Zhang und Y. Zhang, *Performance Evaluation of High-Power SiC MOSFET Modules in Comparison to Si IGBT Modules*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 34, 2019, SS. 1181–1196.
- [27] A. Albanna, A. Malburg, M. Anwar, A. Guta und N. Tiwari, *Performance comparison and device analysis Between Si IGBT and SiC MOSFET*, in 2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), IEEE, 2016, SS. 1–6.
- [28] Mitsubishi Electric Corporation, *Mitsubishi Electric Develops EV Motor Drive System with Built-in Silicon Carbide Inverter*, 13.02.2014, [Online], Verfügbar: <https://www.mitsubishielectric.com/news/2014/pdf/0213-d.pdf>, zuletzt geprüft: 06.04.2025.

- [29] System Plus Consulting, *STMicroelectronics SiC Module in Tesla Model3 Inverter*, 2018, [Online], Verfügbar: https://medias.yolegroup.com/uploads/2019/02/YOLE_SP18413-STM_SiC_Module_Tesla_Model_3_Inverter_sample.pdf, zuletzt geprüft: 06.04.2025.
- [30] F. Chang, O. Ilina, M. Lienkamp und L. Voss, *Improving the Overall Efficiency of Automotive Inverters Using a Multilevel Converter Composed of Low Voltage Si mosfets*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 34, 2019, SS. 3586–3602.
- [31] D. J. Rogers, J. Bruford, A. Ristic-Smith, K. Ali, P. Palmer und E. Shelton, *A Comparison of the Hard-Switching Performance of 650 V Power Transistors With Calorimetric Verification*, IEEE Open Journal of Power Electronics, Vol. 4, 2023, SS. 764–775.
- [32] D. Favero, A. Marcuzzi, C. de Santi, G. Meneghesso, E. Zanoni und M. Meneghini, *GaN-on-Si Power HEMTs for Automotive: Current Status and Perspectives*, in 2023 AEIT International Conference on Electrical and Electronic Technologies for Automotive (AEIT AUTOMOTIVE), IEEE, 2023, SS. 1–6.
- [33] R. T. Yadlapalli, A. Kotapati, R. Kandipati, S. R. Balusu und C. S. Koritala, *Advancements in energy efficient GaN power devices and power modules for electric vehicle applications: a review*, International Journal of Energy Research, Vol. 45, 2021, SS. 12638–12664.
- [34] E. Agamloh, A. von Jouanne und A. Yokochi, *An Overview of Electric Machine Trends in Modern Electric Vehicles*, Machines, Vol. 8, 2020.
- [35] M. Doppelbauer, *Grundlagen der Elektromobilität*, Springer Fachmedien Wiesbaden, Wiesbaden, 2020.
- [36] S. Müller, D. Maier und N. Parspour, *Inductive Electrically Excited Synchronous Machine for Electrical Vehicles—Design, Optimization and Measurement*, Energies, Vol. 16, 2023.
- [37] BMW Group Canada, *BMW's 5th-Generation Electric Drive System wins 2024 AJAC Best Green Innovation Award*, 2024, [Online], Verfügbar: <https://www.press.bmwgroup.com/canada/article/attachment/T0440602EN/613412>, zuletzt geprüft: 10.04.2025.
- [38] B. Ozpineci, *Oak Ridge National Laboratory Annual Progress Report for the Electric Drive Technologies Program*, 2015.
- [39] G. Pellegrino, *The Rediscovery of Synchronous Reluctance and Ferrite Permanent Magnet Motors: Tutorial Course Notes*, SpringerBriefs in Electrical and Computer Engineering, Springer International Publishing AG, Cham, 2016.
- [40] D. G. Dorrell, A. M. Knight, M. Popescu, L. Evans und D. A. Staton, *Comparison of different motor design drives for hybrid electric vehicles*, in 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2010), Piscataway, NJ, 2010, IEEE, SS. 3352–3359.
- [41] C. Gan, J. Wu, Q. Sun, W. Kong, H. Li und Y. Hu, *A Review on Machine Topologies and Control Techniques for Low-Noise Switched Reluctance Motors in Electric Vehicle Applications*, IEEE Access, Vol. 6, 2018, SS. 31430–31443.
- [42] D. Schröder und J. Böcker, Hrsg., *Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen*, Springer Berlin Heidelberg, Heidelberg Berlin, 2021.
- [43] R. Fezzler, *Subcontract Report: Final Report on Assessment of Motor Technologies for Traction Drives of Hybrid and Electric Vehicles (Subcontract #4000080341)*, 2011.
- [44] G. Choi und T. M. Jahns, *Investigation of Key Factors Influencing the Response of Permanent Magnet Synchronous Machines to Three-Phase Symmetrical Short-Circuit Faults*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 31, 2016, SS. 1488–1497.

- [45] B. A. Welchko, T. M. Jahns, W. L. Soong und J. M. Nagashima, *IPM synchronous machine drive response to symmetrical and asymmetrical short circuit faults*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 18, 2003, SS. 291–298.
- [46] A. Arzillo, P. Braglia, S. Nuzzo, D. Barater, G. Franceschini, D. Gerada und C. Gerada, *Challenges and Future opportunities of Hairpin Technologies*, in 2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Piscataway, NJ, 2020, IEEE, SS. 277–282.
- [47] S. Chowdhury, E. Gurpinar, G.-J. Su, T. Raminosoa, T. A. Burress und B. Ozpineci, *Enabling Technologies for Compact Integrated Electric Drives for Automotive Traction Applications*, in 2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), IEEE, 2019, SS. 1–8.
- [48] H. Bardt, *Autonomous Driving — a Challenge for the Automotive Industry*, Intereconomics, Vol. 52, 2017, SS. 171–177.
- [49] V. Ilkova und A. Ilka, *Legal aspects of autonomous vehicles — An overview*, in 2017 21st International Conference on Process Control (PC), IEEE, 2017, SS. 428–433.
- [50] D. Parekh, N. Poddar, A. Rajpurkar, M. Chahal, N. Kumar, G. P. Joshi und W. Cho, *A Review on Autonomous Vehicles: Progress, Methods and Challenges*, Electronics, Vol. 11, 2022.
- [51] M. Al Sakka, T. Geury, M. El Baghdadi, M. Dhaens, M. Al Sakka und O. Hegazy, *Review of Fault Tolerant Multi-Motor Drive Topologies for Automotive Applications*, Energies, Vol. 15, 2022.
- [52] E. Goldammer, M. Gentejohann, M. Schlüter, D. Weber, W. Wondrak, S. Dieckerhoff, C. Gühmann und J. Kowal, *The Impact of an Overlaid Ripple Current on Battery Aging: The Development of the SiCWell Dataset*, Batteries, Vol. 8, 2022.
- [53] M. Petzl und M. A. Danzer, *Advancements in OCV Measurement and Analysis for Lithium-Ion Batteries*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 28, 2013, SS. 675–681.
- [54] P. Pillai, S. Sundaresan, P. Kumar, K. R. Pattipati und B. Balasingam, *Open-Circuit Voltage Models for Battery Management Systems: A Review*, Energies, Vol. 15, 2022.
- [55] O. Satilmis und E. Mese, *Investigating DC link current ripple and PWM modulation methods in Electric Vehicles*, 2013 3rd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems, Istanbul, Turkey, 2013, SS. 1–6.
- [56] L. W. Juang, P. J. Kollmeyer, A. E. Anders, T. M. Jahns, R. D. Lorenz und D. Gao, *Investigation of the influence of superimposed AC current on lithium-ion battery aging using statistical design of experiments*, Journal of Energy Storage, Vol. 11, 2017, SS. 93–103.
- [57] K. Uddin, A. D. Moore, A. Barai und J. Marco, *The effects of high frequency current ripple on electric vehicle battery performance*, Applied Energy, Vol. 178, 2016, SS. 142–154.
- [58] S.-A. Amamra, Y. Tripathy, A. Barai, A. D. Moore und J. Marco, *Electric Vehicle Battery Performance Investigation Based on Real World Current Harmonics*, Energies, Vol. 13, 2020.
- [59] M. N. Anwar, S. E. Gleason und T. M. Grewe, *Design considerations for high-voltage DC bus architecture and wire mechanization for hybrid and electric vehicle applications*, in 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2010), Piscataway, NJ, 2010, IEEE, SS. 877–884.
- [60] S. Guler, S. Yenikaya und M. Simsek, *EMC Design for Battery Electric Vehicle (BEV) Propulsion System*, in 2019 11th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), SS. 286–289.
- [61] M. Reuter, S. Tenbohlen und W. Kohler, *The Influence of Network Impedance on Conducted Disturbances Within the High-Voltage Traction Harness of Electric Vehicles*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 56, 2014, SS. 35–43.

