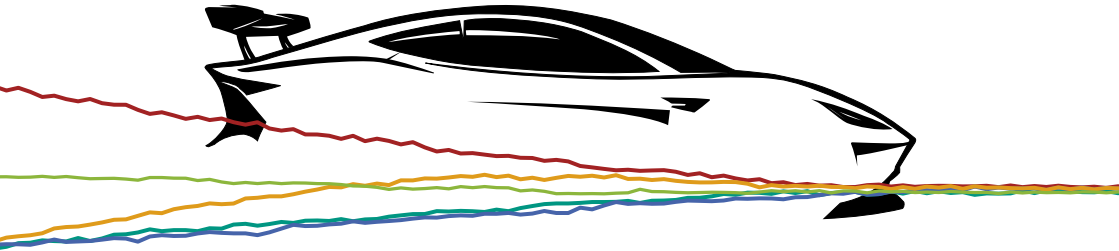


Eduard Specht

Entwurf und Analyse optimierter
Ansteuerverfahren für einen Modulare
Multilevel-Seriell/Parallel-Umrichter



Entwurf und Analyse optimierter Ansteuerverfahren für einen Modulare Multilevel-Seriell/Parallel-Umrichter

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der KIT-Fakultät für

Elektrotechnik und Informationstechnik

des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)

genehmigte

DISSERTATION

von

M.Sc. Eduard Specht

geb. in: Anshero-Sudshensk

Tag der mündlichen Prüfung:

24.07.2023

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller

Korreferent:

Prof. Malte Jaensch, PhD, MBA
(Technische Universität München)

**Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
Elektrotechnisches Institut (ETI)**

Zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs
von der KIT-Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) genehmigte Dissertation
von M.Sc. Eduard Specht, geb. in Anshero-Sudshensk

Tag der mündlichen Prüfung: 24. Juli 2023
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller
Korreferent: Prof. Malte Jaensch, PhD, MBA
(Technische Universität München)



Dieses Dokument ist unter der Creative Commons Lizenz verfügbar Attribution-ShareAlike 4.0 International License (CC BY-SA 4.0):
<https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.en>
DOI: 10.5445/IR/1000166088

Vorwort

In meiner Zeit als Masterand, in der ich am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) betreut wurde, stieß ich erstmals auf den Modulare Multilevel-Seriell/Parallel-Umrichter (MMSPC). Dabei kam die Erkenntnis, dass eine Verbesserung der damals bekannten Ansteuerungsverfahren maßgeblich dazu beitragen kann, den Wirkungsgrad des MMSPCs zu steigern. Aus diesem Grund legte ich meinen Forschungsschwerpunkt auf die Analyse und Optimierung bekannter sowie neuer Verfahren. Es folgte eine für mich sehr lehrreiche und erfüllende Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am ETI, an dem ich meiner Forschung nachgehen konnte. Im Folgenden möchte ich mich bei all denen bedanken, die durch ihre Unterstützung zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

An erster Stelle möchte ich mich bei meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller bedanken, der es mir ermöglicht hat, meine Forschungsarbeit am ETI durchzuführen und diese durchgehend, auch nach meinem Ausscheiden als wissenschaftlicher Mitarbeiter, betreut hat. Vielen Dank für den offenen Diskurs und die Ratschläge, die mir dabei geholfen haben, den Fokus dieser Arbeit nicht aus den Augen zu verlieren. Weiterer Dank gilt auch Prof. Dr. Malte Jaensch, der das Forschungsthema zunächst während meines Berufslebens parallel begleitet hat und anschließend durch die Übernahme des Korreferats zu einem erfolgreichen Abschluss beigetragen hat.

Mein besonderer Dank gilt den Kolleginnen und Kollegen des ETIs, die durch ihre stets hilfsbereite und kollegiale Art eine angenehme Arbeitsatmosphäre geschaffen haben, an die ich mich sehr gerne erinnere. Ich bedanke mich für die zahlreichen konstruktiven Diskussionen, sowohl im Büro als auch in der Teeküche, in denen wir gemeinsam komplexen Fragestellungen auf den Grund gegangen sind. Zu den fachlichen aber auch außerfachlichen Diskussionen

haben insbesondere meine Bürokollegen Stefan Mersche und Fabian Sommer beigetragen und damit stets für einen kurzweiligen und humorvollen Arbeitstag gesorgt. Ein großes Dankeschön auch an Michael Hetzel, der mich mit seiner technischen Expertise bei der Batterieemulation unterstützt hat. Der inspirierende Austausch bei unseren Mate-Pausen wird mir fehlen! Des Weiteren möchte ich meinen Kollegen Matthias Brodatzki, Patrick Himmelmann und Philip Kiehnle für ihre Hilfsbereitschaft danken, wenn die IT versucht hat, mir bei der Fertigstellung dieses Dokuments einen Strich durch die Rechnung zu machen. Dank eurer Unterstützung wurde das Dokument nun endlich fertig.

Es hilft jedoch auch die beste Unterstützung in theoretischen akademischen Belangen nichts, wenn man das Erforschte nicht auch experimentell nachweisen kann. Daher möchte ich mich auch herzlich für die tatkräftige Unterstützung der Kollegen aus der Werkstatt bedanken. Mein Dank gilt dabei insbesondere Herrn Strumberger für die Unterstützung in elektronischen und Herrn Maier in mechanischen Belangen.

Ich hatte das Glück, viele begabte und engagierte Studenten betreuen zu dürfen, die wesentliche Beiträge zu dieser Arbeit geleistet haben. An dieser Stelle möchte ich mich insbesondere bei Nikolas Menger und Tobias Merz bedanken, die mich während ihres Studiums beim Aufbau des Evaluationsprüfstands unterstützt haben und im Anschluss zu geschätzten Kollegen geworden sind. Weiterhin gilt mein Dank David Kraus, der mich im letzten Jahr meiner Forschungstätigkeit unter erschwerten Bedingungen bei der Durchführung der finalen Messungen unterstützt hat.

Abschließend möchte ich mich bei den wichtigsten Personen bedanken, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben. Ein herzliches Dankeschön an meine Eltern, die immer an mich geglaubt haben und mich vor allem während meiner Schulzeit stets gefördert und unterstützt haben. Ohne euch wäre weder mein Studium geschweige denn diese Arbeit möglich gewesen. Darüber hinaus bedanke ich mich bei meiner Freundin Denise Weindel, die mich bereits während meines Studiums begleitet hat und während meiner Doktorandenzeit stets motiviert hat. Vielen Dank für die unzähligen Wochenenden, an denen du mir geholfen hast, mein Ziel nicht aus den Augen zu verlieren und diese Arbeit erfolgreich abzuschließen.

Eduard Specht
Bruchsal, im Dezember 2023

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Stand der Technik	3
1.1.1	Batteriemonellierung	3
1.1.2	Konventioneller automobiler Antriebsstrang	13
1.1.3	Antriebsstrang auf Basis eines MMSPCs	15
1.1.4	Verfahren zur Steuerung und Energieregulung	21
1.2	Ziele der Arbeit	23
1.3	Gliederung der Arbeit	24
2	Konzept des Modularen Multilevel-Seriell/Parallel-Umrichters	27
2.1	Mikrotopologie	28
2.2	Makrotopologie	33
2.3	Regelungsstruktur	35
2.3.1	Motorregler	35
2.3.2	Modulator	37
2.3.3	Scheduler	38
3	Prüfstände	39
3.1	Evaluationsprüfstand	40
3.1.1	Submodul des Evaluationsprüfstands	40
3.1.2	ETI-DSP-System	42
3.1.3	Sinamics S120	45
3.2	Automotive-Prüfstand	47
3.2.1	Submodul des Automotive-Prüfstands	47
3.2.2	Zentrale Steuereinheit	53
3.2.3	Lademodi	57
3.2.4	Gleichspannungsabgriff	57
3.3	Vergleich der Prüfstände	58

4	Batterieemulation	63
4.1	Konzept und Aufbau der Batterieemulation	64
4.2	LLC-Resonanzwandler	65
4.2.1	Transformatorauslegung	65
4.2.2	Resonanzkondensatoren	70
4.3	Dreiphasiger Zweiquadrantensteller	72
4.3.1	Aufbau und Auslegung	72
4.3.2	Modellbildung	74
4.3.3	Reglerentwurf und -auslegung	78
4.4	Platinenübersicht	86
4.4.1	Spannungsversorgung	86
4.4.2	Signalverarbeitung	86
4.5	Batteriemodell	91
4.5.1	Zellparameter	91
4.5.2	Nachbildung des Batterieverhaltens	94
4.6	Kommunikation zwischen den Komponenten	97
4.7	Inbetriebnahme und Modellvalidierung	101
4.7.1	LLC-Resonanzwandler	101
4.7.2	Batteriemodell	103
5	Modellbildung und Systemanalyse	111
5.1	Netzwerkanalyse des MMSPCs	112
5.1.1	Parallele Gruppen	112
5.1.2	Sternpunktanalyse	121
5.1.3	Äquivalenter Phaseninnenwiderstand	128
5.2	Haupt- und Nebenziele	134
5.2.1	Aktiver Ladungsausgleich	135
5.2.2	Verlustreduzierung	136
5.2.3	Rippelstromreduzierung	139
5.3	Vorauswahl günstiger Phasenschaltzustände	139
5.4	Mathematische Definition der Phasenschaltzustände	143
5.4.1	Zustandstransitionen als gerichteter gewichteter Graph	145
5.4.2	Zustandstransitionen als gerichteter ungewichteter Graph	146
6	Scheduling-Verfahren	149
6.1	Modellprädiktiver Ansatz	150
6.1.1	Gleichtaktspannungskomponente	150
6.1.2	Vorauswahl günstiger Nachfolgezustände	152
6.1.3	Prädiktiver Optimierungsalgorithmus	153

6.1.4 Implementierung	155
6.1.5 Messungen	158
6.2 Asynchrone Optimierung	161
6.2.1 Herleitung des Sternpunktmodulstroms	162
6.2.2 Entkoppelte Zielfunktionen	165
6.2.3 Implementierung	167
6.2.4 Messungen	172
6.3 Simulativer Vergleich	176
6.3.1 Aktiver Ladungsausgleich	177
6.3.2 Effizienz	184
6.3.3 Simulationszusammenfassung	189
6.4 Sternpunktabbriff	190
6.5 Grenzen des aktiven Ladungsausgleichs	192
6.5.1 Berechnung der Ladungsausgleichsgrenze	192
6.5.2 Einfluss des Nebenverbraucherstroms	200
6.6 Erweiterter Betriebsbereich durch Parallelisierung	203
6.7 Auslegung der maximalen Strombelastung	210
6.8 Gewichtungsfaktoren λ_{bal} und λ_V	213
7 Zusammenfassung und Ausblick	215
7.1 Zusammenfassung der Ergebnisse	215
7.2 Ausblick	216
A Anhang	219
Symbolverzeichnis	227
Abbildungsverzeichnis	239
Tabellenverzeichnis	245
Literaturverzeichnis	247

1

Einleitung

Die Erzeugung und Verteilung elektrischer Energie, vor allem der durch regenerative Quellen erzeugten, stellt einen der wichtigsten Einsatzbereiche der Elektrotechnik dar. Hierfür muss die elektrische Energie insbesondere zwischen unterschiedlichen Spannungsformen gewandelt werden, wofür fast ausschließlich Leistungselektronik eingesetzt wird. Um einen möglichst nachhaltigen Umgang mit dem wertvollen Gut Energie zu gewährleisten, ist es unabdingbar, den Prozess der Energiewandlung effizient zu gestalten. Die Notwendigkeit der stetigen Effizienzverbesserung stellt einen Grundpfeiler der Energiewende dar. Dieser Gedanke muss gleichermaßen bei jedem Glied der Übertragungskette bis hin zum Energienutzer fortgeführt und umgesetzt werden, beispielsweise bei der Energiewandlung in Elektrofahrzeugen. Neben dem Ladevorgang selbst muss die in der Batterie in elektrochemischer Form gespeicherte Energie durch einen Umrichter in ein meist dreiphasiges Spannungssystem umgewandelt werden, um den elektrischen Antrieb zu betreiben. Eine Verbesserung dieser Energiewandlung spiegelt sich positiv in der Reichweite des Elektrofahrzeugs wider. Die Reichweite eines Elektrofahrzeugs ist eine der relevantesten Kenngrößen für die Attraktivität und Kundenakzeptanz des Fahrzeugs, weshalb bei Automobilherstellern intrinsische Motivation besteht, die Effizienz des Umrichters zu erhöhen. Die Entwicklung der letzten Jahre befasste sich hauptsächlich mit dem Einsatz neuer Halbleitermaterialien. So werden vermehrt Umrichter auf Basis von Siliciumcarbid (SiC) anstelle von reinem Silizium eingesetzt, da diese in vielen Anwendungen einen höheren Wirkungsgrad aufweisen [1, 2].

Neben der Forschung an neuen Halbleitermaterialien werden auch alternative Umrichtertopologien untersucht. Im Speziellen der Modulare Multilevel-Seriell/Parallel-Umrichter (MMSPC) mit integrierten Batteriezellen, vorgestellt in [3], verspricht eine höhere Effizienz als konventionelle Umrichtertopologien. Dies wurde bereits durch verschiedene Studien wie [E1] und [4] verdeutlicht. Jedoch ist für den Betrieb des MMSPCs insbesondere dann ein verhältnismäßig hoher Regel- und Steuerungsaufwand notwendig, wenn das Effizienzpotential maximal ausgeschöpft werden soll.

In dieser Dissertation wurden zwei Regelverfahren zur optimierten Betriebsführung entworfen, implementiert und evaluiert. Dabei handelt es sich zum einen um ein komplexes und rechenressourcenintensives Regelverfahren, welches einem modellprädiktiven Ansatz entspricht, und zum anderen um ein vereinfachtes Regelverfahren, welches sich die Auslegungskriterien zunutze macht, um benötigte Rechenressourcen zu reduzieren. Gemeinsames Ziel beider Verfahren ist es, die erhöhte Effizienz des MMSPCs bestmöglich auszuschöpfen, um den Effizienzvorteil zu erhöhen, den diese Topologie gegenüber anderen Umrichtertopologien bietet. Darüber hinaus werden Auslegungskriterien definiert, unter denen es möglich ist, auf vereinfachte Verfahren ohne merkliche Effizienzeinbußen zurückzugreifen. Im Rahmen dieser Arbeit wurde die Funktionalität beider Verfahren auf dedizierten Prüfständen nachgewiesen. Die Eigenschaften dieser Verfahren wurden anschließend simulativ gegenübergestellt.

Die in dieser Arbeit entworfenen Verfahren und Auslegungskriterien wurden auf die Anwendung des MMSPCs als Antriebsumrichter in einem batterieelektrischen Fahrzeug (BEF) abgestimmt, lassen sich jedoch auf jede andere Einsatzform des MMSPCs mit integrierten Batterien übertragen. Ein solches Einsatzgebiet ist beispielsweise die Verwendung als stationärer Energiespeicher. Aufgrund der Skalierbarkeit lässt sich der MMSPC sowohl als Heim- als auch Industriespeicher oder sogar auf Netzebene einsetzen [5].

Zusätzlich wurde eine Batterieemulation entworfen und in Betrieb genommen, die als Energiequelle eines MMSPC-Moduls dient und das Testen der Regelverfahren bei unterschiedlichen Ladezuständen und Temperaturen durch eine elektronische Nachbildung des entsprechenden Batterieverhaltens ermöglicht.

1.1 Stand der Technik

Die Besonderheit des MMSPCs besteht darin, dass der elektrochemische Energiespeicher, bestehend aus einzelnen Batteriezellen, in einem leistungselektronischen Modul integriert ist. Infolgedessen wird in diesem Kapitel zunächst die Fahrzeugbatterie eines BEFs mit Lithium-Ionen-Zellen als zentralem Element ausführlich beleuchtet. Im Rahmen dieser Dissertation wurde eine leistungselektronische Schaltung entworfen, die das Verhalten einer Lithium-Ionen-Batterie nachbildet, weshalb in Abschnitt 1.1.1 detailliert auf die Modellierung von diesem Zelltyp eingegangen wird.

Im Anschluss daran wird in Abschnitt 1.1.2 der Aufbau eines typischen elektrischen Antriebsstrangs eines BEFs mit seinen Komponenten zusammengefasst. Aufbauend auf der konventionellen Topologie des Antriebsstrangs wird in Abschnitt 1.1.3 eine Modifikation dessen durch den Einsatz eines MMSPCs oder generell eines Modulare Multilevel-Umrichters (MMC) dargestellt. Solche MMC-Topologien werden bereits erforscht und in diesem Kapitel zusammengefasst. Auch die Topologie des MMSPCs fand bereits Einzug in den aktuellen Stand der Forschung, weshalb die Vor- und Nachteile ebenso nach aktuellem Forschungsstand in die Zusammenfassung einfließen. Am Ende dieses Kapitels wird in Abschnitt 1.2 herausgestellt, wie die in dieser Dissertation entstandenen Algorithmen dazu beitragen, die Vorteile des MMSPCs tiefgehend auszu-schöpfen.

1.1.1 Batteriemodellierung

In heutigen BEFs kommen als Energiespeicher ausschließlich Akkumulatoren (kurz: Akku) basierend auf Lithium-Ionen-Zellen zum Einsatz. NiMH-Akkus finden nur noch vereinzelt in einigen Hybridfahrzeugen Anwendung, nicht jedoch in Plug-In-Fahrzeugen [6]. Das Grundelement eines Fahrzeugakkumulators, auch Fahrzeugbatterie genannt, ist eine einzelne Lithium-Ionen-Zelle. Innerhalb eines Akkumoduls werden mehrere solcher Zellen zusammengeschaltet. Anschließend werden die Akkumodule zur vollständigen Fahrzeugbatterie zusammengeschaltet [6]. Die Gesamtkonfiguration eines Akkupacks wird vereinfacht in der Form $XsYp$ notiert, was bedeutet, dass jeweils Y parallel verschaltete Zellen X Mal in Serie verschaltet werden. Die Anzahl an in Serie verschalteten Zellen richtet sich dabei nach der notwendigen Systemspannung und die Anzahl parallel verschalteter Zellen nach der geforderten Stromtragfähigkeit bzw. des gewünschten Energiegehalts [7].

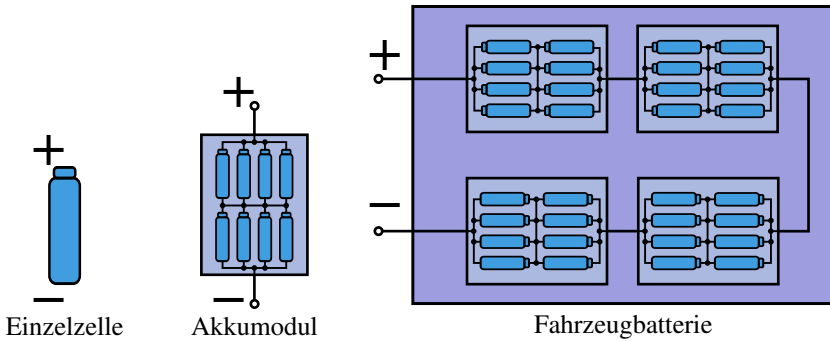


Abbildung 1.1: Beispielhafte Darstellung einer 8s4p-Fahrzeugbatterie nach [6] mit 2s4p-Akkumodulen

In Abbildung 1.1 ist beispielhaft eine Fahrzeugbatterie mit einer 8s4p-Verschaltung zu sehen, bei der jedes Akkumodul aus einer 2s4p-Verschaltung besteht. Besonders aus fahrdynamischen Gründen werden die Akkumodule bei BEFs vorzugsweise im Fahrzeugboden verbaut, so wie es beispielsweise im Porsche Taycan oder Tesla Model S realisiert wird. Das Tesla Model S mit einer 85 kWh-Batterie besitzt 16 seriell verschaltete Akkumodule mit einer modulinternen 6s74p-Verschaltung, woraus sich in Summe insgesamt 7104 Zellen in einer 96s74p-Verschaltung ergeben [8].

Zur Überwachung der einzelnen Zellen befindet sich in jedem Akkumodul ein Batteriemanagementsystem (BMS). Die Aufgabe des BMS ist es, die einzelnen Zellen vor einer Tiefenentladung oder einem Überladen zu schützen. Des Weiteren überwacht es die Temperatur und die Strombelastung der Zellen. Werden diese beispielsweise zu heiß, führt das BMS eine Leistungsreduzierung, ein sogenanntes Derating, durch, indem über den Kommunikationsbus des Fahrzeugs, meist CAN, FlexRay oder eine Kombination aus beidem, die Information über die maximal entnehmbare Leistung zur Verfügung gestellt wird. Ein Hochvoltkoordinator (HVK) teilt die zur Verfügung stehende Leistung zwischen den Komponenten am Hochvoltsystem auf. Werden im Betrieb die zulässigen Temperatur-, Strom- oder Spannungsgrenzen überschritten, ist das BMS in der Lage, die Fahrzeugbatterie eigenständig vom Hochvoltsystem zu trennen, indem die in der Fahrzeugbatterie verbauten Schütze geöffnet werden. Zusätzlich ist das BMS für eine Spannungskompensation der einzelnen

Zellen im seriellen Verbund zuständig, damit einzelne Zellen primär beim Laden nicht an die Überspannungsgrenze stoßen [9]. Dieser Vorgang stellt einen Ladungsausgleich dar und wird im Englischen als Balancing bezeichnet. Gebräuchliche Methoden für den Ladungsausgleich sind Überbrückungswiderstände, Überbrückungsdioden oder aktive Kompensation, was auch als aktives Balancing bezeichnet wird [9].

Nach der elektrochemischen Definition handelt es sich bei Lithium-Ionen-Akkumulatoren um Sekundärzellen, die durch eine Umkehrung der elektrochemischen Reaktionen wiederaufladbar sind [10]. Im Gegensatz dazu lässt sich die Reaktion bei Primärzellen nicht umkehren, weshalb diese nicht wiederaufladbar sind. Einen Zusammenschluss mehrerer Primärzellen bezeichnet man als Batterie, während ein Zusammenschluss mehrerer Sekundärzellen als Akkumulator bezeichnet wird [9]. Im englischen Sprachgebrauch wird zwischen Batterie und Akkumulator nicht unterschieden, beide Varianten werden als „battery“ bezeichnet [6]. Dieser Sprachgebrauch hat sich auch im Begriff BEF durchgesetzt, weshalb im Deutschen die Begriffe Akkumulator und Batterie oft synonym verwendet werden [6]. In der folgenden Ausarbeitung werden ausschließlich Sekundärzellen und somit Akkumulatoren betrachtet. Jedoch werden diese aufgrund des dominierenden Sprachgebrauchs in der Welt der Elektromobilität ebenfalls als Batterien bezeichnet und der elektrochemisch geprägte Begriff nicht im engeren Sinne verwendet, sondern aufgeweitet.

1.1.1.1 Gravimetrische Energie- und Leistungsdichte

Zum Vergleich unterschiedlicher Energie- und Leistungsdichten wird vorzugsweise das Ragone-Diagramm verwendet. In solch einem Diagramm wird die gravimetrische Energiedichte über die gravimetrische Leistungsdichte aufgetragen [11]. Die gravimetrische Energiedichte w_{grav} beschreibt das Verhältnis der entnehmbaren Energie zur Batteriemasse m_{Bat} , während die gravimetrische Leistungsdichte p_{grav} zusätzlich die Dauer des Entladevorgangs $t_{\text{Entladung}}$ in das Verhältnis einbezieht [11].

$$w_{\text{grav}} = \frac{E_{\text{Bat}}}{m_{\text{Bat}}} \quad (1.1)$$

$$p_{\text{grav}} = \frac{E_{\text{Bat}}}{m_{\text{Bat}} \cdot t_{\text{Entladung}}} \quad (1.2)$$

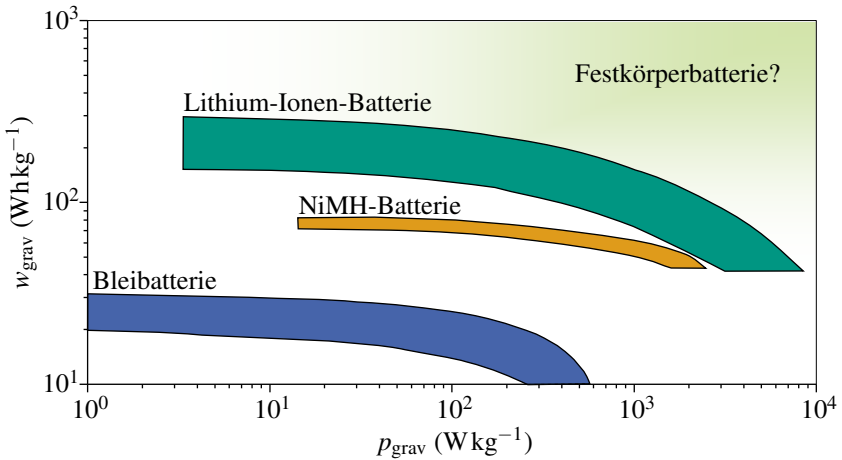


Abbildung 1.2: Gegenüberstellung der gravimetrischen Energie- und Leistungsdichten unterschiedlicher Batterietypen [11]

In Abbildung 1.2 werden die gravimetrischen Energie- und Leistungsdichten typischer Blei-, NiMH- und Lithium-Ionen-Batterien grafisch im Ragone-Diagramm gegenübergestellt. Hierbei wird deutlich, dass Lithium-Ionen-Batterien sowohl in der möglichen Energie- als auch Leistungsdichte anderen Batterietypen weit überlegen sind [12]. Derzeit rücken Festkörperbatterien immer weiter in den Fokus aktueller Forschung. Bei dieser Variante der Lithium-Ionen-Batterien wird anstelle eines flüssigen Elektrolyten ein Festkörperelektrolyt verwendet. Dieser Batterietyp bietet potentiell höhere Energie- und Leistungsdichten [11]. Darüber hinaus gelten Festkörperbatterien als sicherer als klassische Lithium-Ionen-Batterien, da der verwendete Festkörperelektrolyt nicht brennbar ist [11]. Zwar planen Fahrzeughersteller wie Volkswagen bereits den Einsatz von Festkörperbatterien und investieren in die Erforschung dieser Technologie, jedoch wurde die Marktreife bis jetzt nicht in einem Serienfahrzeug demonstriert [13].

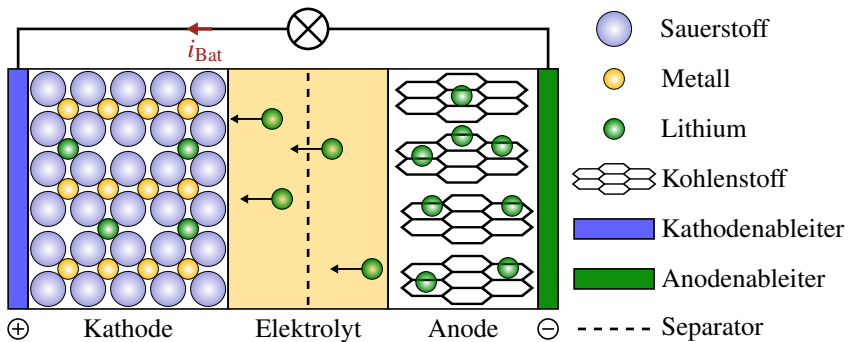


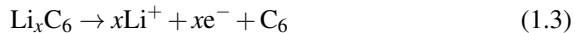
Abbildung 1.3: Aufbau und Funktionsweise einer Lithium-Ionen-Zelle beim Entladevorgang [9, 14]

1.1.1.2 Aufbau und Funktionsweise

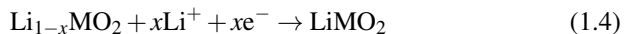
Eine Lithium-Ionen-Zelle ist eine galvanische Zelle, bei der eine chemische Redoxreaktion räumlich getrennt abläuft [10]. Beim Entladevorgang ist der positive Pol einer Zelle definitionsgemäß die Kathode, da dort die Reduktion, d. h. eine Elektronenaufnahme, erfolgt. Die Oxidation, d. h. eine Elektronenabgabe, erfolgt in umgekehrter Weise am negativen Pol der Zelle, der Anode. Beim Ladevorgang dreht sich die elektrochemische Definition von Anode und Kathode um, da sich die Verortung der Oxidation und der Reduktion zusammen mit dem Elektronenfluss umkehrt. Im weitläufigen Sprachgebrauch wird bei Lithium-Ionen-Zellen die Definition von Kathode und Anode für die Entladerichtung definiert und durchgehend, auch beim Ladevorgang, beibehalten, weshalb der positive Pol stets als Kathode und der negative Pol als Anode bezeichnet wird. Diese Definition wird auch in der Fachliteratur verwendet [10, 14, 15].

Der Aufbau und Ladungstransport einer Lithium-Ionen-Zelle während des Entladevorgangs ist in Abb. 1.3 zu sehen. Die Kathode besteht in allgemeiner Form aus einem Metalloxyd (MO_2). Als Anodenmaterial wird meist eine Graphitelektrode (C_6) verwendet [9]. Die räumliche Trennung der Elektroden erfolgt durch einen ionendurchlässigen Separator. Der Elektronenfluss erfolgt über die extern angeschlossene Last, während der Ionentransport intern über einen Elektrolyten stattfindet. Beim Entladen diffundieren die Lithiumatome innerhalb der Anode

zur Grenzschicht zwischen Elektrolyt und Anode, wo sie ein Elektron abgeben und das entstehende Lithium-Ion unter Bildung einer Solvathülle in den Elektrolyten übergeht [14]. Bei der Solvathülle handelt es sich um organische Moleküle, die das Lithium-Ion umgeben und dessen Ladung nach außen abschirmen [14]. Dadurch wird der Transport des Lithium-Ions erleichtert [14]. Während die Elektronen über den Anodenableiter und die elektrische Verbindung zum Kathodenableiter fließen, diffundieren die Lithium-Ionen durch den Elektrolyten unter zusätzlicher Durchquerung des Separators hin zur Kathode. An der Grenzschicht zwischen Kathode und Elektrolyt erfolgt das Abstreifen der Solvathülle unter Aufnahme eines Elektrons. Abschließend werden die Lithiumatome in das Metalloxidwirtsgitter eingelagert, was als Interkalation bezeichnet wird [9]. Die dazugehörige Reaktionsgleichung der Oxidation an der Anode ist durch



und die Reaktionsgleichung der Reduktion an der Kathode durch



gegeben [14]. Beim Laden kehren sich die Reaktionsgleichungen um.

In den meisten Fällen werden an der Anode Stromableiter aus Kupfer und an der Kathode aus einer dünnen Folie aus Aluminium verwendet [14]. Gebräuchliche Kathodenmaterialien sind Lithiumcobaltdioxid (LiCoO_2), Lithiummanganspinell (LiMn_2O_4) und Lithiumeisenphosphat (LiFePO_4) [9, 14]. NMC ist ein weiteres Material, welches als Kathode eingesetzt wird. Es stellt ein Stoffsystem dar, bei dem die metallischen Komponenten aus verschiedenen Anteilen von Mangan, Nickel und Cobalt bestehen. Dadurch wird versucht, die Vorteile der einzelnen Materialien, wie Energiekapazität (Cobalt), Hochstromtragfähigkeit (Nickel) und Überladestabilität (Mangan) zu kombinieren [14]. Die Kombination aus Kathoden- und Anodenmaterial, auch Zellchemie genannt, ist entscheidend für die gravimetrische Leistungs- und Energiedichte des Batteriesystems. Durch eine geeignete Wahl der Zellchemie und eine entsprechende Auslegung der Elektrodenstruktur und des Separators bzw. Elektrolyts lässt sich die Zelle entweder als Hochenergiezelle (links oben im Ragone-Diagramm) oder als Leistungszelle (rechts unten im Ragone-Diagramm) auslegen. Der Einfluss der Elektrodengeometrie spiegelt sich vorwiegend in der Dicke der Elektroden wider. Unter einer vereinfachten Betrachtungsweise bestehen Hochenergiezellen aus sehr dicken Elektroden,

wodurch der Energiegehalt steigt, und Hochleistungszellen aus dünnen Elektroden, wodurch ohmsche Verluste, aber auch der Energiegehalt, reduziert werden. Zur genauen Auslegung von Lithium-Ionen-Zellen und deren Einfluss auf die gravimetrische Leistungs- und Energiedichte sowie die Auswahl von Separator- und Elektrolytmaterialien sei auf [9, 14] verwiesen.

Die Leerlaufspannung (OCV, engl. open-circuit voltage) einer Zelle beschreibt die Spannungsdifferenz zwischen Kathode und Anode im Leerlauf. Sie ist abhängig von der gewählten Zellchemie und der Lithiumkonzentration in den Elektroden [14]. Zur Beschreibung dieser Abhängigkeit wird in der Praxis der Ladezustand (SoC, engl. state of charge) verwendet. Dieser beschreibt das Verhältnis von noch entnehmbarer Ladungsmenge Q_{ist} zur Nennkapazität Q_N der Batterie und wird in Prozent angegeben.

$$\text{SoC} = \frac{Q_{\text{ist}}}{Q_N} \cdot 100\% = \frac{Q_N + \int i_{\text{Bat}}(t) dt}{Q_N} 100\% \quad (1.5)$$

Ein einfacher Algorithmus zur Bestimmung des SoCs einer Batterie ist das sogenannte Coulomb-counting. Hierbei wird beim Start des Systems eine unbelastete Leerlaufspannungsmessung vorgenommen und mithilfe der streng monoton steigenden bijektiven OCV-Kurve auf den SoC zurückgeschlossen. Im Betrieb wird der Batteriestrom über die Zeit integriert, um die entnommene respektive aufgenommene Ladung zu bestimmen. Bei der gebräuchlichen Definition laden positive Batterieströme die Batterie auf und negative entladen diese. Diese Definition wird in dieser Ausarbeitung angewandt, weshalb Stromzählpeile stets in die Batterie gerichtet sind. Weitere Methoden zur genaueren SoC-Bestimmung stützen sich beispielsweise auf komplexe Modellbildung oder den Einsatz von Kalman-Filtern [16].

Wie sich die Wahl der Zellchemie auf die OCV auswirkt, ist beispielhaft in Abbildung 1.4 für zwei unterschiedliche Zellen aus [17] dargestellt. Beide Zellen verwenden Graphit als Anodenmaterial. Als Kathodenmaterial wird LiFePO_4 respektive ein NMC-Verbund verwendet. Es ist deutlich zu erkennen, dass die LiFePO_4 -Zelle grundsätzlich eine kleinere OCV besitzt. Darüber hinaus weist sie über einen weiten Bereich eine viel geringere Steilheit auf. Die charakteristische OCV-Kurve ist essentiell für die Wahl und Parametrisierung des Algorithmus zur Steuerung des MMSPCs und wird in Abschnitt 1.2 näher erläutert.

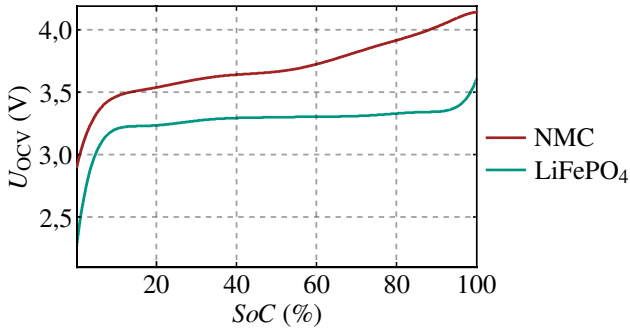


Abbildung 1.4: Vergleich der OCV bei unterschiedlicher Zellchemie [17]

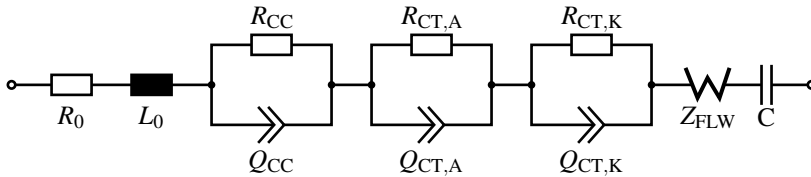


Abbildung 1.5: Elektrochemisches ESB einer Lithium-Ionen-Zelle [14]

1.1.1.3 Modellbildung

Die Erstellung eines elektrochemischen Ersatzschaltbildmodells (Abb. 1.5) ist eine physikalisch motivierte Methode zur Modellierung einer Lithium-Ionen-Zelle [14]. Zunächst wird mithilfe einer elektrochemischen Impedanzspektroskopie (EIS) für eine Zelle eine frequenzabhängige Impedanzortskurve erstellt [10]. Anschließend werden die Verlustprozesse anhand der Impedanzortskurve identifiziert, ihrem physikalischen Ursprung entsprechend zugeordnet und durch elektrische Elemente im Schaltbild repräsentiert [15].

Die ohmschen Verluste, die in den Stromableitern und insbesondere dem Elektrolyten entstehen, werden durch die Serienimpedanz R_0 im Ersatzschaltbild (ESB) dargestellt [14]. Die durch den Aufbau bedingte Induktivität der Stromableiter und Zuleitungen werden durch eine Serieninduktivität L_0 abgebildet.

In den Impedanzortskurven von realen elektrochemischen Prozessen treten selten ideale RC-Glieder auf, stattdessen sind oft gestauchte Halbkreise zu erkennen [15]. Diese werden durch sogenannte RQ-Elemente abgebildet. Die komplexe Impedanz eines RQ-Elements verhält sich ähnlich zu der eines RC-Glieds. Das Stauchen des Halbkreises wird durch das Hinzufügen des Exponenten $0 < n < 1$ nach Gl. (1.6) abgebildet. Für $n \rightarrow 1$ nähert sich das RQ-Element dem Verhalten eines RC-Glieds an. Diese Elemente eignen sich besonders zur Beschreibung von Ladungstransfer- und Polarisationsprozessen. Sie werden im elektrochemischen ESB in Abbildung 1.5 dazu genutzt, die Polarisationsprozesse zwischen Elektroden und Stromableitern (R_{CC} , Q_{CC}) sowie Ladungstransferprozesse zwischen Elektrolyt und Anode ($R_{CT,A}$, $Q_{CT,A}$) und Elektrolyt und Kathode ($R_{CT,K}$, $Q_{CT,K}$) zu beschreiben. Die Polarisationsprozesse zwischen den jeweiligen Elektroden und den dazugehörigen Stromableitern haben Zeitkonstanten in der gleichen Größenordnung, weshalb sie in der Impedanzortskurve nicht separat betrachtet werden können und infolgedessen in einem Element vereint werden [14].

$$Z_{RQ}(\omega) = \frac{R}{1 + (j\omega RQ)^n} \quad (1.6)$$

Das kapazitive Verhalten einer Lithium-Ionen-Batterie ist auf die Festkörperdiffusion zurückzuführen und lässt sich durch ein Finite-Length Warburg-Element (Z_{FLW}) in Serie mit einer Kapazität beschreiben. Warburg-Elemente werden zur Modellierung von Diffusionsprozessen verwendet, wie sie beispielsweise in Kathoden und Anoden stattfinden. Abbildung 1.6 zeigt ein Finite-Length Warburg-Element als Kettenleitermodell. Die nacheinander geschalteten RC-Elemente repräsentieren den Diffusionswiderstand und die Kapazität eines finiten Volumenelements [14]. In expliziter Form lässt sich die Impedanz eines Finite-Length Warburg-Elements mit der Zeitkonstante τ nach Gl. (1.7) berechnen.

$$Z_{FLW}(\omega) = \frac{R \cdot \tanh((j\omega\tau)^{0,5})}{(j\omega\tau)^{0,5}} \quad (1.7)$$

Mit dem elektrochemischen ESB-Modell ist eine Methode gegeben, mit der sich das Verhalten einer Lithium-Ionen-Zelle sehr genau beschreiben und physikalisch erklären lässt [10, 15]. Diese Methode ist jedoch sehr rechenintensiv und für Echtzeitanwendungen nicht geeignet [14]. Stattdessen lässt sich die Verhaltensbeschreibung einer Lithium-Ionen-Zelle auch durch die Reihenschaltung endlich vieler RC-Glieder beliebig gut approximieren [18].

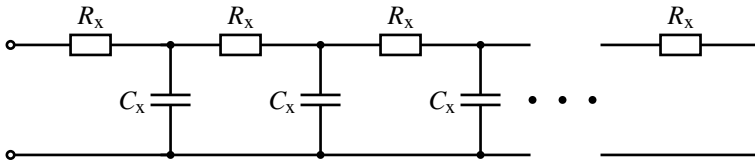


Abbildung 1.6: Kettenleitermodell eines Finite-Length Warburg-Elements [14]

Diese Annahme wurde in [19] für Lithium-Ionen-Zellen aufgestellt und in [20] nachgewiesen. In der Praxis werden zur Verhaltensmodellierung von Lithium-Ionen-Zellen meist ESBs mit nur wenigen RC-Gliedern erstellt, wodurch zwar das Verhalten für die Anwendung hinreichend abgebildet werden kann, aber eine physikalische Interpretation des Verhaltens nicht immer möglich ist. Um Prozesse wie Festkörperdiffusion richtig wiederzugeben, müssen ausreichend RC-Glieder implementiert werden. In [10] wurden beispielsweise fünf RC-Glieder verwendet, um die einzelnen Prozesse gemäß ihrer Zeitkonstanten zuzuordnen.

Ein stark vereinfachtes ESB mit lediglich zwei RC-Gliedern und einem seriellen Widerstand ist in Abbildung 1.7 zu sehen. Dies entspricht einer vereinfachten Darstellung des Randles-Ersatzschaltbildmodells zweiter Ordnung [18]. Mit diesem Modell lassen sich die ohmschen Verluste, entstehend durch Leitungs- und Ladungstransferverluste, durch den Widerstand R_0 darstellen [21]. Ein RC-Glied bildet langsame Diffusionsprozesse ab, während das zweite RC-Glied schnelle Diffusionsprozesse abbildet [21]. Die Zeitkonstanten solcher Diffusionsprozesse bewegen sich in einem Zeitbereich von 0,5 bis 60 s und sind zelltypische Parameter [22]. Zusätzlich treten in einer Lithium-Ionen-Zelle Relaxationsprozesse mit einer Zeitkonstante von wenigen Minuten bis hin zu Stunden auf [22]. Zur Abbildung dieser wäre ein weiteres RC-Glied notwendig.

Die in Kapitel 4 erarbeitete Batterieemulationsplatine nutzt zur elektrischen Verhaltensnachbildung ein solches vereinfachtes Randles-ESB erster Ordnung. Bei der Nachbildung einer Batterie im Umrichterbetrieb sind insbesondere die schnellen Zeitkonstanten im Sekundenbereich relevant. Diese werden in der nachfolgenden Ausarbeitung durch ein RC-Element in Serie zum Widerstand R_0 approximiert. Für eine tiefere Beschreibung zum Aufbau, zur Funktion und zur Modellierung von Lithium-Ionen-Zellen sei an dieser Stelle auf die entsprechende Fachliteratur [10, 11, 14, 15, 18–22] verwiesen.

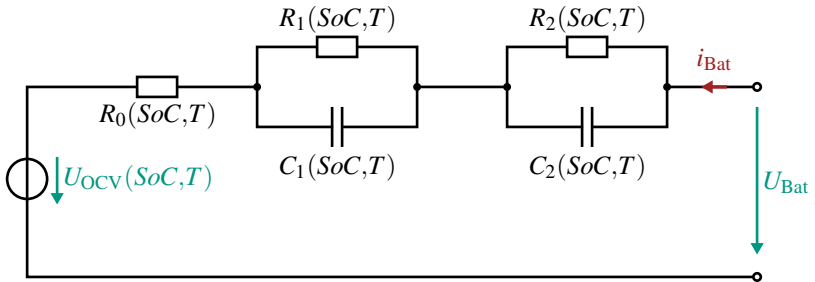


Abbildung 1.7: Vereinfachtes ESB einer Lithium-Ionen-Zelle

1.1.2 Konventioneller automobiler Antriebsstrang

Der konventionelle Antriebsstrang eines BEFs besteht aus drei wesentlichen Komponenten: der Batterie, dem Pulswechselrichter (PWR) und der elektrischen Maschine (EM) [23]. Während für die Anforderungen eines Stadt- oder Familienfahrzeuges meist nur eine EM ausreichend ist, so benötigen sportlichere und Allradfahrzeuge oftmals jeweils an Vorder- und Hinterachse eine EM, um die geforderte Beschleunigung zu erreichen [24]. Im Antriebsstrang befindet sich pro EM ein PWR [24]. Zwischen der Fahrzeugbatterie und dem PWR kann optional ein Gleichspannungswandler eingebaut werden, um die Systemspannung auf einem konstanten Niveau zu halten [7, 25]. Der Fokus in dieser Arbeit liegt auf einem einfachen Antriebsstrang mit einer EM an der Hinterachse und einem PWR, ohne unterstützenden Gleichspannungswandler. Ein solcher Antriebsstrang nach [23] ist in Abbildung 1.8 schematisch dargestellt.

Die Fahrzeugbatterie, bestehend aus mehreren parallel und in Serie geschalteten Batteriezellen, dient als primärer Energiespeicher und definiert die Systemspannung des BEFs. Hierbei handelt es sich um ein vollständig isoliertes Gleichspannungssystem, auch Hochvoltssystem (HV-System) genannt [23]. Dazu zählen Spannungen der Spannungsklasse B, d. h. ab 60 VDC bis einschließlich 1500 VDC und ab 30 VACrms bis einschließlich 1000 VACrms [26]. In den meisten BEFs wird die Systemspannung des Antriebsstrangs auf 400 VDC ausgelegt. Eine höhere Systemspannung wirkt sich positiv auf die Verkabelung und die elektrischen Kontakte der HV-Komponenten aus, da bei gleicher Leistung geringere Ströme fließen [25]. Somit wird weniger Kupfer benötigt und die Verkabelung fällt kleiner, kostengünstiger und vor allem leichter aus. Aus diesem Grund werden zunehmend Fahrzeuge mit einer

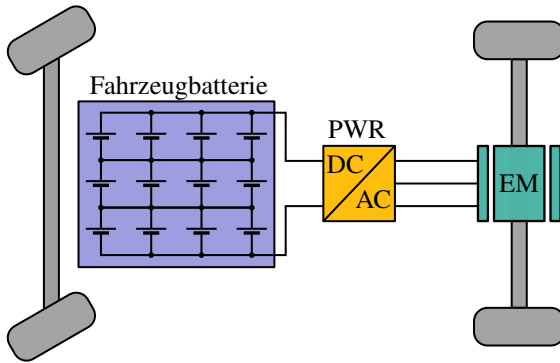


Abbildung 1.8: Konventioneller Antriebsstrang eines BEFs nach [23]

Systemspannung von 800 VDC entwickelt. Darüber hinaus können bei höheren Systemspannungen schnellere Ladezeiten technisch einfacher erreicht werden [27]. Der Porsche Taycan verfügte als erstes kommerziell verfügbares Fahrzeug über eine Systemspannung von 800 VDC. Weitere Fahrzeuge, die auf ein 800 VDC-System setzen, sind der Hyundai Ioniq 5 und der auf der gleichen Plattform basierende Kia EV6 [28].