- [62] H. Wen, W. Xiao, X. Wen und P. Armstrong, *Analysis and Evaluation of DC-Link Capacitors for High-Power-Density Electric Vehicle Drive Systems*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 61, 2012, SS. 2950–2964.
- [63] S. E. Ogan und E. Bostanci, *Capacitor sizing of three-level neutral point clamped voltage source inverter for electric vehicles: Effects of modulation and motor characteristics*, IET Power Electronics, Vol. 17, 2024, SS. 1051–1066.
- [64] Edith Clarke, *Circuit Analysis of AC Power Systems. Vol. I*, J. Wiley & sons, 1943.
- [65] R. H. Park, *Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I*, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Vol. 48, 1929, SS. 716–727.
- [66] D. Bauer, *Verlustanalyse bei elektrischen Maschinen für Elektro- und Hybridfahrzeuge zur Weiterverarbeitung in thermischen Netzwerkmodellen*, Springer Fachmedien Wiesbaden, Wiesbaden, 2019.
- [67] L. Schlegel, T. Knapp und W. Hofmann, Hrsg., *Vergleich der Verluste in permanentmagneterregten Synchronmaschinen gespeist durch 3-Level-TNPC- oder 2-Level-Stromrichter: 3. Freiburger Kolloquium Elektrische Antriebstechnik - Kolloquium im Rahmen des 72. BHT - Freiburger Universitätsforum 2021 (S. 18-34). Herausgeber: Jana Kretzschner*, Freiburger Forschungshefte A Elektrische Antriebstechnik, Band 942, Technische Universität Bergakademie Freiberg, Freiberg, 2021.
- [68] K. Bradley, W. Cao, J. Clare und P. Wheeler, *Predicting Inverter-Induced Harmonic Loss by Improved Harmonic Injection*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, 2008, SS. 2619–2624.
- [69] M. Martens, A. Birda und H. -G. Herzog, *Loss reduction potential of electrically excited synchronous traction machines using three-level inverters*, in 2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe), SS. 1–10.
- [70] D. Sato und J.-i. Itoh, *Total loss comparison of inverter circuit topologies with interior permanent magnet synchronous motor drive system*, in 2013 IEEE ECCE Asia Downunder (ECCE Asia 2013), Piscataway, NJ, 2013, IEEE, SS. 537–543.
- [71] M. Schweizer, T. Friedli und J. W. Kolar, *Comparative Evaluation of Advanced Three-Phase Three-Level Inverter/Converter Topologies Against Two-Level Systems*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, 2013, SS. 5515–5527.
- [72] T. Knapp, L. Schlegel und W. Hofmann, *Comparison of Losses in Permanent Magnet Synchronous Machines fed with 2-level or 3-level-NPC Converter*, in PCIM Europe 2022; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2022, SS. 1–9.
- [73] P. Rasilo, A. Salem, A. Abdallah, F. de Belie, L. Dupre und J. A. Melkebeek, *Effect of Multilevel Inverter Supply on Core Losses in Magnetic Materials and Electrical Machines*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 30, 2015, SS. 736–744.
- [74] C. Sachs, F. Stamer, J. Allgeier, D. Thrimawithana und M. Neuburger, *Optimization-Based Comparative System Evaluation of Single and Dual Traction Inverters with Focus on Partial Load Efficiency and Chip Area*, in 2024 IEEE Energy Conversion Congress, 2024, SS. 2467–2474.
- [75] K. Yamazaki und A. Abe, *Loss Investigation of Interior Permanent-Magnet Motors Considering Carrier Harmonics and Magnet Eddy Currents*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 45, 2009, SS. 659–665.

- [76] D. Floricau, E. Floricau und M. Dumitrescu, *Natural doubling of the apparent switching frequency using three-level ANPC converter*, in International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation, 2008. ISNCC 2008, IEEE / Institute of Electrical and Electronics Engineers Incorporated, 2008, SS. 1–6.
- [77] S. Shuvo, E. Hossain, T. Islam, A. Akib, S. Padmanaban und M. Z. R. Khan, *Design and Hardware Implementation Considerations of Modified Multilevel Cascaded H-Bridge Inverter for Photovoltaic System*, IEEE Access, Vol. 7, 2019, SS. 16504–16524.
- [78] H. Tischmacher, *Systemanalysen zur elektrischen Belastung von Wälzlagern bei umrichter gespeisten Elektromotoren*, Dissertation, Hannover : Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover, 2017.
- [79] J. Specovius, *Grundkurs Leistungselektronik: Bauelemente, Schaltungen und Systeme*, Vieweg+Teubner Verlag / GWV Fachverlage GmbH Wiesbaden, Wiesbaden, 4. Auflage, 2010.
- [80] R. Bartnikas, *Partial discharges. Their mechanism, detection and measurement*, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 9, 2002, SS. 763–808.
- [81] M. Fuerst und M.-M. Bakran, *Influence of the PWM Voltage Waveform on Partial Discharge Occurrence in Motor Windings*, PCIM Europe digital days 2020; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Germany, 2020, 2020.
- [82] J. d. S. Cruz, F. Fruett, R. R. Da Lopes, F. L. Takaki, C. d. A. Tambascia, E. R. de Lima und M. Giesbrecht, *Partial Discharges Monitoring for Electric Machines Diagnosis: A Review*, Energies, Vol. 15, 2022.
- [83] W. Zhang, D. Xu, P. N. Enjeti, H. Li, J. T. Hawke und H. S. Krishnamoorthy, *Survey on Fault-Tolerant Techniques for Power Electronic Converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, 2014, SS. 6319–6331.
- [84] F. Richardeau und T. T. L. Pham, *Reliability Calculation of Multilevel Converters: Theory and Applications*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, 2013, SS. 4225–4233.
- [85] I. Harbi, J. Rodriguez, A. Poorfakhraei, H. Vahedi, M. Guse, M. Trabelsi, M. Abdelrahem, M. Ahmed, M. Fahad, C.-H. Lin, T. Wijekoon, W. Tian, M. L. Heldwein und R. Kennel, *Common DC-Link Multilevel Converters: Topologies, Control and Industrial Applications*, IEEE Open Journal of Power Electronics, Vol. 4, 2023, SS. 512–538.
- [86] V. Aishwarya und K. Gnana Sheela, *Review of reduced-switch multilevel inverters for electric vehicle applications*, International Journal of Circuit Theory and Applications, Vol. 49, 2021, SS. 3053–3110.
- [87] A. Nami, J. Liang, F. Dijkhuizen und G. D. Demetriades, *Modular Multilevel Converters for HVDC Applications: Review on Converter Cells and Functionalities*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, 2015, SS. 18–36.
- [88] R. Marquardt, *Modular Multilevel Converter: An universal concept for HVDC-Networks and extended DC-Bus-applications*, in 2010 International Power Electronics Conference, Piscataway, NJ, 2010, IEEE, SS. 502–507.
- [89] Y. Zhang, J. Ravishankar, J. Fletcher, R. Li und M. Han, *Review of modular multilevel converter based multi-terminal HVDC systems for offshore wind power transmission*, Renewable and Sustainable Energy Reviews, Vol. 61, 2016, SS. 572–586.
- [90] P. Catalán, Y. Wang, J. Arza und Z. Chen, *A Comprehensive Overview of Power Converter Applied in High-Power Wind Turbine: Key Challenges and Potential Solutions*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 38, 2023, SS. 6169–6195.

-
- [91] A. Bughneda, M. Salem, A. Richelli, D. Ishak und S. Alatai, *Review of Multilevel Inverters for PV Energy System Applications*, *Energies*, Vol. 14, 2021.
- [92] X. Zhang, T. Zhao, W. Mao, D. Tan und L. Chang, *Multilevel Inverters for Grid-Connected Photovoltaic Applications: Examining Emerging Trends*, *IEEE Power Electronics Magazine*, Vol. 5, 2018, SS. 32–41.
- [93] R. Tiwari, R. Nilsen und A. Nysveen, *Active NPC Converter for Variable Speed Operation of Pumped Storage Hydropower Plant*, *Proceedings of the 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON 2020*, 2020, SS. 1211–1216.
- [94] J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt und S. Kouro, *Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives*, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, 2007, SS. 2930–2945.
- [95] M. M. Bakran und H. G. Eckel, *Evolution of IGBT converters for mass transit applications*, in *Conference record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference*, Piscataway, NJ, 2000, IEEE Operations Center, SS. 1930–1935.
- [96] M. Z. Youssef, K. Woronowicz, K. Aditya, N. A. Azeez und S. S. Williamson, *Design and Development of an Efficient Multilevel DC/AC Traction Inverter for Railway Transportation Electrification*, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, 2016, SS. 3036–3042.
- [97] L. Radomsky und R. Mallwitz, *Review, Comprehensive Analysis and Derivation of Analytical Power Loss Calculation Equations for Two- to Three-Level Midpoint Clamped Inverter Topologies with Hybrid Switch Configurations*, *Energies*, Vol. 16, 2023.
- [98] N. Pallo, T. Foulkes, T. Modeer, S. Coday und R. Pilawa-Podgurski, *Power-dense multilevel inverter module using interleaved GaN-based phases for electric aircraft propulsion*, in *APEC 2018*, Piscataway, NJ, 2018, IEEE, SS. 1656–1661.
- [99] L. Tan, B. Wu, V. Yaramasu, S. Rivera und X. Guo, *Effective Voltage Balance Control for Bipolar-DC-Bus-Fed EV Charging Station With Three-Level DC–DC Fast Charger*, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 63, 2016, SS. 4031–4041.
- [100] J. Rabkowski, D. Peftitsis, R. Sobieski, M. Harasimczuk, R. Miśkiewicz, K. N. Kumar, R. Kopacz, K. Kalinowski und P. Trochimiuk, *Advanced charging system with bipolar DC-link and energy storage*, in *2022 Progress in Applied Electrical Engineering (PAEE)*, 2022, SS. 1–6.
- [101] L. M. Tolbert, F. Z. Peng und T. G. Habetler, *Multilevel inverters for electric vehicle applications*, in *Power Electronics in Transportation (Cat. No.98TH8349)*, IEEE, 1998, SS. 79–84.
- [102] Y. J. Lee, K. H. Jeong, Y. S. Lim, J. H. Shim und J. I. Ha, *Apparatus and Method for Driving Motor*, 2023.
- [103] M. H. Kim, Y. S. Lim, S. C. Shin und K. H. Jeong, *Elektrifiziertes Fahrzeug und Verfahren zum Steuern desselben*, 2024.
- [104] H. Choi, S. Kim, Y. Taeil, J.-W. Kang und S. Bin, *Suppression of Torque Shock on Switching Driving Mode of 2-Stage Motor System*, *Spring Conference of the Automotive Engineers of Korea*, 2023.
- [105] Hyundai Motor Group, *Kia EV6 GT: The High-performance Motor System That Achieves 260km/h*, 2023, [Online], Verfügbar: <https://www.hyundaimotorgroup.com/story/CONT0000000000084233>, zuletzt geprüft: 06.04.2025.
- [106] S. I. H. Sabzevari, A. Ebrahimian und N. Weise, *Performance Comparison of GaN-Based Multilevel Converters for Electric Vehicle Powertrain Application*, in *2023 IEEE 10th Workshop on Wide Bandgap Power Devices & Applications (WiPDA)*, IEEE, 12/4/2023 - 12/6/2023, SS. 1–7.
-