Als Antriebsmaschinen kommen entweder permanenterregte Synchronmaschinen (PSM) oder Asynchronmaschinen (ASM) zum Einsatz [23, 25]. Bei Fahrzeugen, die sowohl an der Vorder- als auch an der Hinterachse über eine EM verfügen, kann eine Kombination aus beiden Typen verwendet werden, wie es bei der Dual-Motor-Variante des Tesla Model 3 der Fall ist. Beide Maschinentypen haben eins gemein: Es handelt sich hierbei um Drehstrommaschinen, die im Betrieb auf eine dreiphasige Wechselspannung angewiesen sind.

Der PWR stellt das Bindeglied zwischen HV-System und Antriebsmaschine dar. Im konventionellen Antriebsstrang werden als PWRs Zweipunktumrichter in Form einer Drehstrombrückenschaltung (DBS) eingesetzt [24]. Diese bestehen meistens aus drei Halbbrücken mit Transistoren auf IGBT-Basis (Abb. 1.9). Die Zwischenkreisspannung U_{ZWK} der DBS entspricht dabei der Systemspannung und die Phasen U, V und W sind die Anschlusspunkte für die EM. Mit zunehmender Entwicklung der Leistungshalbleiter und deren Verfügbarkeit werden auch zunehmend MOSFETs auf Basis von SiC eingesetzt. So werden im Tesla Model 3 bereits 650 V-SiC-MOSFETs eingesetzt [25].

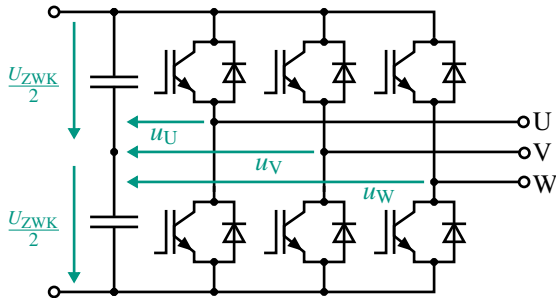


Abbildung 1.9: Drehstrombrückenschaltung [29]

1.1.3 Antriebsstrang auf Basis eines MMSPCs

Da der PWR einen essentiellen Teil der Effizienzketten des Antriebsstrangs ausmacht, ist dieser ein Bestandteil der aktuellen Forschung. Insbesondere in den letzten Jahren wurden vermehrt Studien veröffentlicht, in denen MMCs oder kaskadierte H-Brücken (CHB, engl. Cascaded H-bridge) mit integrierten Batteriezellen mit dem Ziel eingesetzt wurden, die Effizienz des Gesamtsystems aus Batterie und Umrichter zu verbessern und die Ausnutzung der in den Batterien gespeicherten Energie zu erhöhen [E1, 30–34].

In [3] wird eine neuartige Umrichtertopologie vorgestellt, die auf dem Konzept des MMCs aufbaut. In Erweiterung zu konventionellen MMC-Topologien, wie sie beispielsweise in [35–37] vorgestellt werden, besteht der MMSPC aus insgesamt vier Halbbrücken und einem Kondensator als Energiespeicher. Durch die zusätzlichen Halbbrücken können die einzelnen Submodule (SM), im folgenden auch Modul genannt, nicht nur seriell, sondern auch parallel zueinander verschaltet werden. Wie in Abbildung 1.10 (a) zu sehen ist, sind die Halbbrücken der SM in [3] symmetrisch zur Kapazität aufgebaut. Alternativ kann das SM auch asymmetrisch zum Energiespeicher nach Abb. 1.10 (b) aufgebaut werden [31, 38]. Darüber hinaus kann als Energiespeicher entweder eine Batterie, eine Kapazität oder eine Kombination aus beiden verwendet werden [38]. Die Vorteile des asymmetrischen Modulaufbaus werden detailliert in Abschnitt 2.1 beschrieben.

Wendet man nun das Konzept des MMSPCs mit integrierten Batteriezellen auf den Antriebsstrang eines BEFs an, so lässt sich die Fahrzeugbatterie, bei der

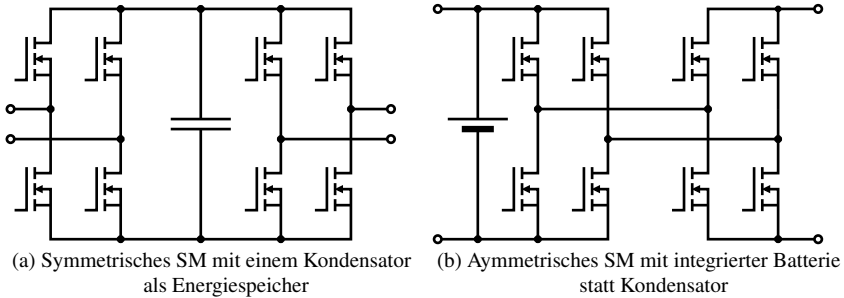


Abbildung 1.10: Unterschiedliche Module nach [31]

die einzelnen Batteriezellen zuvor in ihrer Parallel-/Seriellverschaltung fest verdrahtet waren, in kleine Einheiten aufteilen. Als Resultat erhält man, wie in Abb. 1.11 dargestellt, kleinere Batteriemodule, die in ein SM des MMSPCs integriert werden und dieses mit Energie versorgen. Infolgedessen entfällt hierbei der zentrale Gleichspannungszwischenkreis. Wie in Abbildung 1.1 dargestellt, besteht eine Fahrzeugbatterie bereits aus mehreren Batterie- bzw. Akkumodulen. Eine mögliche Variante der Implementierung besteht folglich darin, die Gehäuse der Batteriemodule in ihrer mechanischen Konstruktion etwas höher auszulegen und die Leistungselektronik eines SMs auf einem Batteriemodul zu platzieren. Diese Ausführungsform wird im Abschnitt 3.2 vorgestellten Automotive-Prüfstand angewandt. Eine alternative Ausführungsform wäre das Platzieren der Leistungselektronik an der Seite des Batteriemoduls, wie es beispielsweise in [39, 40] dargestellt ist. Hierdurch wird die Höhe des SMs reduziert. Jedoch wird, je nach Positionierung der Leistungselektronik, entweder das Längen- oder Breitenmaß des SMs vergrößert. Eine Anreihung mehrerer SM innerhalb einer Phase wird auch als Zweig oder Strang bezeichnet.

Anmerkung: Im technischen Sprachgebrauch wird ein SM auch als MMC-Zelle bezeichnet. Im Zusammenhang mit integrierten Batteriezellen wird in dieser Dissertation bewusst auf diesen Ausdruck verzichtet und ein SM stattdessen als Modul bezeichnet. Dies soll der Verwechslung von MMC-Zelle und Batteriezelle vorbeugen. Des Weiteren wird diesem Begriff durch die gewählte Ausführungsform zusätzliche Sinnhaftigkeit verliehen, da ein Modul stets eine Kombination aus Leistungselektronik und Batteriemodul darstellt.

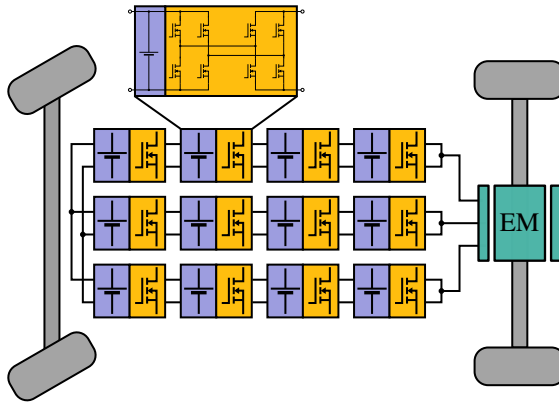


Abbildung 1.11: MMSPC-Antriebsstrang mit integrierten Batteriezellen

Der dadurch entstehende Antriebsstrang bringt folgende Vorteile gegenüber der konventionellen Topologie und dem klassischen MMC mit sich:

- **Verlustreduzierung:** Während SM, die nicht zur Ausgangsspannung beitragen, beim konventionellen MMC über einen aktiven Bypass überbrückt werden, können beim MMSPC diese SM in den parallelen Zustand gebracht werden, wodurch der Laststrom unter den parallel verschalteten Modulen aufgeteilt wird. Somit werden sowohl die Durchlass- und Schaltverluste in den MOSFETs als auch die ohmschen Verluste im Batteriemodul reduziert. Dies führt zu einem höheren Wirkungsgrad im Vergleich zum konventionellen MMC [E1]. Weitere Studien belegen zudem, dass die Effizienz des MMSPCs über einen Fahrzyklus wie dem Worldwide harmonized Light vehicles Test Procedure (WLTP) auch der eines Zweipunktumrichters überlegen ist [34].
- **Bessere EMV-Eigenschaften:** Multilevel-Umrichter erzeugen eine Ausgangsspannung mit einer sehr geringen Verzerrung und geringen Spannungsteilheit [41]. Die dadurch entstehenden Motorströme sind denen von Zweipunktumrichtern weit überlegen [41].
- **Geringere EM-Verluste:** Durch die kleineren Spannungsflanken sinken die dielektrischen Verluste in der Isolierung [3], durch eine geringere Gleichtaktspannung werden Lagerströme reduziert [41] und aufgrund geringerer Oberwellen in den Motorströmen werden magnetische Motorverluste im Eisen verringert [42].

- **Kleinere Sperrspannung:** Die eingesetzten Halbleiter müssen im Gegensatz zum Zweipunktumrichter nicht die komplette Zwischenkreisspannung sperren, sondern nur die Spannung der einzelnen Batteriemodule. Dadurch müssen keine teuren IGBTs oder SiC-MOSFETs verwendet werden. Stattdessen kommen günstigere Silicium-MOSFETs mit einer weitaus geringeren Sperrspannung und einem kleineren Durchlasswiderstand zum Einsatz [3]. Wird ein SM beispielsweise durch ein Batteriemodul mit 60 V versorgt, reicht eine Sperrfähigkeit von 80 V aus, weshalb die Verwendung von SiC-MOSFETs an dieser Stelle hinsichtlich Effizienz und Wirtschaftlichkeit keinen Sinn ergibt.
- **Aktives Balancing:** In herkömmlichen Fahrzeugbatterien kommt ein BMS zum Einsatz, bei dem die einzelnen Zellen überwacht und Spannungsdifferenzen durch einen passiven Ladungsausgleich angeglichen werden [43]. Das bedeutet, dass Zellen mit einer höheren Spannung als der Durchschnitt durch einen Entladewiderstand entladen werden. Zwar gibt es auch Verfahren für aktiven Ladungsausgleich, bei denen die Ladung einer zu stark geladenen Zelle an eine Zelle mit geringer Ladung abgegeben wird, jedoch kommen diese Verfahren in aktuellen BEFs nicht vor, da diese zu teuer sind und zu viel Platz benötigen [43]. Zudem entstehen auch beim aktiven Ladungsausgleich ohmsche Verluste. Durch den MMSPC ist es möglich, Module mit einem hohen Ladezustand stärker zu belasten als Module mit einem geringen Ladezustand [E2]. Somit wird ein aktiver und verlustfreier Ladungsausgleich auf Modulebene ermöglicht [44]. Ein passiver Ladungsausgleich wird nur noch innerhalb eines Moduls benötigt.
- **Höhere Batteriemodulnutzung:** Da in herkömmlichen BEFs nur ein passiver Ladungsausgleich verwendet wird, entscheidet die schlechteste Zelle in der Fahrzeugbatterie über dessen Gesamtenergieinhalt. Beim Laden erreicht die schlechteste Zelle zuerst die Ladeschlussspannung und beim Entladen erreicht sie zuerst die Entladeschlussspannung, wodurch sie die Lade- und Entladegrenzen definiert. Durch das gezielte Be- und Entlasten einzelner Module im MMSPC können Module nahezu unabhängig voneinander stärker oder schwächer belastet werden. Dadurch werden schwächere Module gezielt entlastet und stärkere gezielt belastet [E2]. Die Einschränkungen, die durch schlechte Zellen vorgegeben werden, sind nur noch modulintern gültig.
- **Sicherheit:** Befindet sich der MMSPC im inaktiven Zustand, so liegt an keiner Stelle des Systems eine höhere Spannung als die eines einzelnen Batteriemoduls an. Dimensioniert man das Batteriemodul auf eine Spannung unter 60 V,

so bleibt diese sogar unter der Berührungsspannung, wodurch die elektrische Sicherheit maßgeblich verbessert wird [23].

- **Redundanz:** Ist eine Batteriezelle innerhalb eines Moduls defekt, so kann das betroffene Modul über einen aktiven Bypass überbrückt werden, wobei die Funktion des Gesamtsystems in leistungsschwächerer Form erhalten bleibt [E3]. Voraussetzung hierfür ist, dass die Logik des Moduls nicht durch das eigene Batteriemodul versorgt wird.
- **Kühlung:** Die ohnehin kleineren Umrichterverluste verteilen sich auf eine viel größere Platinenfläche, was die Kühlung der Leistungselektronik wesentlich vereinfacht [E4]. Zusätzlich kann die Kühlung von Batterie und Leistungselektronik über eine gemeinsame Kühlplatte erfolgen, was die Gestaltung des Kühlsystems erheblich vereinfacht.

Neben den benannten Vorteilen bringt diese Topologie auch Nachteile mit sich:

- **Betrieb mehrerer EM:** Wie in [24] beschrieben, wird pro EM ein PWR benötigt, der an das HV-System angeschlossen wird. Eine Erweiterung des Antriebsstrangs um weitere Antriebsmaschinen ist dadurch relativ einfach realisierbar. Für den MMSPC ist das nicht ohne Weiteres möglich. In [45] wird eine Methode beschrieben, in der zwei EM betrieben werden, jedoch ist diese sehr umständlich und kann mit der Einfachheit des konventionellen Systems nicht konkurrieren. Alternativen sind mehrphasige Auslegungstopologien des MMSPCs, wie sie in [E5, E6] vorgestellt werden. Hierbei wird für jede Phase im Gesamtsystem ein Strang aus MMSPC-Modulen aufgebaut.
- **Kosten:** Zwar benötigt der MMSPC keine teuren IGBT- oder SiC-Halbleiter, jedoch wird eine hohe Anzahl an Halbleitern benötigt. Sowohl DBS als auch MMSPCs benötigen eine Recheneinheit zur Steuerung des Umrichters. Die regelungstechnischen Anforderungen an den MMSPC sind jedoch viel höher, weshalb eine teurere Recheneinheit verwendet werden muss. Zusätzlich werden dezentrale Recheneinheiten auf jedem SM für die SM-interne Steuerung und Kommunikation benötigt. Während die konventionelle DBS mit jeweils einem Stromsensor pro Phase auskommt, müssen beim MMSPC in jedem einzelnen SM Stromsensoren für ein Coulomb-counting verbaut werden. Dies sind alles Indizien, die andeuten, dass ein MMSPC in seiner Gesamtheit teurer ausfällt als eine konventionelle DBS. Eine exakte Kostenanalyse kann an dieser Stelle jedoch nicht erfolgen, da hierfür zunächst beide Systeme für ein bestimmtes Fahrzeug optimal auslegt werden müssten, um anschließend von einem Fahrzeughersteller die Marktpreise berechnen lassen zu können.

Aufgrund der hohen Stückzahlen können Fahrzeughersteller viel günstigere Preise aushandeln und dementsprechend wären nur sie in der Lage, die Kosten eines solchen Systems korrekt abzuschätzen.

- **Rippelstrombelastung der Batterien:** Im MMSPC treten höhere Rippelströme in den Batterien auf. Dies kann sich insbesondere negativ auf die Lebensdauer auswirken [46]. Zwar können durch geeignete Verfahren sowohl die Rippelströme an sich als auch deren Auswirkung auf die Lebensdauer minimiert werden, indem die Rippelströme zu höheren Frequenzbereichen hin verschoben werden [47], allerdings führen solche Verfahren zu einem erhöhten Regelungsaufwand.
- **Steuerungs- und Regelungsaufwand:** Bereits beim MMC übersteigt der notwendige Steuerungsaufwand den der konventionellen DBS bei weitem. Während bei der DBS lediglich sechs Halbleiter angesteuert werden müssen, müssen beim MMC abhängig von der Topologie zwei bis vier Halbleiter pro SM angesteuert werden [41]. Dabei muss die Ansteuerung stets galvanisch getrennt erfolgen, beispielsweise durch Lichtwellenleiter [48]. Darüber hinaus ist ein Energieregler erforderlich, um die Spannungen der Kapazitäten innerhalb eines Zweiges und die Energien der verschiedenen Zweige auf einem gleichen Niveau zu halten [37, 48]. Zwar bieten die integrierten Batteriemodule den Vorteil, dass die Energieregulation aufgrund der sehr hohen Kapazitäten sehr hohe Zeitkonstanten aufweisen darf (> 1 s), jedoch kommt beim MMSPC erschwerend hinzu, dass durch die Parallelverschaltung ein weiterer Freiheitsgrad entsteht. Deshalb kann die Regelung der Kondensator- bzw. Batterieenergien nicht mehr individuell für die einzelnen Module erfolgen, sondern muss stets modulübergreifend für den gesamten Zweig geregelt werden [3]. Der Einsatz von nach Modulspannung sortierten Listen wie in [48] ist nicht mehr möglich, da bei diesem Verfahren die Module, die in den Strompfad geschaltet werden, ausschließlich nach ihrer Kondensatorspannung respektive nach ihrem SoC ausgewählt werden. Befindet sich eines dieser Module jedoch in einer parallelen Verschaltung mit einem Modul mit einem geringen SoC, so wird dieses ebenfalls durch den Laststrom belastet und der SoC sinkt weiter.

1.1.4 Verfahren zur Steuerung und Energieregulung

Einer der primären Nachteile des MMSPCs ist der enorme Steuer- und Energieregelaufwand. Zwar bietet die Möglichkeit der parallelen Verschaltung der Module das Potential zur Verlustreduktion [E1], jedoch lässt sich dieses Potential nur begrenzt ausschöpfen. So steht unter anderem das Ziel der Verlustreduzierung im Konflikt mit weiteren Optimierungszielen, wie dem aktiven Ladungsausgleich und der Reduktion der Batterierippelströme [S1]. Die dabei angewandten Regelungsverfahren müssen aus all den Verschaltungsmöglichkeiten zwischen den Modulen diejenigen herausuchen, welche die geforderten Spannungsstufen der Motorregelung stellen und zudem die erforderlichen Zielfunktionen erfüllen. Dieses Verfahren wird als Scheduling bezeichnet [49].

In [49] wird ein sensorloses Verfahren vorgestellt, bei dem ein aktiver Ladungsausgleich zwischen den Modulen sichergestellt wird, indem benachbarte Module in regelmäßigen Abständen parallel verschaltet werden. In dem präsentierten Prototyp wurden Bleibatterien als Energiespeicher verwendet. Diese weisen einen steilen Verlauf der OCV über den SoC auf [D1], wodurch der Ladungsausgleich aufgrund höherer Kreisströme zwischen den Batterien begünstigt wird. Verwendet man jedoch beispielsweise LiFePO_4 -Zellen, so ist die OCV im mittleren SoC-Bereich sehr flach (Abb. 1.4), weshalb nur geringe Kreisströme fließen. Durch das parallele Verschalten mehrerer Module werden die äußeren Module einer parallelen Gruppe (siehe Kapitel 5.1.1) stärker belastet und ein Ladungsausgleich nach diesem Verfahren ist nicht mehr sichergestellt. Des Weiteren kann es passieren, dass Module im Betrieb nicht mehr parallel verschaltet werden können, da sie eine zu hohe Spannungsdifferenz besitzen, wodurch das Verfahren aus [49] nicht mehr eingesetzt werden kann.

Eine Verbesserung der Methode aus [49] wird in [E7] vorgestellt. Um die Belastung über alle Module gleichmäßig zu verteilen, wird bei einem Wechsel von einem seriellen in einen parallelen Schaltzustand immer das Modul geschaltet, welches den seriellen Verschaltungszustand am längsten gehalten hat. Bei einem Wechsel von einem parallelen in einen seriellen Schaltzustand wird hingegen bevorzugt das Modul mit dem höchsten SoC geschaltet. Ein Erzwingen der Parallelschaltung ist somit nicht mehr erforderlich. Ein Nachteil beider Verfahren [49] und [E7] ist, dass der Zustand des Gesamtsystems nicht betrachtet und lediglich Augenmerk auf den aktiven Ladungsausgleich gelegt wird.

In [50] wird ein Verfahren für den aktiven Ladungsausgleich durch eine Anpassung der dezentralen Modulationssignale vorgestellt. Da in diesem Verfahren die Steuerung dezentral erfolgt, fehlt eine phaseninterne Regelung des Gesamtsystems, wodurch die Verlustreduzierung nur noch bedingt erfolgen kann. Der in [51] vorgestellte Algorithmus ist zwar in der Lage, zusätzlich zum aktiven Ladungsausgleich Verluste zu reduzieren, jedoch bezieht sich dieses Verfahren nur auf einen Umrichterstrang. Beide Verfahren [50] und [51] sind nicht auf die Regelung mehrerer Stränge ausgelegt. Da die Phasen im Gesamtverbund durch den doppelten Sternpunkt (siehe Abschnitt 2.2) miteinander verkoppelt sind, lassen sich diese Verfahren nicht auf einfachem Wege übertragen. In [52] wird ein Regelungsverfahren für ein dreiphasiges System vorgestellt. Auch hier fehlt die Betrachtung der verkoppelten Phasen aufgrund des doppelten Sternpunkts.

Die in [E8–E10] vorgestellten Verfahren nutzen neuronale Netze, um die optimalen Schaltzustände zu bestimmen. Insbesondere durch Reinforcement Learning kann das Verhalten des Systems im Betrieb analysiert und das neuronale Netz entsprechend trainiert werden. Da erst ein fertig trainiertes Netz deterministisches Verhalten aufweist, gestaltet sich die Absicherung des Verfahrens für eine automobilen Anwendung schwieriger als für analytische Verfahren. Aus diesem Grund fokussiert sich diese Arbeit auf den Entwurf analytischer Verfahren.

Die bisher erarbeiteten Regelungsverfahren unterscheiden sich stark im Hinblick auf die benötigten Rechenressourcen und der sich daraus ergebenden Systemeffizienz. Im Allgemeinen lässt sich an dieser Stelle für die beschriebenen Regelverfahren sagen, dass eine Reduktion des Rechenaufwands stark mit Effizienzeinbußen des Gesamtsystems einhergeht.

1.2 Ziele der Arbeit

Im Rahmen dieser Arbeit werden neuartige Methoden zur Ansteuerung eines MMSPCs entworfen und analysiert, die im bestehenden Spannungsfeld aus Rechenzeit, Rechenressourcen und Komplexität sowie dem damit verbundenen Effizienzgewinn ein mögliches Optimum erzielen. Durch die entworfenen Methoden werden die zur Verfügung stehenden Ressourcen so genutzt, dass mit möglichst geringem Rechenaufwand, was eine Kombination aus Rechenzeit und -ressource darstellt, ein Betrieb mit optimierten Haupt- und Nebenzielen realisiert wird.

Im Gegensatz zum aktuellen Stand der Technik sind die präsentierten Verfahren in der Lage, nicht nur einen aktiven Ladungsausgleich über alle Phasen zu erzeugen. Sie können zudem phasenübergreifend Verluste reduzieren, indem die Verkopplung der Phasen über den doppelten Sternpunkt berücksichtigt wird.

In den vorgestellten Verfahren [49–52] wurde stets angenommen, dass benachbarte Module parallel verschaltet werden können. Somit sind diese Verfahren nicht mehr anwendbar, sobald sich das System einmal in einem unausgeglichene Zustand befindet und eine Parallelschaltung aufgrund hoher Spannungsdifferenzen zweier benachbarter SM nicht mehr möglich ist. Demgegenüber ist die parallele Verschaltung keine notwendige Prämisse in den dieser Arbeit zugrundeliegenden Algorithmen.

Beide vorgestellten Verfahren haben hierbei die Eigenschaft, den Fokus entweder gezielt auf den aktiven Ladungsausgleich oder auf eine Effizienzoptimierung zu richten oder eine Kombination aus beiden zu ermöglichen. Ferner wird eine Möglichkeit aufgezeigt, eine vorteilhafte Gleichtaktkomponente zur Effizienzsteigerung und schnellerem aktiven Ladungsausgleich aufzumodellieren. Parallel zu dieser Arbeit wurde mit [53] eine weitere Dissertation angefertigt, die sich mit der Analyse und der Effizienzoptimierung des MMSPCs auseinandergesetzt hat. In [53] wird beispielsweise eine Gleichtaktkomponente in Form der dritten Harmonischen des Phasenstroms dazu eingesetzt, um die Effizienz des Systems zu steigern. Im Gegensatz dazu weist die Gleichtaktspannungskomponente in dieser Arbeit keine eindeutige oder feste Verlaufsform auf. Stattdessen werden zu jedem Schaltschritt unterschiedliche Ausprägungen der Gleichtaktkomponente analysiert und diejenige ausgewählt, welche die Zielfunktionen minimiert.

Während Verfahren wie [49] darauf angewiesen sind, dass Kreisströme die Ladezustände parallel verschalteter Module ausreichend ausgleichen, entfällt diese Prämisse bei den hier vorgestellten Verfahren. Durch die Prädiktion der Modulströme lassen sich die entwickelten Verfahren auf jeden Batterietyp anwenden und die Auswirkung der einzelnen Schaltzustände können detailliert und in Echtzeit auf ihren Effekt hinsichtlich aktivem Ladungsausgleich und Systemeffizienz evaluiert werden.

Beide vorgestellten Verfahren ermöglichen darüber hinaus eine Aufweitung des bisher bekannten und üblichen Drehzahl-/Drehmomentkennfeldes einer durch einen MMSPC betriebenen EM. Das Potential der parallelen Verschaltung lässt sich dadurch in einer gänzlich neuen Form nutzen. In der Praxis ergeben sich damit Vorteile in der Auslegung des MMSPCs und insbesondere höhere Anfahrmomente. Die in dieser Arbeit durchgeführte Netzwerkanalyse vervollständigt diese Auslegungskriterien durch die abschließenden Kapitel zur Einbeziehung von Nebenverbrauchern am doppelten Sternpunkt und zur detaillierten Strombelastungsberechnung in allen Betriebsbereichen.

1.3 Gliederung der Arbeit

Diese Arbeit befasst sich in Kapitel 2 mit dem grundlegenden Aufbau eines MMSPCs als Antriebsumrichter. Dabei werden zunächst die diskreten Modulschaltzustände der asymmetrischen Schaltungstopologie, die den Kern dieser Arbeit darstellt, beleuchtet. Anschließend wird der verwendete dreiphasige Umrichteraufbau vorgestellt. Zusätzlich werden in diesem Kapitel das Gesamtschema eines MMSPC-Antriebsumrichters sowie die Grundlagen der einzelnen Blöcke, wie Stromregelung und Modulation, beschrieben und in Bezug auf den aktuellen Stand der Technik erläutert.

Da sich die entworfenen Scheduling-Algorithmen insbesondere die Gegebenheiten der jeweiligen Steuereinheit, auf der sie implementiert wurden, zunutze machen, erfolgt die Prüfstandsbeschreibung bereits in Kapitel 3. Die verwendeten Prüfstände werden in diesem Kapitel beschrieben und einander gegenübergestellt, um anschließend zu verdeutlichen, weshalb unterschiedliche Scheduling-Algorithmen Sinn ergeben. Es erfolgt eine experimentelle Validierung der implementierten Algorithmen, bevor sie im darauffolgenden Kapitel simulativ im Detail evaluiert werden.

Zusätzlich wurde im Rahmen dieser Dissertation eine Batterieemulation in Erweiterung zum Evaluationsprüfstand aufgebaut, da die Erprobung der Scheduling-Algorithmen sich aufgrund starker Parameterschwankungen der Batterien, abhängig von SoC und Temperatur, als beschwerlich erweist. Diese Emulation ist in der Lage, das Verhalten einer Batterie unter definierten SoC- und Temperatur-Bedingungen abzubilden. Die Funktionsweise, Auslegung, Inbetriebnahme und Validierung dieser Batterieemulation werden in Kapitel 4 behandelt.

Bevor die erarbeiteten Scheduling-Algorithmen, die den Schwerpunkt dieser Arbeit darstellen, ausführlich beschrieben werden, erfolgt in Kapitel 5 zunächst eine umfassende Netzwerkanalyse des MMSPCs. Die Optimierungsziele der Algorithmen werden als Zielfunktionen definiert. Zur mathematisch einwandfreien Beschreibung der Algorithmen werden die Zustände des MMSPCs als Tupel abgebildet und die dazugehörigen Zustandstransitionen in Form eines Graphen dargestellt. Im darauffolgenden Kapitel 6 werden die Scheduling-Verfahren detailliert beschrieben und simulativ miteinander verglichen. Des Weiteren werden in diesem Kapitel Grenzbereiche des MMSPCs in Bezug auf den aktiven Ladungsausgleich aufgezeigt und der mit der Umrichtertopologie einhergehende erweiterte Betriebsbereich durch Parallelisierung erläutert. Als Abschluss dieses Kernkapitels werden essentielle Auslegungskriterien für den MMSPC beschrieben, die insbesondere dazu dienen sollen, die elektrische Auslegung mit dem zu verwendenden Scheduler-Algorithmus zu harmonisieren. Diese zwei Faktoren sind bei der Verwendung eines MMSPCs besonders stark gekoppelt.

Im Anschluss erfolgt in Kapitel 7 eine Zusammenfassung der Ergebnisse. Dabei werden die Eigenschaften beider Scheduling-Algorithmen gegenübergestellt und die Möglichkeiten herausgestellt, welche die Batterieemulation zum Testen dieser Algorithmen bietet.

2

Konzept des Modularen Multilevel-Seriell/Parallel- Umrichters

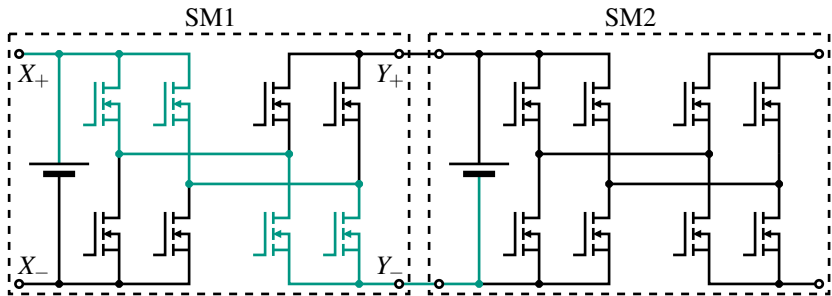
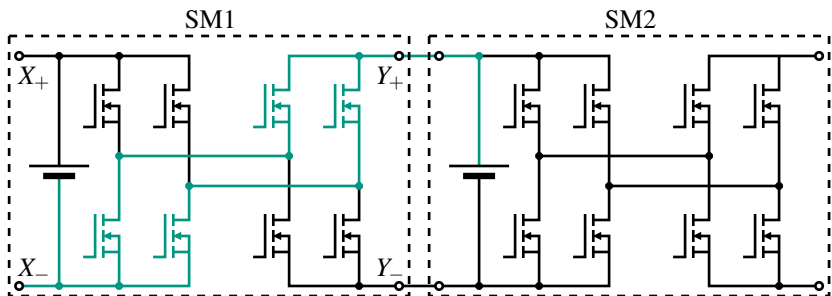
Dieses Kapitel befasst sich mit dem grundlegenden Aufbau eines MMSPCs mit integrierten Batteriezellen als Antriebsumrichter. Zunächst werden die gültigen Schaltzustände der asymmetrischen Modultopologie definiert und auf Basis dessen die Strangkonfiguration einer Phase dargestellt. Es wird insbesondere herausgestellt, welche Vorteile die asymmetrische Topologie gegenüber der symmetrischen bietet und wie die einzelnen Schaltzustände ein dreiphasiges Ausgangsspannungssystem erzeugen. Anschließend wird das Regelungskonzept des Antriebsumrichters, bestehend aus Motorregelung, Modulator und Scheduler, umrissen. Hierbei werden primär die Funktion des Schedulers, der den Schwerpunkt dieser Arbeit darstellt, in der gesamten Regelkette herausgestellt und seine Schnittstellen verdeutlicht. Der konkrete Aufbau der einzelnen Prüfstände und deren elektrische Parameter werden ausführlich in Kapitel 3 erläutert.

2.1 Mikrotopologie

Als zentrales Element des MMSPCs wird ein SM mit asymmetrischem Aufbau gemäß Abbildung 1.10 (b) verwendet. Die Klemmenbezeichnung eines SMs ist in Abb. 2.1 dargestellt und wird innerhalb dieser Arbeit wie folgt definiert: X_+ bezeichnet den eingangsseitigen Anschluss am positiven Batteriepol, X_- den eingangsseitigen Anschluss am negativen Batteriepol, Y_+ bezeichnet den ausgangsseitigen Anschluss am positiven Batteriepol des Folgemoduls und Y_- den ausgangsseitigen Anschluss am negativen Batteriepol des Folgemoduls. Die Eingangsseite ist hierbei die linke Seite des Moduls nach Abb. 1.10 (b) und die Ausgangsseite entsprechend die rechte Seite des Moduls. Als Folgemodul wird jenes Modul bezeichnet, welches an die Ausgangsseite angeschlossen ist.

Durch die Verwendung der vier Halbbrücken lassen sich insgesamt sechs aktive und ein passiver Zustand realisieren. Im passiven Zustand bleiben alle Transistoren geöffnet. Die aktiven Zustände sind in den folgenden Abbildungen grün markiert und wie folgt definiert:

- **Seriell-plus s_+** : Der Pluspol der Batterie innerhalb eines Moduls wird durch eine Verbindung von X_+ nach Y_- mit dem Minuspol der Batterie des Folgemoduls verbunden, siehe Abb. 2.1. Dies entspricht einer seriellen Verschaltung der Batterien, wodurch die Ausgangsspannung der Phase (siehe Abschnitt 2.2) angehoben werden kann.
- **Seriell-minus s_-** : Invers zu s_+ wird bei diesem Zustand der Minuspol der Batterie innerhalb eines Moduls durch eine Verbindung von X_- nach Y_+ mit dem Pluspol der Batterie des Folgemoduls verbunden. Dies entspricht einer seriellen Verschaltung der Batterien nach Abb. 2.2 und generiert eine negative Ausgangsspannung.
- **Bypass-High b_H** : Durch eine Verbindung von X_+ nach Y_+ werden die Pluspole der Batterien aufeinanderfolgender Module verbunden, siehe Abb. 2.3. Da hierfür die High-Side-MOSFETs verwendet werden, wird dieser Zustand im Folgenden als Bypass-High bezeichnet.
- **Bypass-Low b_L** : Analog lassen sich die Minuspole der Batterien aufeinanderfolgender Module durch eine Verschalten von X_- nach Y_- verbinden, wie in Abb. 2.4 dargestellt. Dieser Zustand wird im Folgenden Bypass-Low genannt.

Abbildung 2.1: Modulschaltzustand s_+ Abbildung 2.2: Modulschaltzustand s_-

- **Parallel p :** Durch eine Verbindung von X_+ nach Y_+ zeitgleich mit X_- nach Y_- lassen sich die Batterien benachbarter Module parallel verschalten. Dies ermöglichen die Zustände p_a und p_b nach Abb. 2.5 beziehungsweise 2.6.

Der Schaltzustand z eines Moduls ist definiert als $z \in \{s_+, s_-, b_L, b_H, p\}$. Für die vorgestellten Algorithmen spielt es keine Rolle, ob der Modulschaltzustand p über p_a oder p_b realisiert wird. Diese zwei Zustände unterscheiden sich nur modulintern im Hinblick auf die Halbleiterbelastung. Um eine gleichmäßige Halbleiterbelastung sicherzustellen, ist es sinnvoll, bei Anforderung des Parallelzustands p zwischen diesen beiden Modulschaltzuständen zu alternieren.

Hierbei gilt zu beachten, dass die Zustände Bypass-Low (b_L) und Bypass-High (b_H) nicht, wie es die Namen vermuten lassen, zwangswise zu einer Überbrückung der Batterie führen. In Abbildung 2.7 sind drei SM mit der Kon-

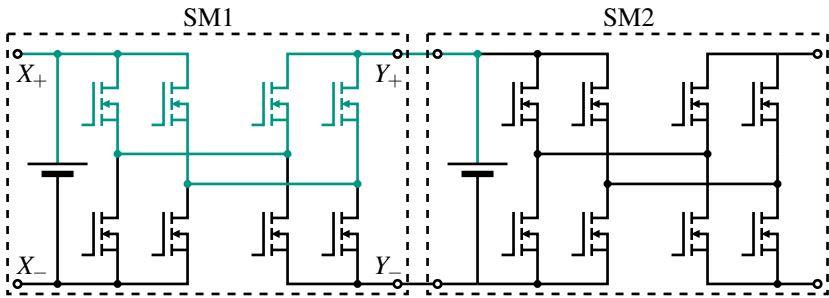


Abbildung 2.3: Modulschaltzustand b_H

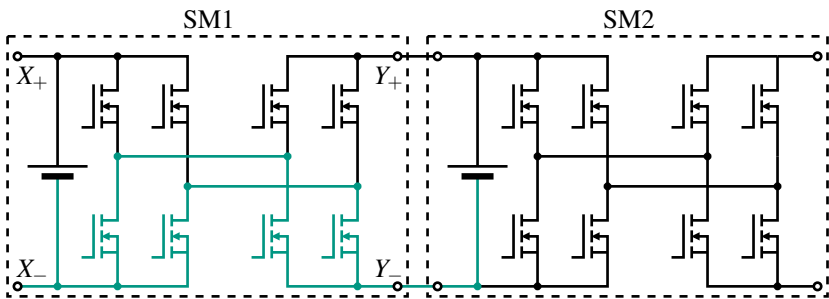


Abbildung 2.4: Modulschaltzustand b_L

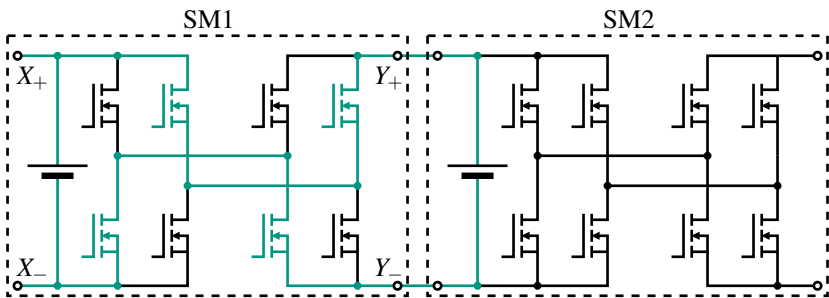
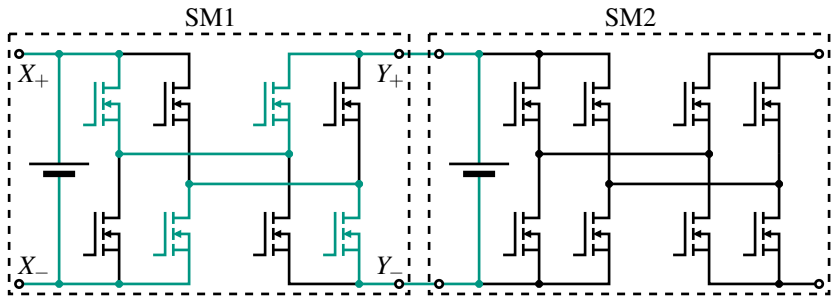
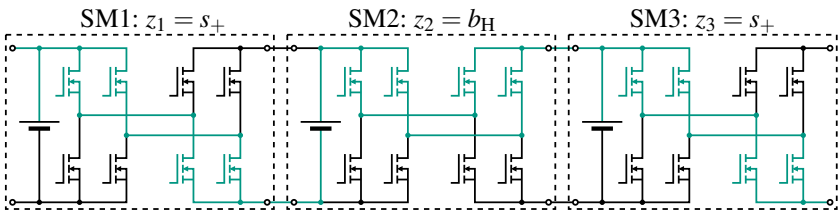


Abbildung 2.5: Modulschaltzustand p_a

Abbildung 2.6: Modulschaltzustand p_b Abbildung 2.7: Drei Module mit der Konfiguration s_+ , b_H und s_+

figuration s_+ , b_H und s_+ zu sehen. Es ist zu erkennen, dass der Zustand b_H des SM2 nicht die eigene Batterie überbrückt, sondern die des SM3. Wäre das Ziel dieser Konfiguration gewesen, die Batterie des SM2 zu überbrücken, hätte an dieser Stelle der Modulschaltzustand b_L gewählt werden müssen (Abb. 2.8). Die Wahl des richtigen Bypass-Zustands b ist somit von der Konfiguration der benachbarten SM abhängig. Die Schaltzustände der einzelnen SM dürfen nicht isoliert, sondern müssen stets in Bezug auf die Schaltzustände der SM einer gesamten Phase betrachtet werden.

Vorteil dieser asymmetrischen Topologie im Gegensatz zum symmetrischen Aufbau ist, dass die Verbindungen der Halbbrücken zwischen den einzelnen Batteriemodulen der benachbarten SM durch die einzelnen Modulschaltzustände z bestimmt und innerhalb eines Moduls konfiguriert werden. Ein Modulschaltzustand z definiert somit eindeutig die Art der Verbindung zwischen zwei Batterien. Im Gegensatz dazu ist es beim symmetrischen Aufbau nach Abbildung 1.10(a) nicht mehr sinnvoll, von diskreten Modulschaltzu-

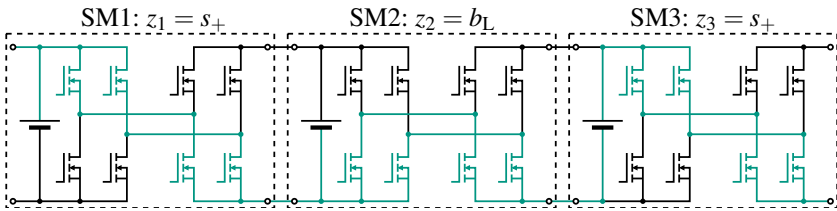


Abbildung 2.8: Drei Module mit der Konfiguration s_+ , b_L und s_+

ständen zu sprechen, da die Verbindung der benachbarten Batterien nicht mehr durch ein SM allein definiert wird, sondern zwei benachbarte SM gemeinsam durch jeweils zwei Halbbrücken an der Verbindung beteiligt sind [38]. Dies bedeutet, dass ein solches Modul die Halbbrücken synchronisiert mit den benachbarten Modulen schalten muss. Ein solches Beispiel ist für eine seriell-positive Verbindung in Abbildung 2.9 (a) dargestellt. Dieses Vorgehen widerspricht jedoch dem modularen Gedanken der MMC-Topologien, da eine ständige Synchronisierung benachbarter Module unentbehrlich ist, um die Gesamtfunktionalität des Systems zu gewährleisten. Bei einer fehlerhaften Synchronisation kann es im schlimmsten Fall zu einem Kurzschluss des Energiespeichers kommen, wenn ein Modul die gemeinsame Verbindung in einem parallelen Zustand p beibehält, während das benachbarte Modul, welches ebenfalls an der Zustandsbildung beteiligt ist, in einen der Zustände s_+ , s_- , b_L oder b_H wechselt (Abb. 2.9 (b)). Mögliche Ursachen für eine fehlerhafte Synchronisation sind Latenzen und Störungen auf dem Kommunikationskanal.

Darüber hinaus kann im asymmetrischen Aufbau modulintern und somit dezentral zwischen den Zuständen p_a und p_b problemlos gewechselt werden, um die Belastung der Halbleiter gleichmäßig aufzuteilen. Im einfachsten Fall erfolgt eine solche Belastungsaufteilung durch den alternierenden Einsatz von p_a und p_b . Ein weiterführendes Verfahren wäre die Auswahl von p_a und p_b basierend auf der Beobachtung der vergangenen Strombelastung. Bei der symmetrischen Topologie sind solche Verfahren nicht mehr dezentral auf den einzelnen Modulen implementierbar, da die Steuerung des parallelen Schaltzustands p zentral erfolgen muss. Komplexe Verfahren zur Auswahl von p_a oder p_b wären nicht mehr ohne Weiteres implementierbar. Zudem müssten auf dem Kommunikationskanal die Zustände p_a und p_b separat definiert werden, während bei der symmetrischen Topologie der Zustand p allein ausreichend ist.

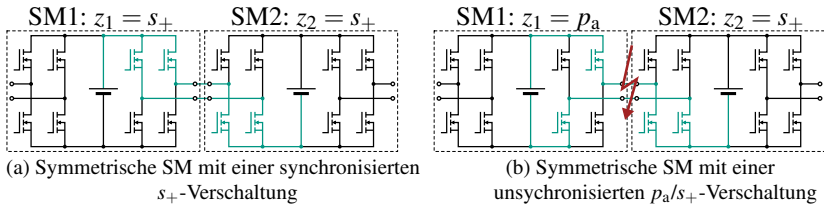


Abbildung 2.9: Beispielkonfiguration zweier symmetrischer SM

Die eingesetzten Module, welche in Kapitel 3 genauer erläutert werden, machen sich diesen Vorteil zunutze. Die zentrale Steuereinheit eines Moduls, in beiden Fällen ein Field Programmable Gate Array (FPGA), befindet sich direkt auf dem Modul und steuert die Konfiguration der Halbbrücken. Dem Modul muss lediglich mitgeteilt werden, welcher Schaltzustand gefordert ist. Das Modul selbst entschlüsselt den Schaltzustand und schaltet die Halbbrücken dementsprechend. Eine Kommunikation zwischen den Modulen ist somit nicht erforderlich.