- [107] J. Lutz, *Halbleiter-Leistungsbaulemente*, Springer Berlin Heidelberg, Heidelberg Berlin, 2012.
- [108] R. W. Erickson und D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Acad. Publ, Mass Norwell, 2. Auflage, 2001.
- [109] D. Schröder, *Leistungselektronische Bauelemente*, Elektrische Antriebe / Dierk Schröder, Band 3, Springer, Berlin und Heidelberg, 2. Aufl.. Auflage, 2006.
- [110] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky und T. Reimann, Hrsg., *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*, ISLE Verlag, Ilmenau, 2. Auflage, 2015.
- [111] Q. Haihong, X. Kefeng, N. Xin, Z. Ziyue, Z. Zhiyuan und F. Dafeng, *Characteristics of SiC MOSFET and its application in a phase-shift full-bridge converter*, in 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia) took place 22-26 May 2016 in Hefei, P.R. China, Piscataway, NJ, 2016, IEEE, SS. 1639–1643.
- [112] P. Wang, L. Zhang, X. Lu, H. Sun, W. Wang und D. Xu, *An Improved Active Crosstalk Suppression Method for High-Speed SiC MOSFETs*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 55, 2019, SS. 7736–7744.
- [113] K. Sobe, T. Basler und B. Klobucar, *Characterization of the parasitic turn-on behavior of discrete CoolSiC MOSFETs*, in PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2019, SS. 1–7.
- [114] M. Di Paolo Emilio, *SiC Technology*, Springer Nature Switzerland, Cham, 2024.
- [115] H. L. R. Maddi, S. Yu, S. Zhu, T. Liu, L. Shi, M. Kang, D. Xing, S. Nayak, M. H. White und A. K. Agarwal, *The Road to a Robust and Affordable SiC Power MOSFET Technology*, Energies, Vol. 14, 2021.
- [116] M. Geppert und G. Schröder, *GaN HEMT based 3L-ANPC drive System using a SynRM*, in 2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe), 2021, SS. 1–7.
- [117] E. Gurpinar und A. Castellazzi, *Single-Phase T-Type Inverter Performance Benchmark Using Si IGBTs, SiC MOSFETs and GaN HEMTs*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2015.
- [118] A. Rihar, M. Nemec, H. Lavrič, P. Zajec, D. Vončina, D. Nedeljković, V. Ambrožič und K. Drobnič, *Emerging Technologies for Advanced Power Electronics and Machine Design in Electric Drives*, Applied Sciences, Vol. 14, 2024.
- [119] R. Beach, A. Lidow, A. Nakata, J. Cao und G. Y. Zhao, *GaN-HEMT vom Anreichererstyp und Verfahren zu seiner Herstellung*, 2021.
- [120] A. M. Elrajoubi, S. S. Ang und K. George, *Design and Analysis of a New GaN-Based AC/DC Converter for Battery Charging Application*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 55, 2019, SS. 4044–4052.
- [121] E. Gurpinar, F. Iannuzzo, Y. Yang, A. Castellazzi und F. Blaabjerg, *Design of Low-Inductance Switching Power Cell for GaN HEMT Based Inverter*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 54, 2018, SS. 1592–1601.
- [122] D. Schröder, *Elektrische Antriebe – Grundlagen*, Springer Berlin Heidelberg, Heidelberg Berlin, 2017.
- [123] D. G. Holmes und T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters: Principles and practice*, IEEE series on power engineering, John Wiley, NJ Hoboken, 2003.
- [124] S. Kouro, P. Lezana, M. Angulo und J. Rodriguez, *Multicarrier PWM With DC-Link Ripple Feedforward Compensation for Multilevel Inverters*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, 2008, SS. 52–59.

-
- [125] V. Jayakumar, B. Chokkalingam und J. L. Munda, *A Comprehensive Review on Space Vector Modulation Techniques for Neutral Point Clamped Multi-Level Inverters*, IEEE Access, Vol. 9, 2021, SS. 112104–112144.
- [126] U.-M. Choi, H.-H. Lee und K.-B. Lee, *Simple Neutral-Point Voltage Control for Three-Level Inverters Using a Discontinuous Pulse Width Modulation*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 28, 2013, SS. 434–443.
- [127] A. Nabae, I. Takahashi und H. Akagi, *A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-17, 1981, SS. 518–523.
- [128] R. H. Baker, Bedford und Mass, *Bridge converter circuit: U.S. Patent*, 1981.
- [129] F. Z. Peng, W. Qian und D. Cao, *Recent advances in multilevel converter/inverter topologies and applications*, in 2010 International Power Electronics Conference, Piscataway, NJ, 2010, IEEE, SS. 492–501.
- [130] S. Bernet und T. Brückner, *Open-loop and closed-loop control method for a three-point converter with active clamped switches, and apparatus for this purpose: US-Patent*, zuletzt geprüft: 09.09.2024.
- [131] A. Giessmann, C. Schmidt und M. Spang, *The Simultaneous Use of Two Alternative Neutral Point Current Paths in a 3-Level ANPC Topology – Benefits and Challenges in High Power Applications*, PCIM Asia 2021; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2021.
- [132] O. S. Senturk, L. Helle, S. Munk-Nielsen, P. Rodriguez und R. Teodorescu, *Converter Structure-Based Power Loss and Static Thermal Modeling of The Press-Pack IGBT Three-Level ANPC VSC Applied to Multi-MW Wind Turbines*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 47, 2011, SS. 2505–2515.
- [133] A. K. Tiwari, L. K. Sahu, S. Mishra, Y. Kishor, A. H. Chander und C. H. Kamesh Rao, *Design of ANPC Converter based DC Charging Station for Electric Vehicle*, in 2021 Asian Conference on Innovation in Technology (ASIANCON), 2021, SS. 1–6.
- [134] A. K. Tiwari, L. K. Sahu, Y. Kishor, C. K. Rao, S. Mishra und A. H. Chander, *Electric Vehicle Charging Station Using ANPC Converter With Bipolar DC Bus*, in 2021 IEEE 4th International Conference on Computing, Power and Communication Technologies (GUCON), IEEE, 9/24/2021 - 9/26/2021, SS. 1–6.
- [135] J. Ebersberger, M. Hagedorn, M. Lorenz und A. Mertens, *Potentials and Comparison of Inverter Topologies for Future All-Electric Aircraft Propulsion*, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022.
- [136] T. Brückner und S. Bernet, *Loss balancing in three-level voltage source inverters applying active NPC switches*, in 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230), 2001, SS. 1135–1140.
- [137] T. Brückner, S. Bernet und H. Guldner, *The Active NPC Converter and Its Loss-Balancing Control*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, 2005, SS. 855–868.
- [138] A. Shukla, A. Ghosh und A. Josh, *Flying capacitor multilevel inverter and its applications in series compensation of transmission lines*, in 2004 IEEE Power Engineering Society general meeting, Piscataway, NJ, 2004, IEEE Service Center, SS. 1453–1458.
- [139] W. Li, Y. Wang und X. Ma, *Voltage Balance Control Strategy for FC 3-Level Inverter Based on Zero Vector Time Redistribution*, in 2024 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, Piscataway, NJ, U.S.A., 2024, IEEE, SS. 210–215.
-

- [140] H. Matsumori, Y. Maeda, T. Kosaka, N. Matsui und S. Saha, *Dual Inverter-Fed Open Winding IPMSM Drive System for High-Power Premium Class EV*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 59, 2023, SS. 2069–2080.
- [141] D. de Simone, M. S. Carmeli, S. D’Arco, L. Piegari und P. Tricoli, *Design and Control of Hybrid Electric Light Rail Vehicles With Open Ended Winding Machines*, IEEE Open Journal of Vehicular Technology, Vol. 5, 2024, SS. 695–703.
- [142] J. Kim, J. Jung und K. Nam, *Dual-Inverter Control Strategy for High-Speed Operation of EV Induction Motors*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, 2004, SS. 312–320.
- [143] H. Wilker, *Leitfaden zur Zuverlässigkeitsermittlung technischer Komponenten: Mit 86 Tabellen, 86 Beispielen*, Weibull-Statistik in der Praxis / Holger Wilker, Band Bd. 3, Books on Demand, Norderstedt, 2. Auflage, 2010.
- [144] Y. Song und B. Wang, *Survey on Reliability of Power Electronic Systems*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 28, 2013, SS. 591–604.
- [145] R. V. White und F. M. Miles, *Principles of fault tolerance*, in Conference proceedings 1996 / APEC ’96, Eleventh Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, March 3 - 7, 1996, San Jose, CA, Piscataway, NJ, 1996, IEEE, SS. 18–25.
- [146] B. Bertsche, P. Göhner, U. Jensen, W. Schinköthe und H.-J. Wunderlich, *Zuverlässigkeit mechatronischer Systeme*, Springer Berlin Heidelberg, Heidelberg Berlin, 2009.
- [147] Y. Cao, H. Lyu und A. Mertens, *Mission profile-based operation strategies to improve the reliability of an ANPC inverter in future electrified aircraft propulsion systems*, in 2024 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), IEEE, 6/19/2024 - 6/21/2024, SS. 1–8.
- [148] S. Peyghami, F. Blaabjerg und P. Palensky, *Incorporating Power Electronic Converters Reliability Into Modern Power System Reliability Analysis*, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 9, 2021, SS. 1668–1681.
- [149] R. H. Staunton, *Review of the State-of-the-Art in Power Electronics Suitable for 10-KW Military Power Systems*, 2023.
- [150] M. Blanke und J. S. Thomsen, *Electrical steering of vehicles - fault-tolerant analysis and design*, Microelectronics Reliability, Vol. 46, 2006, SS. 1421–1432.
- [151] B. A. Welchko, T. A. Lipo, T. M. Jahns und S. E. Schulz, *Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies; a comparison of features, cost, and limitations*, in IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC’03, 2003, SS. 539–546.
- [152] P. P. Das, S. Satpathy und S. Bhattacharya, *Postfault Operation of Three-Level Inverter Driven Six-Phase PMSM With Enhanced Torque Speed Region*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, SS. 1–14.
- [153] M. Gleissner und M.-M. Bakran, *Operation of fault-tolerant inverters with DC-link midpoint connection for adjustable speed drives*, in 2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE’18 ECCE Europe), 2018, SS. 1–10.
- [154] O. Wallmark, L. Harnefors und O. Carlson, *Control Algorithms for a Fault-Tolerant PMSM Drive*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, 2007, SS. 1973–1980.
- [155] B. Wang, *Review of Power Semiconductor Device Reliability for Power Converters*, CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, Vol. 2, 2017, SS. 101–117.
- [156] U.-M. Choi, F. Blaabjerg und K.-B. Lee, *Study and Handling Methods of Power IGBT Module Failures in Power Electronic Converter Systems*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, 2015, SS. 2517–2533.

-
- [157] M. Gleissner, *Stromrichterstrukturen zur Steigerung der Verfügbarkeit durch Fehlertoleranz*, Dissertation, Universität Bayreuth, Bayreuth, 2016.
- [158] D. Hirschmann, D. Tissen, S. Schroder und R. W. de Doncker, *Reliability Prediction for Inverters in Hybrid Electrical Vehicles*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, 2007, SS. 2511–2517.
- [159] A. George, J. Zipprich, M. Breitenbach, M. Klingler und M. Nowottnick, *Reliability investigation of large area solder joints in power electronics modules and its simulative representation*, Microelectronics Reliability, Vol. 88-90, 2018, SS. 762–767.
- [160] J. L. Titus, *An Updated Perspective of Single Event Gate Rupture and Single Event Burnout in Power MOSFETs*, IEEE Transactions on Nuclear Science, Vol. 60, 2013, SS. 1912–1928.
- [161] T. Nitta, Y. Sakiyama, R. Kotani, T. Inoue, R. Ohara, K. Sano, M. Yamaguchi und G. Tchouangue, *Cosmic Ray Failure Mechanism and Critical Factors for 3.3kV Hybrid SiC Modules*, in PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2016, SS. 1–7.
- [162] M. Gleissner und M.-M. Bakran, *Failure characteristics of discrete power semiconductor packages exceeding electrical specifications*, in Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 2014 16th European Conference on, Piscataway, New Jersey, 2014, IEEE, SS. 1–10.
- [163] T. Herrmann, M. Feller, J. Lutz, R. Bayerer und T. Licht, *Power cycling induced failure mechanisms in solder layers*, in 2007 European Conference on Power Electronics and Applications, IEEE, 9/2/2007 - 9/5/2007, SS. 1–7.
- [164] M. Gleissner und M.-M. Bakran, *Fault-Tolerant B6-B4 Inverter Reconfiguration with Fuses and Ideal Short-On Failure IGBT Modules: 10-12 May 2016*, IEEE and VDE, NJ Piscataway und Frankfurt am Main, 2016.
- [165] M. Gleissner und M.-M. Bakran, *Influence of the power semiconductor packaging on the failure characteristic for safety-critical applications*, PCIM Europe 2017, 16-18 May 2017, Nuremberg, Germany, 2017.
- [166] M. Gleissner und M.-M. Bakran, *A real-life fuse design for a fault-tolerant motor inverter*, in 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), Piscataway, NJ, 2016, IEEE, SS. 1–11.
- [167] M. Gleissner, T. Bertelshofer und M.-M. Bakran, *Driver Integrated Fault-Tolerant Reconfiguration after Short-On Failures of a SiC MOSFET ANPC inverter phase*, in PCIM Europe 2018, 5-7 June 2018, Nuremberg, Germany.
- [168] J. He, N. A. O. Demerdash, N. Weise und R. Katebi, *A Fast On-Line Diagnostic Method for Open-Circuit Switch Faults in SiC-MOSFET-Based T-Type Multilevel Inverters*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 53, 2017, SS. 2948–2958.
- [169] S. S. Moosavi, A. Kazemi und H. Akbari, *A comparison of various open-circuit fault detection methods in the IGBT-based DC/AC inverter used in electric vehicle*, Engineering Failure Analysis, Vol. 96, 2019, SS. 223–235.
- [170] X. Zhang, M. Chen, N. Zhu und D. Xu, *A self-adaptive blanking circuit for IGBT short-circuit protection based on VCE measurement*, in 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2015), Piscataway, NJ, 2015, IEEE, SS. 4125–4131.
- [171] T. Horiguchi, S.-i. Kinouchi, Y. Nakayama, T. Oi, H. Urushibata, S. Okamoto, S. Tominaga und H. Akagi, *Short-Circuit Protection Method Based on a Gate Charge Characteristic*, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 4, 2015, SS. 360–369.
-