2.2 Makrotopologie

In der untersuchten Topologie des MMSPCs werden sechs asymmetrisch aufgebaute SM genutzt, um eine Phase aufzubauen. Insgesamt drei solcher Phasen bilden den kompletten dreiphasigen Umrichter Aufbau. Wie in Abbildung 2.10 zu erkennen ist, sind die Batterien der Module mit der Nummer 1 aller Phasen fest parallel verschaltet. Dadurch entstehen zwei Sternpunkte, N_+ und N_- . Die an den Sternpunkten angeschlossenen Module werden als Sternpunktmodule bezeichnet. Sternpunkt N_+ verbindet die X_+ -Anschlüsse der Module, Sternpunkt N_- die X_- -Anschlüsse. Als Referenzpunkt der Phasenspannungen U_U , U_V und U_W dient der Sternpunkt N_- . Die Y_+ - und Y_- -Anschlüsse der Module mit der Nummer 6 einer jeden Phase sind kurzgeschlossen. Das hat zur Folge, dass diese Module niemals in den parallelen Modulschaltzustand p schalten dürfen, da sonst der Energiespeicher kurzgeschlossen wird.

Mit dieser Topologie lassen sich pro Phase insgesamt sechs Module in positiver Richtung seriell verschalten und fünf Module seriell in negativer Richtung. Da sich zwischen Modul 1 und dem doppelten Sternpunkt keine Halbleiter befinden, lässt sich dessen Batterie nicht seriell negativ in den Strompfad verschalten. Der Schaltzustand s_- kann nur die Batterie des Nachfolgemoduls

seriell negativ in den Strompfad schalten. Eine Phasenspannung von 0 V stellt sich beispielsweise ein, wenn sich alle Module einer Phase im Schaltzustand b_L befinden. Allgemein ergeben sich also für einen MMSPC mit n_{Mod} Modulen für jede Phase $v_m = n_{Mod} + (n_{Mod} - 1) + 1 = 2n_{Mod}$ Spannungsstufen je Phase.

Jedes Modul einer Phase kann einen der fünf Modulschaltzustände annehmen, ausgenommen die dem Motor zugewandten Module, welche den Schaltzustand p nicht annehmen dürfen. Somit ergeben sich pro Phase insgesamt $5^{n_{Mod}-1} \cdot 4$ mögliche Kombinationen. Phasenübergreifend ergeben sich somit $(5^{n_{Mod}-1} \cdot 4)^3$ Kombinationen. Für den Fall $n_{Mod} = 6$ ergeben sich knapp zwei Billionen Kombinationen, die sich alle unterschiedlich auf die Effizienz und den aktiven Ladungsausgleich auswirken. Gleichwohl sind nicht alle Kombinationen sinnvoll. In Kapitel 5.3 wird beschrieben, wie eine Vorauswahl besonders günstiger Zustände getroffen wird. In den Kapiteln 6.1 und 6.2 wird erläutert, wie die einzelnen Optimierungsverfahren aus dieser Vorauswahl die optimierten Zustandskombinationen bestimmen, bevor in Kapitel 6.3 dargestellt wird, wie sich die Vorauswahl auf die Zielfunktionen auswirkt.

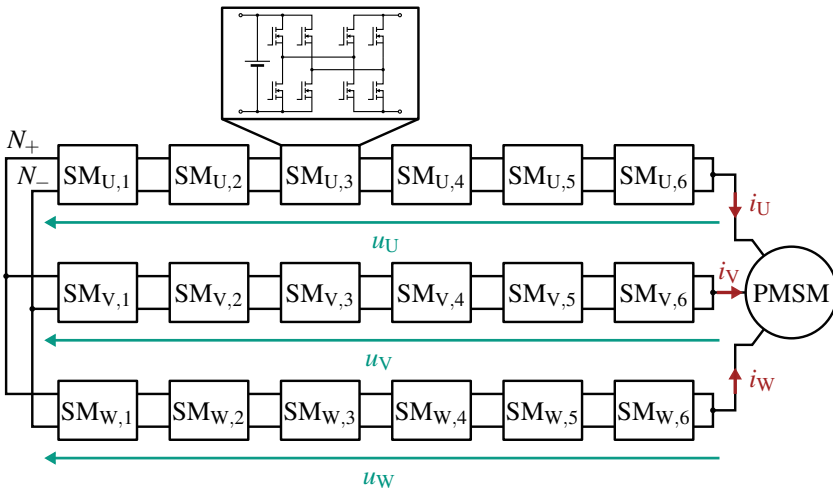


Abbildung 2.10: Makrotopologie

2.3 Regelungsstruktur

Die wesentlichen Komponenten der Regelungsstruktur bestehen, wie in Abb. 2.11 dargestellt, aus Drehzahl-/Drehmomentregler, Stromregler, Modulator ($\Sigma\Delta$) und Scheduler. Der Drehzahl-/Drehmomentregler berechnet dabei aus den Sollgrößen die notwendigen Sollströme, die wiederum als Eingangsgrößen des Stromreglers dienen. Durch den Stromregler und die nachfolgende Park-Transformation (dq/123) nach [54] werden die Sollspannungen u_m^* der drei Stränge berechnet. Bei diesen Sollspannungen handelt es sich noch um wertkontinuierliche Größen, die durch den Modulator in diskrete Sollspannungsstufen v_m^* umgerechnet werden müssen. Die diskreten Spannungsstufen definieren die Anzahl an Modulen, die innerhalb einer Phase in die Zustände s_+ oder s_- geschaltet werden müssen. Die Aufgabe des nachfolgenden Schedulers ist es, die Modulschaltzustände jeder Phase so zu wählen, dass die geforderten Spannungsstufen gestellt werden.

2.3.1 Motorregler

Für die Motorregelung können jegliche Verfahren zum Einsatz kommen, die aus dem aktuellen Stand der Technik bekannt sind, beispielsweise die in [55, 56] vorgestellten Verfahren. In [E11] wird ein für MMCs angepasstes Verfahren, basierend auf der Direct Torque Control (DTC) nach [57], unter Verwendung einer ASM vorgestellt. Wird eine DTC als Motorregler eingesetzt, so entfällt der Modulator, da eine DTC bereits diskretisierte Spannungsstufen ausgibt. In diesem Aufbau wird jedoch eine automobiler PSM verwendet, weshalb eine konventionelle feldorientierte Regelung gewählt wurde, bei der sowohl für die Drehzahl- als auch für die Stromregelung jeweils ein PI-Regler eingesetzt wird. Die Gesamtregelstruktur ist dabei kaskadiert aufgebaut, wobei der Stromregler den inneren Regelkreis darstellt. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wurden in Abb. 2.11 die Sollwertbegrenzungen und die dazugehörigen Anti-Windups sowohl im Drehzahl-/Drehmomentregler als auch im Stromregler nicht dargestellt.

Der Motorregler verfügt über zwei Betriebsmodi. Im Drehzahlregelmodus dient die Solldrehzahl n^* als Eingangsgröße, aus der unter Verwendung eines PI-Reglers das Solldrehmoment M_i berechnet wird. Hierbei wurde der PI-Regler nach dem symmetrischen Optimum ausgelegt [56]. Im Drehmomentregelmodus wird dieser Regler übersprungen und ein Solldrehmoment M_i vorgegeben.

Die Umrechnung des Drehmoments auf die Sollströme i_d^* und i_q^* im rotorfesten Koordinatensystem erfolgt entsprechend dem Maximum Torque per Ampere (MTPA)-Verfahren nach [56]. Der PI-Regler der feldorientierten Stromregelung wurde nach dem Betragsoptimum entsprechend [56] ausgelegt. Die Regelparmeter für den Evaluationsprüfstand nach Kapitel 3.1 wurden dabei in [S2] ausgelegt und implementiert.

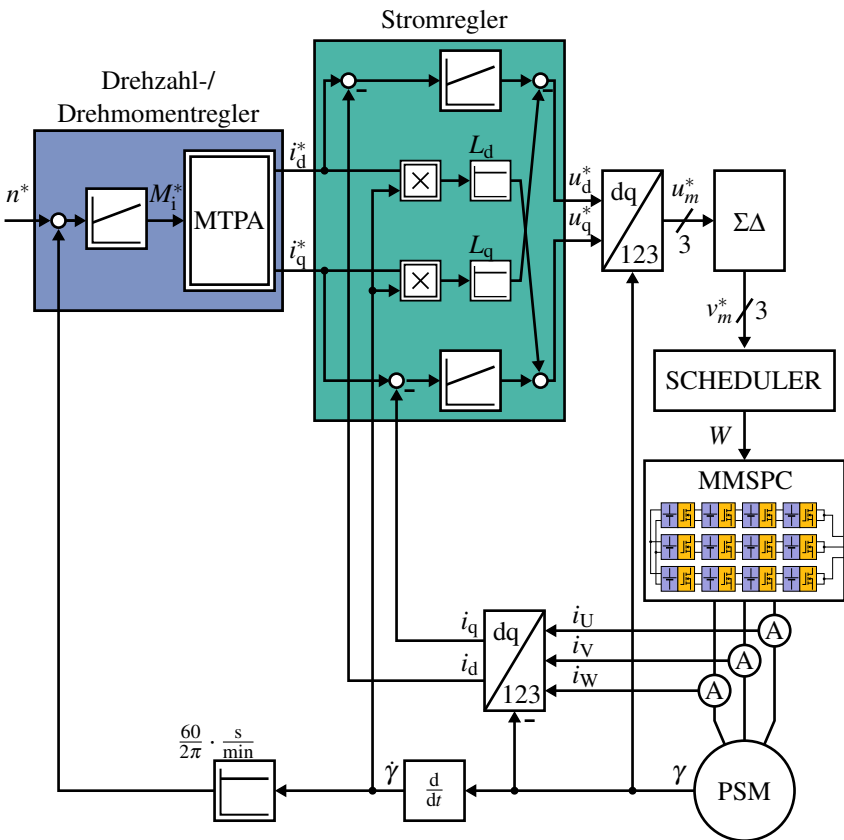


Abbildung 2.11: Signalflussplan der Regelung

Die Ausgangssignale des Motorreglers sind kontinuierliche Sollphasenspannungen u_m^* , die von einem Modulator diskretisiert und vom Scheduler in konkrete Phasenschaltzustände umgewandelt werden müssen.

2.3.2 Modulator

Eine leistungselektronische Schaltung basierend auf Halbbrücken kann nur diskrete Spannungsstufen schalten. Bei konventionellen Zweipunktumrichtern entspricht die an den Phasen anliegende Spannung entweder der positiven oder der negativen halben Zwischenkreisspannung U_{ZWK} . Die Diskretisierung der kontinuierlichen Sollspannungen u_m^* , welche von der Motorregelung ausgegeben werden, erfolgt typischerweise durch eine Pulsweitenmodulation (PWM). Hierbei können trägersignalbasierte Modulationsverfahren oder eine Raumzeigermodulation zum Einsatz kommen. Diese Verfahren können in angepasster Form auch für Multilevelumrichter eingesetzt werden, indem beispielsweise phasenversetzte Trägersignale verwendet werden [58] oder die Raumzeigerebene um die zusätzlichen Spannungsstufen des Multilevelumrichters erweitert wird [59]. Eine weitere Möglichkeit zur Diskretisierung der Sollspannung kann durch eine spektrale Regelung erfolgen [E12].

Das verwendete Kommunikationssystem in den hier beschriebenen Prüfständen basiert jedoch auf einer zentralen Steuerung, bei der das Umschalten der Modulschaltzustände und damit einhergehend der Spannungsstufen in diskreten Zeitschritten mit einer Auflösung von $\approx 7\mu\text{s}$ erfolgt. Die Pulsweite ist somit fest definiert und aus diesem Grund lässt sich eine konventionelle PWM nicht ohne Weiteres implementieren. Stattdessen wird eine Pulsdichtemodulation (PDM) in Form eines Sigma-Delta-Modulators (SDM) verwendet. Während eine PWM die Pulsweite moduliert, ist diese bei der PDM fest vorgegeben, in diesem Fall $7\mu\text{s}$, und der Modulator moduliert die Häufigkeit der $7\mu\text{s}$ breiten Pulse. Der SDM wird für gewöhnlich in der Signalverarbeitung genutzt, um beispielsweise in einem Analog-Digital-Umsetzer (ADC) ein analoges Signal in ein digitales Signal zu transformieren. Eine Übersicht einer möglicher SDM-Umsetzung kann [60] entnommen werden. Für die Anwendung als Modulator in den nachfolgend vorgestellten Prüfständen wurde ein SDM erster Ordnung gewählt, welcher die kontinuierlichen Sollspannungen u_m^* in diskrete Spannungsstufen v_m^* umwandelt. In der Implementierung wird pro Phase jeweils ein SDM verwendet.

2.3.3 Scheduler

Die vom Modulator geforderte Sollspannungsstufe v_m^* muss nun durch eine geeignete Wahl der Modulschaltzustände durch den Umrichter umgesetzt werden. Bei einem konventionellen Zweipunktumrichter fällt dieser Schritt trivial aus, da jede Halbbrücke entweder die High-Side oder die Low-Side durchschalten muss. Bei Multilevelumrichtern und kaskadierten Halbbrücken können äquivalente Spannungsstufen durch unterschiedliche Schaltungskonfigurationen gestellt werden. Für den Energieausgleich zwischen den Phasen kann ein Energieregler nach [37] genutzt werden. Für die Spannungsstufe innerhalb einer Phase ist nur noch von Bedeutung, welche SM in den Strompfad geschaltet und welche überbrückt werden sollen. Deswegen wird zur Auswahl der zu schaltenden SM meist eine nach der Modulspannung sortierte Liste verwendet [48].

Bei der Verwendung eines MMSPCs kommt erschwerend hinzu, dass sich die Modulschaltzustände benachbarter Module gegenseitig beeinflussen. Folglich muss mindestens innerhalb der einzelnen Phase eine Modulschaltzustandskombination gewählt werden, die zum einen die geforderte Sollspannungsstufe stellt und darüber hinaus weitere Nebenziele, wie aktiven Ladungsausgleich und Verlustreduzierung, optimiert. Diese Modulschaltzustandskombination wird im Folgenden als Phasenschaltzustand Z bezeichnet und ist definiert als eine Kombination der Modulschaltzustände z_k : $Z := (z_1, \dots, z_{n_{\text{Mod}}})$. Der konkrete Phasenschaltzustand einer Phase m wird als w bezeichnet und stellt ein mögliches Z dar. Der phasenübergreifende Zustand jeglicher Module aller Phasen wird als W bezeichnet und ist definiert als eine Kombination der einzelnen Phasenschaltzustände w_m : $W := (w_U, w_V, w_W)$. Der Algorithmus zur Auswahl einer geeigneten konkreten Phasenschaltzustandskombination w beziehungsweise die Auswahl des phasenübergreifenden Schaltzustands W wird als Scheduling bezeichnet und der dazugehörige Operator als Scheduler. Die Definition der Phasenschaltzustände und der dazugehörigen Zustandstransitionen erfolgt detailliert in Abschnitt 5.4.

3

Prüfstände

Jedes der in den nachfolgenden Kapiteln dargestellten Scheduling-Verfahren wurde auf einem dedizierten Prüfstand implementiert und auf seine Funktion geprüft. Hierbei macht sich jedes Verfahren den Aufbau der Steuereinheit des Prüfstands zunutze, auf dem es implementiert wurde. Deshalb werden in diesem Kapitel zunächst die Prüfstände beschrieben, um anschließend die dazugehörigen Scheduling-Verfahren zu erläutern. Die zwei Prüfstände werden im Folgenden als Evaluationsprüfstand und Automotive-Prüfstand bezeichnet.

Ziel des Evaluationsprüfstands ist es, ein System aufzubauen, bei dem unterschiedliche Regelungs- und Scheduling-Verfahren implementiert und messtechnisch beurteilt werden können. Da die integrierten Batterien einen essentiellen Teil des Systems ausmachen, ist es notwendig, die Batterieströme im Betrieb zu messen. Deswegen wurde beim Evaluationsprüfstand darauf verzichtet, diesen möglichst kompakt aufzubauen. Dadurch ist es möglich, jeden Modulstrom messtechnisch zu erfassen.

Der Automotive-Prüfstand hingegen wurde möglichst kompakt aufgebaut, um einen fahrzeugnahen Aufbau zu erproben. Die einzelnen Module sind höchst integriert, wodurch der Bauraum stark reduziert wird. Jedoch lässt sich aufgrund dieser Bauweise eine Batteriestrommessung mit externen Messgeräten nicht ohne Weiteres umsetzen.

Beide Prüfstände nutzen die asymmetrische Modultopologie, besitzen einen ähnlichen makrotopologischen Aufbau und nutzen ähnliche Kommunikationsprotokolle. Neben der kompakten Bauweise unterscheiden sich beide Prüfstände in den verwendeten Batteriezellen. Im Automotive-Prüfstand kommen Lithium-Ionen-Batterien zum Einsatz, weil diese Zellchemie in BEFs verwendet wird. Dahingegen werden im Evaluationsprüfstand Bleibatterien eingesetzt, da diese in den vorhandenen Laborräumen am ETI ohne zusätzliche Sicherheitsmaßnahmen genutzt werden können. Der Hauptunterschied beider Systeme in Bezug auf das Scheduling-Verfahren liegt in der Zentralsteuerung. Der Evaluationsprüfstand nutzt ein am ETI entwickeltes DSP-System, während im Automotive-Prüfstand ein Zynq 7000 System-on-Chip verwendet wird. Der Aufbau des Evaluationsprüfstands erfolgte am ETI und der Aufbau des Automotive-Prüfstands beim Projektpartner.

3.1 Evaluationsprüfstand

Abb. 3.1 stellt den Gesamtaufbau des Evaluationsprüfstands dar. Der im Evaluationsprüfstand eingesetzte MMSPC besteht aus drei Phasen mit jeweils fünf SM (Abb. 3.5 (a)). Als zentrales Steuerelement des Prüfstands dient das am ETI entwickelte DSP-System, im Folgenden ETI-DSP-System genannt. Dieses kommuniziert mit dem MMSPC über zwei unterschiedliche Arten von seriellen Kommunikationsbussen, die elektrisch von einem SM zum nächsten durchgeleitet werden. Pro Phase dient jeweils ein RS485-Bus zur unidirektionalen Übertragung der Steuersignale vom ETI-DSP-System hin zu den Modulen, d. h. zum Übertragen der einzelnen Phasenschaltzustände w_m . Pro Phase dient jeweils ein weiterer CAN-Bus zur Übermittlung der Moduldaten an das ETI-DSP-System. Als Antriebsmaschine des MMSPCs wird eine PSM eines Plug-in-Hybrids verwendet (Abb. 3.5 (b)). Als Lastmaschine wird eine ASM verwendet, die durch einen Sinamics S120 von Siemens gesteuert wird (Abb. 3.5 (c)). Der schematische Aufbau des Evaluationsprüfstands mit der dazugehörigen Schnittstellenbeschreibung ist in Abb. 3.4 dargestellt.

3.1.1 Submodul des Evaluationsprüfstands

Die leistungselektronische Schaltung eines SMs des Evaluationsprüfstands ist in Abb. 1.10 (b) dargestellt. Für die einzelnen Halbleiterschalter werden 150 V-MOSFETs von Infineon [D2] verwendet. Eine 12 V-Bleibatterie [D1] stellt die Spannungsversorgung des Leistungsteils dar. Bei der Wahl der

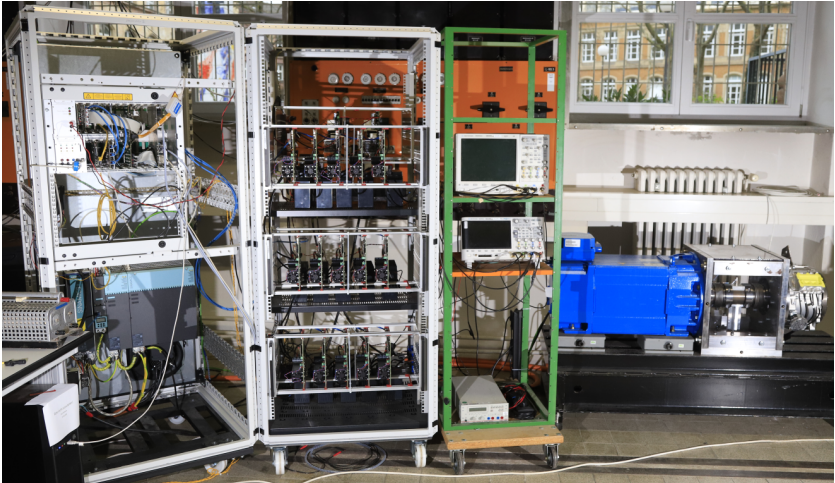


Abbildung 3.1: Evaluationsprüfstand bestehend aus Kontrolleinheit, Active-Front-End (AFE), Modulaufbau, Antriebs- und Lastmaschine

Halbleiterschalter wurde darauf geachtet, dass der Evaluationsprüfstand für zukünftige Anwendungen auch bei höheren Modulspannungen eingesetzt werden kann. Dadurch kann ein SM des Evaluationsprüfstands alternativ durch eine Batterieemulation (Kapitel 4) anstatt durch eine Bleibatterie versorgt werden.

Der Leistungsteil eines SMs befindet sich zusammen mit einem Großteil des Signalteils auf einer Platine (Abb. 3.2). Die Adaption der vom Projektpartner bereitgestellten Schaltpläne der ersten SM-Platinen an das ETI-DSP-System erfolgte in [S3]. Durch die verwendeten Bleibatterien beträgt die maximale Modulspannung 13,2 V. Bei fünf SM in einer Phase können maximal fünf Module seriell-positiv und vier SM seriell-negativ verschaltet werden. Der maximale Momentanwert einer Phasenspannung gegen N_- (Abb. 2.10) beträgt somit 66 V und der minimale $-52,8$ V, woraus sich eine maximale Phasen-Phasen-Momentanspannung ($U_U - U_V$) von $\pm 118,8$ V ergibt. Der Signalteil der einzelnen SM wird über ein gemeinsames externes 24 V-Netzteil versorgt. Die galvanische Trennung zwischen Netz- und Signalteil wird auf den einzelnen SM durch einen DC-DC-Wandler des Typs THD 10-2415WIN [D3] realisiert und durch weitere Wandler auf die notwendigen Signalpegel konvertiert.

Jedes SM verfügt über eine Spannungsmessung zur Bestimmung der Batterie- bzw. Modulspannung und über einen auf dem Hall-Effekt basierenden Stromsensor des Typs ACS773LCB [D4] mit einem Messbereich von ± 100 A. Diese Messungen werden genutzt, um den Start-SoC bei der Systeminitialisierung durch eine OCV-Messung zu bestimmen und diesen anschließend über ein Coulomb-counting zu aktualisieren. Als zentrales Element des Signalteils dient ein MAX 10 FPGA des Typs 10M08DCF256 von Intel [D5]. Dieser befindet sich auf einem am ETI entwickelten System-on-Module (SoM) und wird auf das SM aufgesteckt. Der FPGA steuert die ADCs zum Auslesen der soeben genannten Messwerte und ist für die Kommunikation über den RS485- und CAN-Bus verantwortlich. Die vom Modul berechneten und gemessenen Parameter, unter anderem der SoC, werden über den CAN-Bus dem ETI-DSP-System zur Verfügung gestellt. Die vom ETI-DSP-System über den RS485-Bus gesendeten Phasenschaltzustände w_m werden vom FPGA decodiert und die einzelnen MOSFETs entsprechend dem Modulschaltzustand z angesteuert.

3.1.2 ETI-DSP-System

Das Kernstück des ETI-DSP-Systems (Abb. 3.3) stellt der DSP des Typs C2000 (TMS320C6748 [D6]) und die sogenannte Hochleistungsmodulatkarte (HMK) dar. Auf der HMK befindet sich ein Cyclone IV FPGA (EP4CE40F23C6 [D7]), bei dem eine Vielzahl von GPIOs über Flachbandstecker nach außen geführt wurden. Sämtliche Regel- und Scheduling-Algorithmen sowie der eigentliche Zustandsautomat zur Ablaufsteuerung und die Sicherheitsüberwachung wurden auf der HMK implementiert. Die HMK kommuniziert über den proprietären ETI-Bus mit dem DSP. Bei dem ETI-Bus handelt es sich um ein paralleles Bus-System mit 10 Adressbits und einer Datenbreite von 16 Bit. Jeder Komponente, die an dieses Bussystem angeschlossen ist, wird eine eindeutige Adresse zugeordnet. Die parallele Übertragung der Datenbits erfolgt mit 8 kHz.

Der DSP steuert den auf der HMK implementierten Zustandsautomat. Hierfür wird der DSP über USB mit einem Standrechner verbunden und über diesen mit einer auf LabVIEW basierenden Benutzerschnittstelle, dem Monitor Control Tool (MCT), gesteuert. Die von der HMK übertragenen Systemparameter, wie bspw. der SoC einzelner Module, kann über das MCT entweder grafisch oder durch ein Nummernfeld angezeigt werden. Die Gewichtungsfaktoren λ_{bal} und λ_V der Zielfunktionen (Kap. 6.1) lassen sich ebenfalls über das MCT einstellen.

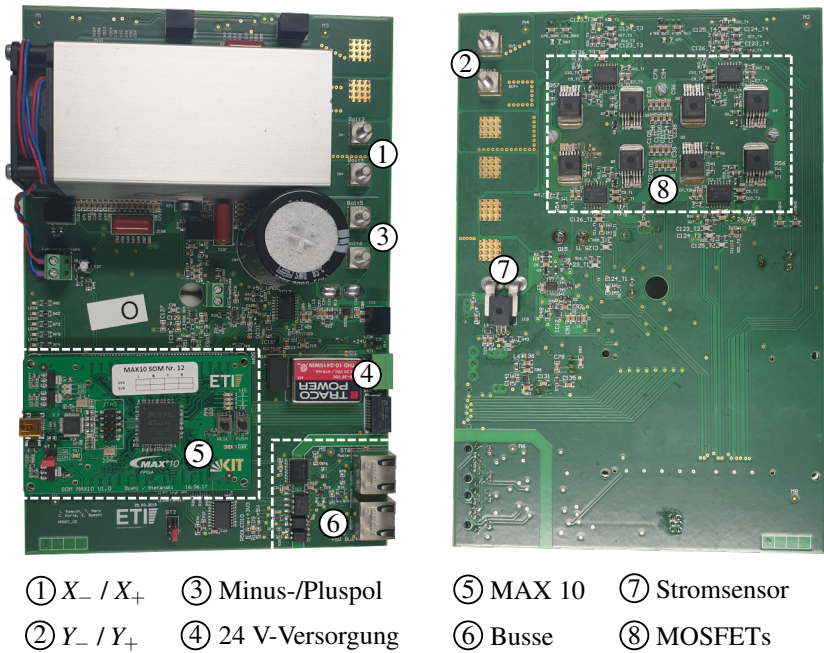


Abbildung 3.2: Submodul des Evaluationsprüfstands

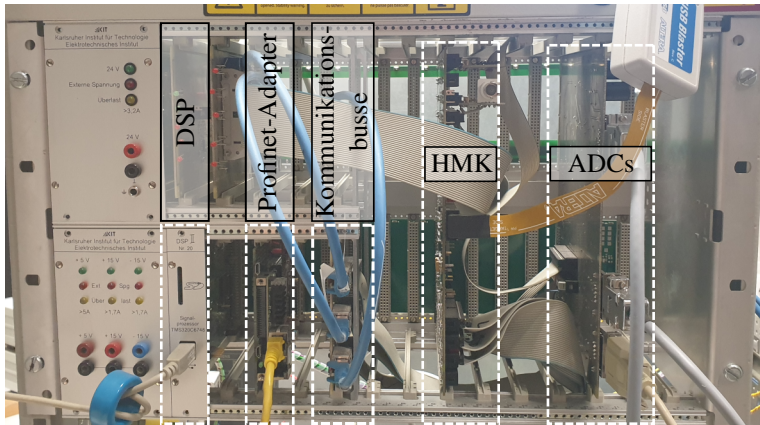


Abbildung 3.3: ETI-DSP-System: Kontrolleinheit des Evaluationsprüfstands

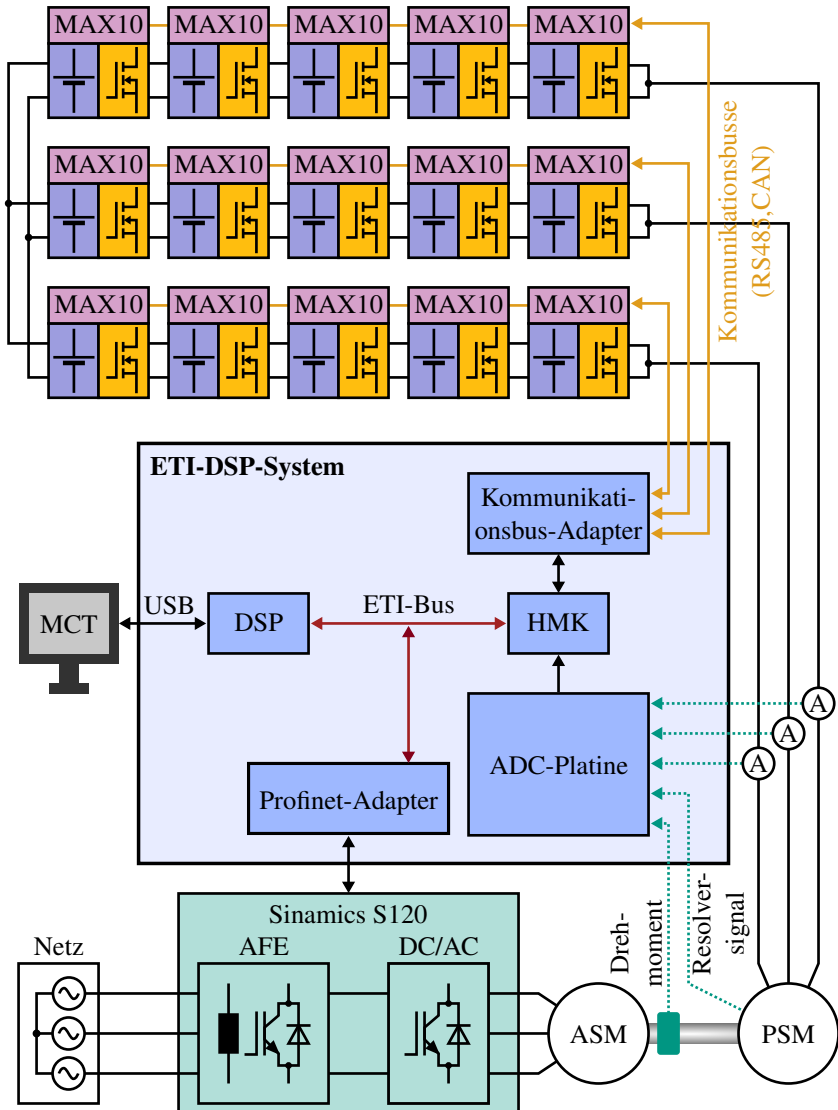


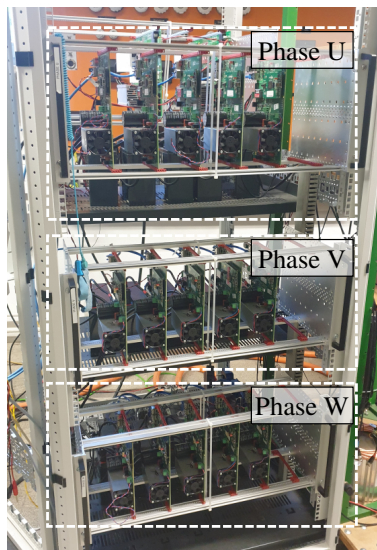
Abbildung 3.4: Prinzipbild des Evaluationsprüfstands - der proprietäre parallele ETI-Bus ist durch dunkelrote Doppelpfeile dargestellt.

Die vom Scheduler erzeugten Phasenschaltzustände w_m werden über die drei RS485-Busse an die jeweiligen Phasen gesendet. Eine Nachricht auf dem RS485-Bus besitzt eine Bitbreite von 26 Bit. Innerhalb dieses Datenwortes werden jedem Modul dieser Phase jeweils drei Bit zugeordnet, die einen Modulschaltzustand z repräsentieren. Insgesamt sind Bit 0 bis Bit 20 für Modulschaltzustände der Module 1 bis 7 reserviert. Folglich lassen sich mit dieser Botschaftsdefinition maximal sieben Module ansteuern. Bit 21 bis 25 sind für die Befehlsart reserviert und entscheiden, ob es sich um eine initiale Adresszuweisung, eine Freischaltung oder einen Schaltbefehl handelt. Bei der initialen Adresszuweisung werden die Module nacheinander (Reihenfolge SM1 \rightarrow SM5) eingeschaltet. Den Modulen wird entsprechend ihrer Position in der Phase ihre Nummer und somit ihre Adresse zugewiesen. Dadurch wird für jedes Modul definiert, welche drei Bit in der RS485-Botschaft decodiert werden müssen. Eine solche Botschaft wird alle $12,5 \mu\text{s}$ gesendet. Da zwei Botschaften benötigt werden, um eine Spannungsstufe zu- und wieder abzuschalten, beträgt eine Taktperiode $25 \mu\text{s}$, woraus sich eine maximale Schaltfrequenz von 40 kHz ergibt.

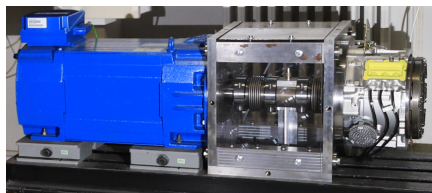
Im Rahmen dieser Arbeit wurden unter anderem zwei Adapterplatinen für das ETI-DSP-System erstellt (Abb. 3.3). Eine dieser Adapterplatinen dient zum Auslesen der Phasenstromsensoren des Typs LF 510-S [D8], der Drehmomentmesswelle und des Resolversignals. Die zweite Adapterplatine, welche in [S4] entworfen wurde, dient als Gateway, welches die Daten zwischen ETI-Bus und Profinet übersetzt. Das Sinamics S120 nutzt als externe Kommunikationsschnittstelle das Profinet-Bussystem. Durch das verwendete Gateway lässt sich das Sinamics S120 direkt über das ETI-DSP-System steuern.

3.1.3 Sinamics S120

Für den Evaluationsprüfstand wird eine ASM aus der Simotics-Reihe von Siemens als Lastmaschine verwendet (Abb. 3.5 (b)). Diese wird durch einen Frequenzumrichter der Sinamics S120-Reihe (Abb. 3.5 (c)) betrieben. Das Sinamics S120-Modul besteht aus einem AFE mit Netzfilter, welches die Netzspannung gleichrichtet und eine DC-Spannung von 600 V bereitstellt. Ein nachfolgender Umrichter regelt die ASM auf die eingestellten Sollwerte ein. Der Regelungsmodus und die geforderten Sollwerte werden über das ETI-DSP-System vorgegeben.



(a) Dreiphasiger Aufbau des Evaluationsprüfstands mit jeweils fünf SM pro Phase



(b) ASM als Last- (links) und PSM als Antriebsmaschine (rechts)



(c) Motorsteuerung der Lastmaschine bestehend aus Netzfilter, AFE, Steuereinheit und Umrichter

Abbildung 3.5: MMSPC-Aufbau, Motorsteuerung der Lastmaschine, Antriebs- und Lastmaschine

3.2 Automotive-Prüfstand

Analog zum Evaluationsprüfstand besteht der Automotive-Prüfstand ebenfalls aus einem dreiphasigen MMSPC, welcher die asymmetrische Modultopologie nutzt. Jedoch besteht hier eine Phase aus jeweils sechs SM. Die Steuerung ist bei diesem Prüfstand nicht auf mehrere Komponenten verteilt. Stattdessen finden alle Prozesse auf einem Mars ZX3 SoM der Firma Enclustra GmbH und dessen Carrier-Board statt. Ein Xilinx Zynq-7020 (XC7Z020CLG484 [D9]) stellt die Hauptkomponente des Mars ZX3 dar. Intern sind die einzelnen Funktionsblöcke auf die zwei Arm Cortex-A9-Kerne und den Artix-7 FPGA aufgeteilt. Die Lastmaschine ist nicht Bestandteil des Automotiv-Prüfstands. Die nachfolgenden Messungen in Abschnitt 6.2.4 wurden auf einem EM-Prüfstand eines Ingenieursdienstleisters durchgeführt.

3.2.1 Submodul des Automotive-Prüfstands

Im Automotive-Prüfstand kommen für jeden einzelnen logischen Schalter gemäß Abb. 1.10 (b) jeweils vier parallel verschaltete 100 V-MOSFETs von Infineon [D10] zum Einsatz. Als Energiequelle eines Moduls werden prismatische LiFePO₄-Zellen von SAMSUNG SDI in einer 12s1p-Verschaltung verwendet. Diese besitzen 5,2 Ah pro Zelle und erreichen mit einer Maximalzellspannung von 4,2 V eine maximale Modulspannung von 50,4 V und ermöglichen somit eine maximale Phasen-Phasen-Spannung von 554,4 V. Die Batterie des SMs versorgt zudem den Signalteil der Platine. Dieser wird durch weitere Spannungswandler auf die benötigten Spannungslevel heruntergewandelt. Eine galvanische Trennung ist somit nur noch im Kommunikationspfad notwendig.

Im Gegensatz zum Evaluationsprüfstand befinden sich beim Automotive-Prüfstand Signal- und Leistungsteil eines SMs auf separaten Platinen. Der Signalteil befindet sich auf einer Steuerplatine (Abb. 3.7), die auf die Leistungsplatine (Abb. 3.8) aufgesteckt wird. Zudem werden die Batterien direkt auf die X₊- und X₋-Anschlüsse der Leistungsplatine geklemmt, wodurch ein dedizierter Batterieanschluss entfällt. Bei dem verwendeten Shunt-basierten Stromsensor handelt es sich ebenfalls um ein separates Bauteil (Abb. 3.9), welches zwischen dem Pluspol des Batteriepacks und dem X₊-Anschluss verbaut wird. Das Auslesen des Stromsensors erfolgt durch die Steuerplatine unter Verwendung von UART. Des zusammengebaute Submodul ist in Abb. 3.10 zu sehen.

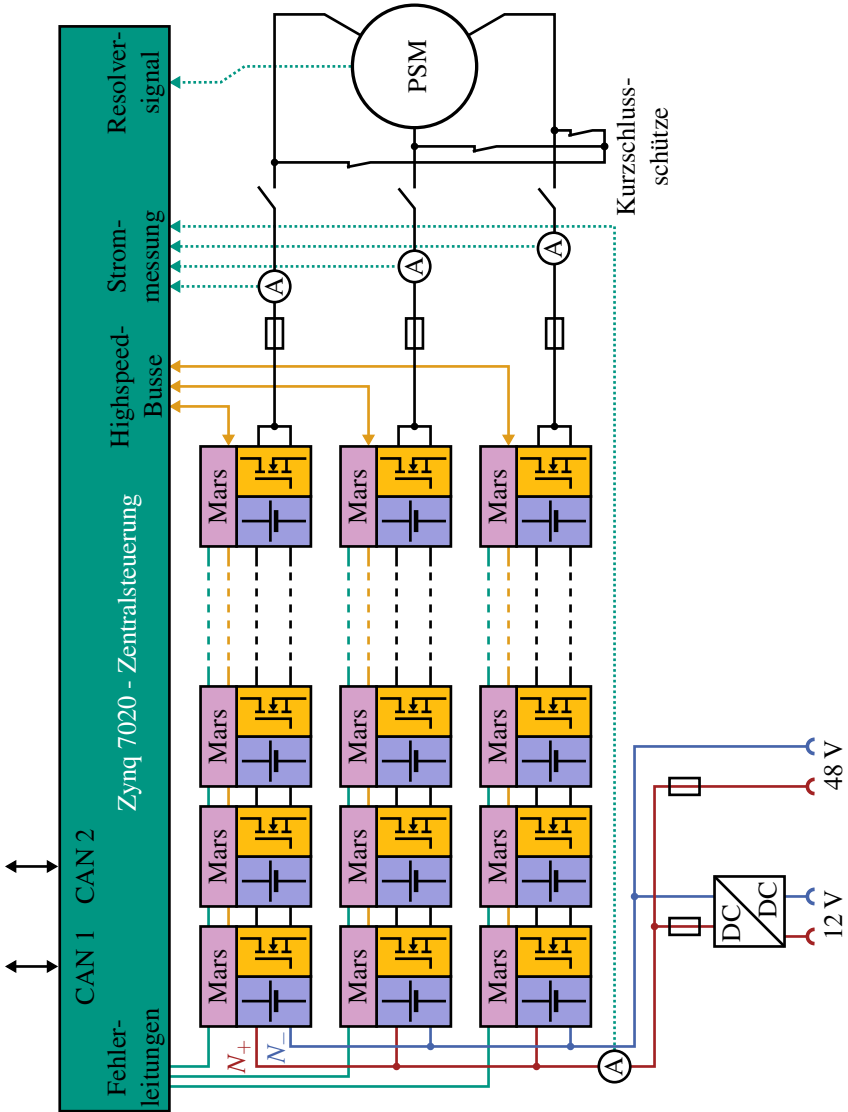
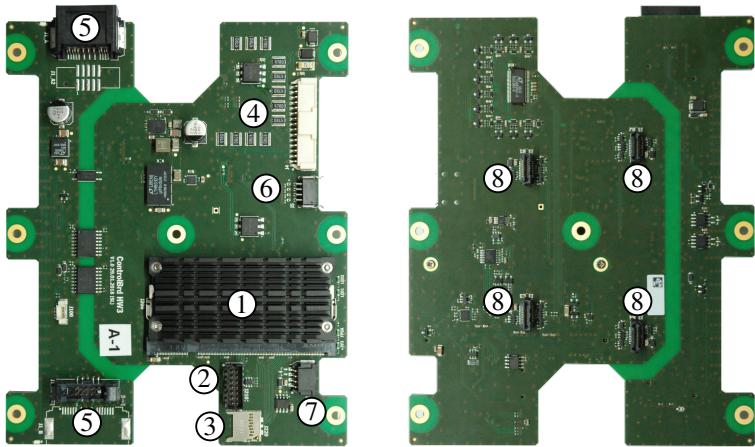
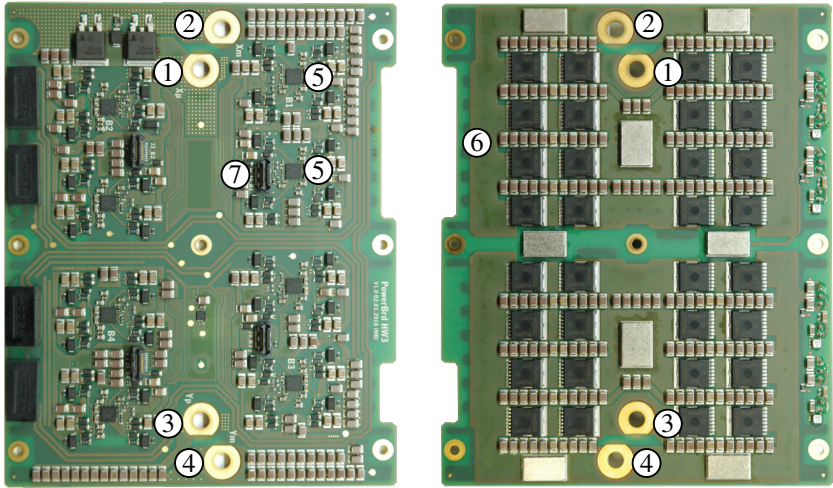


Abbildung 3.6: Prinzipbild des Automotive-Prüfstands



- | | | |
|------------|-----------------|---------------------------------------|
| ① Mars ZX2 | ④ BMS | ⑦ Stromsensor-Anschluss |
| ② JTAG | ⑤ HSB | ⑧ Schnittstellen zur Leistungsplatine |
| ③ SD-Karte | ⑥ NTC-Anschluss | |

Abbildung 3.7: Steuerplatine des Automotive-Submoduls



- | | | | |
|---------|---------|---------------------------------|--|
| ① X_+ | ③ Y_+ | ⑤ Gate-Treiber einer Halbbrücke | ⑦ Schnittstelle einer Halbbrücke zur Steuerplatine |
| ② X_- | ④ Y_- | ⑥ MOSFETs einer Halbbrücke | |

Abbildung 3.8: Leistungsplatine des Automotive-Submoduls

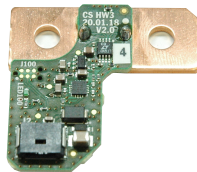


Abbildung 3.9: Stromsensor des Automotive-Submoduls

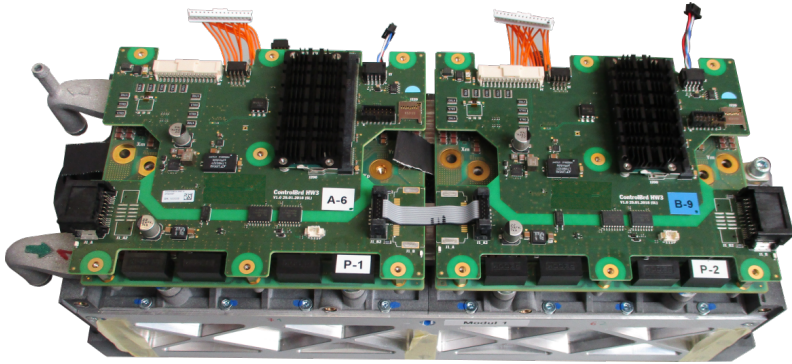


Abbildung 3.10: Zusammengebautes Automotive-Submodul

Da innerhalb eines Moduls mehrere Lithium-Ionen-Zellen in Serie verschaltet sind, befindet sich auf jedem Modul ein BMS, welches die Spannung der Zellen bei einer Spannungsdifferenz durch passive Entladewiderstände angleicht. Die vom BMS gemessene Spannung wird zudem genutzt, um anhand eines OCV-Abgleichs den Start-SoC bei der Initialisierung zu berechnen. Im Betrieb wird der Batteriestrom durch einen Stromsensor gemessen und integriert, um den SoC durch ein Coulomb-counting zu schätzen. Zusätzlich zur Spannungsmessung durch das BMS besitzt jedes Modul eine weitere Spannungsmessung, um die Modulspannung zu messen. Diese dient aus Sicherheitsgründen als Redundanz und wird im asynchronen Optimierungsalgorithmus (Kap. 6.2) genutzt, um eine Parallelschaltung bei zu hohen Spannungsdifferenzen zu verhindern.

Auf der Steuerplatine eines SMs befindet sich ein Mars ZX2 SoM der Firma Enclustra GmbH. Herzstück dessen ist auch hier ein Xilinx-System-on-Chip, jedoch vom Typ Zynq-7010 (XC7Z010CLG400 [D9]). Dieser Chip ist für die Ansteuerung der MOSFETs verantwortlich, liest die Sensordaten aus und kommuniziert mit dem restlichen System über zwei proprietäre Buse auf RS485-Basis, im folgenden Highspeed-Bus (HSB) genannt [E13]. Die Übertragung der Modulschaltzustände z einer Phase von der zentralen Steuereinheit zu den Modulen erfolgt ähnlich zum Evaluationsprüfstand durch einen unidirektional arbeitenden HSB mit einer Symbolrate von 20 Msps (Mega samples per second), den HSB-Command. Auch hier werden die jeweiligen Modulschaltzustände z durch eine 3-Bit-Codierung übertragen. Jedes Modul

besitzt jedoch einen festen Verbauort und eine feste Modulnummer, weshalb eine Initialisierung der Modulnummer nicht notwendig ist. Die Adressen der Module innerhalb einer Phase sind somit festgelegt. Jede Phase besitzt einen HSB-Command-Kanal und die Nachrichten werden alle $7\mu\text{s}$ von der Steuereinheit synchron an die Module der drei Phasen übertragen.

Zusätzlich besitzt der Automotive-Prüfstand einen bidirektionalen Halbduplex-Bus, den HSB-Data. Dieser dient zum einen der Steuerung der einzelnen SM-Zustandsautomaten durch die zentrale Steuereinheit und zum anderen zur Übertragung der Moduldaten, wie SoCs, Temperaturen und Spannungen, mit einer Übertragungsgeschwindigkeit von 4 MBit/s. Jedes Modul verfügt über insgesamt zehn Temperatursensoren, von denen sechs Stück Temperaturen auf dem Signal- und Leistungsteil der Platine messen. Die vier restlichen Temperatursensoren messen die Temperatur von vier Zellen des Batteriepacks.

Eine Sicherheitsfunktion, die im Automotive-Prüfstand zusätzlich verbaut wurde, ist die Fehlerleitung in Abb. 3.6 nach [E14]. Dabei handelt es sich um eine elektrische Verbindung zwischen allen Modulen innerhalb einer Phase und der zentralen Steuereinheit. Diese befindet sich im Regelbetrieb auf positivem Potential. Erkennt ein Modul oder die zentrale Steuereinheit selbst einen schwerwiegenden Fehler (z. B. Ausfall des Kommunikationsbusses), so zieht die fehlererkennende Komponente die Fehlerleitung aktiv auf Masse. Dies wird von den restlichen Komponenten erkannt, worauf diese schlagartig in den sicheren Zustand wechseln. Dieser ist im Motorbetrieb der aktive Kurzschluss über durchgehende b_L -Verbindung aller Module aller Phasen und durch die Kurzschlusschütze. Im Ladebetrieb hingegen wechseln alle Module in den passiven Zustand, da sonst die Quelle kurzgeschlossen würde. Je nach Lademodus kann es sich bei dieser Quelle entweder um eine DC-Quelle oder eine drei- oder einphasige AC-Quelle handeln. Wird die Fehlerleitung durch ein Modul auf Masse gezogen, so wird der Fehler von der zentralen Steuereinheit erkannt und auf die restlichen Phasen gespiegelt, indem dort der sichere Zustand über den HSB-Command übertragen wird.

3.2.2 Zentrale Steuereinheit

Das Kernstück des Automotive-Prüfstands bildet das Mars ZX3 System-on-Chip auf einem eigens dafür angefertigten Carrier-Board, auf dem sich alle Spannungsmessungen und ADCs zum Auslesen sämtlicher Peripherie befinden. Der sich auf dem Mars ZX3 befindliche Zynq-7020 stellt zwei Arm Cortex-A9 Prozessoren und einen Artix-7-FPGA zur Verfügung. Die Kommunikation zwischen den Prozessoren und dem FPGA erfolgt über ein Advanced eXtensible Interface (AXI) und dessen Subsets, dem AXI4-Lite und AXI4-Stream. Des Weiteren nutzt der Scheduling-Algorithmus ein Shared Memory, den Block RAM (BRAM). Dadurch können größere Lookup-Tabellen (LUT), die auf dem A9-Prozessor berechnet wurden, dem FPGA zur Verfügung gestellt werden. Die dedizierte Aufteilung der einzelnen Funktionsblöcke ist in vereinfachter Form in Abbildung 3.11 dargestellt. Für die einzelnen Funktionen und die Regelung wird nur ein A9-Kern und der FPGA verwendet. Der zweite A9-Kern dient ausschließlich dem Aufspielen neuer Software und dem Debugging während der Inbetriebnahme über eine Ethernetschnittstelle. Er ist für die Regelalgorithmen somit irrelevant und aus diesem Grund nicht im Blockschaltbild abgebildet. Zudem wurden die einzelnen AXI-Verbindungen, die die Funktionsblöcke des A9-Kerns mit denen des FPGAs verbinden, aus Gründen der Übersichtlichkeit in der Darstellung vernachlässigt.

Der Prozessablauf erfolgt auf dem A9-Prozessor über einen Zustandsautomaten. Dieser steuert die Betriebsmodi wie Motor- und Ladebetrieb sowie die entsprechende Schützensteuerung nach [E15]. Die Steuerung des Zustandsautomaten erfolgt dabei CAN-basiert. Die Steuereinheit besitzt insgesamt zwei CAN-Schnittstellen, von denen eine dazu genutzt wird, um Steuersignale zu empfangen und für den Betrieb notwendige Messdaten wie SoC, Drehzahl und Istströme zu übertragen. Zur CAN-Kommunikation und insbesondere zur Steuerung des Zustandsautomaten kann jede beliebige CAN-Software genutzt werden. In diesem Fall wurde die Software CANoe V9 von Vector Informatik GmbH verwendet, in der sich unter anderem eine grafische Oberfläche für den Nutzer erstellen lässt. Die zweite CAN-Schnittstelle wird ausschließlich für Debugging-Zwecke verwendet. Auf dieser werden alle Messdaten der einzelnen Module übertragen. Die auf dem FPGA erfassten Messwerte werden auf dem Prozessor verarbeitet und auf den dafür vorgesehenen CAN-Bussen bereitgestellt.

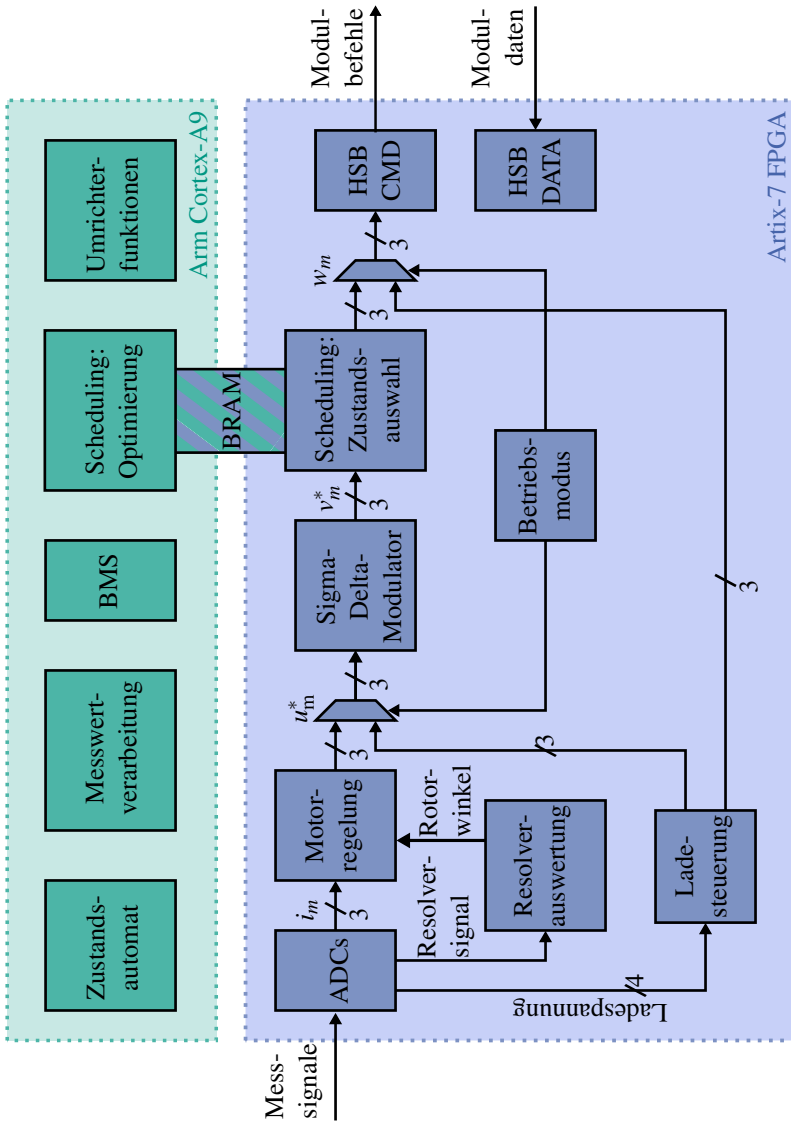
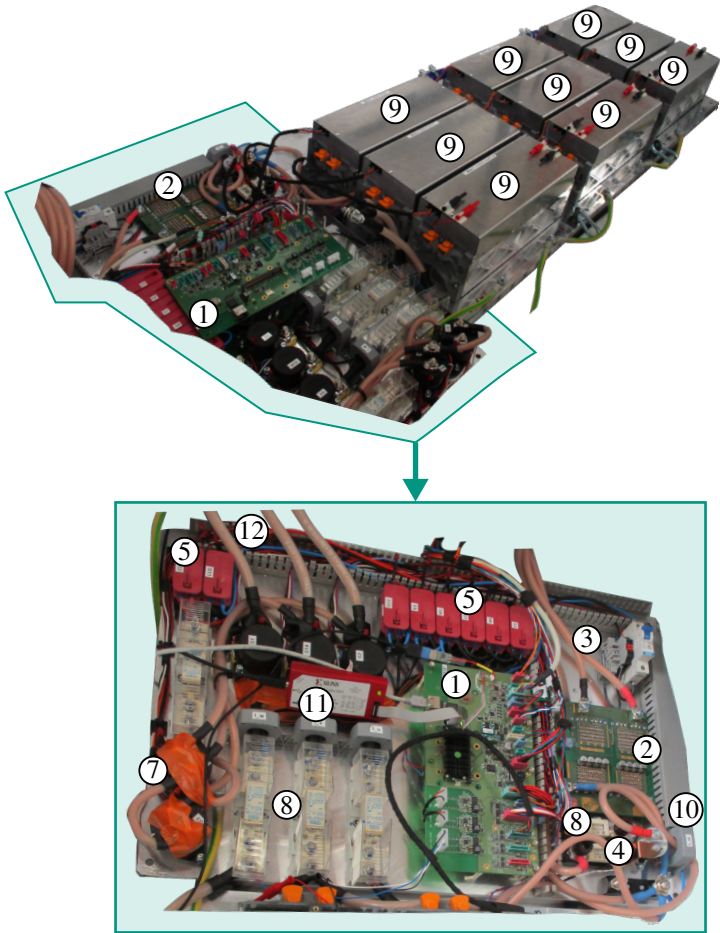


Abbildung 3.11: Zuordnung der implementierten Funktionsblöcke

Zwei weitere Funktionen, die auf dem Prozessor ablaufen, sind das übergeordnete BMS und die Umrichterfunktionen. Das übergeordnete BMS überwacht den Zustand der Batterien und berechnet abhängig von SoC und Temperatur die maximalen zulässigen Lade- und Entladeströme des Systems. Zusätzlich wird eine permanente Spannungsüberwachung der Module durchgeführt. Überschreitet die Spannungsdifferenz benachbarter Module den gesetzten Grenzwert, wird eine Parallelschaltung dieser Module verhindert, indem den Scheduling-Algorithmen zusätzliche Restriktionen gesetzt werden. Abhängig von den möglichen Betriebspunkten des Schedulers, den maximal zulässigen Lade- und Entladeströmen und der Motortemperatur berechnen die Umrichterfunktionen kontinuierlich das maximal und minimal mögliche Drehmoment der EM und begrenzen dieses, wenn die Nennleistung nicht mehr abgerufen werden kann. Diese Leistungsreduzierung wird als Derating bezeichnet.

Analog zum Evaluationsprüfstand befindet sich Motorregler, Resolverauswertung, Modulator und Modulansteuerung auf einem FPGA. Die Phasenstrommessung erfolgt über Closed-Loop-Hall-Sensoren des Typs CSNK500 [D11] von Honeywell. Zusätzlich zum Motorregler verfügt der Automotive-Prüfstand über eine Ladesteuerung. Abhängig vom Lademodus dienen entweder die Sollspannungen des Motor- oder die des Ladereglers als Eingangssollspannung u_m^* des Modulators. Des Weiteren können alternativ feste Phasenschaltzustände w_m direkt an die Modulansteuerung übergeben werden, siehe Abschnitt 3.2.3.

Der für diese Arbeit bedeutendste Unterschied zum Evaluationsprüfstand besteht in der Ausführung des Scheduling-Algorithmus. Der Evaluationsprüfstand nutzt die prädiktive Zustandsauswahl nach [E16], wodurch eine Bestimmung des optimalen Zustands W zu jedem Schaltschritt notwendig wird. Deshalb erfolgt das Scheduling im Evaluationsprüfstand vollständig auf der HMK. Im Gegensatz dazu greift der Automotive-Prüfstand auf die asynchrone Optimierung nach [E17, E18] zurück. Die optimalen Schaltzustände w_m in Abhängigkeit von Sollspannungsstufen und Istphasenströmen werden mit einer relativ langsamen Zeitperiode von 100 ms auf dem Prozessor berechnet und in Form einer LUT auf dem BRAM gespeichert. Im Laufe einer Regelperiode auf dem FPGA erfolgt die Zustandsauswahl lediglich durch Auslesen des entsprechenden Wertes aus der LUT. Dieser Zustand wird anschließend über HSB-Command an die SM übertragen. Eine Kommunikationsperiode des HSB-Commands dauert 140 μ s, womit sich eine maximale Schaltfrequenz von 70 kHz ergibt. Der Gesamtaufbau des Automotive-Prüfstands ist in Abb. 3.12 zu sehen.



- | | | |
|---------------------|---------------------|---------------------------|
| ① Zentralcontroller | ⑤ Ladeschütze | ⑨ Submodule mit Batterien |
| ② 48 V/12 V-Wandler | ⑥ Phasenschütze | ⑩ Strommessung Sternpunkt |
| ③ 12 V-Ausgang | ⑦ Kurzschlusschütze | ⑪ Phasenstrommessung |
| ④ 48 V-Eingang | ⑧ Sicherungen | ⑫ Motorphasen |

Abbildung 3.12: Automotive-Gesamtsystem

3.2.3 Lademodi

Für den Automotive-Prüfstand wurden insgesamt drei Lademodi vorgesehen, von denen zwei implementiert wurden. Bei zweien dieser Lademodi handelt es sich um DC-Laden mit zwei unterschiedlichen Spannungsstufen. Hierbei werden die SM 1 bis 5 einer Phase entweder in den Modulzustand p oder s_+ geschaltet und das SM6 jeder Phase in den Modulzustand s_+ . Die dabei entstehende Ausgangsspannung entspricht somit entweder der einfachen Modulspannung, da alle SM untereinander parallel verschaltet sind, oder der maximal möglichen Phasenspannung, bestehend aus sechs seriell-positiv verschalteten SM. In beiden Lademodi wird der Scheduler übersprungen und die Phasenschaltzustände w_m werden direkt über HSB-Command versendet.

Als dritter Lademodus wurde AC-Laden vorgesehen. Dabei ist es angedacht, die Anschlüsse der einzelnen Phase nicht mit einer EM zu verbinden, sondern über Induktivitäten an ein drei- oder einphasiges AC-Netz [E19]. Die Sollspannungen u_m^* werden folglich nicht mehr über den Motorregler vorgegeben, sondern über einen dedizierten Laderegler. Dies hat jedoch keinen Einfluss auf den Scheduling-Algorithmus, da dieser die Phasenzustände w_m nur in Abhängigkeit von Sollspannungen und Istströmen auswählt. Somit ist es irrelevant, ob die elektrische Last bzw. Quelle eine dreiphasige EM oder ein dreiphasiges Netz ist. Infolgedessen soll hier auf das AC-Laden nicht näher eingegangen werden. Stattdessen sei auf [E19, E20] verwiesen. Da dieser Modus für die vorliegende Dissertation nicht relevant ist, sind die AC-Ladeschütze in Abb. 3.6 nicht dargestellt und es sei hierbei auf [E19] verwiesen.

3.2.4 Gleichspannungsabgriff

Beide Prüfstände lassen aufgrund der asymmetrischen Modultopologie einen inhärenten Gleichspannungsabgriff an den Sternpunktmodulen zu. Durch die verwendeten Bleibatterien im Evaluationsprüfstand würde sich ein inhärenter 12 V-Abgriff ergeben, mit dem das Bordnetz eines Fahrzeugs versorgt werden könnte. Im Automotive-Prüfstand liegt die Spannung der Module hingegen im Bereich von 48 V. Damit lassen sich die 48 V-Komponenten eines Hybridfahrzeugs, wie beispielsweise der elektrische Klimakompressor oder die aktive Dämpferregelung versorgen. Zur Versorgung des 12 V-Bordnetzes wird ein zusätzlicher DC-DC-Wandler angeschlossen, der die Spannung des Sternpunkts heruntersetzt. Zur Messung des Stroms, welcher über den Sternpunkt entzogen wird, wird der Stromsensor CSNS300 [D12] von Honeywell verwendet.

3.3 Vergleich der Prüfstände

Die vorgestellten Prüfstände verwenden beide die asymmetrische MMSPC-Topologie und benutzen einen ähnlichen Kommunikationsweg zwischen den Modulen und der ihnen übergeordneten Steuereinheit. Die prüfstandsspezifischen Modul- und Systemparameter sind in Tabelle 3.1 zusammengefasst. Neben der ungleichen Modulanzahl unterscheiden sich die Module hauptsächlich in den verwendeten Energiespeichern und der Halbleiterverschaltung. Die Module des Automotive-Prüfstands weisen eine weitaus höhere Modulspannung auf und lassen wesentlich höhere Ströme zu, sowohl in Lade- als auch Entladerichtung (I_{Lade} bzw. $I_{Entlade}$). Der nominale Innenwiderstand der Module ist jedoch nur doppelt so groß. In Kombination mit dem besonders niedrigen Durchlasswiderstand $R_{DS,on}$, der durch die Parallelschaltung vier einzelner MOSFETs entsteht, hat dies insbesondere einen erheblichen Einfluss auf die in Abschnitt 5.1.1 beschriebene Stromverteilung innerhalb paralleler Gruppen zur Folge. Der in Tabelle 3.1 dargestellte Durchlasswiderstand der Module im Automotive-Prüfstand repräsentiert hierbei einen äquivalenten Einzel-MOSFET, der die physikalischen Eigenschaften dieser vier parallel verschalteten Halbleiter abbildet. Unter Vernachlässigung der Gate-Umladeverluste hat die Parallelschaltung keinen Einfluss auf die entstehenden Schaltverluste. Nach den Gleichungen (5.35) und (5.36) sind die angenäherten Schaltverluste linear zum Strom. Dieser teilt sich, ideal betrachtet, gleichmäßig auf die einzelnen Halbleiter auf. Somit trägt jeder reale Schalter nur ein Viertel des Modulstroms und die Summe der Schaltverluste ergibt die eines einzelnen Schalters mit derselben Einschaltcharakteristik.

Als elektrische Last wird in beiden Prüfständen eine PSM aus einem Hybridfahrzeug verwendet. Diese PSM wurde für eine Systemspannung von 400 V ausgelegt, wodurch es mit dem Evaluationsprüfstand nicht möglich ist, die Maschine im gesamten Drehzahlbereich zu betreiben. Das Hybridfahrzeug ist als paralleler Hybrid konzipiert. In solchen Fahrzeugen befinden sich der Verbrennungsmotor und die EM auf derselben Antriebswelle, weshalb die Maximaldrehzahl der PSM entsprechend der Maximaldrehzahl des Verbrennungsmotors auf 7000 min^{-1} ausgelegt wurde.

Abbildung 3.13 stellt die Drehzahl-/Drehmoment-Kennlinien beider Prüfstände gegenüber. Es ist deutlich zu erkennen, dass der Evaluationsprüfstand aufgrund der geringen Stromtragfähigkeit und der kleinen Modulspannung nur einen sehr begrenzten Bereich der Maschine ausnutzen kann. Wegen der deutlich höheren

Tabelle 3.1: Systemparameter der Prüfstände

Parameter	Symbol	Evaluation	Automotive
SM pro Phase	n_{Mod}	5	6
Zelltyp	-	Blei	LiFePO ₄
Zellkonfiguration	-	6s1p	12s1p
OCV (@ 60 % SoC)	U_{Bat}	12,1 V	45,1 V
Modulkapazität	Q_{N}	6,5 Ah	5,2 Ah
Innenwiderstand	R_{i}	15 m Ω	34,4 m Ω
Max. Ladestrom	I_{Lade}	50 A	200 A
Max. Entladestrom	I_{Entlade}	-50 A	-250 A
Durchlasswiderstand	$R_{\text{DS,on}}$	4,4 m Ω	375 $\mu\Omega$
Modulatorfrequenz	f_{SDM}	80 kHz	140 kHz

Tabelle 3.2: Parameter der PSM

Parameter	Symbol	Wert
Polpaarzahl	p	16
Max. Leistung	P_{max}	100 kW
Max. Drehmoment	M_{max}	400 Nm
Max. Drehzahl	n_{max}	7000 min ⁻¹
Max. Statorstrom	$I_{\text{S,max}}$	450 Arms
Längsinduktivität	L_{d}	44 μH
Querinduktivität	L_{q}	44 μH
Permanentmagnetfluss	ψ_{PM}	37 mVs
Statorwiderstand	R_{S}	49,5 m Ω

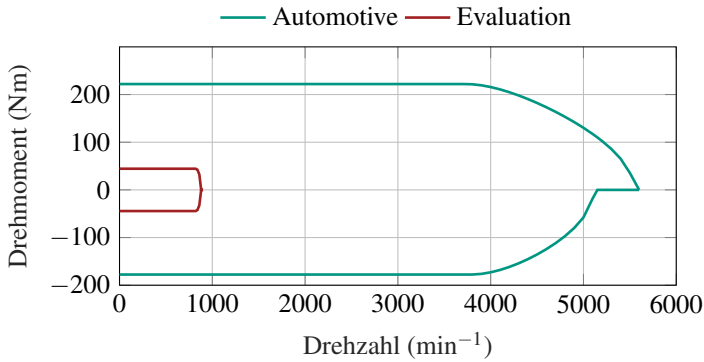


Abbildung 3.13: Drehzahl-/Drehmoment-Kennlinie beider Prüfstände

Modulspannung des Automotive-Prüfstands kann der Drehzahlbereich der PSM nahezu vollständig ausgefahren werden. Jedoch beträgt das maximale Drehmoment des Automotive-Prüfstands lediglich 220 Nm und das Nennmoment der PSM von 400 Nm wird nicht erreicht. Durch den Einsatz der Parallelisierung kann jedoch das maximale Moment erhöht und der Betriebsbereich dadurch erweitert werden. Dieses Verfahren wird in Abschnitt 6.6 detailliert beschrieben. Tabelle 3.3 stellt die Kerneigenschaften und die Einsatzziele der Prüfstände zusammenfassend gegenüber.

Tabelle 3.3: Eigenschaften der Prüfstände

Evaluation	Automotive
SM frei zugänglich	SM hoch integriert
sehr eingeschränkter Drehzahl-/Drehmomentbereich	Drehzahl-/Drehmomentbereich kann unter Erweiterung des Betriebsbereichs nahezu vollständig ausgefahren werden (siehe Kapitel 6.6).
Evaluation der Algorithmen durch Messungen direkt an den Modulen	Messungen direkt an den Modulen nicht möglich
Aufbau nicht fahrzeugnah	Demonstration der Fahrzeugtauglichkeit

4

Batterieemulation

Die ausgearbeiteten Scheduling-Algorithmen sollen für möglichst viele unterschiedliche Testkonditionen evaluiert werden. Insbesondere die Eigenschaften der Batteriezellen sind stark vom SoC und der Temperatur der Zelle (T) abhängig, wodurch ein hoher Aufwand für die Präkonditionierung erforderlich wird. Idealerweise sollen die Algorithmen ebenfalls mit unterschiedlichen Zelltypen erprobt werden, da sich diese sowohl in ihrer Spannungscharakteristik als auch in Bezug auf Innenwiderstände und Relaxationszeiten stark unterscheiden können. Da es aus praktischen Gründen nicht möglich ist, jeden Zelltyp für Versuchszwecke im Prüfstand zu verbauen, wurde eine leistungselektronische Schaltung als Erweiterung des Evaluationsprüfstands entworfen, die als Energieversorgung eines SMs dient und im Folgenden als Batterieemulation bezeichnet wird.

Ziel dieser Batterieemulation ist es, durch die gestellte Ausgangsspannung das Verhalten eines Zelltyps durch die zuvor vermessene Zellcharakteristik abzubilden. Die zelltypischen Parameter, wie OCV, Innenwiderstand und Relaxationszeiten, sind dabei wie im realen System SoC- und temperaturabhängige Funktionen. Die Präkonditionierung lässt sich dabei softwareseitig durch die Vorgabe von Start-SoC und -temperatur festlegen, wodurch sich beliebige Testkonditionen einstellen lassen.

4.1 Konzept und Aufbau der Batterieemulation

Der Leistungsteil jeder Batterieemulationsplatine (BEP) soll von der 600 V-DC-Spannung des AFEs versorgt werden, was die Verwendung eines galvanisch trennenden DC-DC-Wandlers unerlässlich macht. Jedes SM des MMSPCs ist für eine Leistung von 5 kW ausgelegt. Bei dieser Leistungsklasse eignen sich vor allem Gegentaktflusswandler, die zudem einen hohen Wirkungsgrad mit sich bringen [61]. Da der MMSPC auch im Rekuperationsbetrieb arbeiten kann, muss auch die BEP bidirektional ausgeführt sein, um eine Rückspeisung zu ermöglichen. Hierfür wird sowohl auf der Primär- als auch auf der Sekundärseite des Gegentaktflusswandlers jeweils eine Vollbrücke eingesetzt. Die galvanische Trennung von Primär- und Sekundärseite erfolgt durch einen Übertrager in Form eines Transformators. Um die Schaltverluste der Halbleiter zu reduzieren, wurde die Topologie des LLC-Konverters gewählt. Hierbei befindet sich ein Resonanzkondensator in Reihe zum Übertrager, wodurch die primär- und sekundärseitigen Ströme einen sinusförmigen Verlauf aufweisen.

Die Dual-Active-Bridge (DAB) ist eine weitere Topologie zur galvanisch getrennten Gleichspannungswandlung, die im Gegensatz zum LLC-Konverter keinen Resonanzkondensator besitzt. Neben den unterschiedlichen Auslegungskriterien beider Topologien hat die DAB höhere Schaltverluste als der LLC-Konverter [62]. Ein weiteres Kriterium, welches gegen den Einsatz einer DAB spricht, ist, dass bei einer DAB eine Spannungsregelung des Zwischenkreises zwingend erforderlich ist. Im Gegensatz dazu lässt der LLC-Konverter einen gesteuerten Betrieb zu, was die Regelung deutlich vereinfacht.

Der LLC-Konverter arbeitet am effizientesten, wenn das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung (hier: U_{ZK}/U_E) ungefähr dem Windungszahlverhältnis des Übertragers entspricht [63]. Aus diesem Grund wird die BEP kaskadiert ausgelegt: Der LLC-Konverter setzt die Spannung des AFEs herunter und bietet durch den Transformator eine galvanische Trennung. Nachfolgend zum LLC-Konverter befinden sich drei parallel verschaltete Zweiquadrantensteller (ZQS), welche die Ausgangsspannung U_A einregeln. Der kaskadierte Aufbau vereinfacht zudem die Regelung des LLC-Konverters, da die Zwischenkreisspannung U_{ZK} konstant gehalten werden kann und der zuvor erwähnte gesteuerte Betrieb ermöglicht wird.

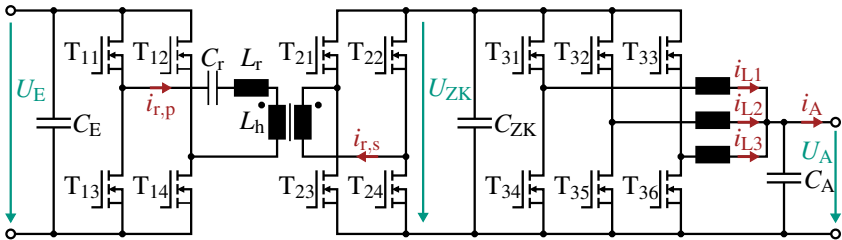


Abbildung 4.1: Topologie der Batterieemulation

Der Schaltplan einer BEP ist in Abbildung 4.1 dargestellt. Abbildung 4.2 zeigt schematisch den Gesamtaufbau des Prüfstands für fünf BEPs je Phase. In den folgenden Kapiteln werden zunächst der Aufbau und die Auslegung der einzelnen Komponenten beschrieben. Anschließend wird näher auf die Kommunikation der Komponenten eingegangen.

4.2 LLC-Resonanzwandler

Die Auslegung des LLC-Resonanzwandlers erfolgte erstmals in der studentischen Arbeit [S5] und wurde in einer Nachfolgearbeit [S6] optimiert. Im Folgenden werden die Auslegungskriterien der einzelnen Komponenten näher beleuchtet.

4.2.1 Transformatorauslegung

Das Verhältnis der primär- und sekundärseitigen Windungen des Transformators wird durch das gewünschte Übersetzungsverhältnis \ddot{u} von Eingangs- (U_E) zur Ausgangsspannung (U_{ZK}) bestimmt:

$$\ddot{u} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_E}{U_{ZK}} \quad (4.1)$$

Die Eingangsspannung wird vom AFE mit $U_E = 600\text{V}$ vorgegeben. Die maximale Spannung eines MMSPC-Moduls soll 100V betragen. Plant man für den nachgeschalteten ZQS eine Regelreserve von 20% ein, ergibt sich für die Ausgangsspannung des Resonanzwandlers $U_{ZK} = 120\text{V}$ und das Übersetzungsverhältnis wird zu $\ddot{u} = 5$.

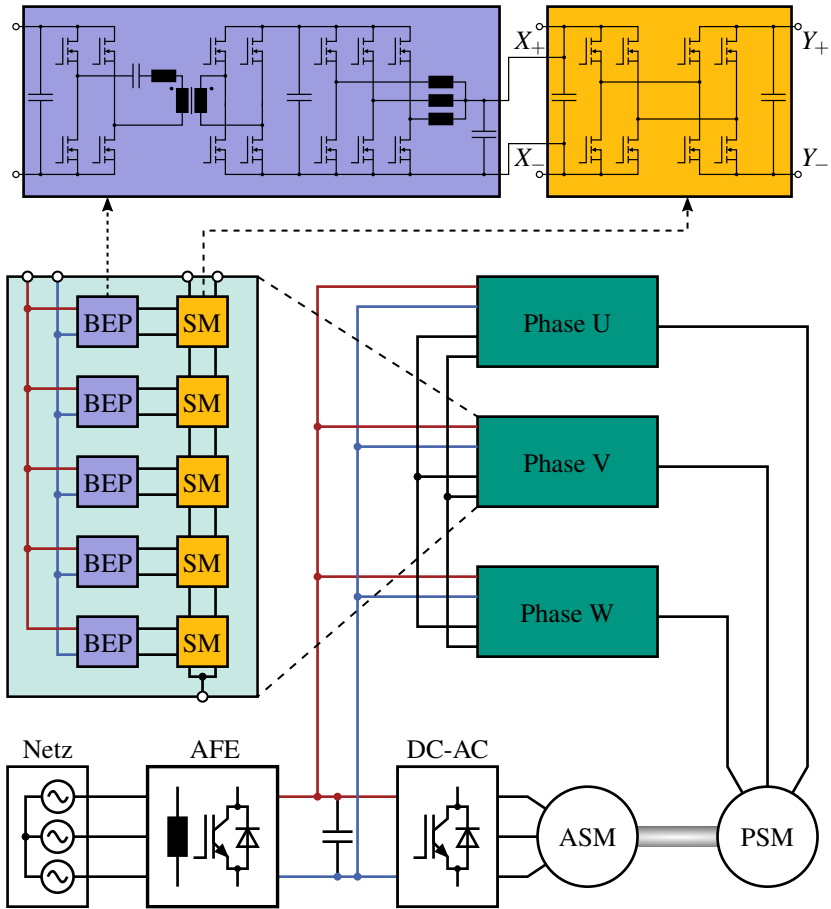


Abbildung 4.2: Aufbau der BEPs als Energiequelle für den MMSPC-Evaluationsprüfstand

Die Ausgangsspannung des LLC-Resonanzwandlers wird über dessen Schaltfrequenz f_s eingestellt. Es handelt sich bei diesem Verfahren somit um eine Frequenzmodulation, wobei der Aussteuergrad stets 50 % beträgt [64]. Ist der Energiefluss von U_E nach U_{ZK} , wird die sekundärseitige Vollbrücke als Senke betrieben. In diesem Fall wird sie analog zu einem synchronen Gleichrichter angesteuert. In der ersten Hälfte eines Schaltzyklus ist primärseitig das Transistorpaar T_{11}/T_{14} leitfähig und sekundärseitig das Transistorpaar T_{21}/T_{24} . Bei Betrieb mit Resonanzfrequenz sind die primär und sekundärseitigen Zustände synchron. Oberhalb der Resonanzfrequenz eilt das sekundärseitige Transistorpaar dem primärseitigen nach, während es unterhalb der Resonanzfrequenz diesem vorausseilt [65]. In der nachfolgenden Hälfte sind primärseitig das Transistorpaar T_{12}/T_{13} und sekundärseitig das Transistorpaar T_{22}/T_{23} leitfähig. Der Phasenversatz beider Transistorpaare in Abhängigkeit von der Betriebsfrequenz entspricht dem Verhalten der ersten Halbperiode. Kehrt sich der Leistungsfluss um, wird die primärseitige Vollbrücke in der Form eines synchronen Gleichrichters betrieben und die primärseitigen Transistorpaare eilen den sekundärseitigen abhängig von der Betriebsfrequenz nach bzw. voraus. Dadurch liegt am Resonanzkreis eine rechteckige Wechselspannung mit der Amplitude U_E und der Frequenz f_s an. Zur Berechnung der Grundwelle (4.2) kann diese Wechselspannung durch eine Fourierreihe nach [66] zerlegt werden.

$${}^1u_{sw} = \frac{4U_E}{\pi} \sin(2\pi f_s t) \quad (4.2)$$

Die Auslegung des LLC-Konverters erfolgt mithilfe einer First Harmonic Approximation (FHA). Das entsprechende FHA-ESB des LLC-Konverters ist in Abb. 4.3 dargestellt. Der Tiefsetzsteller am Ausgang des LLC-Konverters wird in dessen ESB durch seinen Eingangswiderstand R'_i dargestellt und lässt sich nach [64] durch Gleichung (4.3) berechnen. Bei der Größe P_{LLC} handelt es sich hierbei um die Leistung des Tiefsetzstellers. Da hier eine verlustlose Betrachtung vorgenommen wird, entspricht sie ebenfalls der Leistung des LLC-Konverters.

$$R'_i = \frac{8}{\pi^2} \hat{u}^2 \frac{U_{ZK}^2}{P_{LLC}} \quad (4.3)$$

Der Verstärkungsfaktor G des LLC-Konverters bestimmt das Verhältnis der Grundwelle ${}^1\hat{u}_o$ der Zwischenkreisspannung U_{ZK} zur Grundwelle ${}^1\hat{u}_{sw}$ der Eingangsspannung U_E und lässt sich nach [64] durch Gleichung (4.4) berechnen.

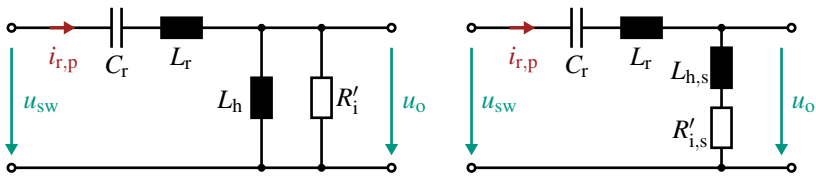


Abbildung 4.3: FHA-ESB des Resonanzkreises (links) und Überführung in einen reinen Serienschwingkreis (rechts)

$$G(F_x, Q_L, m_L) = \frac{{}^1\hat{u}_o}{{}^1\hat{u}_{sw}} = \frac{F_x^2 \cdot (m_L - 1)}{\sqrt{(m_L \cdot F_x^2 - 1)^2 + F_x^2 \cdot (F_x^2 - 1)^2 \cdot (m_L - 1)^2 \cdot Q_L}} \quad (4.4)$$

Hierbei stellt F_x die auf die Resonanzfrequenz f_r normierte Schaltfrequenz f_s dar. Die Resonanzfrequenz f_r , bei der sich die Impedanzen von L_r und C_r gegenseitig aufheben, lässt sich durch Gleichung (4.5) berechnen.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (4.5)$$

Das Verhältnis zwischen Resonanz- und Hauptinduktivität wird durch m_L abgebildet und unter Verwendung der Gleichung (4.6) berechnet.

$$m_L = \frac{L_r + L_h}{L_r} \quad (4.6)$$

Q_L bezeichnet den Gütefaktor des Resonanzkreises und wird durch Gleichung (4.7) berechnet. Im Gegensatz zu m_L ist Q_L keine konstante Größe, sondern steigt mit zunehmender Last.

$$Q_L = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \frac{1}{R'_i} \quad (4.7)$$

In Abbildung 4.4 ist der Einfluss von m_L auf den Verstärkungsfaktor G beispielhaft für die Werte $m_L = 3$ und $m_L = 10$ dargestellt. Wie zu erkennen ist, sinkt die maximal mögliche Verstärkung des LLC-Konverters für höhere Werte von m_L und das Frequenzband um f_r , bei welcher der Verstärkungsfaktor gleich

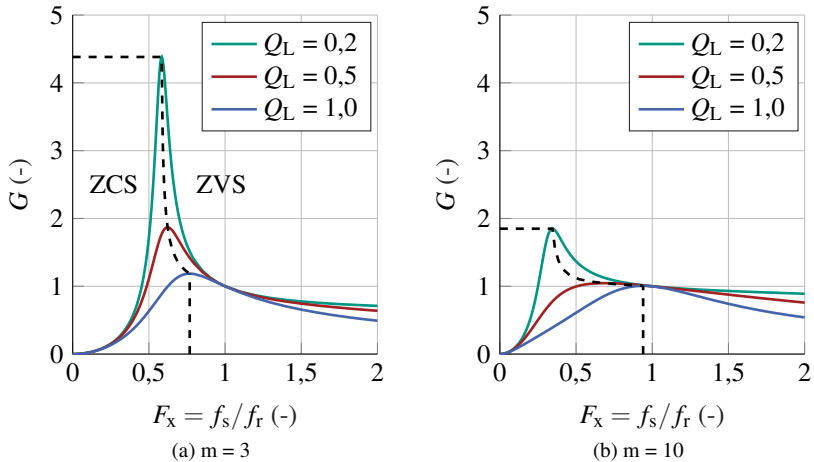


Abbildung 4.4: Verstärkungsfaktor G für unterschiedliche Werte von m_L

oder nahe 1 ist, wird größer. Hohe Werte von m_L bedeuten eine hohe Hauptinduktivität, wodurch der Magnetisierungsstrom kleiner wird und die Effizienz des Gesamtsystems steigt [64]. Kleine Werte von m_L führen durch die hohe Verstärkung zu einer besseren Regelmöglichkeit der Ausgangsspannung [64]. Im Falle der BEP soll der LLC-Konverter die Ausgangsspannung möglichst konstant halten, weshalb bei der Auslegung ein hoher Wert von m_L gewählt wurde.

Weiterhin ist zu erkennen, dass die Funktion G ein Maximum unterhalb der Resonanzfrequenz f_r besitzt. Dieses Maximum befindet sich bei der Resonanzfrequenz des Gesamtsystems, ohne die Hauptinduktivität L_h zu vernachlässigen und lässt sich durch eine Überführung des Resonanzkreises zu einem reinen Serienschwingkreis (Abb. 4.3) bestimmen. Dieses Maximum stellt zudem den Übergang zwischen kapazitivem und induktivem Verhalten des LLC-Konverters dar. Gilt für die Schaltfrequenz $f_s < f_{rs}$, wird der LLC-Konverter im kapazitiven Bereich betrieben und es ist möglich, die Transistoren stromlos auszuschalten. Dadurch werden insbesondere die Ausschaltverluste reduziert und man spricht von einem Zero-Current-Switching (ZCS).

Gilt hingegen $f_s > f_{rs}$, wird der LLC-Konverter im induktiven Bereich betrieben und es ist möglich, die Transistoren spannungslos einzuschalten. Dadurch werden die Einschaltverluste reduziert und man spricht von einem Zero-Voltage-Switching (ZVS) [64]. Da bei MOSFETs die Einschaltverluste größer als die Ausschaltverluste ausfallen, wird bei diesem Transistortyp das ZVS eingesetzt [66].

Des Weiteren ist in Abbildung 4.4 zu erkennen, dass ein höherer Gütefaktor Q_L den Wert des absoluten Maximums des Verstärkungsfaktors G verringert und dieses weiter in Richtung $F_x = 1$ verschiebt. Die Resonanzfrequenzen f_r und f_{rs} nähern sich somit an.

Nach der optimierten Hardwareauslegung in [S6] und technischen Abstimmungen mit dem Transformatorhersteller wurden für den Transformator die Werte $L_\sigma = 19 \mu\text{H}$ und $L_h = 9 \text{mH}$ festgelegt, wodurch sich $m_L \approx 475$ ergibt. Die Streuinduktivität L_σ des Transformators dient als Resonanzinduktivität L_r .

4.2.2 Resonanzkondensatoren

Für die in [S5] ausgelegte Resonanzfrequenz von $f_r = 60 \text{kHz}$ ergibt sich nach Gleichung (4.5) für die Kapazität des Resonanzkondensators:

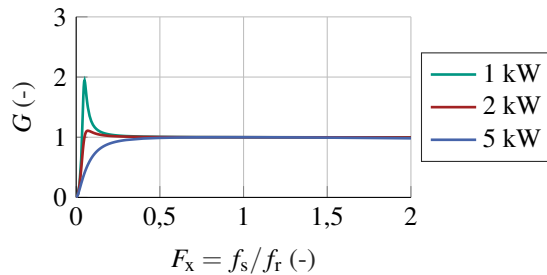
$$C_r = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 L_r} = \frac{1}{(2\pi \cdot 60 \text{kHz})^2 \cdot 19 \mu\text{H}} = 370 \text{nF}. \quad (4.8)$$

Bei einer maximalen Ausgangsleistung von $P_{LLC} = 5 \text{kW}$, einer Zwischenkreisspannung von $U_{ZK} = 120 \text{V}$ und unter Vernachlässigung der Stromrichterverluste, lässt sich der Kondensatorstrom nach [67] durch

$$I_{C_r} = \sqrt{\left(\frac{\pi P_{LLC}}{2\sqrt{2}iU_{ZK}}\right)^2 + \left(\frac{iU_{ZK}}{4\sqrt{2}f_r L_h}\right)^2} \quad (4.9)$$

berechnen. Bei dieser Auslegung ergibt sich der Kondensatorstrom zu $I_{C_r} = 9,26 \text{A}$, womit sich die am Resonanzkondensator anliegende Wechselspannung nach [67] durch Gl. (4.10) zu $66,4 \text{V}$ berechnen lässt.

$$U_{C_r} = \frac{I_{C_r}}{2\pi f_r C_r} = \frac{9,26 \text{A}}{2\pi \cdot 60 \text{kHz} \cdot 370 \text{nF}} = 66,4 \text{V} \quad (4.10)$$

Abbildung 4.5: Verstärkungsfaktor G für die finale Auslegung

Damit die Kapazität des Resonanzkondensators weitestgehend unabhängig von der anliegenden Spannung und Bauteiltemperatur ist, wurden Keramikkondensatoren mit einem Klasse 1-Dielektrikum (C0G) im 1812-Gehäuse ausgewählt. Dabei sind Kapazitätswerte von 33 nF, 47 nF und 67 nF mit einer Gleichspannungsfestigkeit von 630 V kommerziell verfügbar [D13]. Die hohe Gleichspannungsfestigkeit ist notwendig, falls der LLC-Konverter in einem Schaltzustand verharrt und die gesamte Eingangsspannung U_E am Resonanzkondensator anliegt. Insgesamt wurden auf jeder BEP jeweils zehn Anschlusspads für Keramikkondensatoren vorgesehen, um die Resonanzkapazität entsprechend einer fertigungsbedingten Schwankung der Streuinduktivität L_σ anzupassen. Zusätzlich wurde ein Anschluss an eine externe Platine mit Resonanzkondensatoren als Piggyback vorgesehen, um die Resonanzfrequenz bei der Inbetriebnahme abstimmen zu können (Abb. 4.30).