- [172] S. Hain und M.-M. Bakran, *New Ultra Fast Short Circuit Detection Method Without Using the Desaturation Process of the Power Semiconductor*, PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, 2016, 2016, SS. 1–8.
- [173] P. Hofstetter, S. Hain und M.-M. Bakran, *Applying the 2D-Short Circuit Detection Method to SiC MOSFETs including an advanced Soft Turn Off*, PCIM Europe 2018; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, 2018, SS. 1–7.
- [174] R. R. Errabelli und P. Mutschler, *Fault-Tolerant Voltage Source Inverter for Permanent Magnet Drives*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, 2012, SS. 500–508.
- [175] R. Dobler, T. Schuhmann, R. B. Inderka und S. V. Malottki, *High performance drive for electric vehicles — System comparison between three and six phase permanent magnet synchronous machines*, in 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), Piscataway, NJ, 2016, IEEE, SS. 1–10.
- [176] J. Moia und M. L. Heldwein, *Three-level NPC-based bidirectional PWM converter operation for high availability/power quality bipolar DC distribution networks*, in 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), SS. 1–10.
- [177] Q. An, J. Liu, Z. Peng, L. Sun und L. Sun, *Dual-Space Vector Control of Open-End Winding Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Fed by Dual Inverter*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2016.
- [178] M. B. de Rossiter Correa, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva und A. M. N. Lima, *A General PWM Strategy for Four-Switch Three-Phase Inverters*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 21, 2006, SS. 1618–1627.
- [179] R. Wang, J. Zhao und Y. Liu, *A Comprehensive Investigation of Four-Switch Three-Phase Voltage Source Inverter Based on Double Fourier Integral Analysis*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, 2011, SS. 2774–2787.
- [180] H. W. van der Broeck und J. D. van Wyk, *A Comparative Investigation of a Three-Phase Induction Machine Drive with a Component Minimized Voltage-Fed Inverter under Different Control Options*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-20, 1984, SS. 309–320.
- [181] B. Mirafzal, *Survey of Fault-Tolerance Techniques for Three-Phase Voltage Source Inverters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, 2014, SS. 5192–5202.
- [182] M. Sprenger, R. Alvarez, M. Tannhaeuser und S. Bernet, *Experimental investigation of short-circuit failures in a three level neutral-point-clamped voltage-source converter phase-leg with IGBTs*, in 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2013), Piscataway, NJ, 2013, IEEE, SS. 4067–4075.
- [183] M. Gleissner, R. Maier und M.-M. Bakran, *Comparison of fault-tolerant multilevel inverters*, 2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe), 2017.
- [184] J. Li, A. Q. Huang, Z. Liang und 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, 2012, SS. 519–533.
- [185] C. Bodeker und N. Kaminski, *Implementation and investigation of the dynamic active clamping for silicon carbide MOSFETs*, in 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), Piscataway, NJ, 2016, IEEE, SS. 1–7.

-
- [186] A. Marz, T. Bertelshofer und M.-M. Bakran, *Improving the performance of SiC trench MOSFETs under hard switching operation*, in 2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), IEEE, 2017, SS. 553–558.
- [187] R. Marquardt, A. Lesnicar und J. Hildinger, *Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendungen bei hohen Spannungen*, ETG-Conference, 2002.
- [188] L. Lambertz, R. Marquardt und A. Mayer, *Modular converter systems for vehicle applications*, in 2010 emobility - electrical power train, Piscataway, NJ, 2010, IEEE, SS. 1–6.
- [189] I. Bolvashenkov, J. Kammermann, T. Lahlou und H.-G. Herzog, *Comparison and choice of a fault tolerant inverter topology for the traction drive of an electrical helicopter*, in ESARS-ITEC International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference, Piscataway, NJ, 2016, IEEE, SS. 1–6.
- [190] H. Chen, S. Ai, Z. Nie, F. Cui und P. Yuan, *Modulation Strategy for Suppressing Peak Voltage Spikes of SiC-MOSFETs during ANPC Commutation*, IEEE Access, 2023.
- [191] L. Wang, J. Chang, Z. Yuan, Z. Wu und F. Jiang, *Mechanism and Analytical Model for Switching Transient Process in SiC 3L-ANPC Converter*, IEEE Access, 2024.
- [192] A. H. Wilson-Veas, A. Peralta und M. A. Perez, *Active Loss Balancing Scheme with Decision Chart for 3L-ANPC-VSCs with IGBTs for Bidirectional Energy Flow Operation*, in 2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference (SPEC), IEEE, 11/26/2023 - 11/29/2023, SS. 1–6.
- [193] J. Chen, Y. Pei, L. Wang, Y. Zhao und S. Chen, *Loss Equalization Strategy of 3L Active Neutral Point Clamped Inverter based on Optimization Algorithm*, in 2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2024-ECCE Asia), IEEE, 5/17/2024 - 5/20/2024, SS. 3620–3625.
- [194] T. Brückner, S. Bernet und P. K. Steimer, *Feedforward Loss Control of Three-Level Active NPC Converters*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 43, 2007, SS. 1588–1596.
- [195] S. Satpathy, P. P. Das, S. Bhattacharya und V. Veliadis, *A New Switching Strategy for a GaN-based Three-Level Active Neutral Point Clamped Converter*, in 2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2021, SS. 1–8.
- [196] T. Bertelshofer, A. März und M.-M. Bakran, *Limits of SiC MOSFETs' parameter deviations for safe parallel operation*, 2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe), 2018.
- [197] P. Hofstetter, R. W. Maier und M. Bakran, *Parasitic Turn-On of SiC MOSFETs – Turning a Bug into a Feature*, in PCIM Europe digital days 2020; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2020, SS. 1–7.
- [198] A. K. Sadigh, V. Dargahi und K. A. Corzine, *Analytical Determination of Conduction and Switching Power Losses in Flying-Capacitor-Based Active Neutral-Point-Clamped Multilevel Converter*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, 2016, SS. 5473–5494.
- [199] C. Y. Leong, R. Grinberg, G. Makrides, Y. Wu und R. A. McMahon, *A comparison of losses in small (<1 kW) drives using sine and space vector pulse width modulation schemes*, in 2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems, IEEE, 2005, SS. 1123–1128.
- [200] L. Helle, S. Munk-Nielsen und P. Enjeti, *Generalized discontinuous DC-link balancing modulation strategy for three-level inverters*, Proceedings of the Power Conversion Conference-Osaka 2002 (Cat. No.02TH8579), Osaka, Japan, 2002, SS. 359–366.
-