Abbildung 4.5 zeigt die Übertragungsfunktion G für die endgültige Auslegung bei unterschiedlicher Leistungsaufnahme, d. h. für unterschiedliche Werte von Q_L . Es ist deutlich zu erkennen, dass der Verstärkungsfaktor auch bei kleinen Leistungen für einen weiten Bereich um $F_x = 1$ nahezu konstant bleibt. Der LLC-Konverter wird bei dieser Anwendung stets etwas oberhalb der Resonanzfrequenz betrieben, damit zum einen die Schaltverluste durch ein ZVS reduziert werden und zum anderen die Notwendigkeit einer Spannungsregelung entfällt und ein vereinfachter gesteuerter Betrieb ermöglicht wird.

4.3 Dreiphasiger Zweiquadrantensteller

Die vom LLC-Konverter erzeugte Zwischenkreisspannung U_{ZK} muss anschließend auf die geforderte, stets positive Ausgangsspannung U_A heruntergesetzt werden. Je nach Betriebspunkt des MMSPCs ist die Stromrichtung von i_A entweder positiv oder negativ. Somit muss der Stromrichter zwei Quadranten der Strom-Spannungsebene bedienen können. Die angewandte Topologie ist in Abbildung 4.6 in ein- und dreiphasiger Ausführung dargestellt. Diese Topologie eines ZQS wird als Synchronwandler bezeichnet und stellt eine Kombination aus Tiefsetz- und Hochsetzsteller dar. Die beiden Transistoren einer Halbbrücke werden alternierend geschaltet. Der Aussteuergrad a_{ZQS} definiert das Verhältnis der Einschaltdauer T_e des High-Side-Transistors zur gesamten Periodendauer T_{ZQS} und bewegt sich folglich in einem Wertebereich von $[0,1]$.

4.3.1 Aufbau und Auslegung

Wird die BEP als Energiequelle eines MMSPC-Moduls verwendet, so wird sie hauptsächlich als Tiefsetzsteller betrieben, da der Antriebsstrang in einem Fahrzyklus fast ausschließlich motorisch betrieben wird. Die Ausgangsspannung eines Tiefsetzstellers U_A lässt sich im stationären Betrieb durch

$$U_A = a_{ZQS} \cdot U_{ZK} = \frac{T_e}{T_{ZQS}} \cdot U_{ZK} \quad (4.11)$$

berechnen. Der durch die Induktivität fließende Strom i_L weist im nicht-lückenden Betrieb eine Dreiecksform auf, deren Spitzen-Spitzen-Wert ΔI_L , auch als Stromrippel bezeichnet, sich im stationären Fall durch

$$\Delta I_L = (a_{ZQS} - a_{ZQS}^2) \frac{U_{ZK} \cdot T_{ZQS}}{L} \quad (4.12)$$

berechnen lässt und für $a_{ZQS} = 0,5$ sein Maximum erreicht.

Um den Anforderungen eines SMs des Evaluationsprüfstands gerechnet zu werden, ist ein Ausgangsstrom i_A von 50 A erforderlich (Tab. 3.1). Ein induktives Bauteil mit einem solch hohen Nennstrom lässt sich nicht durch eine Platinenmontage realisieren [S5]. Aus diesem Grund wurde der ZQS dreiphasig durch drei parallel verschaltete Synchronwandler aufgebaut (Abb. 4.6). Der Nennstrom jeder Phase vermindert sich somit um zwei Drittel auf 16,7 A und es können induktive Bauteile zur Platinenmontage verwendet werden. Jede Phase

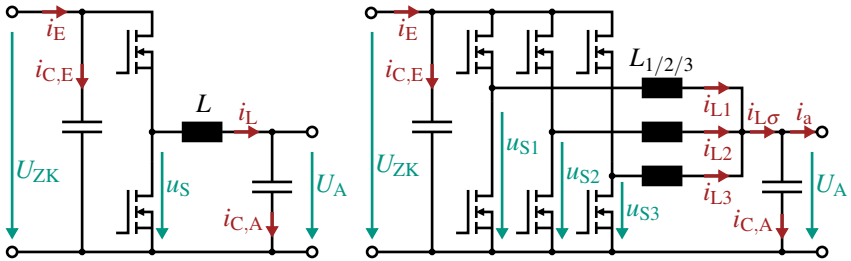


Abbildung 4.6: ZQS in einphasiger Ausführung links und in dreiphasiger rechts

des ZQS wurde auf eine Schaltfrequenz von $f_{ZQS} = 100\text{ kHz}$ ausgelegt und besitzt eine Induktivität von $L = 30\text{ }\mu\text{H}$. Daraus folgt nach Gleichung (4.12) ein maximaler Stromrippel von $\Delta I_L = 10\text{ A}$. Passend zu dieser Auslegung werden Drosselspulen vom Typ WE-HCF 7443641500 [D14] des Herstellers Würth Elektronik eingesetzt. Diese besitzen eine Induktivität von $15\text{ }\mu\text{H}$ und beginnen erst ab einem Strom von 26 A zu sättigen, was bei einem Spitzenstrom von unter 22 A pro Phase unkritisch ist. Entsprechend müssen zwei dieser Drosseln in Reihe geschaltet werden, um die Nenninduktivität von $30\text{ }\mu\text{H}$ zu erreichen. Die drei Phasen des ZQS werden jeweils um ein Drittel der Periodendauer phasenversetzt zueinander betrieben, man spricht von einem Interleaving. Die resultierenden Phasenströme sind in Abb. 4.7 dargestellt. Die Summe der Phasenströme ergibt $i_{L\sigma}$.

Zwar erfordert die dreiphasige Ausführung des ZQS einen höheren Bauteil- und Aufwand als die einphasige, jedoch bringt diese Topologie neben der Reduktion der Spulenströme noch weitere Vorteile mit sich. So können die eingesetzten Bauelemente grundsätzlich kleiner dimensioniert werden und die notwendige Strombelastbarkeit der Halbleiter sinkt mit der Reduktion des Phasenstroms. Des Weiteren weist sowohl der Summenstrom $i_{L\sigma}$ als auch der Eingangsstrom i_E einen geringeren Rippel auf, wodurch die Eingangs- und Ausgangskapazitäten kleiner ausgelegt werden können. Abbildung 4.8 stellt die Stromeffektivwerte der Eingangs- und Ausgangskapazitäten eines einphasigen Aufbaus einem dreiphasigen ZQS gegenüber. Bei der Auslegung des ZQS in [S6] wurden die Stromeffektivwerte eines ZQS mit n_{ZQS} Phasen durch die Gleichungen (4.13) nach [68] berechnet. Es ist deutlich zu erkennen, dass die dreiphasige Ausführung die Kondensatorströme stark reduziert.

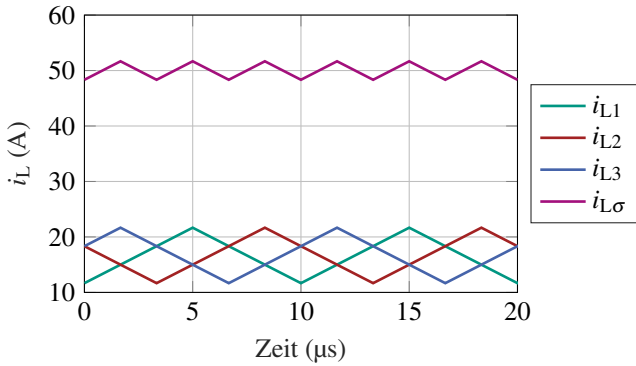


Abbildung 4.7: Drosselströme und Summenstrom über zwei Taktperioden

$$I_{C,E}(n_{ZQS}, a_{ZQS}) = I_A \sqrt{\left(a_{ZQS} - \frac{m_{ZQS}}{n_{ZQS}} \right) \cdot \left(\frac{1 + m_{ZQS}}{n_{ZQS}} - a_{ZQS} \right)} \quad (4.13a)$$

$$I_{C,A}(n_{ZQS}, a_{ZQS}) = \Delta I_L \frac{n_{ZQS}}{a_{ZQS} \cdot (1 - a_{ZQS})} \left(a_{ZQS} - \frac{m_{ZQS}}{n_{ZQS}} \right) \left(\frac{1 + m_{ZQS}}{n_{ZQS}} - a_{ZQS} \right) \quad (4.13b)$$

$$m_{ZQS} = \lfloor n_{ZQS} \cdot a_{ZQS} \rfloor \quad (4.13c)$$

Darüber hinaus wirkt die Stromstrecke des dreiphasigen Aufbaus niederinduktiver, da die Induktivitäten parallel geschaltet werden und die Gesamtinduktivität dadurch sinkt. Dieses Verhalten führt zu höheren Stromanstiegszeiten und erhöht folglich die Regelgüte des Stromregelkreises [S7].

4.3.2 Modellbildung

Das Streckenmodell, welches als Basis für den Reglerentwurf und dessen Auslegung dient, lässt sich in zwei Teile separieren: eine Stromstrecke entsprechend dem ESB des ZQS (Abb. 4.9), die durch die Induktivität L und den Widerstand R definiert wird, und eine Spannungsstrecke, die durch den Ausgangskondensator C_A definiert wird.

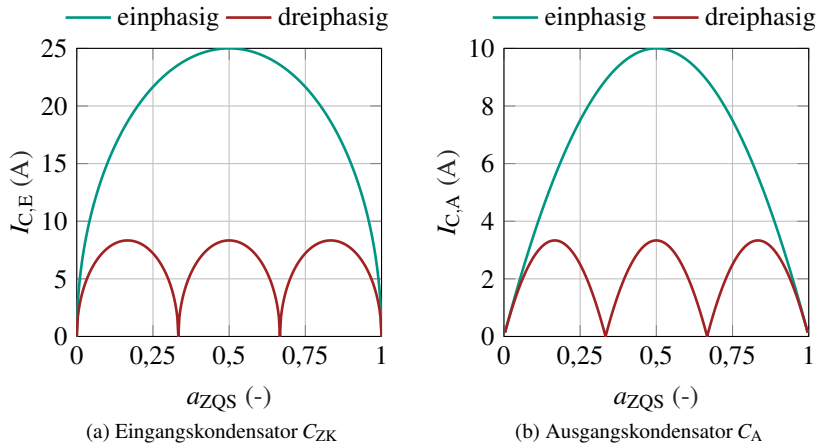


Abbildung 4.8: Stromeffektivwerte eines ZQS über den Aussteuergrad a_{ZQS}

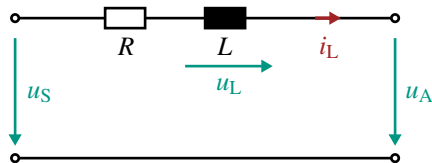


Abbildung 4.9: ESB einer Phase des ZQS

Die Stromstrecke eines einphasigen Synchronwandlers lässt sich im ESB als eine Reihenschaltung der Induktivität L und einem Widerstand R , bestehend aus dem parasitären Widerstand der Drossel und dem Durchlasswiderstand eines Halbleiters, abbilden. Als Stellglied dient die mittlere Ausgangsspannung u_S der Halbbrücke, welche sich analog zu Gleichung (4.11) durch

$$u_S = a_{ZQS} \cdot U_{ZK} \quad (4.14)$$

berechnen lässt. Die sich damit ergebende Differentialgleichung einer Halbbrücke kann somit durch Gleichung (4.15) berechnet werden. Ist die Kapazität des Ausgangskondensators C_A ausreichend groß genug gewählt, kann die Spannung u_A während einer Regelperiode T_R als konstant angenommen und die Verkopplung der drei Phasen vernachlässigt werden. Folglich lässt sich unter dieser Prämisse für die dreiphasige Ausführung des Synchronwandlers das Gleichungssystem (4.16) aus Differentialgleichungen erstellen.

$$u_A = u_S - R \cdot i_L - L \frac{d}{dt} i_L \quad (4.15)$$

$$\begin{pmatrix} u_A \\ u_A \\ u_A \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{S1} \\ u_{S2} \\ u_{S3} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{pmatrix} \quad (4.16)$$

Der Summenstrom $i_{L\sigma}$, welcher sich aus den einzelnen Drosselströmen zusammensetzt, stellt das Stellglied des Spannungsreglers dar. Die Differenz aus Summen- und Ausgangsstrom bildet den Kondensatorstrom $i_{C,A}$. Die Spannungsstrecke ist somit ein einfacher Integrator.

$$u_A = \frac{1}{C_A} \int i_{C,A} dt + u_{A,0} = \frac{1}{C_A} \int (i_{L\sigma} - i_A) dt + u_{A,0} \quad (4.17)$$

Die vollständige Regelstrecke des ZQS, bestehend aus den Gleichungen (4.14), (4.16) und (4.17) ist in der Form eines Signalfussplans in Abb. 4.10 zu sehen. Die Differentialgleichung der einzelnen Halbbrücken nach Gl. (4.15) stellen dabei PT1-Glieder mit der Zeitkonstante $\tau_L = L/R$ und der Verstärkung $1/R$ dar. Die als Spannungsstellglieder fungierenden Halbbrücken werden durch Totzeitglieder mit einer Verstärkung von U_{ZK} und einer Totzeit von einer halben Modulationsperiode T_M abgebildet. Die Totzeit ergibt sich aus dem verwendeten Verfahren der Pulsdauermodulation und der damit verbundenen Abtastung der Stromsignale.

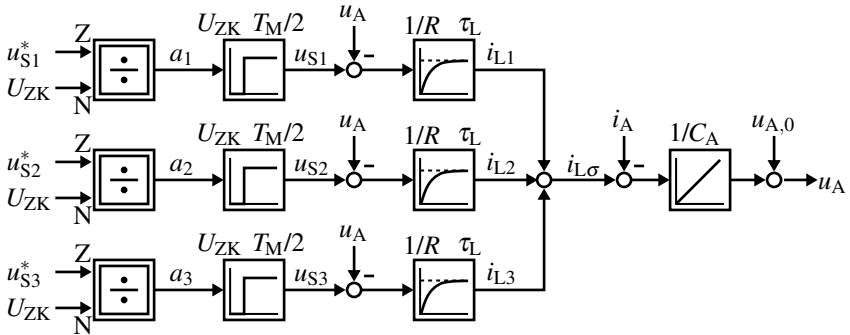


Abbildung 4.10: Regelstrecke des ZQS

Für die einzelnen Halbbrücken wird jeweils ein trägersignalbasiertes Pulsdauermodulationsverfahren verwendet. Bei diesem Verfahren wird der Sollwert, in diesem Fall der Aussteuergrad a_{ZQS} , mit einem periodischen, der Schaltfrequenz entsprechendem Trägersignal verglichen. Überschreitet der Sollwert den aktuellen Wert des Trägersignals, so wird der High-Side-MOSFET der Halbbrücke aktiv geschaltet, wodurch die Spannung $U_{ZK} - U_A$ an der ohmsch-induktiven Strecke anliegt. Im anderen Fall wird der Low-Side-MOSFET eingeschaltet, wodurch die Spannung $-U_A$ an der Strecke anliegt. Wird der ohmsche Anteil der Stromstrecke vernachlässigt, zeigt sich ein rein induktives Verhalten, was dazu führt, dass der Drosselstrom i_L linear ansteigt, wenn der High-Side-MOSFET leitend ist, und linear abfällt, wenn der Low-Side-MOSFET leitet. Als Trägersignale können entweder periodische dreieckförmige oder sägezahnförmige Trägersignale verwendet werden [69]. In der vorliegenden Applikation wurde ein periodisches dreieckförmiges Trägersignal gewählt. Dadurch bildet sich sowohl im Trägersignal als auch in der anliegenden Spannung eine vertikale Symmetrieachse zum Zeitpunkt der halben Modulationsperiode $T_M/2$ (Abb. 4.11). Aufgrund dieser geometrischen Eigenschaft lässt sich der Mittelwert des Drosselstroms während einer Periode exakt zur halben Periodendauer $T_M/2$ auslesen. Der verwendete Regler kann somit erst nach der halben Periodendauer eine Veränderung der Strommesswerte erfassen. Eine Änderung der Stellgröße ist erst nach einer weiteren halben Periodendauer möglich. Damit ergibt sich sowohl eine Messverzögerung als auch eine Stellverzögerung mit jeweils einer Totzeit von $T_M/2$.

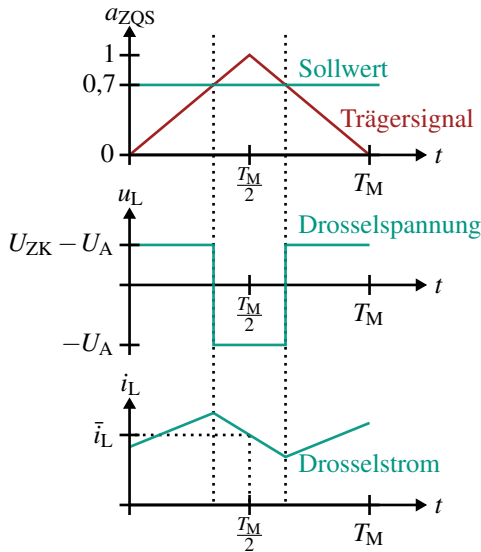


Abbildung 4.11: Modulationsverfahren und Abtastzeitpunkt der Strommessung

Wie in Abbildung 4.7 zu sehen ist, werden die drei Halbbrücken des ZQS phasenversetzt getaktet. Um das zu erreichen, wird für jede Halbbrücke ein eigenes Trägersignal generiert, welches zu den Trägersignalen der anderen Halbbrücken um jeweils 120° phasenverschoben ist.

4.3.3 Reglerentwurf und -auslegung

Der Regler des ZQS wird kaskadiert ausgeführt (Abb. 4.12). Der innere Regelkreis besteht aus einem Stromregler, der aus den geforderten Sollströmen die notwendige Stellspannungen berechnet. Dem überlagert befindet sich ein Spannungsregler, der die Sollströme entsprechend der geforderten Sollspannung einregelt. Ein Vorteil der Kaskadenregelung ist, dass die jeweiligen Regler von innen nach außen einzeln ausgelegt, implementiert und getestet werden können. Darüber hinaus verbessert sich das dynamische Verhalten der Reglerstruktur [70] und Störgrößen können schneller ausgeglichen werden, da diesen in dem Regelkreis entgegengewirkt wird, auf den sie wirken [71].

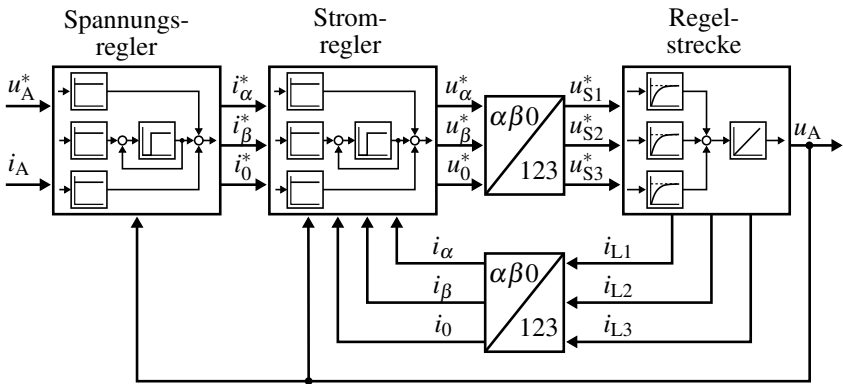


Abbildung 4.12: Stromzustandsregler

Bei der Auslegung des Stromreglers lassen sich unterschiedliche Verfahren implementieren. So lassen sich beispielsweise die drei Halbbrücken durch drei einzelne Stromregler betreiben, wie dies in [55] umgesetzt wird. Voraussetzung hierbei ist jedoch, dass die Halbbrücken durch eine ausreichend große Ausgangskapazität vollständig voneinander entkoppelt sind. Das bedeutet, dass die Ausgangsspannung während einer Modulationsperiode annähernd konstant bleiben muss. Die einzelnen Phasen beeinflussen sich dadurch gegenseitig nur geringfügig und die Regelstrecken der einzelnen Halbbrücken können separat betrachtet und ausgelegt werden. Da eine BEP eine hohe Spannungsdynamik an den Ausgangsklemmen aufweisen muss, ist eine große Ausgangskapazität nicht zielführend.

In [S7] wurden unterschiedliche Stromregler simulativ evaluiert und auf einer BEP erprobt. Dabei erzielte das Verfahren nach [72] die besten Ergebnisse. Bei diesem Verfahren erfolgt die Stromregelung parallel verschalteter Umrichter in $\alpha\beta 0$ -Koordinaten. Sowohl Phasenspannungen als auch Phasenströme werden unter Verwendung der Clark-Transformation (4.18a) in das $\alpha\beta 0$ -Koordinatensystem durch die Gleichungen (4.19) und (4.20) überführt. Der Vorteil dieser Transformation besteht darin, dass die α - und β -Komponenten des Stroms dem Stromgleichgewicht zwischen den drei Phasen entsprechen und dazu genutzt werden können, die Kreisströme zwischen den Halbbrücken zu regeln [72].

Wie der letzte Zeilenvektor der Matrix $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}$ (4.18a) erkennen lässt, setzt sich die 0-Komponente i_0 aus der Summe der Drosselströme geteilt durch 3 zusammen und entspricht folglich einem Drittel des Summenstroms $i_{L\sigma}$. Der Summenstrom $i_{L\sigma}$ kann somit durch die 0-Komponente i_0 eingestellt werden.

$$\mathbf{C}_{\alpha\beta 0} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{pmatrix} \quad (4.18a)$$

$$\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{pmatrix} \quad (4.18b)$$

$$\begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{pmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \begin{pmatrix} u_{S1} \\ u_{S2} \\ u_{S3} \end{pmatrix} \quad (4.19)$$

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{pmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \begin{pmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{pmatrix} \quad (4.20)$$

Multipliziert man Gleichung (4.16) von links mit der Clarke-Matrix $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}$, erhält man die neue Systembeschreibung (4.21) in $\alpha\beta 0$ -Koordinaten mit der Definition der $\alpha\beta 0$ -Komponenten nach Gleichung (4.19) und (4.20). Es ist deutlich zu erkennen, dass sich die Systembeschreibung im $\alpha\beta 0$ -Koordinatensystem gleich dem ursprünglichen System verhält. Die Stromstrecke der $\alpha\beta 0$ -Komponenten ist ebenfalls ohmsch-induktiv und hat die gleichen Streckenparameter R und L . Einzige Störgrößen (linke Seite der Gleichung) verhalten sich etwas unterschiedlich. Während die α - und β -Komponenten keiner Störkomponente ausgesetzt sind, wirkt u_A als Störquelle auf die 0-Komponente.

$$\begin{pmatrix} 0V \\ 0V \\ u_A \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{pmatrix} \quad (4.21)$$

Da die Stromstrecke im transformierten Koordinatensystem dem einer einphasigen Stromstrecke entspricht, können die Stromregler der $\alpha\beta 0$ -Komponenten entsprechend einer einphasigen Regelung ausgelegt werden. Als Stromregler kommt hier ein diskreter Stromzustandsregler nach [55] zum Einsatz. Dieser

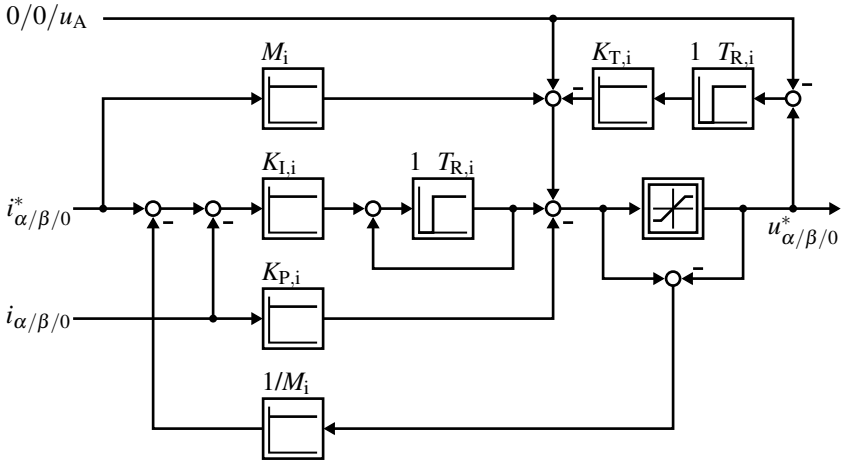


Abbildung 4.13: Stromzustandsregler nach [55]

ist in Abbildung 4.13 dargestellt und besteht aus einem Vorsteuerfaktor M_i , einem Totzeitbeiwert $K_{T,i}$, zur Berücksichtigung von Totzeiten, einem Proportionalitätsbeiwert $K_{P,i}$, einem Integrationsbeiwert $K_{I,i}$ zur Ausregelung von Stellfehlern und einer Stellgrößenbegrenzung. Damit es bei einer Begrenzung der Stellgrößen nicht zum Überlauf des Integrators kommt, wird ein Anti-Windup implementiert, indem die Differenz zwischen begrenzter und unbegrenzter Sollspannung (u_α^* , u_β^* bzw. u_0^*) mit dem Faktor $1/M_i$ multipliziert und auf den Eingang des Integrators rückgekoppelt wird. Der Eingang des Stromzustandsreglers besteht aus den Sollströmen i_α^* , i_β^* bzw. i_0^* und den Istströmen i_α , i_β bzw. i_0 . Da Kreisströme aus Effizienz- und Symmetriegründen vermieden werden sollen, gilt stets $i_\alpha^* = i_\beta^* = 0$ A. Der Sollwert der 0-Komponente i_0^* wird vom überlagerten Spannungsregler vorgegeben.

Wie in Gleichung (4.21) dargestellt, ist die Störgröße der α - und β -Komponenten stets 0 V, während die Störgröße des i_0 -Stromreglers der Spannung des Ausgangskondensators u_A entspricht.

Die Auslegung der Regelparameter erfolgt nach [55] entsprechend den Gleichungen (4.22). Die Regelparameter lassen sich durch die zwei Eigenwerte $z_{i,1}$ und $z_{i,2}$ anpassen. Der Parameter $z_{i,1}$ ist entscheidend für das Führungsverhalten

des Reglers, während der Parameter $z_{i,2}$ den Einfluss der Regelabweichung bestimmt [55]. Beide Parameter lassen sich durch ihre Wunschzeitkonstanten $\tau_{i,1}$ und $\tau_{i,2}$ einstellen. Nachteilig an der Methode der Kreisstromkompensation ist, dass die Regler erst einen neuen Wert ausgeben können, sobald alle drei Drosselströme abgetastet wurden. Um diesen Nachteil zu kompensieren, taktet jeder der implementierten Stromregler mit der dreifachen Modulationsfrequenz, woraus sich $T_R = T_M/3$ ergibt. Somit liegen zu jedem Taktschritt des Reglers zwei alte Werte der Drosselströme und ein neuer vor. Zu jeder Regelperiode wird der Aussteuergrad einer Halbbrücke angepasst. Die Taktfrequenz jeder Halbbrücke beträgt 100 kHz, wodurch sich eine Regelperiode von $T_R = 3,3 \mu\text{s}$ ergibt. Zur Kompensation der daraus entstehenden Totzeiten wurde für alle drei Stromregler die Zeitkonstante $\tau_{i,1} = 20 \mu\text{s}$ gewählt, was einen Wert von $z_{i,1} = 0,85$ ergibt.

$$z_{i,1} = e^{-\frac{T_R}{\tau_{i,1}}} \quad (4.22a)$$

$$z_{i,2} = e^{-\frac{T_R}{\tau_{i,2}}} \quad (4.22b)$$

$$M_i = \frac{R}{1 - e^{-\frac{T_R}{\tau_L}}} \cdot (1 - z_{i,1}) \quad (4.22c)$$

$$K_{P,i} = \frac{R}{1 - e^{-\frac{T_R}{\tau_L}}} \cdot \left((1 - z_{i,1}) \cdot (1 - z_{i,2}) + 1 - e^{-\frac{T_R}{\tau_L}} \cdot (1 - z_{i,1} - z_{i,2}) + e^{-2\frac{T_R}{\tau_L}} \right) \quad (4.22d)$$

$$K_{I,i} = \frac{R}{1 - e^{-\frac{T_R}{\tau_L}}} \cdot (1 - z_{i,1}) \cdot (1 - z_{i,2}) \quad (4.22e)$$

$$K_{T,i} = e^{-\frac{T_R}{\tau_L}} + 1 - z_{i,1} - z_{i,2} \quad (4.22f)$$

Durch eine heuristische Sensitivitätsanalyse in der Abschlussarbeit [S7] konnte durch die Wahl des zweiten Eigenwerts $z_{i,2} = 0,85$ eine Einregelzeit von $70 \mu\text{s}$ bei einem Überschwingen von $16,5 \%$ erzielt werden. Für die Berechnung der Regelparameter wurde der Gesamtwiderstand durch den Durchlasswiderstand der MOSFETs $R_{DS,on} = 10 \text{ m}\Omega$ [D15] und den parasitären Widerstand zweier in Serie geschalteter Drosseln $R_L = 4,8 \text{ m}\Omega$ [D14] zu $R = 14,8 \text{ m}\Omega$ berechnet. Entsprechend ergibt sich die Induktivität der Strecke aus zwei in Serie verschalteten Drosseln zu $L = 30 \mu\text{H}$ [D14].

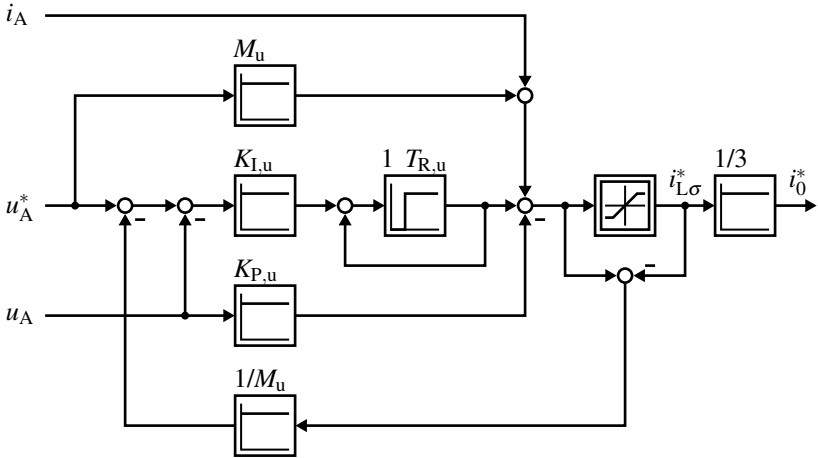


Abbildung 4.14: Spannungszustandsregler nach [55]

Analog zur Herleitung in [55] lässt sich der Mittelwert des Summenstroms $i_{L\sigma}$ der darauffolgenden Regelperiode durch eine Dreiecksnäherung in Abhängigkeit vom für die Führungsgröße verantwortlichen Eigenwert $z_{i,1}$ approximieren. Hierdurch lässt sich die Integralgleichung (4.17) in eine Differenzgleichung nach (4.23) überführen.

$$u_{A,k+1} = u_{A,k} + \frac{T_R}{C_A} \cdot \left(\underbrace{\frac{1+z_{i,1}}{2} i_{L\sigma,k} + \frac{1-z_{i,1}}{2} i_{L\sigma,k}^* - i_{A,k}}_{\text{Approximation des Summenstroms}} \right) \quad (4.23)$$

Die daraus entstehende Differenzgleichung der Spannungsregelstrecke entspricht in ihrer Form der Drehzahlregelstrecke aus [55] und soll ebenfalls im diskreten Zustandsraum geregelt werden. Der aus [55] entnommene diskrete Zustandsregler entspricht in seiner Grundform (Abb. 4.14) dem diskreten Stromzustandsregler. Die Totzeitkompensation kann diesem Fall entfallen, da die Spannungsmessung eine weitaus höhere Abtastrate von 1 MHz besitzt und im Gegensatz zur Strommessung keine erwähnenswerte Latenz aufweist. Die Regelparameter (4.24) wurden entsprechend dem Drehzahlregler aus [55] entnommen und an die Spannungsregelstrecke angepasst.

$$z_{u,1} = e^{-\frac{T_R}{\tau_{u,1}}} \quad (4.24a)$$

$$z_{u,2} = e^{-\frac{T_R}{\tau_{u,2}}} \quad (4.24b)$$

$$z_{\Sigma} = e^{-\frac{T_R}{\tau_{\Sigma}}} \quad (4.24c)$$

$$M_u = \frac{1}{1 - z_{\Sigma}} \cdot \frac{C_A}{T_R} \cdot (1 - z_{u,1}) \cdot (1 - z_{\Sigma}) \quad (4.24d)$$

$$K_{I,u} = \frac{C_A}{T_R} \cdot \frac{(1 - z_{u,1}) \cdot (1 - z_{u,2}) \cdot (1 - z_{\Sigma})}{1 - z_{\Sigma}} \quad (4.24e)$$

$$K_{P,u} = \frac{1}{1 - z_{\Sigma}} \cdot \frac{C_A}{T_R} \cdot \left(2 \cdot (1 - z_{u,1} - z_{u,2} - z_{\Sigma}) + \frac{(1 + z_{u,1}) \cdot (1 + z_{u,2}) \cdot (1 + z_{\Sigma})}{2} \right) \quad (4.24f)$$

Die Parameter des Spannungsreglers lassen sich durch die Eigenwerte $z_{u,1}$, $z_{u,2}$ und z_{Σ} einstellen. Der Eigenwert z_{Σ} setzt sich aus der Zeitkonstante $\tau_{i,1}$ des inneren Regelkreises und dessen Totzeiten zusammen. Da die Ströme jeder Halbbrücke am Ende der Modulationsperiode gestellt werden, ergibt sich für die Summenzeitkonstante $\tau_{\Sigma} = \tau_{i,1} + T_M$. Der zweite Eigenwert berücksichtigt die Summenzeitkonstante τ_{Σ} und die nicht kompensierbaren Zeitkonstanten des Spannungsreglers, die aus der Regelperiode T_R selbst und der Totzeit der Spannungsmessung $T_{\text{tot,u,mess}}$ bestehen: $\tau_{u,1} = \tau_{\Sigma} + T_R + T_{\text{tot,u,mess}}$. Mit den Zeitkonstanten τ_{Σ} und $\tau_{u,1}$ werden die Eigenwerte zu $z_{\Sigma} = 0,89$ und $z_{u,1} = 0,91$.

Entsprechend der Stromreglerauslegung erfolgte in [S7] eine empirische Optimierung der Regelparameter, wodurch eine schwingungsarme Sprungantwort mit einer Anstiegszeit von 100 μs auf 63 % des Sollwerts durch die Wahl des Eigenwerts zu $z_{u,2} = 0,95$ erzielt werden konnte. Bei der Bestückung der Ausgangskapazität C_A wurden stets ein Folienkondensator C4AQCWB5200A3FJ [D16] und acht Keramikkondensatoren C5750X7R2E105M230KE [D17] verlötet. Optional wurde eine Durchkontaktierung für Elektrolytkondensatoren mit einem Leiterabstand von 10 mm vorgesehen. Die Regelparameterberechnung erfolgt somit mit der kleinstmöglichen Ausgangskapazität, da dieser Fall die höchste Dynamik mit sich bringt. Aus den Datenblättern [D16, D17] ergibt sich bei der maximalen Betriebsspannung von 100 V eine minimale Ausgangskapazität von $C_A = 24 \mu\text{F}$.

Der gängige Stand der Technik setzt voraus, dass bei einer kaskadierten Regelung der innere Regelkreis eine deutlich kleinere Zeitkonstante als der überlagerte Regelkreis aufweist [70]. Wie in den Gleichungen der Strom- und Spannungsstrecken zu sehen ist, weist der überlagerte Regelkreis eine ähnlich große Zeitkonstante wie der unterlagerte auf. Um dieses Verhalten zu kompensieren, ist die Regelperiode T_R dreimal schneller als die Modulationsperiode T_M . Innerhalb einer Regelperiode wird ein neuer Summenstrom-Sollwert $i_{L\sigma}^*$ durch den Spannungsregler berechnet und daraus werden die Sollströme der einzelnen Halbbrücken abgeleitet. Da die drei Halbbrücken versetzt takten, beginnt zu jeder neuen Regelperiode bei einer Halbbrücke eine neue Modulationsperiode, weshalb diese Halbbrücke bereits in der Lage ist, auf diesen neuen Sollwert zuzuarbeiten.

4.4 Platinenübersicht

Der Leistungsteil der Platine besteht aus einem LLC-Konverter und einem dreiphasigen ZQS (Abb. 4.1). Die Halbbrücken der LLC-Primärseite bestehen aus SiC-MOSFETs des Herstellers Cree mit einer maximalen Sperrspannung von 900 V [D18]. Die Halbbrücken der LLC-Sekundärseite sowie die des ZQS bestehen aus MOSFETs des Herstellers Infineon mit einer Sperrspannung von 200 V [D15]. Alle MOSFETs befinden sich mit den dazugehörigen Gate-Treibern auf der Rückseite der Platine.

4.4.1 Spannungsversorgung

Als Spannungsversorgung des Signalteils einer BEP dient derselbe 24 V-Bus wie für die Module des MMSPCs, weshalb auch hier eine galvanische Trennung der Versorgungsspannungen notwendig ist. Aufgrund der geforderten hohen Isolationsfestigkeit und den unterschiedlichen Spannungsreferenzen auf Primärseite, Sekundärseite (inkl. ZQS) und Signalteil mussten mehrere Spannungswandler eingesetzt werden. Abbildung 4.15 zeigt die unterschiedlichen Spannungsniveaus und verdeutlicht die unterschiedlichen Potentialreferenzen. Auf der Primärseite werden aus den galvanisch getrennten 24 V zwei galvanisch getrennte 15 V zur Versorgung der High-Side-Gate-Treiber durch jeweils einen Spannungswandler [D19] erzeugt. Dazu wird für beide Low-Side-Gate-Treiber eine weitere 15 V-Versorgung erzeugt. Diese Spannung wird durch den Wandler [D20] auf 5 V zur Versorgung des ADCs der Spannungsmessung herabgesetzt. Die entsprechenden Spannungsebenen auf der Sekundärseite sind in Abb. 4.15 dargestellt.

4.4.2 Signalverarbeitung

In Abbildung 4.16 ist die Oberseite der Leiterplatte einer BEP zu sehen. Die zentrale Steuereinheit einer BEP bildet das MAX 10 ①, ein FPGA der Firma Intel. Dieses befindet sich auf einem am ETI entwickelten SoM und wird über drei Steckverbinder mit der BEP verbunden. Auf jeder BEP wird ein solches SoM mit einem MAX 10 des Typs 10M25DCF256C8G gesteckt [D5]. Das MAX 10 steuert und regelt die BEP und ist für die Kommunikation mit der überlagerten Steuerung verantwortlich.

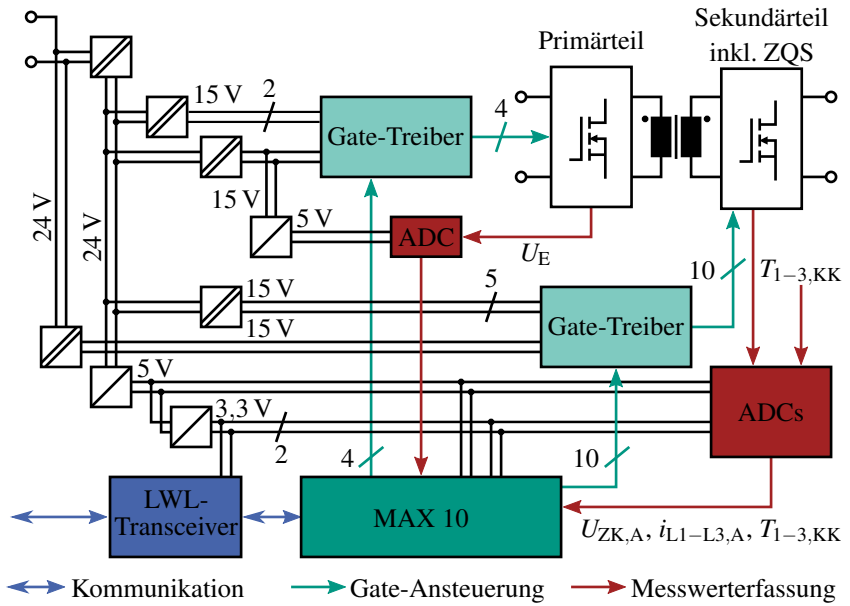
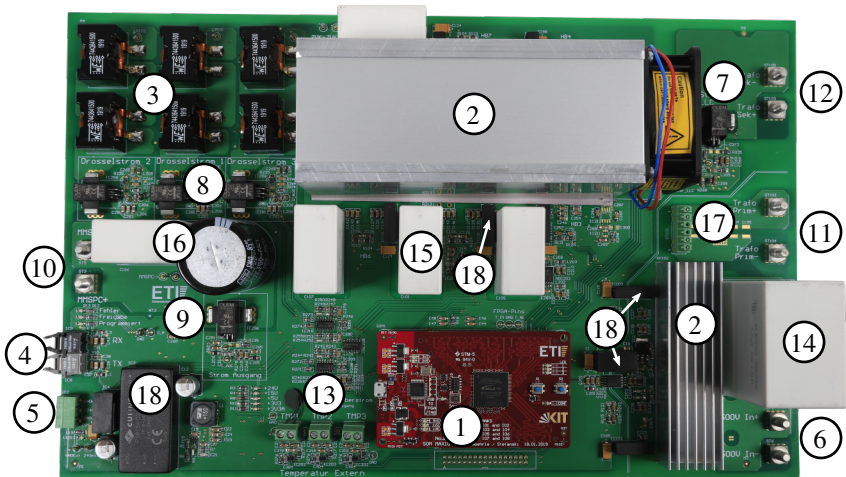


Abbildung 4.15: Signalverarbeitung der BEP

Die Kommunikation einer BEP erfolgt durch eine Anbindung über Lichtwellenleiter (LWL). Ein LWL-Transceiver ④ besteht aus je einem LWL-Sender und -Empfänger der Typen AFBR-1624Z bzw. AFBR-2624Z [D21].

Zur Überwachung des LLC-Konverters und zur Regelung des ZQS werden die Spannungen U_E , U_{ZK} , U_A und die Ströme i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} ⑧, $i_{r,s}$ ⑦ und i_A ⑨ gemessen. Die Strommessungen erfolgen mittels auf dem Hall-Effekt basierenden Stromwandlern HLSR 40-P des Herstellers LEM [D22]. Das Spannungssignal der Stromsensoren wird durch jeweils einen ADC [D23] konvertiert und via SPI durch den MAX 10 ausgelesen. Die Spannungen U_E und U_{ZK} werden über einen resistiven Spannungsteiler herunterskaliert und über einen Sigma-Delta-ADC ausgelesen. Da diese zwei Spannungen nicht geregelt werden, ist keine hohe Messdynamik erforderlich. U_{ZK} wird lediglich zur Berechnung des ZQS-Aussteuergrads benötigt. Aufgrund des Integrationsanteils in der Spannungsregelung werden Messabweichungen der Spannung U_{ZK} jedoch ausgeglichen. Die Ausgangsspannung U_A wird über einen Differenzverstärker auf den Spannungsbereich des ADCs [D23] herunterskaliert und mittels SPI ausgelesen.

Des Weiteren verfügt jede BEP über insgesamt vier Temperatursensoren zur Temperaturüberwachung. Bei drei dieser Sensoren (T_1, T_2, T_3) handelt es sich hierbei um kabelgebundene NTC-Thermistoren, die frei auf der Platine oder dem Transformator angebracht und über eine Klemmleiste ⑬ mit der Platine verbunden werden. Durch die freie Positionierung können sie entsprechend auf den Hotspots der Platine angebracht werden, um dort eine Temperaturüberwachung zu gewährleisten. Der vierte Temperatursensor T_{KK} ist ebenfalls ein NTC-Thermistor und befindet sich in einem TO-220-2-Gehäuse direkt am Kühlkörper ②.



- | | | |
|-------------------|---------------------------------|-----------------------|
| ① MAX 10 | ⑦ Strommessung I_{sek} | ⑬ NTC-Anschluss |
| ② Kühlkörper | ⑧ Strommessung $I_{L1,2,3}$ | ⑭ Eingangskapazität |
| ③ ZQS-Drosseln | ⑨ Strommessung I_A | ⑮ ZK-Kapazität |
| ④ LWL-Transceiver | ⑩ SM-Anschluss | ⑯ Ausgangskapazität |
| ⑤ 24 V-Anschluss | ⑪ Trafoanschluss prim. | ⑰ Anschluss Piggyback |
| ⑥ 600 V-Anschluss | ⑫ Trafoanschluss sek. | ⑱ Spannungswandler |

Abbildung 4.16: Leiterplatte einer BEP (Top)

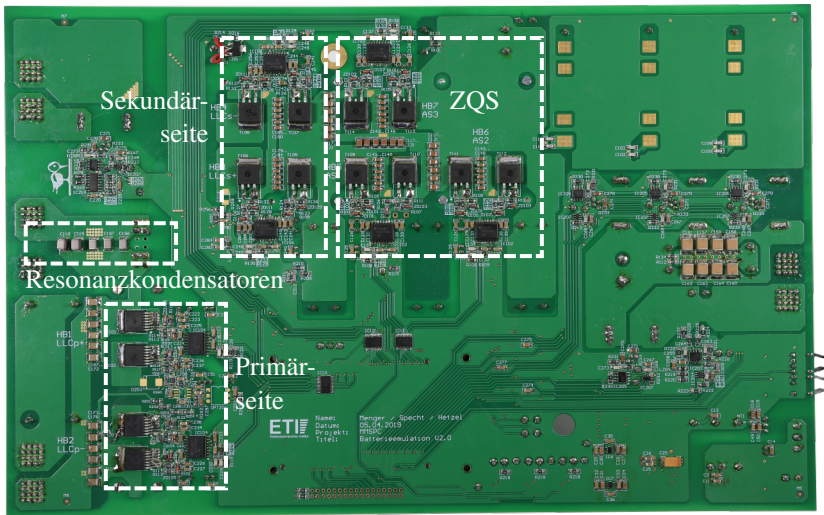


Abbildung 4.17: Leiterplatte einer BEP (Bottom)

4.5 Batteriemodell

Die grundlegende Funktion der BEP ist es, die Ausgangsspannung U_A gemäß einem hinterlegten Batteriemodell zu berechnen und einzuregeln. An den BEP-Klemmen soll die Spannung U_A weitestgehend der Klemmenspannung U_{Bat} einer echten Batterie entsprechen. Für eine echtzeitfähige Beschreibung des elektrischen Verhaltens einer Lithium-Ionen-Batterie eignen sich insbesondere Ersatzschaltbilder in Form eines Randles-Modells, bestehend aus Kapazitäten und Widerständen. Das korrespondierende ESB ist in Abbildung 4.18 dargestellt. Die Parameter eines solchen Randles-Modells erster Ordnung wurden am IAM-ESS mithilfe einer Zellcharakteristik für eine NMC-Zelle bestimmt und für diese Arbeit zur Verfügung gestellt.