- [201] S. Brueske und F. W. Fuchs, *PWM modulation for a three-level inverter with neutral-point balancing for a permanent magnet synchronous machine*, in EPE '15 ECCE-Europe, New York, 2015, IEEE, SS. 1–10.
- [202] S. Brüske, *Bauleistungsvergleich und Neutralpunkt-Balancierung für 3-Level-Wechselrichter-topologien für den Einsatz in Elektrofahrzeugen*, Dissertation, Christian-Albrechts-Universität and Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, Kiel, 2016.
- [203] A. Bendre, S. Krstic, J. V. Meer und G. Venkataramanan, *Comparative evaluation of modulation algorithms for neutral point clamped converters*, in Conference record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, Piscataway, NJ, 2004, IEEE Service Center, SS. 798–805.
- [204] N. Celanovic und 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, 2000, SS. 242–249.
- [205] S. Busquets-Monge, J. Bordonau, D. Boroyevich und 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, 2004, SS. 11–15.
- [206] S. Busquets-Monge, J. D. Ortega, J. Bordonau, J. A. Beristain und J. Rocabert, *Closed-Loop Control of a Three-Phase Neutral-Point-Clamped Inverter Using an Optimized Virtual-Vector-Based Pulsewidth Modulation*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, 2008, SS. 2061–2071.
- [207] M. Sprenger, T. Barth, R. Alvarez, M. Tannhaeuser und S. Bernet, *Experimental verification of direct dead-time Control and DC-link neutral-point balancing of a three level neutral-point-clamped (3L-NPC) VSC*, in 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2013), Piscataway, NJ, 2013, IEEE, SS. 409–413.
- [208] P. Chaturvedi, S. Jain und P. Agarwal, *Carrier-Based Neutral Point Potential Regulator With Reduced Switching Losses for Three-Level Diode-Clamped Inverter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, 2014, SS. 613–624.
- [209] J. Kucka und M. Neumann, *Why Midpoint Balancing of an NPC Is Still a Challenge in Medium-Voltage Applications*, European Conference on Power Electronics and Applications; European Power Electronics and Drives Association; EPE ECCE Europe, 2023.
- [210] S. K. Giri, S. Chakrabarti, S. Banerjee und C. Chakraborty, *A Carrier-Based PWM Scheme for Neutral Point Voltage Balancing in Three-Level Inverter Extending to Full Power Factor Range*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 64, 2017, SS. 1873–1883.
- [211] J. Shen, S. Schröder, R. Rösner und S. El-Barbari, *A Comprehensive Study of Neutral-Point Self-Balancing Effect in Neutral-Point-Clamped Three-Level Inverters*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, 2011, SS. 3084–3095.
- [212] J. Chivite-Zabalza, P. Izurza-Moreno, D. Madariaga, G. Calvo und M. A. Rodríguez, *Voltage Balancing control in 3-Level Neutral-Point Clamped Inverters Using Triangular Carrier PWM Modulation for FACTS Applications*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 28, 2013, SS. 4473–4484.
- [213] Infineon Technologies, *HybridPack™ Drive Module FS820R08A6P2LB: with EDT2 IGBT and Diode*, [Online], Verfügbar: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/igbt/igbt-modules/>, zuletzt geprüft: 06.04.2025.
- [214] R. Bayerer, T. Herrmann, T. Licht, J. Lutz und M. Feller, *Model for Power Cycling lifetime of IGBT Modules - various factors influencing lifetime*, 5th International Conference on Integrated Power Electronics Systems, Nuremberg, Germany, 2008, SS. 1–6.

-
- [215] D. Woldegiorgis, Y. Wu, Y. Wei und A. Mantooth, *A High Efficiency and Low Cost ANPC Inverter Using Hybrid Si/SiC Switches*, IEEE Open Journal of Industry Applications, 2021.
- [216] L. Zhang, X. Lou, C. Li, F. Wu, Y. Gu, G. Chen und D. Xu, *Evaluation of Different Si/SiC Hybrid Three-Level Active NPC Inverters for High Power Density*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 35, 2020, SS. 8224–8236.
- [217] Zhijian Feng, Xing Zhang, Shaolin Yu und Jianing Wang, *Loss Analysis and Measurement of ANPC Inverter Based on SiC & Si Hybrid Module*, 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), 2018.
- [218] S. Belkhoude, A. Shukla und S. Doolla, *A Highly Efficient Si-/SiC-Based Hybrid Active NPC Converter With a Novel Modulation Scheme*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 58, 2022, SS. 7445–7456.
- [219] S. Liebig, A. Schmitt und H. Hammerer, *High-Dynamic High-Power E-Motor Emulator for Power Electronic Testing*, PCIM Europe 2018; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, 2018, SS. 1–5.
- [220] M. Chen, T. Zhu, D. Pan, H. Wang, X. Wang und F. Blaabjerg, *Loss Analysis of SiC-based Three-Level Active Neutral-Point-Clamped Inverters under Different Modulation Schemes*, 2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia), 2020, SS. 971–978.
- [221] M. Tutuianu, P. Bonnel, B. Ciuffo, T. Haniu, N. Ichikawa, A. Marotta, J. Pavlovic und H. Steven, *Development of the World-wide harmonized Light duty Test Cycle (WLTC) and a possible pathway for its introduction in the European legislation*, Transportation Research Part D: Transport and Environment, Vol. 40, 2015, SS. 61–75.
- [222] S. Belkhoude, A. Shukla und S. Doolla, *Comparative Analysis Based on Thermal Models and Device Losses for the SiC-based ANPC Topologies*, in 2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), IEEE, 6/14/2021 - 6/17/2021, SS. 233–238.
- [223] C. Li und et al., *Space Vector Modulation for SiC and Si Hybrid ANPC Converter in Medium-Voltage High-Speed Drive System*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 35, 2020, SS. 3390–3401.
- [224] Li Zhang, Shengchao Liu, Guang Chen und Xingjian Yang, *Evaluation of Hybrid Si/SiC Three-Level Active Neutral-Point-Clamped Inverters*, 2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2019.
- [225] G. Choi und T. M. Jahns, *Interior permanent magnet synchronous machine rotor demagnetization characteristics under fault conditions*, in 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2013), Piscataway, NJ, 2013, IEEE, SS. 2500–2507.
- [226] T. Scimone, A. Lanzafame, L. D. Tornello, B. Amata, G. Scelba und M. Cacciato, *Active Short-Circuit Analysis of SiC Power Devices in Electric Traction Systems using a new Low-Cost Test Bench*, in 2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, 10/29/2023 - 11/2/2023, SS. 5806–5812.
- [227] W. Wang, J. K. Nøland, P. K. Olsen und S. W. Johannessen, *Optimal Active Short-Circuit Operation of Permanent Magnet Synchronous Machines and Drives for Aerospace Applications*, in 2024 International Conference on Electrical Machines (ICEM), IEEE, 9/1/2024 - 9/4/2024, SS. 1–7.
- [228] A. Lanzafame, L. D. Tornello, G. Scelba, E. Venuti, A. Raffa, S. A. Rizzo und G. Scarcella, *Experimental Test Setup for Thermal Stress Analysis of SiC Devices under Active Short Circuits*, in Experimental Test Setup for Thermal Stress Analysis of SiC Devices under Active Short Circuits, IEEE, 2022, SS. 1–6.
-

- [229] P. N. Enjeti und A. Rahman, *A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost AC motor drives*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, 1993, SS. 806–813.
- [230] M. L. Gasperi, *A method for predicting the expected life of bus capacitors*, in IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting, 1997, SS. 1042–1047.
- [231] S.-W. An, S.-M. Kim und K.-B. Lee, *Capacitor Lifetime Extension in a Hybrid Active Neutral-Point-Clamped Inverter with Reduction of DC-link Ripple Current and Common-Mode Voltage*, IEEE Access, 2021.
- [232] D. Rendusara, E. Cengelci, P. Enjeti und D. C. Lee, *An evaluation of the DC-link capacitor heating in adjustable speed drive systems with different utility interface options*, in APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings (Cat. No.99CH36285), 1999, SS. 781–787.
- [233] D. Krug, *Vergleichende Untersuchungen von Mehrpunkt-Schaltungstopologien mit zentralem Gleichspannungszwischenkreis für Mittelspannungsanwendungen*, Dissertation, Saechsische Landesbibliothek- Staats- und Universitaetsbibliothek Dresden and Technische Universität Dresden, Dresden, 2017.
- [234] M. Gentejohann, M. Schlüter, S. Dieckerhoff und M. Hepp, *Driving Cycle Analysis of the DC Bus Current Ripple in Electric Vehicles*, in 2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe), 2021, SS. 1–10.
- [235] J. Moia, A. J. Perin und M. L. Heldwein, *Three-level/-phase PWM converters DC-link voltages ripple reduction technique in the alpha beta reference frame*, in 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2012), Piscataway, NJ, 2012, IEEE, SS. 740–747.
- [236] P. Lezana, J. Pou, T. A. Meynard, J. Rodriguez, S. Ceballos und F. Richardeau, *Survey on Fault Operation on Multilevel Inverters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, 2010, SS. 2207–2218.
- [237] K. R. Rao, *Fast Fourier Transform - Algorithms and Applications*, Signals and Communication Technology, Springer Science+Business Media B.V, Dordrecht, 2011.
- [238] J. Teigelkötter, *Energieeffiziente elektrische Antriebe*, Vieweg+Teubner Verlag, Wiesbaden, 2013.
- [239] S. Brueske, S. Walz, M. Liserre und F. W. Fuchs, *Loss balancing of three-level inverters in electric vehicles for low speed operation*, in 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), Piscataway, NJ, 2016, IEEE, SS. 1–10.
- [240] Ingo Staudt, *Applications Note AN-11001: 3L NPC & TNPC Topology*.
- [241] C. M. Hackl, J. Kullick, H. Eldeeb und L. Horlbeck, *Analytical computation of the optimal reference currents for MTPC/MTPA, MTPV and MTPF operation of anisotropic synchronous machines considering stator resistance and mutual inductance*, in Proceedings of the 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE ECCE Europe), 2017.
- [242] G. Gallegos-Lopez, F. S. Gunawan und J. E. Walters, *Optimum Torque Control of Permanent-Magnet AC Machines in the Field-Weakened Region*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, 2005, SS. 1020–1028.
- [243] Q. K. Nguyen, M. Petrich und J. Roth-Stielow, *Implementation of the MTPA and MTPV control with online parameter identification for a high speed IPMSM used as traction drive*, in 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-Asia), Piscataway, NJ, 2014, IEEE, SS. 318–323.

- [244] B. B. St-Jacques, R. Shi und P. Pillay, *An Enhanced PMSM Cooling Design for Traction of an Electric Vehicle*, IEEE Transactions on Transportation Electrification, Vol. 10, 2024, SS. 3845–3854.
- [245] G. Müller, K. Vogt und B. Ponick, *Berechnung elektrischer Maschinen*, Elektrische Maschinen, Band 2, Wiley-VCH, Weinheim, 6. Auflage, 2012.
- [246] C. P. Steinmetz, *On the Law of Hysteresis*, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Vol. IX, 1892, SS. 1–64.
- [247] H. Jordan, *Die ferromagnetischen Konstanten für schwache Wechselfelder*, Elektrische Nachrichtentechnik, vol. 1, 1924.

Lebenslauf

Name	Johannes Häring
Geburtsdatum	18.01.1995
Geburtsort	Neustadt an der Waldnaab
Staatsangehörigkeit	deutsch
Familienstand	ledig
06/2013	Allgemeine Hochschulreife Gymnasium Neustadt an der Waldnaab
12/2016	B.Sc. Engineering Science Universität Bayreuth
09/2018	M.Sc. Automotive und Mechatronik Universität Bayreuth
10/2018 - 08/2025	Akademischer Rat auf Zeit Lehrstuhl für Mechatronik, Universität Bayreuth
seit 08/2025	Entwicklungsingenieur für Leistungselektronik Siemens Mobility GmbH
07/2013 - 08/2013	Industriepraktikum Rofitec Maschinen- und Anlagenbau GmbH
08/2014 - 09/2014	Industriepraktikum Polytec Composites Weiden GmbH
09/2016 - 09/2016	Industriepraktikum ZF Friedrichshafen AG
06/2016	VISHAY Technologiepreis 2016 VISHAY Intertechnology Inc.
10/2016 - 09/2018	Firmenstipendium „Pre(h)mium Engineers“ Preh GmbH
11/2019	VDE-Award 2019 VDE Bayern
10/2025	Fakultätspreis für gute Lehre Fakultät für Ingenieurwissenschaften, Universität Bayreuth

Bayreuth, November 2025

Johannes Häring