4.5.1 Zellparameter

Die gemessenen Zellparameter können den Abbildungen 4.19, 4.20, 4.21 und 4.22 entnommen werden. Es gilt $\tau_1 = R_1 C_1$. Bei einer Gleichstrombelastung entspricht die Summe der Widerstände R_0 und R_1 dem in Kapitel 5.1 verwendeten vereinfachten Ersatzwiderstand R_i . Der Spannungsabfall am RC-Glied durch den Wechselanteil kann hingegen für entsprechend hohe Frequenzen des Batteriestroms vernachlässigt werden. Der Ersatzwiderstand R_i entspricht in diesem Fall dem Widerstand R_0 . Diese Annahme ist für den MMSPC gegeben, da die Schaltfrequenz 80 kHz beträgt und eine Taktperiode ($12,5 \mu\text{s}$) somit mehrere Größenordnungen unterhalb der Zeitkonstante des RC-Glieds liegt, die in diesem Fall in einem Zeitbereich von 4 bis 50 s liegt.

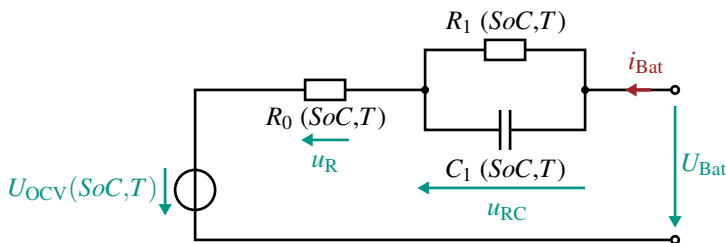


Abbildung 4.18: Randles-ESB erster Ordnung

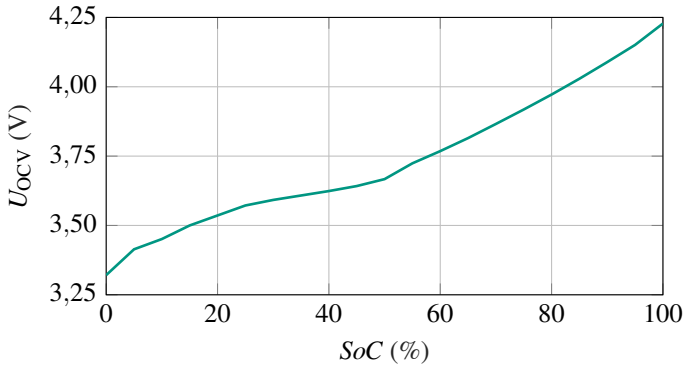


Abbildung 4.19: OCV der vermessenen NMC-Zelle

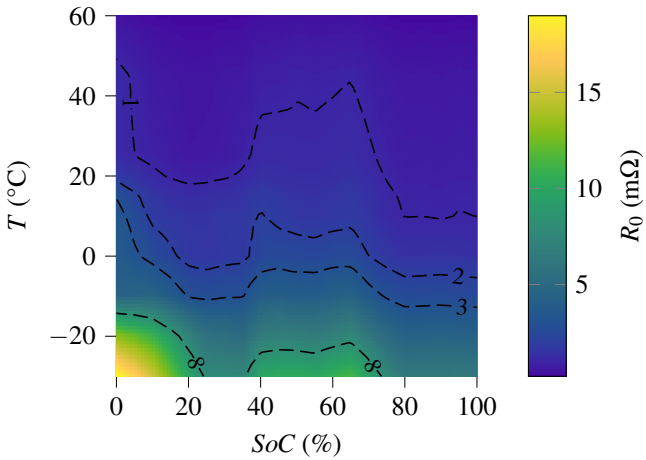
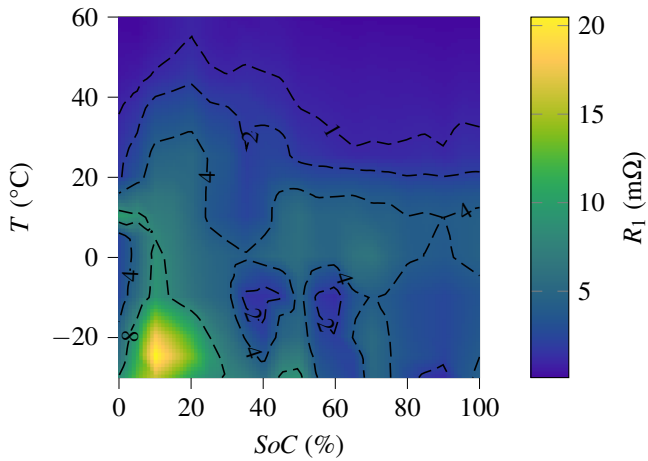
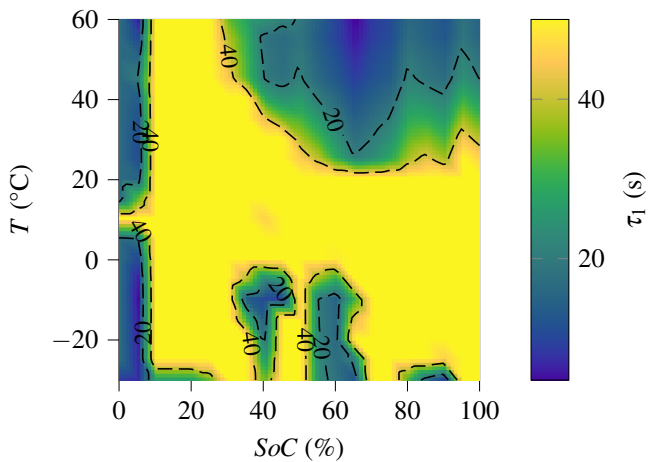


Abbildung 4.20: R_0 der vermessenen NMC-Zelle

Abbildung 4.21: R_1 der vermessenen NMC-ZelleAbbildung 4.22: Zeitkonstante τ_1 der vermessenen NMC-Zelle

Der implementierte Algorithmus zur Nachbildung des Batterieverhaltens ist zweiteilig aufgebaut. Nicht zeitkritische Berechnungen werden auf dem eigens für die Batterieemulation verwendeten ETI-DSP-System durchgeführt, während schnelle Prozesse, wie die Berechnung von U_{Bat} und die Spannungsregelung an sich, direkt auf der BEP ablaufen. Temperatur- und SoC-Änderungen erfolgen mit sehr großen Zeitkonstanten (>1 s), weshalb von diesen Werten abhängige Parameter prädestiniert dafür sind, auf dem langsamer laufenden System kalkuliert zu werden. Im ESB einer Batteriezelle handelt es sich bei diesen langsam veränderlichen Parametern um U_{OCV} , R_0 , R_1 und C_1 . Daraus ergibt sich ein weiterer Vorteil: Nur das ETI-DSP-System benötigt die Information, wie das fiktive Batteriesystem aufgebaut ist und welche Zelltypen mit welchen Randbedingungen emuliert werden. Das vereinfacht das System auf der BEP-Seite, da die BEP nur die Elemente des ESBs darstellen und die Spannung einregeln muss.

4.5.2 Nachbildung des Batterieverhaltens

Die nachgebildete Klemmenspannung U_{Bat} ist maßgeblich vom Batteriestrom i_{Bat} abhängig und ändert sich insbesondere aufgrund des Innenwiderstands R_0 mit dessen Dynamik. Da die Batterien im MMSPC integriert und dem Schaltverhalten des MMSPCs nahezu ungedämpft ausgesetzt sind, weist der Batteriestrom der einzelnen Module eine sehr hohe Dynamik auf. Zur Nachbildung des elektrischen Verhaltens der Batterie soll nun anhand des Modells nach Abb. 4.18 eine vereinfachte und effiziente Rechenoperation hergeleitet werden, um die Ausgangsspannung U_A möglichst ressourcenschonend und in Echtzeit auf einem FPGA zu berechnen.

Die Klemmenspannung U_{Bat} des Batteriemodells unter zeitdiskreter Betrachtung lässt sich zum Zeitpunkt k durch

$$\begin{aligned} u_{\text{Bat},k} &= u_{\text{OCV},k} + u_{\text{R},k} + u_{\text{RC},k} \\ &= u_{\text{OCV},k} + R_0 \cdot i_k + u_{\text{RC},k} \end{aligned} \quad (4.25)$$

berechnen. Hierbei stellt i_k den zeitdiskreten Batteriestrom i_{Bat} dar und soll an dieser Stelle nicht mit dem Batteriestrom $i_{\text{Bat},k}$ des k -ten Moduls einer Phase, wie es nachfolgend in Abschnitt 5.1 verwendet wird, verwechselt werden.

Zur Berechnung von $u_{RC,k}$ wird zunächst die Übertragungsfunktion des Spannungsabfalls U_{RC} am RC-Glied, bestehend aus R_1 und C_1 , mithilfe der komplexen Impedanz Z_{RC} nach Gleichung (4.26) im Frequenzbereich hergeleitet.

$$\begin{aligned} U_{RC}(s) &= Z_{RC}(s) \cdot I_{Bat}(s) \\ &= \frac{R_1}{1 + R_1 C_1 s} \cdot I_{Bat}(s) \end{aligned} \quad (4.26)$$

Um diese Differentialgleichung auf einem FPGA zu berechnen, wird die Übertragungsfunktion mithilfe des expliziten Eulerverfahrens zunächst diskretisiert, indem in Gl. (4.27) für $s = (z - 1)/T_A$ eingesetzt und anschließend die diskretisierte Differentialgleichung in eine Differenzgleichung (4.28) überführt wird.

$$\begin{aligned} U_{RC}(s) + R_1 C_1 U_{RC}(s) s &= R_1 \cdot I_{Bat}(s) \\ U_{RC}(z) + R_1 C_1 U_{RC}(z) \frac{z-1}{T_A} &= R_1 \cdot I_{Bat}(z) \\ U_{RC}(z) \cdot \left(1 - \frac{R_1 C_1}{T_A}\right) + \frac{R_1 C_1}{T_A} U_{RC}(z) z &= R_1 \cdot I_{Bat}(z) \\ U_{RC}(z) \cdot \left(1 - \frac{R_1 C_1}{T_A}\right) z^{-1} + \frac{R_1 C_1}{T_A} U_{RC}(z) &= R_1 \cdot I_{Bat}(z) z^{-1} \end{aligned} \quad (4.27)$$

$$\begin{aligned} \frac{R_1 C_1}{T_A} u_{RC,k} &= R_1 \cdot i_{k-1} - u_{RC,k-1} \cdot \left(1 - \frac{R_1 C_1}{T_A}\right) \\ u_{RC,k} &= \frac{T_A}{C_1} \cdot i_{k-1} + u_{RC,k-1} \cdot \left(1 - \frac{T_A}{R_1 C_1}\right) \end{aligned} \quad (4.28)$$

Somit lässt sich nun das Batteriemodell mit den Gleichungen (4.25) und (4.28) berechnen. Für eine ressourcenschonende Implementierung auf einem FPGA werden die modellspezifischen Parameter R_0 , R_1 , C_1 und T_A bereits in der überlagerten Steuerung vorverarbeitet und in den Gleichungen (4.25) und (4.28) durch die Hilfsvariablen K_1 , K_2 und K_3 , im Folgenden als K -Parameter (4.29) bezeichnet, ersetzt. Vorteil dieser Darstellung ist, dass auf dem FPGA keine Divisionen stattfinden und sich die Klemmenspannung U_{Bat} lediglich durch Multiplikationen, Additionen und Totzeiten berechnen lässt. Die daraus entstehenden Systemgleichungen (4.30) sind in der Abbildung 4.23 als Signal-

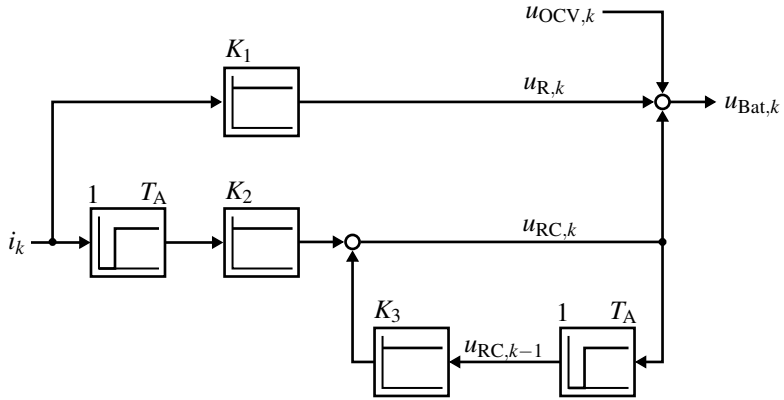


Abbildung 4.23: Signalflussplan des Batteriemodells

flussplan dargestellt. Zum Zeitpunkt der Initialisierung ist die Kapazität C_1 ungeladen und es gilt: $u_{RC,0} = 0$.

$$K_1 \stackrel{!}{=} R_0 \quad (4.29a)$$

$$K_2 \stackrel{!}{=} \frac{T_A}{C_1} \quad (4.29b)$$

$$K_3 \stackrel{!}{=} 1 - \frac{T_A}{R_1 C_1} \quad (4.29c)$$

$$u_{Bat,k} = u_{OCV,k} + K_1 \cdot i_{Bat,k} + u_{RC,k} \quad (4.30a)$$

$$u_{RC,k} = K_2 \cdot i_{Bat,k-1} + K_3 \cdot u_{RC,k-1} \quad (4.30b)$$

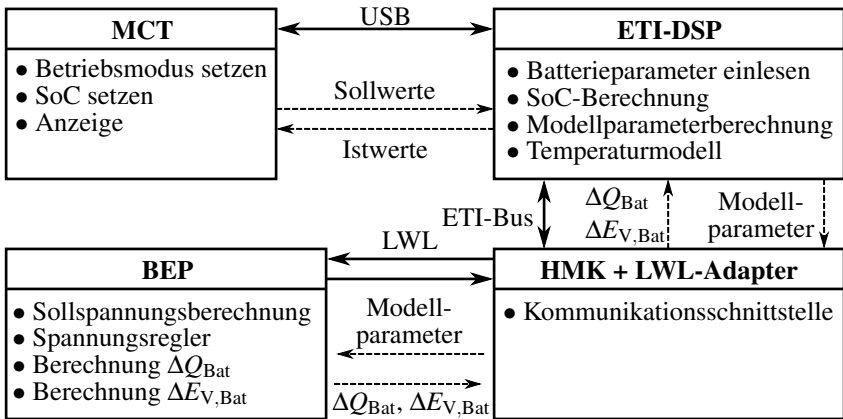


Abbildung 4.24: Kommunikation des BEP-Prüfstands

4.6 Kommunikation zwischen den Komponenten

Analog zum Aufbau des Evaluationsprüfstands besteht der Aufbau des Batterie-emulationsprüfstands aus den Kernelementen MCT und ETI-DSP-System. Das ETI-DSP liest die zuvor vermessenen Parameter des Batterie-ESB-Modells aus einer .xlsx-Datei ein und berechnet in Abhängigkeit von einem definierten SoC und einer fiktiven Batterietemperatur die Modellparameter (K -Parameter und OCV) für jede BEP.

Diese Werte werden über den ETI-Bus an die HMK gesendet und von dort aus über eine in [S8] entworfene LWL-Adapterplatine galvanisch getrennt an die einzelnen BEPs übertragen. Insgesamt besitzt die LWL-Adapterplatine 3 mal 7 Paare aus LWL-Sendern und -Empfängern der Typen AFBR-1624Z bzw. AFBR-2624Z [D21]. Folglich ist sie bereits für einen Einsatz von jeweils sieben Modulen auf drei Phasen dimensioniert.

Damit das ETI-DSP-System die Modellparameter in Abhängigkeit von SoC und Temperatur berechnen kann, muss ermittelt werden, wie viel Ladung aus den einzelnen Platinen entnommen oder wieder eingespeist wurde und welche Verlustenergie bei einer realen Batterie entstanden wäre. Hierfür wird der Ausgangsstrom i_A über eine Kommunikationsperiode aufintegriert und das daraus resultierende finite Ladungselement ΔQ_{Bat} über die LWL-Schnittstelle

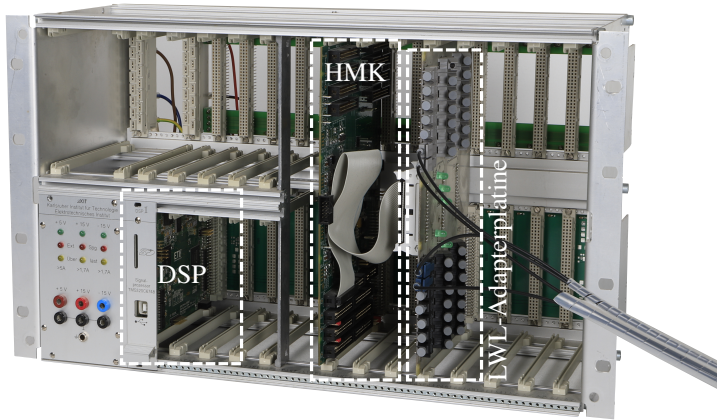


Abbildung 4.25: ETI-DSP-System des BEP-Prüfstands mit LWL-Adapterplatine

an das ETI-DSP-System übertragen. Das ETI-DSP-System berechnet auf Basis der finiten Ladungselemente für jede BEP den aktuellen SoC und aktualisiert die Modellparameter.

In [S8] wurde auf dem ETI-DSP-System zusätzlich ein thermisches Cauer-Modell für ein Batteriesystem, basierend auf dem physikalischen Batterieaufbau des Automotive-Prüfstands (Kapitel 3.2), erstellt und implementiert. Hierfür berechnen die einzelnen BEPs, analog zum Ladungselement ΔQ_{Bat} , ein finites Energieelement $\Delta E_{V,\text{Bat}}$, indem die emulierte Verlustleistung der Batterie, entstehend über die ohmschen Verluste der Widerstände R_0 und R_1 , über eine Periode des Kommunikationszyklus aufintegriert und an das ETI-DSP-System übertragen wird. Auf Basis der Verlustenergien und der eingestellten thermischen Kopplung der Elemente berechnet das ETI-DSP-System für jedes emulierte Batteriemodul einen neuen Temperaturwert und aktualisiert die Batterie- und Modellparameter unter Verwendung einer bilinearen Interpolation. Bei den Messungen am Automotive-Prüfstand war jedoch die Wärmeentwicklung sehr gering und es fand keine nennenswerte Temperaturdivergenz zwischen den Modulen statt, weshalb dieser Ansatz nicht weiterverfolgt und stets ein konstanter Temperaturwert gesetzt wurde.

Jeder physikalische Parameter des Batteriemodells stellt ein zweidimensionales, von SoC und Temperatur abhängiges Kennfeld dar. Zur Berechnung der Modell-

parameter wird eine bilineare Interpolation unter Verwendung vier benachbarter Stützstellen angewandt [73]. Ist der Funktionswert $f(x,y)$ zwischen zwei Stützstellenpaaren x_0 und x_1 respektive y_0 und y_1 gesucht, für den

$$x_0 \leq x < x_1 \quad (4.31a)$$

$$y_0 \leq y < y_1 \quad (4.31b)$$

gilt, werden zunächst die Funktionswerte $f(x,y_0)$ und $f(x,y_1)$ durch eine Interpolation entlang der x -Achse berechnet

$$f(x, y_0) \approx \frac{x_1 - x}{x_1 - x_0} \cdot f(x_0, y_0) + \frac{x - x_0}{x_1 - x_0} \cdot f(x_1, y_0) \quad (4.32a)$$

$$f(x, y_1) \approx \frac{x_1 - x}{x_1 - x_0} \cdot f(x_0, y_1) + \frac{x - x_0}{x_1 - x_0} \cdot f(x_1, y_1) \quad (4.32b)$$

und anschließend erfolgt die Berechnung von $f(x,y)$ mithilfe einer Interpolation entlang der y -Achse und unter Verwendung der Werte $f(x,y_0)$ und $f(x,y_1)$.

$$f(x, y) \approx \frac{y_1 - y}{y_1 - y_0} \cdot f(x, y_0) + \frac{y - y_0}{y_1 - y_0} \cdot f(x, y_1) \quad (4.33)$$

Im Falle der Batterieemulation stehen die Variablen x und y repräsentativ für SoC und Temperatur und der Funktionswert f für die zu berechnenden Parameter U_{OCV} , R_0 , R_1 und C_1 . Aus diesen physikalischen Parametern werden anschließend die K -Parameter gemäß den Gleichungen 4.29 auf dem ETI-DSP-System berechnet und an die einzelnen BEPs übertragen. Anhand dieser individuellen Parameter wird das lokale Batteriemodell der BEPs aktualisiert und eine laststromabhängige Ausgangsspannung gestellt.

Als weiteres Element des Kommunikationssystems dient hier ebenfalls das LabVIEW-basierte MCT als Schnittstelle zwischen Anwender und Prüfstand für dessen Steuerung und Observation. Über das MCT werden die Betriebsmodi des Batterieemulationssystems und etwaige Randparameter, wie Start-SoC und Batterietemperatur, gesetzt. Je nach Betriebsmodus werden entweder die Istparameter des fiktiven Batteriesystems angezeigt oder Sensordaten einer einzelnen BEP ausgelesen.

Das Batterieemulationssystem bietet vier Betriebsmodi:

- **Inbetriebnahme-Modus:** In diesem Modus können die zwei Schaltungsteile LLC-Konverter und ZQS separat voneinander aktiviert und gesteuert werden. Der ZQS wird nicht geregelt betrieben, sondern durch einen festen Aussteuergrad gesteuert. Zudem werden die Messwerte der einzelnen Sensoren ausgelesen und über die LWL-Schnittstelle an den ETI-Bus übertragen. Des Weiteren kann in diesem Modus die Taktfrequenz des LLC-Konverters modifiziert werden, um die Resonanzfrequenz abzustimmen. Dieser Modus dient zur Inbetriebnahme einer einzelnen BEP.
- **Konstantspannungsmodus:** Die BEP arbeitet als eine bidirektionale Gleichspannungsquelle. Jeder BEP wird eine Sollspannung vorgegeben, die sie eigenständig einregelt.
- **Batteriemodus:** Jede BEP verhält sich wie eine Batterie. Über die an das ETI-DSP-System angeschlossene LWL-Adapterplatine werden jeder BEP die modellspezifischen K -Parameter sowie die Leerlaufspannung U_{OCV} übermittelt. Jede BEP stellt eine stromabhängige Ausgangsspannung, die in ihrem Verhalten der Klemmenspannung U_{Bat} einer Batterie entspricht. Auf jeder BEP läuft ein Coulomb-counting und eine Verlustenergieberechnung. Die berechneten Werte werden über LWL-Verbindungen an das ETI-DSP-System gesendet. Abhängig von der entnommenen Ladung ΔQ_{Bat} und den entstehenden Verlusten $\Delta E_{V,Bat}$ wird für jede BEP der SoC und die Temperatur aktualisiert. Es folgt eine Aktualisierung der K -Parameter und der Leerlaufspannung U_{OCV} anhand der neuen SoC- und Temperaturwerte unter Verwendung der bilinearen Interpolation. Die neu berechneten K -Parameter werden über die LWL-Adapterplatine an die einzelnen BEPs zur Aktualisierung der lokalen Batteriemodelle übertragen.
- **Haltemodus:** Funktioniert nahezu identisch zum *Batteriemodus*, jedoch werden weder SoC noch Temperatur aktualisiert, sondern bleiben konstant. Dadurch werden dedizierte SoC- und Temperaturverteilungen im System abgebildet und gehalten.

4.7 Inbetriebnahme und Modellvalidierung

Die Inbetriebnahme der BEP erfolgte in drei Schritten. Zunächst wurde der LLC-Resonanzwandler auf seine Funktionalität getestet. Anschließend wurden Strom- und Spannungsregler des ZQS nacheinander entsprechend der Auslegung nach Abschnitt 4.3.3 implementiert und deren Führungs- und Störungsverhalten in [S7] analysiert. Abschließend wurde das Batteriemodell implementiert und am Evaluationsprüfstand validiert.

Im folgenden Abschnitt werden die Messungen des LLC-Resonanzwandlers und anschließend das Verhalten der BEP am Evaluationsprüfstand präsentiert. Damit die BEP mit dem MMSPC-Modul resonanzfrei verbunden werden konnte, war es notwendig einen Elektrolytkondensator des Typs ESMQ161VSN392MA50S [D24] am Ausgang des ZQS anzubringen. Die Parameter des Spannungsreglers blieben jedoch unangetastet, da dieser bereits für eine höhere Dynamik ausgelegt wurde und eine Reduktion der Spannungsdynamik durch eine erhöhte Kapazität unkritisch ist. Das daraus resultierende Reglerverhalten wird abschließend zusammen mit dem dahinterstehenden Batteriemodell evaluiert.

4.7.1 LLC-Resonanzwandler

Bei den Funktionstests des LLC-Resonanzwandlers wurde die Primärseite durch ein bidirektionales Schaltnetzteil mit einer Eingangsspannung von $U_E = 600\text{ V}$ versorgt. Um Rückwirkungen des ZQS zu vermeiden, wurde dieser bei den ersten Funktionstests zunächst gesteuert mit einem Aussteuergrad von $\alpha_{ZQS} = 1$ betrieben. Somit waren alle High-Side-MOSFETs des ZQS durchgehend im leitenden Zustand und die Zwischenkreisspannung U_{ZK} entspricht annähernd der Ausgangsspannung U_A . Am Ausgang des ZQS wurde ebenfalls ein bidirektionales Schaltnetzteil angeschlossen, welches als Stromsenke betrieben wurde. In Abbildung 4.26 ist die am Resonanztransformator anliegende rechteckförmige Spannung u_{sw} zu sehen. In ihrer Amplitude entspricht u_{sw} der Eingangsspannung U_E .

In Abbildung 4.27 ist der Umschaltvorgang zweier Halbbrücken im Detail dargestellt. Zunächst sind die Schalter T_{11} und T_{14} leitend, wodurch die Spannung $u_{sw} = 600\text{ V}$ an der Primärseite des Transformators anliegt. Es ist zu erkennen, dass der Umschaltvorgang eingeleitet wird, bevor der primärseitige Resonanzstrom $i_{r,p}$ auf 0 A absinkt, was einem überresonanten Betrieb des

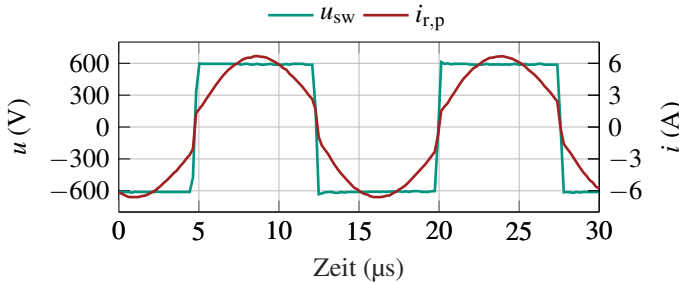


Abbildung 4.26: Am Resonanztransformator anliegende Rechteckspannung u_{sw} und primärseitiger Resonanzstrom $i_{r,p}$

LLC-Resonanzwandlers entspricht. Bei idealem ZVS wäre zu erwarten, dass der Strom $i_{r,p}$ beim Wechsel auf das Schalterpaar T_{12} und T_{13} während der Verriegelungszeit zunächst über deren Body-Dioden kommutiert und die Spannung u_{sw} folglich auf -600 V absinkt. Anschließend würden die Schalter T_{12} und T_{13} spannungsfrei einschalten, wodurch die Einschaltverluste vernachlässigbar klein ausfallen. Es ist jedoch zu erkennen, dass in dieser Anwendung die Spannung u_{sw} während der Verriegelungszeit lediglich auf 0 V absinkt. Hintergrund dessen ist, dass der Strom $i_{r,p}$ während des Umschaltvorgangs zu klein ist, um die Ausgangskapazitäten der MOSFETs [D15] umzuladen. Dadurch findet der Einschaltvorgang nur teilentlastet statt. Eine Verkürzung der Zeit, in der das Schalterpaar T_{11} und T_{14} leitend ist, würde zwar dazu führen, dass bei einem höheren Strom abgeschaltet und die Ausgangskapazitäten schneller umgeladen werden. Jedoch werden dadurch die Ausschaltverluste vergrößert und die Schaltverluste in Summe größer.

An dieser Stelle wurde auf eine tiefere Optimierung des Schaltverhaltens verzichtet, da der LLC-Resonanzwandler nicht den Fokus dieser Arbeit darstellt. Zur Einstellung der optimalen Verriegelungszeit bei teilentlastendem Schalten sei an dieser Stelle auf [74] verwiesen.

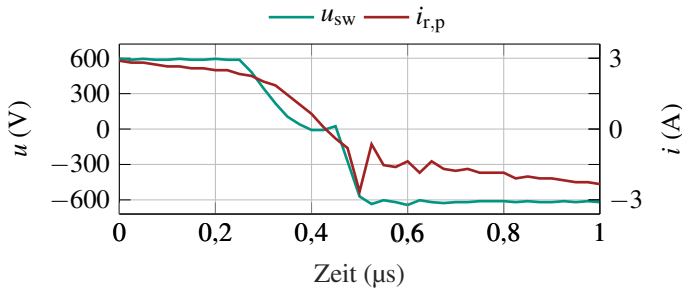


Abbildung 4.27: Teilentlastendes Schalten des LLC-Resonanzwandlers

4.7.2 Batteriemodell

Die Validierung des Batteriemodells erfolgte unter zwei Testkonditionen: Zunächst wurde der Leistungsteil einer BEP durch ein bidirektionales Netzteil mit Spannung versorgt und der Ausgang durch einen ohmschen Widerstand belastet. Anschließend wurden zwei BEPs in den Evaluationsprüfstand eingebaut und durch den Betrieb des MMSPCs belastet. Der Signalteil beider BEPs wurde über den 24 V-Bus des MMSPCs versorgt. Für beide Testkonditionen wurden sowohl der SoC als auch die Temperatur des Batteriemodells konstant gehalten, indem der Betriebsmodus *Haltemodus* gewählt wurde. Dadurch bleiben die Batterieparameter U_{OCV} , R_0 , R_1 und C_1 und somit auch die K -Parameter konstant, wodurch sich das Batterieverhalten im Nachgang durch einen simulativen Abgleich verifizieren lässt.

Im realen Betrieb einer Batterie würde die OCV mit der Ladungsentnahme sinken, jedoch wird dieses Verhalten im Folgenden bewusst nicht im Detail dargestellt, da speziell das Verhalten der BEP bei einem Stromsprung analysiert werden soll. Eine Änderung der Batterieparameter im Betrieb würde sowohl die Analyse als auch die Darstellung des Batterieverhaltens unnötig erschweren. Im *Batteriemodus* wird dieses Verhalten jedoch abgebildet, indem durch Coulomb-counting die Ladungsmengendifferenz berücksichtigt und sowohl die OCV als auch die K -Parameter entsprechend dem sich einstellenden SoC anpasst werden. Folglich sinkt im *Batteriemodus* die Leerlaufspannung bei Ladungsentnahme. Der Nachweis eines korrekten Stromintegrals ist inhärent durch das Stromintegral des PT1-Glieds, dargestellt in Abb. 4.29, gegeben.

In der Abschlussarbeit [S9] wurden die Platinen der MMSPC-Module hinsichtlich der verbauten Spannungsteiler und des Coulomb-countings im Hinblick auf die verwendeten Bleibatterien optimiert. Dies hat jedoch zur Folge, dass der Spannungsbereich der anliegenden Spannung U_{Bat} einen Wert von 20 V nicht überschreiten darf, da sonst die ADCs außerhalb ihrer Spezifikation betrieben und somit beschädigt würden. Um diesen Spannungsbereich auch im Falle einer Fehlfunktion der BEP nicht zu überschreiten, wurden beide BEPs über ein bidirektionales Netzteil mit einer Eingangsspannung von $U_{\text{E}} = 100\text{ V}$ versorgt. Somit ist die maximale Spannung, die jede BEP stellen kann, auf 20 V begrenzt.

Der verwendete Scheduling-Algorithmus des Evaluationsprüfstands ist auf die OCV-Kennlinien der Bleibatterien abgestimmt und prognostiziert zudem die Modulströme anhand des Innenwiderstands R_i . Damit Kreisströme verhindert werden, muss die Spannungslage des Batteriemodells an die Bleibatterien angepasst werden. Deshalb wurde als OCV-Kennlinie des Batteriemodells die der verwendeten Bleibatterien (Abb. 4.28) vorgegeben. Damit vor allem der aktive Ladungsausgleich durch den Scheduler weiterhin funktioniert, müssen die realen Modulströme mit den prognostizierten Werten übereinstimmen. Um dies zu erreichen, müssen die Gleichungen 5.9 und 5.23 zur Stromverteilungsberechnung ihre Gültigkeit beibehalten, was nur erreicht werden kann, wenn der Innenwiderstand R_i der Bleibatterien durch das Batteriemodell abgebildet wird. Der Widerstand R_i spiegelt vor allem das Kurzzeitverhalten der Batterie wider, was im Zellmodell durch den Serienwiderstand R_0 dargestellt wird. Folglich wird der an der Bleibatterie gemessene Widerstand von $15\text{ m}\Omega$ als R_0 vorgegeben.

Als essentielles Element des Batteriemodells muss noch das RC-Glied gewählt werden. Vergleicht man die OCV-Kurve einer Lithium-Ionen-Zelle nach Abb. 4.19 mit der Spannungslage einer Bleibatterie, so kann dieser Wert durch eine 3s1p-Verschaltung einzelner Zellen realisiert werden. Die gewählten Parameter des RC-Glieds sollen einer solchen Verschaltung entsprechen. Damit der von Natur aus geringere Widerstandswert von Lithium-Ionen-Batterien gegenüber dem von Bleibatterien angeglichen wird, wurden bei diesen Versuchen die Modellparameter aus den Kennfeldern in den Abbildungen 4.21 und 4.22 für besonders niedrige Temperaturen ($T = -10^\circ\text{C}$) und einen geringen SoC ($\text{SoC} = 8\%$) entnommen. Bei diesen Randbedingungen befinden sich die Widerstandswerte beider Zellchemien in einem ähnlichen Bereich.

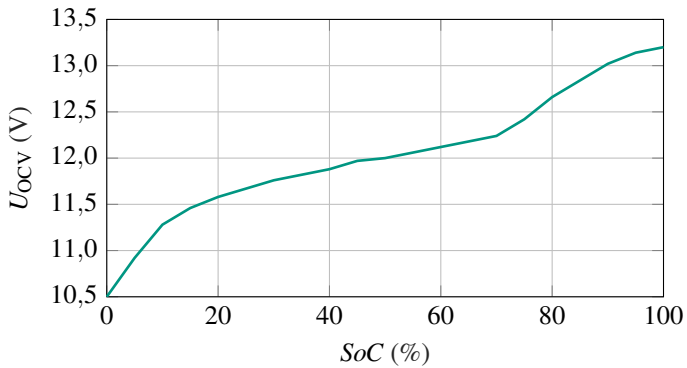


Abbildung 4.28: OCV der Bleibatterie [D1]

Tabelle 4.1: Parameter des Batteriemodells

Parameter	Wert
U_{OCV}	siehe Abb. 4.28
R_0	15 m Ω
R_1	21 m Ω
τ_1	15,22 s

Zusammenfassend lässt sich also sagen, dass die nachgebildete Batterie das Verhalten der verwendeten Bleibatterien abbildet, um sich den restlichen Bleibatterien anzupassen und die Algorithmen des Schedulers nicht fälschlich zu beeinflussen. Gleichzeitig wird die Relaxationszeit einer Lithium-Ionen-Batterie, abgebildet durch ein RC-Glied, nachgebildet. Letzteres ist notwendig, um die Eignung der BEP als eine Batterieemulation für Lithium-Ionen-Zellen zu bestätigen. Die Parameter des daraus entstehenden Batteriemodells sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst.

4.7.2.1 Ohmscher Belastungstest

In Abbildung 4.29 ist das Verhalten einer BEP unter konstanter Last zu sehen. Hierfür wurde ein Widerstand von $\approx 1,1 \Omega$ als Last verwendet. Zunächst wurde die BEP im *Konstantspannungsmodus* mit einer Ausgangsspannung von 13,12 V betrieben, was der OCV bei einem SoC von 95 % entspricht. Anschließend wird der Betriebsmodus auf den *Haltemodus* bei einem SoC von 95 % mit den physikalischen Parametern nach Tabelle 4.1 gewechselt. Die Ausgangsspannung U_A wurde direkt an den Klemmen des ZQS gemessen und entspricht der emulierten Batteriespannung U_{Bat} . Die gemessene Stromrichtung wurde entsprechend der Stromzählpfeildefinition des Batteriemodells (Abb. 4.18) gewählt und es gilt folglich aufgrund der unterschiedlichen Zählpfeilsysteme $i_{\text{Bat}} = -i_A$. Es ist zu erkennen, dass die Ausgangsspannung beim Wechsel des Betriebsmodus abrupt einbricht. Dieser Spannungseinbruch entspricht dem ohmschen Spannungsabfall am Widerstand R_0 . Anschließend sinkt die Ausgangsspannung weiter entsprechend dem Verhalten eines PT1-Glieds. Dieser weitere Spannungsabfall wird durch das RC-Glied, bestehend aus R_1 und C_1 , verursacht und besitzt eine Zeitkonstante von $\tau_1 = 15,22 \text{ s}$.

Zur Verifikation des Systemverhaltens wurde ein Simulationsmodell mithilfe von MATLAB/Simulink gemäß Abb. 4.18 aufgebaut und mit dem gemessenen Laststrom i_{Bat} beaufschlagt. Der Vergleich zwischen Simulationsmodell und Messung in Abb. 4.29 zeigt deutlich, dass das Verhalten des emulierten RC-Glieds einer BEP dem der modellierten Batterie entspricht.

4.7.2.2 MMSPC-Test

Zur Validierung des Kurzzeitverhaltens wurden zwei BEPs in den Evaluationsprüfstand eingebaut (Abb. 4.30). Hierfür wurden die angeschlossenen Bleibatterien an den zwei Modulen SM3 und SM5 der Phase U (Abb. 2.10) abgetrennt und jeweils durch eine BEP als Spannungsversorgung des jeweiligen Moduls ersetzt.

Bei der Inbetriebnahme der BEPs wurde ebenfalls der *Haltemodus* gewählt, jedoch bei einem SoC von 75 %. Dies entspricht einer OCV von 12,4 V, welche an die zuvor gemessene durchschnittliche Leerlaufspannung der Bleibatterien im MMSPC angepasst wurde. Die restlichen physikalischen Parameter entsprechen erneut den Werten aus Tabelle 4.1.

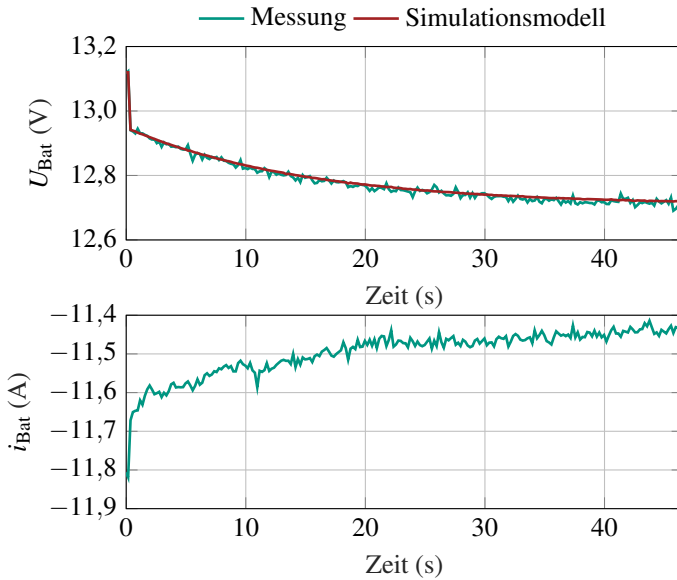


Abbildung 4.29: Abgleich des emulierten RC-Glied-Verhaltens einer BEP mit dem Simulationsmodell der Batterie

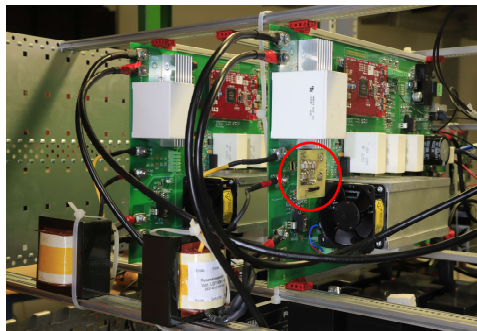


Abbildung 4.30: Zwei BEPs im Evaluationsprüfstand mit einer Piggyback für die Resonanzkondensatoren (rot umkreist)

Abbildung 4.31 zeigt die gemessene Ausgangsspannung der BEP, welche SM3 mit Energie versorgt. Die Spannungs- und Strommessung erfolgt analog zum ohmschen Belastungstest. Der Evaluationsprüfstand wurde bei diesem Versuch mit einem q-Strom von $i_q = 20\text{ A}$ und einer Drehzahl von $n_{\text{mech}} = 250\text{ min}^{-1}$ betrieben. Des Weiteren waren sowohl der aktive Ladungsausgleich als auch die Effizienzoptimierung entsprechend dem prädiktiven Algorithmus nach Kapitel 6.1 aktiv. Einzelne Terme der Zielfunktion wurden mit ihren jeweiligen Gewichtungsfaktoren $\lambda_{\text{bal}} = 1$ bzw. $\lambda_V = 1$ beaufschlagt. Mit einem eingestellten *SoC* von 75 % war dieser etwas höher als der der Bleibatterien, wodurch dieses Modul durch die Auswahl im Scheduling-Algorithmus stärker belastet wurde. Zum Abgleich des Modellverhaltens wurde auch hier mit dem gemessenen Laststrom i_{Bat} das Simulationsmodell der Batterie beaufschlagt und die daraus resultierende zu erwartende Batteriespannung U_{Bat} mit dem gemessenen Wert der BEP in Abb. 4.31 verglichen. Es ist deutlich zu erkennen, dass sich die Ausgangsspannung der ZQS analog zu der Klemmenspannung des Batteriemodells verhält. Abweichungen von der simulierten Sollspannungskurve sind dann zu erkennen, wenn der Laststrom einen hohen Gradienten aufweist. Ursache hierfür ist, dass sich die Dynamik der abzubildenden Sollspannungskurve aufgrund des seriellen Widerstands R_0 identisch zur Dynamik des Laststroms entwickelt.

Dieser Effekt wird vor allem in Abbildung 4.32 deutlich. Hierbei wurde die BEP analog zur vorherigen Messung betrieben, lediglich der Lastpunkt des MMSPCs wurde auf $i_q = 35\text{ A}$ und $n_{\text{mech}} = 450\text{ min}^{-1}$ erhöht. Aufgrund der vielfältigen Verschaltungsmöglichkeiten des MMSPCs ist der Phasenstrom nicht direkt aus dem Batteriestrom ablesbar. Die teilweise nur ansatzweise sinusförmigen Verläufe sind lediglich ein Teil des Phasenstroms, weshalb die Amplitude des Batteriestroms 35 A nicht erreicht. Diese Eigenschaft entsteht in erster Linie dadurch, dass Module miteinander parallel verschaltet werden. Zusätzlich teilt sich der Phasenstrom innerhalb einer parallelen Gruppe nicht ideal auf, weshalb der Phasenstrom nicht immer ein ganzzahlig Vielfaches eines Batteriestroms ist. Eine beispielhafte Aufteilung des Phasenstroms auf die einzelnen Batteriestrome kann Abbildung 6.2 entnommen werden. In Abschnitt 5.1.1 werden parallele Gruppen näher erläutert.

Bei dem dargestellten Betriebspunkt in Abbildung 4.32 steigt der Aussteuergrad des MMSPCs aufgrund der höheren Drehzahl und die einzelnen Module werden häufiger in Serie verschaltet, was zu einem sprunghaften Anstieg des Laststroms führt. Diese extremen Stromsprünge kann der Regler nicht schnell

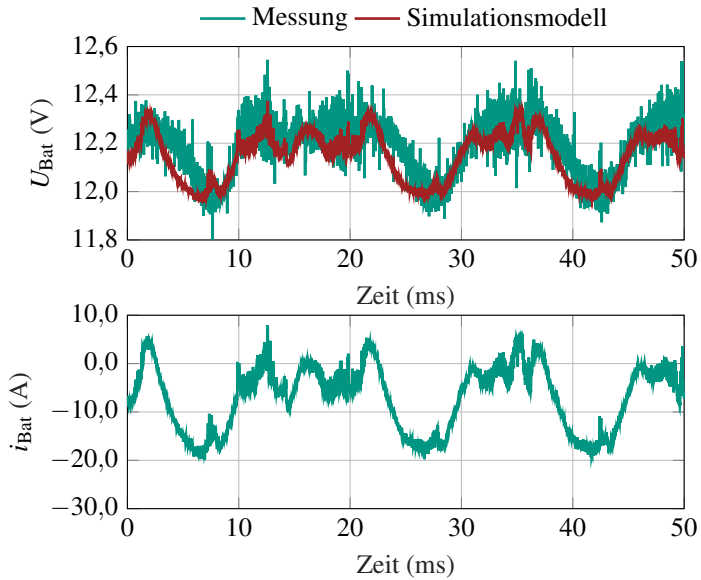


Abbildung 4.31: Abgleich des Kurzzeitverhaltens einer BEP mit dem Simulationsmodell der Batterie bei $i_q = 20 \text{ A}$ und $n_{\text{mech}} = 250 \text{ min}^{-1}$

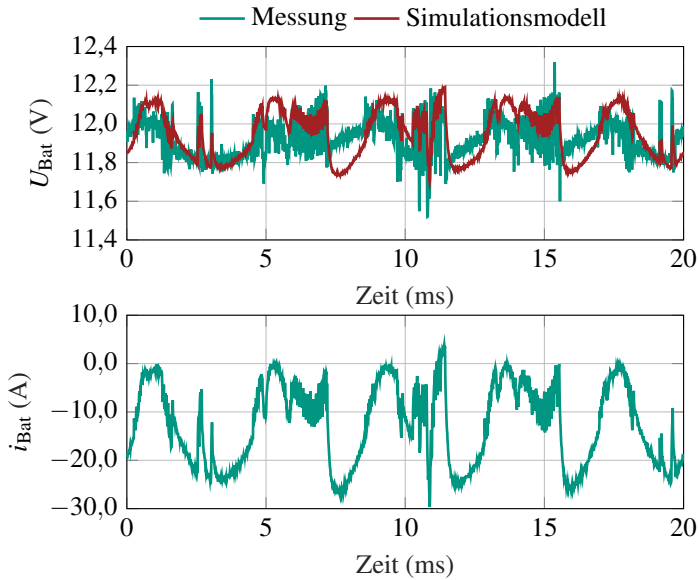


Abbildung 4.32: Abgleich des Kurzzeitverhaltens einer BEP mit dem Simulationsmodell der Batterie bei $i_q = 35 \text{ A}$ und $n_{\text{mech}} = 450 \text{ min}^{-1}$

genug ausregeln, wodurch es zu den Zeitpunkten $t \approx 7 \text{ ms}$ und $t \approx 16 \text{ ms}$ zu größeren Abweichungen zwischen der erwarteten und gestellten Klemmenspannung kommt. Durch den seriellen Widerstand R_0 kommt es bei einem Stromsprung schlagartig zu einem Sollspannungssprung. Dieser lässt sich aufgrund der Trägheit eines leistungselektronischen Systems, allen voran der induktiven Trägheiten und der Mess- und Stelltotzeiten, nur bedingt nachstellen. Ein Faktor, welcher die Nachbildung jedoch begünstigt, ist, dass ein positiver Stromsprung von i_{Bat} den Ausgangskondensator C_A auflädt. Eine reale Batterie würde ebenfalls mit einem Spannungsanstieg antworten. Somit wirkt sich die Störgröße i_{Bat} teilweise positiv auf die Regeldynamik aus.

5

Modellbildung und Systemanalyse

Das Primärziel dieser Arbeit ist die optimale Ansteuerung des MMSPCs, um die Freiheitsgrade dieser Topologie möglichst effizient zu nutzen. Hierfür werden in diesem Kapitel zunächst die Eigenschaften des MMSPCs und die Einflüsse der einzelnen Zustandskombinationen unter Verwendung einer Netzwerkanalyse untersucht. Anschließend erfolgt anhand dieser Analysen eine Herleitung der gewählten Haupt- und Nebenziele der Optimierungsalgorithmen.

Mithilfe der erbrachten Systemanalyse wird eine Vorauswahl von Zustandskombinationen getroffen, die sich vorteilhaft auf die gewählten Optimierungsziele auswirken und eine Vereinfachung der Optimierungsalgorithmen ermöglichen.

Ferner erfolgt in diesem Kapitel eine mathematische Definition der Zustandskombinationen und der dazugehörigen Transitionen in Form eines Graphen. Diese Graphendarstellung wird im darauffolgenden Kapitel 6 zur Beschreibung der Scheduling-Algorithmen genutzt.

5.1 Netzwerkanalyse des MMSPCs

Im ESB wird die Batterie eines SMs durch eine ideale Spannungsquelle U_{OCV} mit einem seriellen Widerstand R_i repräsentiert. Der serielle Widerstand repräsentiert dabei den Innenwiderstand der Batterie und die ideale Spannungsquelle U_{OCV} deren Leerlaufspannung. Bei dieser Betrachtung stellt R_i den Gleichstromwiderstand der Zellen dar. Die Zeitkonstanten des Batteriemodells werden vernachlässigt. Bei einem ESB nach Abb. 4.18 entspricht der Innenwiderstand R_i dem Widerstand R_0 . Ein leitender MOSFET wird durch seinen Durchlasswiderstand $R_{DS,on}$ dargestellt. Ein sperrender MOSFET hingegen wird durch einen Leerlauf ersetzt. Für den Modulzustand s_+ ergibt sich somit ein ESB nach Abbildung 5.1. Analog ergeben sich die Ersatzschaltbilder für die restlichen Modulzustände nach Abbildung 5.2.

Die einzelnen Modulschaltzustände z_k definieren innerhalb eines Moduls, wie die eingangsseitigen Anschlüsse X_+ und X_- mit den ausgangsseitigen Anschlüssen Y_+ und Y_- verbunden werden. Daraus allein lässt sich jedoch die Stromaufteilung nicht herleiten, da diese sowohl vom Zustand z_{k-1} des vorherigen Moduls, welches an X_+ und X_- angeschlossen ist, als auch vom Zustand z_{k+1} des nachgeschalteten Moduls, welches an Y_+ und Y_- angeschlossen ist, abhängt. Unter Vernachlässigung des Parallelzustands p ist der Batteriestrom $i_{Bat,k}$ nur noch vom vorherigen Modul abhängig und entspricht, je nach Kombination der Modulzustände s_+ , s_- , b_L und b_H , entweder dem positiven oder negativen Phasenstrom $\pm i_m$ oder wird zu Null. Befindet sich das k -te Modul in Phase m im Zustand z_k und das vorherige Modul im Zustand z_{k-1} so ergibt sich der Batteriestrom $i_{Bat,k}$ des k -ten Moduls gemäß Tabelle 5.1. Dabei stellt i_m den Phasenstrom der Phase m dar. Diese Tabelle gilt jedoch nicht für den Batteriestrom des Sternpunktmoduls mit dem Modulschaltzustand z_1 . Die Analyse des Sternpunkts wird separat in Abschnitt 5.1.2 behandelt. Folglich besitzt die Tabelle eine Gültigkeit für $k \in \{2, \dots, n_{Mod}\}$.

5.1.1 Parallele Gruppen

Bei der Berechnung der Stromaufteilung zwischen den Modulen bedarf es vor allem bei parallel verschalteten Modulen innerhalb einer Phase und insbesondere beim gekoppelten doppelten Sternpunkt einer komplexen Analyse. Eine solche Gruppe von Modulen wird im Folgenden als parallele Gruppe bezeichnet. Ist das Sternpunktmodul nicht Bestandteil einer parallelen Gruppe innerhalb einer Phase, so ergeben sich für die Stromaufteilung dieser parallelen Gruppe,

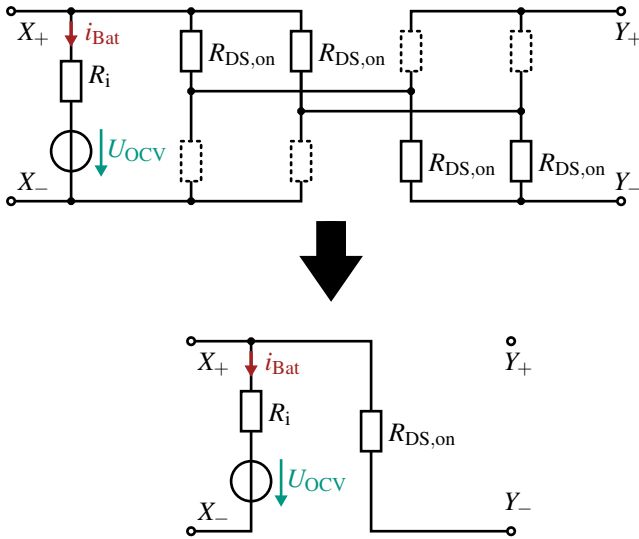


Abbildung 5.1: ESB des Modulzustands s_+

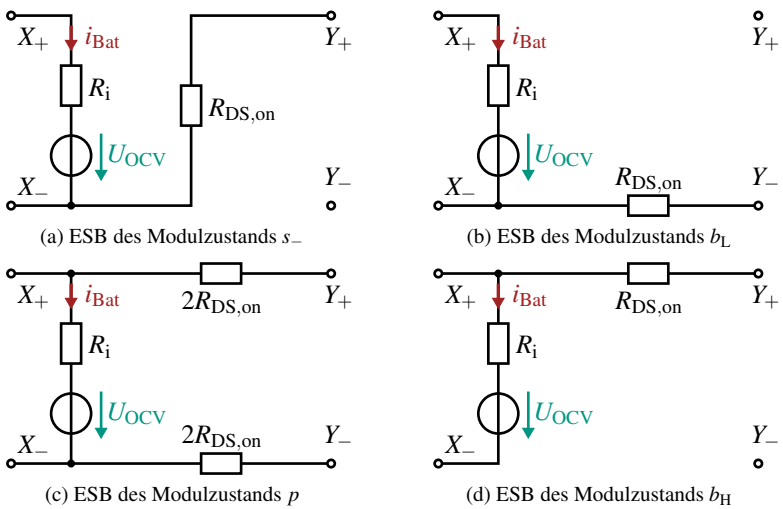


Abbildung 5.2: Ersatzschaltbilder der Modulzustände

Tabelle 5.1: Batteriestrom in Abhängigkeit von Modulschaltzustandskombinationen

z_k	z_{k-1}	$i_{\text{Bat},k}$	Fall
$s_+ \vee b_H$	$s_+ \vee b_L$	$-i_m$	1
	$s_- \vee b_H$	0 A	2
$s_- \vee b_L$	$s_- \vee b_H$	$+i_m$	3
	$s_+ \vee b_L$	0 A	4

bestehend aus n_{par} Modulen, vier Möglichkeiten. Diese sind von der Verschaltung der parallelen Gruppe innerhalb der Phase abhängig:

1. Das Modul vor der parallelen Gruppe befindet sich im Zustand s_+ oder b_L und verbindet die parallele Gruppe somit über den X_- -Anschluss des ersten Moduls. Gleichzeitig befindet sich das n_{par} -te Modul im Zustand s_+ oder b_H (Abb. 5.3).
2. Das Modul vor der parallelen Gruppe befindet sich im Zustand s_- oder b_H und verbindet die parallele Gruppe somit über den X_+ -Anschluss des ersten Moduls. Gleichzeitig befindet sich das n_{par} -te Modul im Zustand s_+ oder b_H (Abb. 5.4).
3. Das Modul vor der parallelen Gruppe befindet sich im Zustand s_- oder b_H und verbindet die parallele Gruppe somit über den X_+ -Anschluss des ersten Moduls. Gleichzeitig befindet sich das n_{par} -te Modul im Zustand s_- oder b_L (Abb. 5.5).
4. Das Modul vor der parallelen Gruppe befindet sich im Zustand s_+ oder b_L und verbindet die parallele Gruppe somit über den X_- -Anschluss des ersten Moduls. Gleichzeitig befindet sich das n_{par} -te Modul im Zustand s_- oder b_L (Abb. 5.6).

Für den ersten Fall ist eine solche parallele Gruppe, bestehend aus drei Modulen, in Abbildung 5.3 dargestellt. Um die folgenden Gleichungen übersichtlicher darzustellen, wird die Leerlaufspannungen $U_{\text{OCV},k}$ des k -ten Moduls vereinfacht als U_k dargestellt. Bei n_{par} Modulen ergeben sich $n_{\text{par}} - 1$

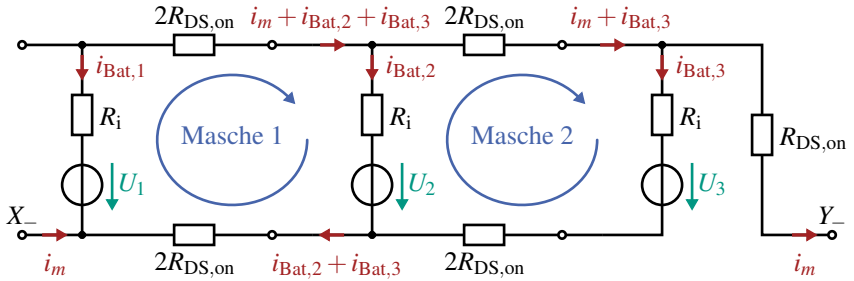


Abbildung 5.3: Parallele Dreiergruppe nach Fall 1

Maschengleichungen. Für Masche 2 in Abb. 5.3 ergibt sich folgende Gleichung:

$$\begin{aligned}
 0 \text{ V} &= -U_2 - R_i i_{\text{Bat},2} + 2R_{\text{DS,on}}(i_m + i_{\text{Bat},3}) + R_i i_{\text{Bat},3} \\
 &\quad + U_3 + 2R_{\text{DS,on}} i_{\text{Bat},3} \\
 &= -U_2 - R_i i_{\text{Bat},2} + 4R_{\text{DS,on}} i_{\text{Bat},3} + R_i i_{\text{Bat},3} + U_3 + 2R_{\text{DS,on}} i_m
 \end{aligned} \quad (5.1)$$

Für die Masche 1 ergibt sich äquivalent:

$$\begin{aligned}
 0 \text{ V} &= -U_1 - R_i i_{\text{Bat},1} + 2R_{\text{DS,on}}(i_m + i_{\text{Bat},2} + i_{\text{Bat},3}) + R_i i_{\text{Bat},2} \\
 &\quad + U_2 + 2R_{\text{DS,on}}(i_{\text{Bat},2} + i_{\text{Bat},3}) \\
 &= -U_1 - R_i i_{\text{Bat},1} + 4R_{\text{DS,on}}(i_{\text{Bat},2} + i_{\text{Bat},3}) + R_i i_{\text{Bat},2} \\
 &\quad + U_2 + 2R_{\text{DS,on}} i_m
 \end{aligned} \quad (5.2)$$

Es ergibt sich ein Muster, welches sich mit jedem weiteren Modul fortsetzt, welches in die parallele Gruppe verschaltet wird. Die Ströme, die in der k -ten Masche durch die MOSFETs im unteren Zweig fließen, setzen sich aus den Summen der Batterieströme rechter Hand zusammen:

$$\sum_{c=k+1}^{n_{\text{par}}} i_{\text{Bat},c}$$

Dementsprechend folgt aus der Knotenregel, dass die Ströme, die in der k -ten Masche im oberen Zweig durch die MOSFETs fließen, sich ebenfalls aus den

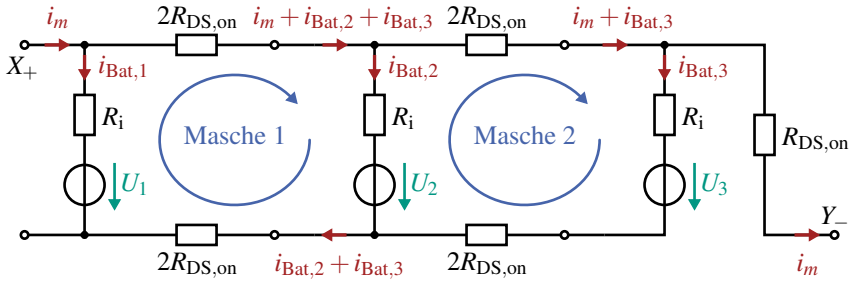


Abbildung 5.4: Parallele Dreiergruppe nach Fall 2

Summen der Batterieströme rechter Hand zusammensetzen, zuzüglich des Phasenstroms i_m :

$$i_m + \sum_{c=k+1}^{n_{par}} i_{Bat,c}.$$

Hieraus ergibt sich die allgemeine Gleichung für die k -te Masche:

$$\begin{aligned} 0V &= -U_k - R_i i_{Bat,k} + 2R_{DS,on} \left(i_m + \sum_{c=k+1}^{n_{par}} i_{Bat,c} \right) + R_i i_{Bat,k+1} \\ &\quad + U_{k+1} + 2R_{DS,on} \sum_{c=k+1}^{n_{par}} i_{Bat,c} \\ 0V &= -U_k - R_i i_{Bat,k} + 4R_{DS,on} \sum_{c=k+1}^{n_{par}} i_{Bat,c} + R_i i_{Bat,k+1} \\ &\quad + U_{k+1} + 2R_{DS,on} i_m \end{aligned} \quad (5.3)$$

Betrachtet man nun Fall 2 (Abb. 5.4), ändert sich die Herleitung der k -ten Maschengleichung nicht und Gleichung (5.3) behält ihre Gültigkeit.

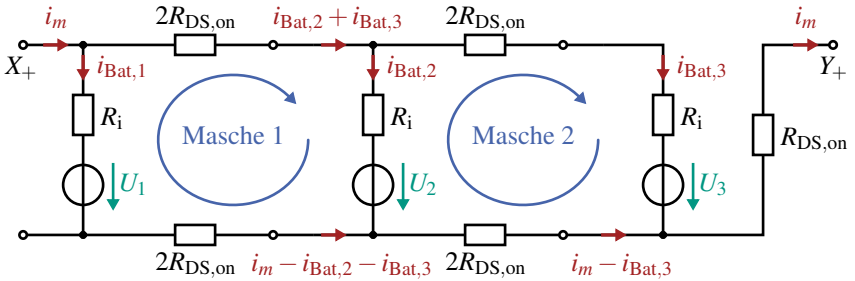


Abbildung 5.5: Parallele Dreiergruppe nach Fall 3

Analog lassen sich die Maschengleichungen für Fall 3 und 4 herleiten. Der Strom, der durch die MOSFETs im oberen Zweig der k -ten Masche fließt, setzt sich aus der Summe der Batterieströme der nachfolgenden Module zusammen:

$$\sum_{c=k+1}^{n_{\text{par}}} i_{\text{Bat},c}$$

Der Strom, der durch die MOSFETs im unteren Zweig der k -ten Masche fließt, setzt sich aus dem Phasenstrom i_m abzüglich der Summe der Batterieströme der nachfolgenden Module zusammen:

$$i_m - \sum_{c=k+1}^{n_{\text{par}}} i_{\text{Bat},c}$$

Als allgemeine Maschengleichung der k -ten Masche ergibt sich:

$$\begin{aligned} 0 \text{ V} &= -U_k - R_i i_{\text{Bat},k} + 2R_{\text{DS,on}} \sum_{c=k+1}^{n_{\text{par}}} i_{\text{Bat},c} + R_i i_{\text{Bat},k+1} \\ &\quad + U_{k+1} - 2R_{\text{DS,on}} (i_m - \sum_{c=k+1}^{n_{\text{par}}} i_{\text{Bat},c}) \\ &= -U_k - R_i i_{\text{Bat},k} + 4R_{\text{DS,on}} \sum_{c=k+1}^{n_{\text{par}}} i_{\text{Bat},c} + R_i i_{\text{Bat},k+1} \\ &\quad + U_{k+1} - 2R_{\text{DS,on}} i_m \end{aligned} \quad (5.4)$$

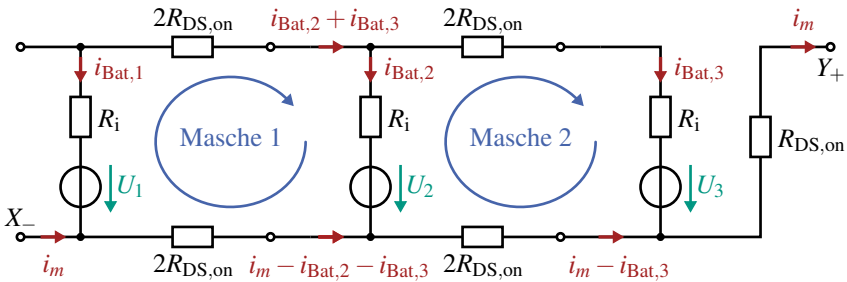


Abbildung 5.6: Parallele Dreiergruppe nach Fall 4

Die Maschengleichungen sind folglich nahezu identisch und unterscheiden sich nur im Vorzeichen des Phasenstroms. Für die allgemeine Darstellung der Maschengleichungen wird nun die Hilfsvariable α eingeführt, um dieses Verhalten zu berücksichtigen:

$$\alpha = \begin{cases} +1 & \text{für Fall 1 } \vee \text{ Fall 2} \\ -1 & \text{für Fall 3 } \vee \text{ Fall 4} \end{cases} \quad (5.5)$$

$$0 \text{ V} = -U_k - R_i i_{\text{Bat},k} + 4R_{\text{DS,on}} \sum_{c=k+1}^{n_{\text{par}}} i_{\text{Bat},c} + R_i i_{\text{Bat},k+1} + U_{k+1} + 2\alpha R_{\text{DS,on}} i_m \quad (5.6)$$

Bei n_{par} parallel verschalteten Modulen ergeben sich $k = n_{\text{par}} - 1$ Maschen, womit sich mit der allgemeinen Gleichung (5.6) $n_{\text{par}} - 1$ linear unabhängige Gleichungen aufstellen lassen. Um alle n_{par} Batterieströme $i_{\text{Bat},k}$ zu berechnen, muss eine weitere Gleichung aufgestellt werden. Diese ergibt sich aus der Summe der einzelnen Batterieströme. Je nach Fall bildet die Summe der Batterieströme entweder den positiven oder negativen Phasenstrom i_m oder addiert sich zu 0 A. Dieses Verhalten entspricht der Logik aus Tabelle 5.1.

$$\sum_{c=1}^{n_{\text{par}}} i_{\text{Bat},c} = \sigma_1 i_m, \text{ mit } \sigma_1 = \begin{cases} -1 & \text{für Fall 1} \\ +1 & \text{für Fall 3} \\ 0 & \text{für Fall 2 } \vee \text{ Fall 4} \end{cases} \quad (5.7)$$

Das durch die Gleichungen (5.6) und (5.7) beschriebene lineare Gleichungssystem (LGS) lässt sich in der Matrixform (5.8) darstellen. Zur vereinfachten

Darstellung wurden die Hilfswiderstände $R_\sigma = R_i + 4R_{DS,on}$, $R_{2T} = 2R_{DS,on}$ und $R_{4T} = 4R_{DS,on}$ eingeführt.

$$\begin{pmatrix} i_{Bat,1} \\ i_{Bat,2} \\ i_{Bat,3} \\ \vdots \\ i_{Bat,n_{par}-1} \\ i_{Bat,n_{par}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_i & -R_\sigma & -R_{4T} & \dots & -R_{4T} \\ 0 & R_i & -R_\sigma & -R_{4T} & \vdots \\ 0 & 0 & R_i & -R_\sigma & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & R_i & -R_\sigma \\ 1 & \dots & \dots & \dots & 1 \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} -U_1 + U_2 + \alpha R_{2T} i_m \\ -U_2 + U_3 + \alpha R_{2T} i_m \\ -U_3 + U_4 + \alpha R_{2T} i_m \\ \vdots \\ -U_{n_{par}-1} + U_{n_{par}} + \alpha R_{2T} i_m \\ \sigma_1 i_m \end{pmatrix} \quad (5.8)$$

Geht man nun von einem ideal ausgeglichenen Zustand aus, in dem alle Batterien den gleichen SoC und somit die gleiche OCV-Spannung aufweisen, wird der Term $-U_{n_{par}-1} + U_{n_{par}}$ zu 0 V. Die Gleichung (5.8) vereinfacht sich so stark, dass sich die Batterieströme $i_{Bat,k}$ bereits aus Multiplikationen mit konstanten Faktoren mit dem Phasenstrom berechnen lassen.

$$\begin{pmatrix} i_{Bat,1} \\ i_{Bat,2} \\ i_{Bat,3} \\ \vdots \\ i_{Bat,n_{par}-1} \\ i_{Bat,n_{par}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_i & -R_\sigma & -R_{4T} & \dots & -R_{4T} \\ 0 & R_i & -R_\sigma & -R_{4T} & \vdots \\ 0 & 0 & R_i & -R_\sigma & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & R_i & -R_\sigma \\ 1 & \dots & \dots & \dots & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \alpha R_{2T} \\ \alpha R_{2T} \\ \alpha R_{2T} \\ \vdots \\ \alpha R_{2T} \\ \sigma_1 \end{pmatrix} i_m \quad (5.9)$$

$$= \underline{f}_{n_{par}} \cdot i_m$$

$$\underline{f}_{\text{-npar}} := \begin{pmatrix} R_i & -R_\sigma & -R_{4T} & \dots & -R_{4T} \\ 0 & R_i & -R_\sigma & -R_{4T} & \vdots \\ 0 & 0 & R_i & -R_\sigma & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & R_i & -R_\sigma \\ 1 & \dots & \dots & \dots & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \alpha R_{2T} \\ \alpha R_{2T} \\ \alpha R_{2T} \\ \vdots \\ \alpha R_{2T} \\ \sigma_1 \end{pmatrix} \quad (5.10)$$

Die sich daraus ergebende Stromverteilung ist abhängig von dem vorliegenden Fall, der Anzahl von parallel verschalteten Modulen und dem Verhältnis des Batterieinnenwiderstands R_i zum Durchlasswiderstand $R_{DS,on}$ der MOSFETs. Abbildung 5.7 illustriert die Stromverteilung für die Fälle 2 und 3 mit drei respektive vier parallel verschalteten Modulen. Würde man die Widerstände der MOSFETs vernachlässigen, so würden alle Batterien im zweiten Fall ein Drittel respektive ein Viertel des Phasenstroms tragen. Im dritten Fall würde gar kein Strom durch die Batterien fließen. Es ist jedoch deutlich zu erkennen, dass diese Annahme nur bei sehr großen Werten von $R_i/R_{DS,on}$ gerechtfertigt ist.

Betrachtet man die Parameter des Evaluationsprüfstands nach Kapitel 3.1, so beträgt das Verhältnis $R_i/R_{DS,on} \approx 4$. Bei drei parallelen Modulen und Fall 2 (Abb. 5.7 (a)) tragen die äußeren Module (SM1 & SM3) somit 37,5 % des Phasenstroms, während das innere Modul (SM2) lediglich 25 % des Laststroms trägt. Gravierender ist die Abweichung jedoch im dritten Fall (Abb. 5.7 (b)). Die äußeren Module tragen 25 % respektive -25 % des Phasenstroms i_m . Ein solcher Zustand ist höchst unerwünscht, da ein Modul geladen, während das andere entladen wird, obwohl in diesem Zustand ein Überbrücken der Module erreicht werden soll. Stattdessen werden die Rippelströme der Batterien erhöht. Bei den Parametern des Automotive-Prüfstands nach Kapitel 3.2 ergibt sich ein Verhältnis von $R_i/R_{DS,on} \approx 90$. Im Fall 2 (Abb. 5.7 (a)) tragen die äußeren Module nur noch 33,6 % und das innere Modul bereits 32,8 % des Laststroms. Im dritten Fall (Abb. 5.7 (b)) tragen die äußeren Module nur noch ca. ± 2 % des Laststroms. Somit kommt die Modulstromverteilung im Automotive-Prüfstand sehr nah an eine ideale Verteilung heran.

Die Abbildungen 5.7(c) und 5.7(d) stellen Fall 2 und Fall 3 mit jeweils vier parallel verschalteten Modulen dar. Es ist zu erkennen, dass sich die Modulstromverteilung in beiden Fällen ähnlich verhält wie bei drei parallel

verschalteten Modulen. Im Fall 2 tragen die äußeren Module SM1 und SM4 einen größeren Teil des Phasenstroms und in Fall 3 werden die äußeren Module ebenfalls stärker belastet. Erst bei einem sehr großem $R_i/R_{DS,on}$ -Verhältnis nähern sich die Modulstromverteilungen einer idealen Verteilung an.

Für die nicht dargestellten Fälle 1 und 4 verhält sich die Stromverteilung gemäß Abb. 5.7, lediglich das Vorzeichen der Modulströme wird umgekehrt.

5.1.2 Sternpunktanalyse

Zur Berechnung der Stromverteilung stellt der doppelte Sternpunkt eine größere Herausforderung dar als die parallelen Gruppen innerhalb einer Phase. Ist das SM, welches direkt an den doppelten Sternpunkt angeschlossen ist, Teil einer parallelen Gruppe, spielt zur Berechnung des Batteriestroms $i_{Bat,m,k}$ des k -ten Moduls in Phase m insbesondere das letzte Modul der parallelen Gruppe eine wesentliche Rolle. Die letzten Module der parallelen Gruppen in den einzelnen Phasen entscheiden durch ihren Modulzustand, wie der Phasenstrom durch die Sternpunktmodule fließt. Befindet sich das letzte Modul der parallelen Gruppe der Phase m im Zustand s_+ oder b_L , wird diese parallele Gruppe über den Anschluss Y_- angebunden. Befindet sich dieses hingegen im Zustand s_- oder b_H , so wird die parallele Gruppe über den Anschluss Y_+ angebunden. Bei einem dreiphasigen System gibt es folglich $2^3 = 8$ mögliche Kombinationen. In Abbildung 5.8 ist beispielhaft ein Phasenschaltzustand dargestellt, bei dem die Phase U und V durch den den Modulzustand s_- über den Anschluss Y_+ angebunden sind und Phase W durch den Modulzustand s_+ über den Anschluss Y_- angebunden ist. In Phase V wird kein weiteres Modul zum Sternpunkt verschaltet. In Phase U wird ein zusätzliches Modul und in Phase W werden zwei zusätzliche Module parallel zum Sternpunkt verschaltet. Es wird angenommen, dass der Sternpunkt ideal leitend angebunden ist.

Für eine Verbesserung der Übersichtlichkeit wurde in der Abbildung 5.8 nur die Masche UV im Sternpunkt eingezeichnet. Die Masche UW ergibt sich analog zur Masche UV. Für die zwei daraus entstehenden Maschengleichungen im Sternpunkt ergeben sich folgende Formeln:

$$0V = U_{U,1} + R_i i_{Bat,U,1} - U_{V,1} - R_i i_{Bat,V,1} \quad (5.11)$$

$$0V = U_{U,1} + R_i i_{Bat,U,1} - U_{W,1} - R_i i_{Bat,W,1} \quad (5.12)$$

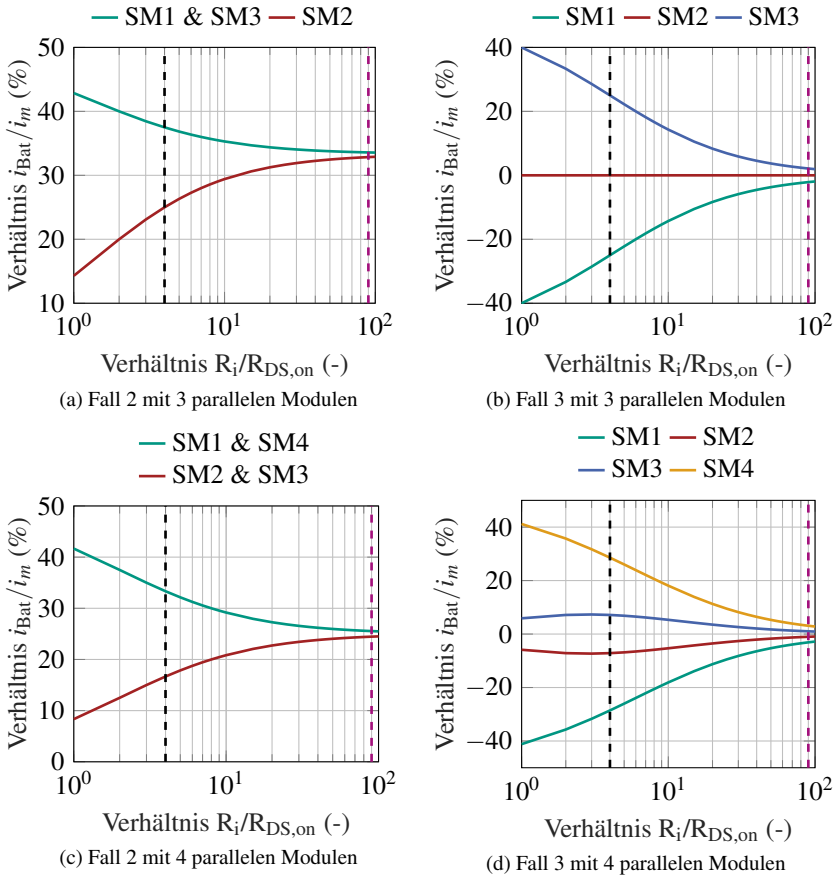


Abbildung 5.7: Stromverteilung zwischen parallel verschalteten Modulen in Abhängigkeit vom Innenwiderstand $R_i/R_{DS,on}$. Die Kennwerte des Evaluationsprüfstands (schwarz) und des Automotive-Prüfstands (rot) sind durch vertikale Linien gekennzeichnet.

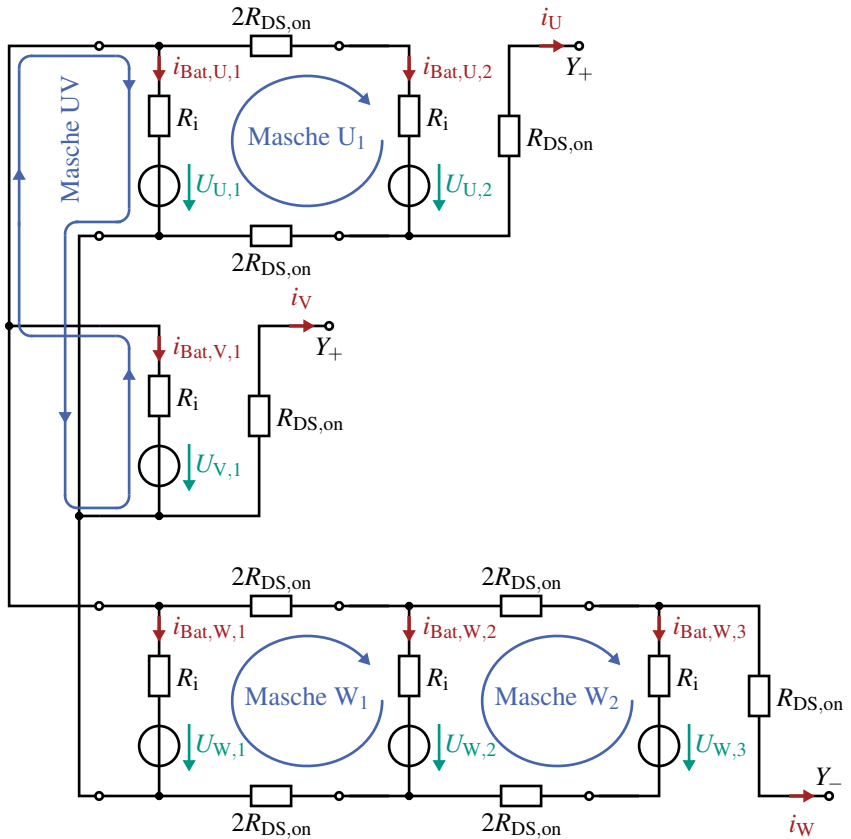


Abbildung 5.8: ESB für eine Beispierverschaltung des Sternpunkts

In Phase U ergibt sich durch die Parallelschaltung eine weitere Maschengleichung:

$$\begin{aligned}
 0 \text{ V} &= -U_{U,1} - R_i i_{\text{Bat},U,1} + 2R_{\text{DS,on}} i_{\text{Bat},U,2} \\
 &\quad + U_{U,2} + R_i i_{\text{Bat},U,2} - 2R_{\text{DS,on}} (i_U - i_{\text{Bat},U,2}) \\
 &= -U_{U,1} - R_i i_{\text{Bat},U,1} + 4R_{\text{DS,on}} i_{\text{Bat},U,2} \\
 &\quad + U_{U,2} + R_i i_{\text{Bat},U,2} - 2R_{\text{DS,on}} i_U
 \end{aligned} \tag{5.13}$$

In Phase W ergeben sich durch die Parallelschaltungen zwei weitere Maschengleichungen:

$$\begin{aligned}
 0 \text{ V} &= -U_{W,2} - R_i i_{\text{Bat},W,2} + 2R_{\text{DS,on}} (i_W + i_{\text{Bat},W,3}) \\
 &\quad + U_{W,3} + R_i i_{\text{Bat},W,3} + 2R_{\text{DS,on}} i_{\text{Bat},W,3} \\
 &= -U_{W,2} - R_i i_{\text{Bat},W,2} + 4R_{\text{DS,on}} i_{\text{Bat},W,3} \\
 &\quad + U_{W,3} + R_i i_{\text{Bat},W,3} + 2R_{\text{DS,on}} i_W
 \end{aligned} \tag{5.14}$$

$$\begin{aligned}
 0 \text{ V} &= -U_{W,1} - R_i i_{\text{Bat},W,1} + 2R_{\text{DS,on}} (i_W + i_{\text{Bat},W,2} + i_{\text{Bat},W,3}) \\
 &\quad + U_{W,2} + R_i i_{\text{Bat},W,2} + 2R_{\text{DS,on}} (i_{\text{Bat},W,2} + i_{\text{Bat},W,3}) \\
 &= -U_{W,1} - R_i i_{\text{Bat},W,1} + 4R_{\text{DS,on}} (i_{\text{Bat},W,2} + i_{\text{Bat},W,3}) \\
 &\quad + U_{W,2} + R_i i_{\text{Bat},W,2} + 2R_{\text{DS,on}} i_W
 \end{aligned} \tag{5.15}$$

Wie die Gleichungen (5.13), (5.15) und (5.14) erkennen lassen, ist der Strom, der durch die MOSFETs fließt, abhängig von der Verschaltung des letzten Moduls und der Anzahl an parallel verschalteten Modulen. Es sei $n_{\text{par,SPM},m}$ definiert als die Anzahl an Modulen der Phase m , die parallel zum Sternpunkt verschaltet sind. Befindet sich das erste Modul nicht im Modulschaltzustand p , so gilt $n_{\text{par,SPM},m} = 1$. Die Stromrichtung des Phasenstroms wird durch die zusätzliche Hilfsvariable α_m definiert:

$$\alpha_m = \begin{cases} +1 & \text{für } (z_{n_{\text{par,SPM},m}} = s_+) \vee (z_{n_{\text{par,SPM},m}} = b_H) \\ -1 & \text{für } (z_{n_{\text{par,SPM},m}} = s_-) \vee (z_{n_{\text{par,SPM},m}} = b_L) \end{cases} \tag{5.16}$$

Damit ergibt sich die Herleitung der allgemeinen Maschengleichung in Phase m analog zur Gleichung (5.6):

$$\begin{aligned}
 0 \text{ V} &= -U_{m,k} - R_i i_{\text{Bat},m,k} + 4R_{\text{DS,on}} \sum_{c=k+1}^{n_{\text{par,SPM},m}} i_{\text{Bat},m,c} \\
 &\quad + U_{m,k+1} + R_i i_{\text{Bat},m,k+1} + 2\alpha_m R_{\text{DS,on}} i_m
 \end{aligned} \tag{5.17}$$

Die Summe aller Batterieströme entspricht einer Linearkombination der einzelnen Phasenströme und ist ebenfalls von der Verschaltung des letzten Moduls der jeweiligen Phase abhängig. Nach der Knotenregel entspricht die Summe aller Batterieströme den Summen der Phasenströme der Phasen, bei denen sich dieses letzte Modul im Zustand s_- oder b_L befindet. Dieses Verhalten wird durch die Hilfsvariable β_m dargestellt:

$$\beta_m = \begin{cases} 1 & \text{für } (z_{n_{\text{par,SPM},m}} = s_-) \vee (z_{n_{\text{par,SPM},m}} = b_L) \\ 0 & \text{für } (z_{n_{\text{par,SPM},m}} = s_+) \vee (z_{n_{\text{par,SPM},m}} = b_H) \end{cases} \quad (5.18)$$

Die Linearkombination der einzelnen Phasenströme wird durch $\sigma_{I,\text{st}}$ abgebildet und durch Gleichung (5.19) berechnet.

$$\sigma_{I,\text{st}} = \sum_m \beta_m i_m = \sum_m \sum_{c=1}^{n_{\text{par,SPM},m}} i_{\text{Bat},m,c} \text{ mit } m \in \{\text{U}, \text{V}, \text{W}\} \quad (5.19)$$

Mit den Gleichungen (5.11), (5.12), (5.17) und (5.19) lässt sich nun ein eindeutig lösbares LGS erstellen. Zur besseren Übersichtlichkeit sei für jede Phase eine $(n_{\text{par,st},m} - 1) \times n_{\text{par,st},m}$ -Hilfsmatrix \mathbf{R}_m definiert als:

$$\mathbf{R}_m = \begin{pmatrix} R_i & -R_\sigma & -R_{4T} & \dots & -R_{4T} \\ 0 & R_i & -R_\sigma & -R_{4T} & \vdots \\ 0 & 0 & R_i & -R_\sigma & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & R_i & -R_\sigma \end{pmatrix}^{-1} \quad (5.20)$$

Zusätzlich sei für jede Phase ein Vektor \underline{r}_m mit $n_{\text{par,SPM},m}$ Spalten definiert. Dieser Vektor dient zur Abbildung der Maschengleichungen (5.11) und (5.12).

$$\underline{r}_m = (R_i \quad 0 \quad \dots \quad 0) \quad (5.21)$$

Die Berechnung der Batterieströme der Sternpunktmodule kann somit mit folgender Gleichung durchgeführt werden:

$$\begin{pmatrix} i_{\text{Bat,U},1} \\ \vdots \\ i_{\text{Bat,U},n_{\text{par,st,U}}} \\ i_{\text{Bat,V},1} \\ \vdots \\ i_{\text{Bat,V},n_{\text{par,st,V}}} \\ i_{\text{Bat,W},1} \\ \vdots \\ i_{\text{Bat,W},n_{\text{par,st,W}}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{R}_U & \underline{0} & \underline{0} \\ \underline{0} & \mathbf{R}_V & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{0} & \mathbf{R}_W \\ r_U & -r_V & \underline{0} \\ r_U & \underline{0} & -r_W \\ \underline{1} & \underline{1} & \underline{1} \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} -U_{U,1} + U_{U,2} + \alpha_U R_{2T} i_U \\ \vdots \\ -U_{U,n_{\text{par,st,U}}-1} + U_{U,n_{\text{par,st,U}}} + \alpha_U R_{2T} i_U \\ -U_{V,1} + U_{V,2} + \alpha_V R_{2T} i_V \\ \vdots \\ -U_{V,n_{\text{par,st,V}}-1} + U_{V,n_{\text{par,st,V}}} + \alpha_V R_{2T} i_V \\ -U_{W,1} + U_{W,2} + \alpha_W R_{2T} i_W \\ \vdots \\ -U_{W,n_{\text{par,st,W}}-1} + U_{W,n_{\text{par,st,W}}} + \alpha_W R_{2T} i_W \\ -U_{U,1} + U_{V,1} \\ -U_{U,1} + U_{W,1} \\ \sigma_{\text{I,st}} \end{pmatrix} \quad (5.22)$$

Bei einem ideal ausgeglichenen System haben alle SM die gleiche Leerlaufspannung, wodurch sich Gleichung (5.22) ebenfalls vereinfachen lässt. Mit der vereinfachten Form (5.23) lassen sich die Batterieströme durch eine Linearkombination der Phasenströme berechnen.

$$\underbrace{\begin{pmatrix} \dot{i}_{\text{Bat,U},1} \\ \vdots \\ \dot{i}_{\text{Bat,U},n_{\text{par,st,U}}} \\ \dot{i}_{\text{Bat,V},1} \\ \vdots \\ \dot{i}_{\text{Bat,V},n_{\text{par,st,V}}} \\ \dot{i}_{\text{Bat,W},1} \\ \vdots \\ \dot{i}_{\text{Bat,W},n_{\text{par,st,W}}} \end{pmatrix}}_{=:\dot{i}_{\text{Bat,st}}} = \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{R}_U & \underline{0} & \underline{0} \\ \underline{0} & \mathbf{R}_V & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{0} & \mathbf{R}_W \\ \underline{r}_U & -\underline{r}_V & \underline{0} \\ \underline{r}_U & \underline{0} & -\underline{r}_W \\ \underline{1} & \underline{1} & \underline{1} \end{pmatrix}}_{=:\mathbf{B}}^{-1} \begin{pmatrix} \alpha_U R_{2T} \dot{i}_U \\ \vdots \\ \alpha_U R_{2T} \dot{i}_U \\ \alpha_V R_{2T} \dot{i}_V \\ \vdots \\ \alpha_V R_{2T} \dot{i}_V \\ \alpha_W R_{2T} \dot{i}_W \\ \vdots \\ \alpha_W R_{2T} \dot{i}_W \\ 0 \\ 0 \\ \sigma_{\text{I,st}} \end{pmatrix} \quad (5.23)$$

Um bei der Implementierung die notwendige Rechenzeit zu reduzieren, können zusätzlich die α -Faktoren und der Summenstrom $\sigma_{\text{I,st}}$, welcher einer Linearkombination der Phasenströme entspricht, in die Matrix \mathbf{B} gezogen werden, wodurch ein Teil der Rechenoperationen vorab durchgeführt werden kann. Zur vereinfachten Darstellung sei hierfür eine weitere Hilfsmatrix $\mathbf{C} = (c_{ij})$ definiert. Mit insgesamt $n_{\text{par,SPM,tot}} = \sum n_{\text{par,st},m}$ parallel verschalteten Modulen zum Sternpunkt ergibt sich die Dimension dieser Matrix zu $n_{\text{par,SPM,tot}} \times 3$. Für die Komponenten dieser Matrix gilt:

$$c_{i1} = \alpha_U R_{2T} \left(\sum_{c=1}^{n_{\text{par,st,U}}} b_{ic} \right) + \beta_U \cdot b_{i,n_{\text{par,SPM,tot}}} \quad (5.24a)$$

$$c_{i2} = \alpha_V R_{2T} \left(\sum_{c=n_{\text{par,st,U}}+1}^{n_{\text{par,st,U}}+n_{\text{par,st,V}}} b_{ic} \right) + \beta_V \cdot b_{i,n_{\text{par,SPM,tot}}} \quad (5.24b)$$

$$c_{i3} = \alpha_W R_{2T} \left(\sum_{c=n_{\text{par,st,U}}+n_{\text{par,st,V}}+1}^{n_{\text{par,SPM,tot}}} b_{ic} \right) + \beta_W \cdot b_{i,n_{\text{par,SPM,tot}}} \quad (5.24c)$$

Gleichung (5.23) vereinfacht sich dadurch zu:

$$\dot{i}_{\text{Bat,st}} = \mathbf{C} \cdot (i_U \quad i_V \quad i_W)^\top \quad (5.25)$$

5.1.3 Äquivalenter Phaseninnenwiderstand

Mithilfe der hergeleiteten Formeln lassen sich für einen gegebenen Gesamtphasenzustand W die Batterieströme durch eine Verteilung der Phasenströme bestimmen, wodurch der Einfluss des Zustands auf den aktiven Ladungsausgleich bekannt ist. Zur Bestimmung der ohmschen Verluste wäre es möglich, aus den Batterieströmen und den entsprechenden Knotengleichungen zusätzlich den Strom in den MOSFETs zu berechnen, wodurch die ohmschen Verluste in allen Einzelkomponenten berechnet werden könnten. Dieses Verfahren hätte jedoch bei einer praktischen Umsetzung einen hohen Rechenaufwand zur Folge. Stattdessen soll für jede Zustandskombination ein äquivalenter Innenwiderstand einer jeden Phase berechnet werden, sodass sich die ohmschen Verluste direkt aus den Phasenströmen gemäß Gleichung (5.26) berechnen lassen. Hierbei stellen R_U, R_V, R_W die äquivalenten Phasenwiderstände dar.

$$P_{V,ohm} = R_U I_U^2 + R_V I_V^2 + R_W I_W^2 \tag{5.26}$$

Hat ein Modul einen der Zustände s_+, s_-, b_L oder b_H , befindet sich der Durchlasswiderstand $R_{DS,on}$ seriell in der Phase und muss zum Phasenwiderstand addiert werden. Abhängig vom Zustand des vorherigen Moduls muss zusätzlich der Innenwiderstand R_i der Batterie ebenfalls zum Phasenwiderstand addiert werden. Die zu addierenden Gesamtwiderstände pro Modul, ohne Betrachtung des parallelen Zustands p , ergeben sich wie in Tabelle 5.2 zusammengefasst.

Tabelle 5.2: Einfluss des k -ten Moduls auf den Phasenwiderstand

z_k	z_{k-1}	zu addierender Widerstand
$s_+ \vee b_H$	$s_+ \vee b_L$	$R_i + R_{DS,on}$
	$s_- \vee b_H$	$R_{DS,on}$
$s_- \vee b_L$	$s_+ \vee b_L$	$R_{DS,on}$
	$s_- \vee b_H$	$R_i + R_{DS,on}$

Der entwickelte Algorithmus zur Berechnung des äquivalenten Phaseninnenwiderstands R_m der Phase m funktioniert rekursiv und ist beispielhaft für einen Phasenschaltzustand in Abbildung 5.9 dargestellt. Zur Verdeutlichung der Modulgrenzen sind diese durch grün gestrichelte Linien dargestellt. Beginnend am jeweiligen Phasenanschluss, d. h. am Modul mit der Nummer n_{Mod} , wird

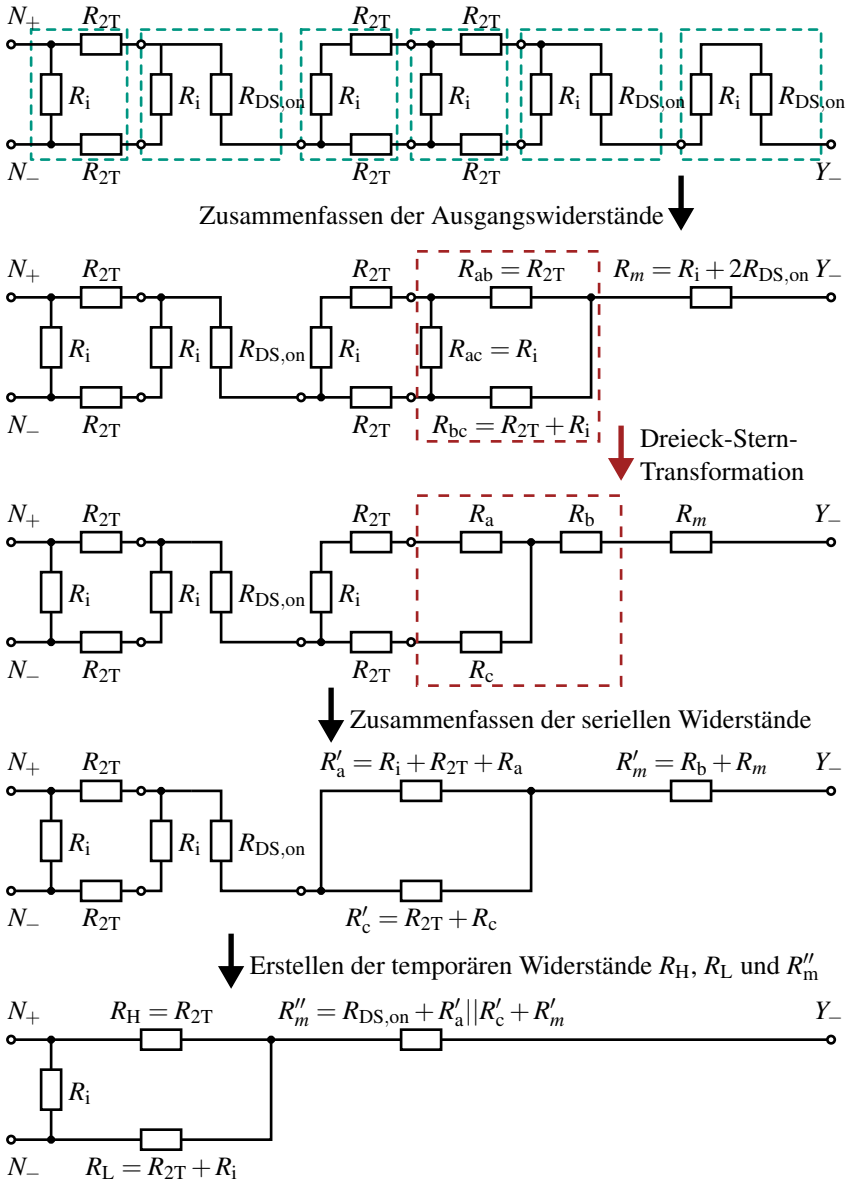


Abbildung 5.9: Herleitung des Phaseninnenwiderstands einer Phase anhand der Beispielkonfiguration $Z_m = (p, s_+, p, p, s_+, s_+)$

der Modulzustand analysiert. Falls sich das Modul nicht im parallelen Zustand p befindet, werden die einzelnen Widerstände der Module nach Tabelle 5.2 aufsummiert. Sobald sich ein Modul im Zustand p befindet, wird jeweils ein Ersatzwiderstand für den High-Side-Pfad (R_H) und für den Low-Side-Pfad (R_L) berechnet. Unter Verwendung einer Dreieck-Stern-Transformation können diese Ersatzwiderstände weiter vereinfacht werden und es ergeben sich Widerstandswerte, die entweder zum Phaseninnenwiderstand hinzugerechnet werden oder neue Ersatzwiderstände für die High-Side- bzw. Low-Side-Pfade bilden. In der dargestellten Beispielkonfiguration endet die Vereinfachung bei den Ersatzwiderständen R_H , R_L und einem Teil des Phaseninnenwiderstands R_m . Befindet sich das Modul am Sternpunkt nicht im Zustand p , entfallen die Ersatzwiderstände R_H und R_L und es verbleibt lediglich R_m .

Die allgemeine Berechnungsvorschrift für einen beliebigen Phasenschaltzustand w_m ist im Flussdiagramm 5.10 dargestellt. Für eine übersichtliche Darstellung sei an dieser Stelle \circ definiert als eine Verknüpfung logischer Operatoren. In welcher Form der Batterieinnenwiderstand zum Phasenwiderstand hinzugerechnet werden muss und insbesondere die Bildung der Ersatzwiderstände R_H und R_L , hängt maßgeblich davon ab, welchen Anschlusspunkt der Modulzustand z durchschaltet. Die Verknüpfung $z_k \circ X_+$ repräsentiert dabei eine Konfiguration, bei der das k -te Modul nur den eingangsseitigen X_+ -Anschluss über einen s_+ - oder b_H -Zustand durchschaltet. Entsprechend repräsentiert die Verknüpfung $z_k \circ Y_+$ das Durchschalten zum ausgangsseitigen Y_+ -Anschluss über einen s_- - oder b_H -Zustand. Eine Zusammenfassung der Verknüpfungs-zuordnung ist in Form logischer Operatoren in den Gleichungen (5.27) aufgeführt.

$$z_k \circ X_+ := (z_k = s_+) \vee (z_k = b_H) \quad (5.27a)$$

$$z_k \circ X_- := (z_k = s_-) \vee (z_k = b_L) \quad (5.27b)$$

$$z_k \circ Y_+ := (z_k = s_-) \vee (z_k = b_H) \quad (5.27c)$$

$$z_k \circ Y_- := (z_k = s_+) \vee (z_k = b_L) \quad (5.27d)$$

Das Symbol $\triangle \rightarrow Y$ stellt vereinfacht die durchzuführende Dreieck-Stern-Transformation und die nachfolgenden Rechenschritte, abgebildet durch die Gleichungen (5.28) und visualisiert in Abb. 5.9, dar.

$$R_{\text{sum}} = R_{\text{H}} + R_{\text{L}} + R_{\text{i}} \quad (5.28\text{a})$$

$$R_{\text{H,neu}} = R_{2\text{T}} + \frac{R_{\text{H,alt}}R_{\text{i}}}{R_{\text{sum}}} \quad (5.28\text{b})$$

$$R_{\text{L,neu}} = R_{2\text{T}} + \frac{R_{\text{L,alt}}R_{\text{i}}}{R_{\text{sum}}} \quad (5.28\text{c})$$

$$R_{m,\text{neu}} = R_{m,\text{alt}} + \frac{R_{\text{H,alt}}R_{\text{L,alt}}}{R_{\text{sum}}} \quad (5.28\text{d})$$

Nachdem die Schaltbilder aller Phasen einzeln so weit wie möglich vereinfacht wurden, muss nun die Verschaltung des Sternpunkts separat betrachtet werden. Unter Ausnutzung der Symmetrieeigenschaften ergeben sich dabei insgesamt zehn sich unterscheidende Zustandskombinationen, die ausschließlich von dem am Sternpunkt angeschlossenen Modul $\text{SM}_{m,1}$ abhängen. In der folgenden Tabelle 5.3 seien X , Y und Z Platzhalter für die Phasen U, V und W.

Tabelle 5.3: Zusätzlicher Phasenwiderstand abhängig von Modulzustandskombinationen

Fall	$z_{X,1}$	$z_{Y,1}$	$z_{Z,1}$	R_X	R_Y	R_Z
1	$s_+ \vee b_{\text{H}}$	$s_+ \vee b_{\text{H}}$	$s_+ \vee b_{\text{H}}$	0Ω	0Ω	0Ω
2	$s_- \vee b_{\text{L}}$	$s_- \vee b_{\text{L}}$	$s_- \vee b_{\text{L}}$	0Ω	0Ω	0Ω
3	$s_+ \vee b_{\text{H}}$	$s_- \vee b_{\text{L}}$	$s_- \vee b_{\text{L}}$	$R_{\text{i}}/3$	0Ω	0Ω
4	$s_- \vee b_{\text{L}}$	$s_+ \vee b_{\text{H}}$	$s_+ \vee b_{\text{H}}$	$R_{\text{i}}/3$	0Ω	0Ω
5	p	$s_+ \vee b_{\text{H}}$	$s_+ \vee b_{\text{H}}$	$R_{\text{H}} \parallel (R_{\text{L}} + R_{\text{i}}/3)$	0Ω	0Ω
6	p	$s_- \vee b_{\text{L}}$	$s_- \vee b_{\text{L}}$	$R_{\text{L}} \parallel (R_{\text{H}} + R_{\text{i}}/3)$	0Ω	0Ω
7	p	$s_+ \vee b_{\text{H}}$	$s_- \vee b_{\text{L}}$	Gl. (5.29)		
8	p	p	$s_- \vee b_{\text{L}}$	Gl. (A.1)		
9	p	p	$s_+ \vee b_{\text{H}}$	Gl. (A.2)		
10	p	p	p	Gl. (A.3)		

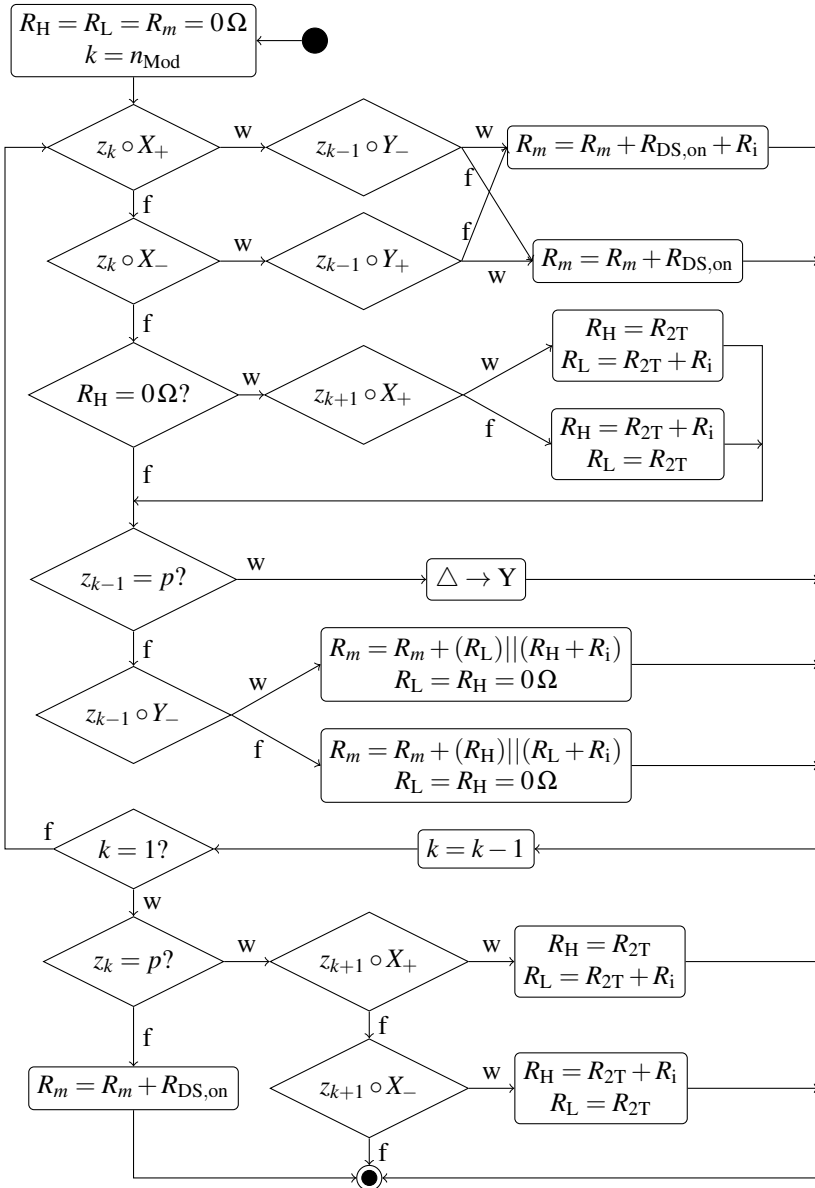


Abbildung 5.10: Flussdiagramm zur Berechnung des äquivalenten Phasenwiderstands

Aus diesen unterschiedlichen Zustandskombinationen lassen sich die zusätzlichen Phasenwiderstände R_X , R_Y und R_Z , die zu den jeweiligen Phasenwiderständen R_m hinzuaddiert werden müssen, wie folgt herleiten:

- Fall 1 & 2: Wenn sich alle Sternpunktmodule entweder im Modulzustand s_+ oder b_H , oder im Modulzustand s_- oder b_L befinden, sind die Batterien am Sternpunkt nur einpolig angeschlossen und es fließt kein Strom durch die Batterien. Somit ergibt sich kein zusätzlicher Widerstand.
- Fall 3 & 4: Befindet sich das Sternpunktmodul der Phase X im Zustand s_+ oder b_H und die anderen Sternpunktmodule im Zustand s_- oder b_L so fließt der Strom der Phase X komplett durch die Batterien der Sternpunktmodule und deren Innenwiderstand $R_i/3$ muss zum Innenwiderstand der Phase X addiert werden. Dasselbe gilt, falls sich das Sternpunktmodul der Phase X im Zustand s_- oder b_L und die anderen Sternpunktmodule im Zustand s_+ oder b_H befinden.
- Fall 5 & 6: Befindet sich das Sternpunktmodul der Phase X im Zustand p und verbinden die Sternpunktmodule der beiden anderen Phasen jeweils nur den eigenen X_+ -Pol, indem sie sich im Zustand s_+ oder b_H befinden, so entsteht in der Phase X eine Parallelschaltung der zuvor berechneten Ersatzwiderstände und dem Innenwiderstand der Sternpunktmodule: $R_H || (R_L + R_i/3)$. Verbinden die Sternpunktmodule der anderen Phasen hingegen nur den X_- -Pol, indem sie sich Modulzustand s_- oder b_L befinden, ergibt sich eine Parallelschaltung aus $R_L || (R_H + R_i/3)$.
- Fall 7: Befindet sich das Sternpunktmodul der Phase X im Zustand p und verbinden die Sternpunktmodule der beiden anderen Phasen unterschiedliche Eingangspole, so entsteht eine Dreieckschaltung, bestehend aus den Ersatzwiderständen $R_{H,X}$ und $R_{L,X}$ der Phase X und dem Innenwiderstand $R_i/3$ der Sternpunktmodule. Diese kann durch eine Dreieck-Stern-Transformation (Gl. (5.29)) umgewandelt werden, wodurch sich die zusätzlichen Widerstände R_X , R_Y und R_Z ergeben.
- Fall 8 & 9: Befinden sich zwei Sternpunktmodule im Zustand p und das dritte entweder im Zustand s_- oder b_L , so entsteht eine Verschaltung nach Abb. A.1. Diese Verschaltung kann durch eine Abfolge von Dreieck-Stern-Transformationen und den sich ergebenden Vereinfachungen so weit aufgelöst werden, dass sich einzelne Widerstände R_X , R_Y und R_Z ergeben. Die entsprechenden Umformungen können Abb. A.1 entnommen werden. Die dazugehörigen Gleichungen sind in (A.1) zusammengefasst. Befindet sich das

dritte Modul hingegen im Zustand s_+ oder b_H , entsteht eine ähnliche Verschaltung, die mit den Gleichungen (A.2) aufgelöst werden kann.

- Fall 10: Befinden sich alle drei Sternpunktmodule im Zustand p , entsteht eine Verschaltung nach Abbildung A.2. Diese Verschaltung kann durch eine Abfolge von Dreieck-Stern- und Stern-Dreieck-Transformationen ebenfalls bis zu den einzelnen Widerständen R_X , R_Y und R_Z aufgelöst werden. Die hierfür notwendigen Gleichungen sind in (A.3) dargestellt.

$$R_X = \frac{R_{H,X} \cdot R_{L,X}}{R_{H,X} + R_{L,X} + \frac{R_i}{3}} \quad (5.29a)$$

$$R_Y = \frac{R_{H,X} \cdot \frac{R_i}{3}}{R_{H,X} + R_{L,X} + \frac{R_i}{3}} \quad (5.29b)$$

$$R_Z = \frac{R_{L,X} \cdot \frac{R_i}{3}}{R_{H,X} + R_{L,X} + \frac{R_i}{3}} \quad (5.29c)$$

Mit dem dargestellten Flussdiagramm nach Abb. 5.10 und Tabelle 5.3 lassen sich nun für jeden beliebigen Gesamtzustand W äquivalente Phaseninnenwiderstände R_U , R_V und R_W für alle drei Phasen berechnen.

5.2 Haupt- und Nebenziele

Der Vorteil eines MMSPCs gegenüber einem MMC besteht in der parallelen Verschaltung benachbarter Module. Dieser Vorteil kann nur genutzt werden, falls die Spannungsdifferenz benachbarter Module innerhalb bestimmter Grenzen liegt, was durch den aktiven Ladungsausgleich sichergestellt wird. Deswegen ist in den folgenden Verfahren der aktive Ladungsausgleich das Hauptziel der Optimierungsfunktion. Als Nebenziel sollen die Verluste des Gesamtsystems reduziert werden. In den folgenden Verfahren kann zudem der Rippelstrom der Batterien gesteuert werden. Ob und wie sich dies direkt auf die Alterung der Zellen auswirkt, ist nach heutigem Stand der Wissenschaft nicht bekannt. Untersuchungen haben gezeigt, dass die Alterung durch die zunehmenden Verluste und den damit verbundenen Temperaturanstieg beschleunigt wird [75, 76]. Der Einfluss der Rippelfrequenz und -amplitude ist Gegenstand aktueller Forschung [46]. Infolgedessen wird in den verwendeten Verfahren die Steuerung des Rippelstroms nicht aktiv genutzt. Stattdessen werden die Gesamtverluste reduziert, um nicht nur die Effizienz zu steigern, sondern auch den

Temperaturanstieg und die damit verbundene Alterung der Batteriezellen zu reduzieren.

5.2.1 Aktiver Ladungsausgleich

Ziel des aktiven Ladungsausgleichs ist es, den SoC der einzelnen SM möglichst auf dem gleichen Wert zu halten. Der SoC des k -ten SMs in Phase m sei dabei definiert als $SoC_{m,k}$. Die erarbeiteten Optimierungsverfahren arbeiten entweder phasenintern oder phasenübergreifend. Je nach verwendetem Algorithmus wird der durchschnittliche SoC ebenfalls entweder intern innerhalb einer Phase (\overline{SoC}_m) oder phasenübergreifend (\overline{SoC}) definiert:

$$\overline{SoC}_m = \frac{1}{n_{\text{Mod}}} \sum_{k=1}^{n_{\text{Mod}}} SoC_{m,k} \text{ mit } m \in \{U, V, W\} \quad (5.30a)$$

$$\overline{SoC} = \frac{1}{3n_{\text{Mod}}} \sum_m \sum_{k=1}^{n_{\text{Mod}}} SoC_{m,k} \text{ mit } m \in \{U, V, W\} \quad (5.30b)$$

Ein aktiver Ladungsausgleich bedeutet, dass Module, deren SoC unterhalb des durchschnittlichen SoCs liegt, geladen und Module, deren SoC oberhalb des durchschnittlichen SoCs liegt, entladen werden sollen. Stellt man diese Forderung als eine Kostenfunktion dar, so bedeutet dies, dass das Laden eines Moduls mit geringem SoC eine Belohnung darstellt und somit die Kosten verringert, während das Laden von Modulen, mit einem überdurchschnittlichen SoC die Kosten erhöht. Gleichbedeutend erhöht das weitere Entladen von Modulen mit geringem SoC die Kosten, während das Entladen von Modulen mit hohem SoC die Kosten verringert.

Bei einem phasenübergreifenden Algorithmus lässt sich diese Vorschrift bei einem gegebenen Zustand W und dem daraus resultierenden Batteriestrom $i_{\text{Bat},m,k}$ des k -ten Moduls in Phase m wie folgt mathematisch beschreiben:

$$J_{\text{SoC}}(W) = - \sum_m \sum_{k=1}^{n_{\text{Mod}}} (i_{\text{Bat},m,k}(W) \cdot (\overline{SoC} - SoC_{m,k})) \text{ mit } m \in \{U, V, W\} \quad (5.31)$$

Bei einem Algorithmus, der lediglich innerhalb einer Phase arbeitet, ergibt sich pro Phase jeweils eine Kostenfunktion für den aktiven Ladungsausgleich. Bei einem gegebenen Phasenschaltzustand w_m der Phase m und dem daraus resul-

tierenden Batteriestrom $i_{\text{Bat},m,k}$ des k -ten Moduls in der Phase m lässt sich die Kostenfunktion wie folgt berechnen:

$$J_{\text{SoC},m}(w_m) = - \sum_{k=1}^{n_{\text{Mod}}} (i_{\text{Bat},m,k}(w_m) \cdot (\overline{\text{SoC}}_m - \text{SoC}_{m,k})) \text{ mit } m \in \{\text{U}, \text{V}, \text{W}\} \quad (5.32)$$

Wie durch die Gleichungen ersichtlich wird, ist die Kenntnis über den Batteriestrom $i_{\text{Bat},m,k}$ essentiell, um die entstehenden Kosten zu berechnen. Dieser kann dabei entweder über die Analyse der entstehenden elektrischen Netzwerke berechnet (Kapitel 5.1) oder über Abschätzungen (Kapitel 6.2) angenähert werden. Wird die Berechnung der Kostenfunktion nicht phasenübergreifend nach Gleichung (5.31) berechnet, sondern stattdessen separat für die einzelnen Phasen nach Gleichung (5.32), so kann auch der Batteriestrom der zum Sternpunkt parallel verschalteten Module nur grob abgeschätzt werden, da die Verkopplung über den doppelten Sternpunkt und deren Einfluss nicht betrachtet werden kann. Eine genauere Erläuterung erfolgt in Abschnitt 6.2.1.

5.2.2 Verlustreduzierung

Im konventionellen Antriebsstrang lassen sich die Verlustmechanismen den drei Komponenten HV-Batterie, Umrichter und EM zuordnen. Dadurch ist es insbesondere möglich, die Umrichterverluste von den Batterieverlusten zu separieren und die Effizienz der einzelnen Komponenten zu bewerten. Im Falle des MMSPCs ist dies nicht möglich, da die integrierte Batterie Teil des Umrichtersystems selbst ist und die Effizienz des Gesamtsystems maßgeblich von der optimalen Ansteuerung durch die einzelnen Module abhängt. Der Fokus dieser Ausarbeitung liegt auf der Effizienzoptimierung des MMSPCs, weshalb auf die Effizienz der EM im Folgenden nicht eingegangen wird. Die verlustoptimierte Ansteuerung der EM erfolgt entsprechend dem in Kapitel 2.3.1 vorgestellten MTPA-Verfahren.

Die drei entscheidenden Verlustprozesse in einem MMSPC-Modul setzen sich aus den Batterieverlusten sowie den Durchlass- und Schaltverlusten der Halbleiter zusammen. In erster Näherung sind die Batterieverluste rein ohmsch und können anhand des Innenwiderstands R_i durch

$$P_{\text{V,Bat}} = R_i \cdot i_{\text{Bat}}^2 \quad (5.33)$$

berechnet werden. Hierbei stellt R_i erneut den Gleichstromwiderstand der Batterie dar. Diese Annahme ist vor allem dann gerechtfertigt, wenn der MMSPC im Effizienzoptimum (Abb. 6.2 (b)) betrieben wird, da die Module dabei möglichst gleichmäßig belastet werden. Größere Abweichungen entstehen hingegen, wenn sich das System nicht im SoC-Gleichgewicht befindet und ein aktiver Ladungsausgleich (Abb. 4.32) erfolgt, da hierbei insbesondere der Batteriestrom des Moduls mit der größten SoC-Abweichung einen signifikanten Wechselanteil aufweist. Eine Möglichkeit, die entstehenden Verluste genauer zu approximieren, bestünde darin, den Gleich- und Niederfrequenzanteil des prädierten Modulstroms herauszufiltern und nur den reinen Serienwiderstand R_0 zur Berechnung der Verluste zu nutzen. Die Grenzfrequenz ist dabei maßgeblich von der Güte des Batteriemodells abhängig. So beträgt beispielsweise die Zeitkonstante τ_1 in Abb. 4.22 im Minimum 4,2 s, weshalb bereits Wechselströme im einstelligen Hertz-Bereich fast ausschließlich durch die Kapazität C_1 und nicht durch den Widerstand R_1 fließen. Somit entstehen durch R_1 keine zusätzlichen Verluste. Diese Filterung würde jedoch sowohl den Rahmen dieser Arbeit als auch die Rechenkapazitäten des FPGAs sprengen. Darüber hinaus wird sich das reale System nur in Ausnahmefällen im SoC-Ungleichgewicht befinden, weshalb eine gleichmäßige Stromverteilung vorausgesetzt werden kann.

Im eingeschalteten Zustand wird der Durchlasswiderstand eines MOSFETs durch den äquivalenten Ersatzwiderstands $R_{DS,on}$ beschrieben, weshalb sich die Durchlassverlustleistung $P_{V,cond}$ analog durch

$$P_{V,cond} = R_{DS,on} \cdot i_T^2 \quad (5.34)$$

berechnen lässt.

Die Schaltenergien eines MOSFETs beim Ein- bzw. Ausschalten werden berechnet, indem über die Verlustleistung integriert wird. Handelt es sich um eine induktive Last, wie eine EM, so kann die Schaltenergie durch eine Dreiecksnäherung approximiert werden [61]. Hierbei wird davon ausgegangen, dass der Strom durch den MOSFET aufgrund der Induktivität der Last während des Schaltvorgangs konstant bleibt und die Spannung u_T beim Ausschalten linear von 0 V zu der zu sperrenden Spannung ansteigt, bzw. beim Einschalten linear vom Wert der gesperrten Spannung auf 0 V abfällt. Anschließend kommutiert der Strom auf eine der Freilaufdioden. Die zu sperrende Spannung ist in diesem Fall die Batteriespannung U_{Bat} . Zwar entstehen durch parasitäre Induktivitäten

im Schaltungsaufbau kurzfristig Spannungserhöhungen im Ausschaltmoment [61], diese werden bei dieser Abschätzung jedoch vernachlässigt.

$$E_{V,\text{ein}} = \int_{t_0}^{t_0+t_{\text{ein}}} u_{\text{T}}(t) i_{\text{T}}(t) dt \text{ mit } i_{\text{T}}(t) = I_{\text{T},\text{ein}} \quad (5.35a)$$

$$= \int_{t_0}^{t_0+t_{\text{ein}}} \left(-\frac{U_{\text{Bat}}}{t_{\text{ein}}}(t - t_0) + U_{\text{Bat}} \right) I_{\text{T},\text{ein}} dt \quad (5.35b)$$

$$= \frac{U_{\text{Bat}} I_{\text{T},\text{ein}} t_{\text{ein}}}{2} \quad (5.35c)$$

$$E_{V,\text{aus}} = \int_{t_0}^{t_0+t_{\text{aus}}} u_{\text{T}}(t) i_{\text{T}}(t) dt \text{ mit } i_{\text{T}}(t) = I_{\text{T},\text{aus}} \quad (5.36a)$$

$$= \int_{t_0}^{t_0+t_{\text{aus}}} \frac{U_{\text{Bat}}}{t_{\text{aus}}}(t - t_0) I_{\text{T},\text{aus}} dt \quad (5.36b)$$

$$= \frac{U_{\text{Bat}} I_{\text{T},\text{aus}} t_{\text{aus}}}{2} \quad (5.36c)$$

Um die Kommutierungsschleife möglichst niederinduktiv zu gestalten und die Eingangsspannung zu glätten, befinden sich nahe der Halbbrücken zusätzlich niederinduktiv angebundene Zwischenkreiskondensatoren, die einen Teil des Laststroms tragen und zusätzliche ohmsche Verluste verursachen. Der gemessene äquivalente Serienwiderstand (R_{ESR}) beträgt bei beiden Prüfständen $10 \text{ m}\Omega$. Wie die nachfolgende Verlustaufteilung in Abbildung A.6 jedoch verdeutlicht, machen diese ohmschen Verluste im relevanten Betriebsbereich nicht einmal 5 % der Gesamtverluste aus. Deshalb werden diese Verluste zwar in der Simulation berücksichtigt, nicht jedoch bei der Berechnung des Effizienzoptimums.

Die aus den Verlustprozessen resultierenden Kostenfunktionen werden in den entsprechenden Kapiteln der unterschiedlichen Algorithmen erläutert und zusammengefasst.

5.2.3 Ripplestromreduzierung

Mit der Kenntnis über die Batterieströme kann sowohl im phaseninternen als auch im phasenübergreifenden Algorithmus der Ripplestrom der Batterien reduziert werden, indem die Kosten der Zielfunktionen

$$J_{\text{Ripple}}(W) = \sum_m \sum_{k=1}^{n_{\text{Mod}}} (i_{\text{Bat},m,k}(w_m) - \bar{i}_{\text{Bat},m,k})^2 \text{ mit } m \in \{U, V, W\} \quad (5.37)$$

beziehungsweise

$$J_{\text{Ripple},m}(w_m) = \sum_{k=1}^{n_{\text{Mod}}} (i_{\text{Bat},m,k}(w_m) - \bar{i}_{\text{Bat},m,k})^2 \text{ mit } m \in \{U, V, W\} \quad (5.38)$$

minimiert werden. Hierbei ist $\bar{i}_{\text{Bat},m,k}$ der mittlere Batteriestrom des k -ten Moduls in Phase m über eine elektrische Periode. Diese Zielfunktionen sind an dieser Stelle der Vollständigkeit halber aufgeführt und werden derzeit nicht aktiv genutzt, da der Einfluss des Ripplestroms auf die Alterung der Zellen aktueller Stand der Forschung ist.

5.3 Vorauswahl günstiger Phasenschaltzustände

Für einen dreiphasigen Aufbau eines MMSPCs mit n_{Mod} Modulen pro Phase ergeben sich insgesamt $(5^{n_{\text{Mod}}-1} \cdot 4)^3$ mögliche Kombinationen von Modulzuständen. Diese große Anzahl an Möglichkeiten ist nicht für einen prädiktiven Ansatz geeignet, da zu viele Möglichkeiten berechnet werden müssten. Deshalb sollen zunächst ungünstige Zustände, die beispielsweise zu sehr hohen Rippleströmen oder Phasenwiderständen führen, im Vorhinein herausgefiltert werden.

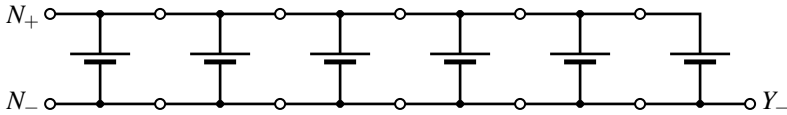
Da sich die Modulzustände p_a und p_b äquivalent auf die Verschaltung des Moduls auswirken und sich nur in der Belastung der geschalteten MOSFETs unterscheiden, ist es sinnvoll, den besser geeigneten Zustand auf der Logik des Moduls selbst zu wählen. Das übergeordnete System betrachtet folglich nur noch den allgemeinen Zustand p und überlässt der Modullogik, ob der Zustand p_a oder p_b eingenommen wird. Als Grundlage für diese Entscheidung kann beispielsweise die durchschnittliche Belastung der MOSFETs aus den letzten Modulzuständen berechnet werden und darauffolgend werden die MOSFETs, beispielsweise auf Basis eines thermischen Modells, geschaltet, die in der Vergangenheit weniger belastet wurden. Da beide in Kapitel 3 vorgestellten

Prüfstände nur für einen begrenzten Zeitraum verwendet werden, spielt die Optimierung der Lebensdauer eine untergeordnete Rolle, weshalb auf der Modullogik der Wechsel zwischen p_a und p_b alternierend erfolgt. Erhält ein Modul den Befehl in den Modulzustand p zu schalten, so wird der Modulzustand p_a gewählt, wenn im vorherigen parallelen Zustand p_b gewählt wurde und vice versa.

Des Weiteren ist aus Sicht der Effizienz und der Ripplestrombelastung der Batterien kontraproduktiv, Batterien innerhalb einer Phase mit umgekehrter Polarität seriell zu verschalten. Dadurch steigt der ohmsche Widerstand der Phase, wodurch unnötige Verluste entstehen und die Ripplestrombelastung der Batterien erhöht wird. Zwar erfolgt dadurch ein schnellerer aktiver Ladungsausgleich, jedoch ist dieser nicht erforderlich, um das System im SoC-Gleichgewicht zu halten. Aus diesem Grund wird die Kombination der Modulschaltzustände s_+ und s_- innerhalb einer Phase nicht genutzt.

Darüber hinaus soll auf die Bypasszustände b_L und b_H grundsätzlich verzichtet werden. Stattdessen sollen sich alle Module, bis auf das letzte einer Phase, grundsätzlich im Zustand p befinden, falls die Modulspannung nicht zur Erzeugung der Ausgangsspannung benötigt wird. Dadurch wird der ohmsche Widerstand der Phasen reduziert. Zudem sinkt auch die Ripplestrombelastung der Batterien, da der Strom innerhalb eines Moduls nicht schlagartig auf Null abfällt, sobald das Modul über einen geeigneten Bypasszustand überbrückt wird [E7]. Der Bypasszustand soll nur dann die parallele Verschaltung ersetzen, wenn ein Parallelschalten aufgrund zu hoher Spannungsdifferenzen zweier benachbarter SM nicht möglich ist. Die Auslegung der maximalen Spannungsdifferenz wird in Abschnitt 6.7 näher erläutert.

Durch diese Maßnahmen wird der entstehende Lösungsraum stark verkleinert. Im Grundzustand (Abb. 5.11) befinden sich die Module $SM_{m,1}$ bis $SM_{m,5}$ der Phase m im Modulzustand p und das Modul $SM_{m,6}$ befindet sich im Modulzustand b_L . Die resultierende Ausgangsspannung U_m der Phase m ergibt somit 0 V. Für jede benötigte Spannungsstufe >0 V wird jeweils ein zusätzliches Modul in den Zustand s_+ geschaltet. Wird eine positive Spannungsstufe angefordert, so kann diese gestellt werden, indem eines der sechs SM in den Modulzustand s_+ wechselt. Es ergeben sich somit sechs Möglichkeiten, diese Spannungsstufe zu stellen. Bei zwei geforderten Spannungsstufen müssen entsprechend zwei SM in den Modulzustand s_+ wechseln. Ein Beispiel hierfür ist in Abb. 5.12 (a) dargestellt. Da es für die Spannungsstufe keine Rolle spielt, welche zwei

Abbildung 5.11: Grundzustand $Z_m = (p, p, p, p, p, b_L)$

SM gewählt werden, ergeben sich insgesamt $n_{\text{Mod}}! / (2!(n_{\text{Mod}} - 2)!) = 15$ Möglichkeiten. Zur Herleitung der Gesamtanzahl an Schaltkombinationen ist es sinnvoll, den Phasenschaltzustand Z_m als n_{Mod} -langen Bitvektor zu betrachten. SM, die sich im Zustand p oder b_L befinden, erhöhen die Spannungsstufe nicht aktiv und werden als eine 0 betrachtet. SM, die sich hingegen im Zustand s_+ befinden, erhöhen die Spannungsstufe aktiv und werden als eine 1 betrachtet. Bei einem n_{Mod} -langen Bitvektor ergeben sich somit insgesamt $2^{n_{\text{Mod}}}$ Zustände, wobei hier der Grundzustand ebenfalls beinhaltet ist. Für Spannungen $> 0\text{V}$ gibt es folglich $2^{n_{\text{Mod}}} - 1$ mögliche Zustände.

Analog zu den positiven Spannungsstufen wird bei negativen Spannungsstufen ein Modul in den Zustand s_- geschaltet. Da die Ausgänge Y_+ und Y_- jedes sechsten Moduls in jeder Phase kurzgeschlossen sind (Abb. 2.10), hat der Modulzustand s_- die gleiche Wirkung wie b_L . Da sich vor den X_+ - und X_- -Eingängen der ersten Module keine weiteren Halbleiter befinden, lassen sich deren Batterien nicht mit einer negativen Polung in den Strompfad verschalten. Somit ergeben sich nur $n - 1$ negative Spannungsstufen und analog zur Betrachtung der positiven Spannungsstufen $2^{n_{\text{Mod}} - 1} - 1$ Zustände für Spannungen $< 0\text{V}$.

Zusammen mit dem Grundzustand ergeben sich somit insgesamt $(2^{n_{\text{Mod}}} - 1) + (2^{n_{\text{Mod}} - 1} - 1) + 1 = 95$ Kombinationen für einen Phasenschaltzustand Z_i mit $n_{\text{Mod}} = 6$. Diese 95 Grundzustände werden für die asynchrone Optimierung im Automotive-Prüfstand verwendet. Nachteilig an diesen 95 Grundzuständen ist, dass es bei einer negativen Halbwelle keine Möglichkeit gibt, Module gezielt zu entlasten. Wie in Abb. 5.12 (a) zu sehen ist, werden die zwei parallel verschalteten Module am Motoranschluss durch die s_+ -Verschaltung des vorherigen Moduls aus dem Strompfad genommen. Dieses Verhalten kann genutzt werden, um Module zu entlasten. Bei einer negativen Halbwelle (Abb. 5.12 (b)) gibt es dieses Verhalten allerdings nicht, da die s_- -Verschaltung die nachfolgende parallele Gruppe stets in den Strompfad schaltet. Im Evaluationsprüfstand wird dieses Verhalten kompensiert, indem

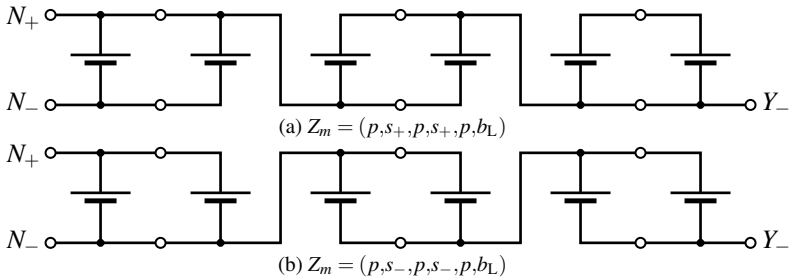


Abbildung 5.12: Zwei Verschaltungsmöglichkeiten bei 95 Grundzuständen ohne Bypass-Schaltung

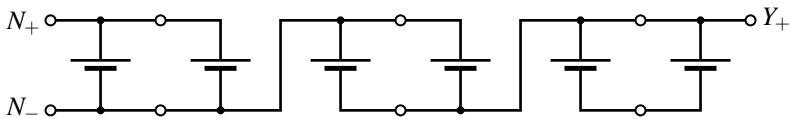


Abbildung 5.13: Erweiterung der Grundzustände durch Verwenden von s_+ am motorzugewandten Modul bei negativen Halbwellen: $Z_m = (p, s_-, p, s_-, p, s_+)$

der Zustand s_+ für das dem Motor zugewandten Modul als gültiger Zustand während der negativen Halbwellen aufgenommen wird. Wie in Abb. 5.13 zu sehen ist, werden dadurch zwei Module aus dem Strompfad genommen und somit entlastet. Bei negativen Halbwellen kann das motorzugewandte Modul somit ebenfalls zwei Zustände annehmen und die Anzahl der Zustände für die negativen Spannungsstufen verdoppelt sich auf $(2^{n_{\text{Mod}}} - 1)$. Es ergeben sich somit mit dem Grundzustand und den positiven Spannungsstufen insgesamt $2^{n_{\text{Mod}}+1} - 2$ mögliche Zustände. Da dieser Aufbau lediglich über fünf Module verfügt, ergeben sich in Summe 62 Kombinationen.

Eine Alternative, um Module bei negativen Spannungsstufen aus dem Strompfad zu nehmen, ist den Parallelzustand p eines Moduls durch den Bypasszustand b_L zu ersetzen. Dadurch wird das Folgemodul aus dem Strompfad genommen. Dies würde den Lösungsraum jedoch erheblich vergrößern, weil ein Modul bei negativen Spannungsstufen nicht mehr nur zwei, sondern drei Zustände annehmen könnte.

5.4 Mathematische Definition der Phasenschaltzustände

Zur Beschreibung des MMSPCs und der verwendeten Algorithmen sollen die soeben hergeleiteten Phasenschaltzustände mithilfe einer mathematischen Beschreibung abgebildet werden. Ein Phasenschaltzustand Z_i besteht aus einer Kombination verschiedener Modulschaltzustände. Dabei spielt die Reihenfolge der Elemente eine entscheidende Rolle. Deshalb wird dieser als ein n_{Mod} -Tupel von Modulschaltzuständen

$$Z_i := (z_1, \dots, z_{n_{\text{Mod}}}) \quad (5.39)$$

dargestellt, dessen hergeleitete Kombinationsrestriktionen sich in der Form

$$\begin{aligned} ((z_i = s_+) \rightarrow (z_j \neq s_-)) \wedge ((z_i = s_-) \rightarrow (z_j \neq s_+)) \wedge (z_{n_{\text{Mod}}} \neq p) \\ \text{für } i, j \in \{1, \dots, n_{\text{Mod}}\} \end{aligned} \quad (5.40)$$

für den Automotive-Prüfstand darstellen lassen, beziehungsweise in der Form

$$\begin{aligned} ((z_i = s_+) \rightarrow (z_j \neq s_-)) \wedge ((z_i = s_-) \rightarrow (z_j \neq s_+)) \wedge (z_{n_{\text{Mod}}} \neq p) \\ \text{für } i, j \in \{1, \dots, n_{\text{Mod}} - 1\} \end{aligned} \quad (5.41)$$

für den Evaluationsprüfstand. Die hier dargestellte Restriktion verdeutlicht, dass alle Modulschaltzustände innerhalb einer Phase entweder den Zustand s_+ oder s_- annehmen dürfen, jedoch nicht eine Kombination dieser beiden Zustände. Lediglich das letzte Modul $SM_{n_{\text{Mod}}}$ im Evaluationsprüfstand darf den Zustand s_+ annehmen, wenn andere Module den Zustand s_- haben. Dieser Zustandsraum wird im Folgenden als erweiterter Zustandsraum bezeichnet. Bei beiden Prüfständen darf sich das n_{Mod} -te SM nicht im Zustand p befinden.

Durch die gewählten Restriktionen lassen sich insgesamt $n_Z = 95$ Phasenschaltzustandskombinationen für den Automotive-Prüfstand und $n_Z = 62$ für den Evaluationsprüfstand erstellen. Im Automotive-Prüfstand ist die Wahl auf den reduzierten Zustandsraum gefallen, um die Anzahl der Phasenschaltzustandskombinationen und die dafür notwendigen Speicherressourcen möglichst gering zu halten. Im Evaluationsprüfstand wurde der erweiterte Zustandsraum gewählt, um den Einfluss dessen auf den aktiven Ladungsausgleich zu analysieren.

Die Menge W_{ph} , definiert als

$$W_{\text{ph}} := \{Z_1, \dots, Z_{n_Z}\}, \quad (5.42)$$

fasst nun alle dieser n_{Mod} -Tupel zusammen. Der zuvor vorgestellte Phasenschaltzustand w_m ist folglich ein Element der Menge W_{ph} . Alle drei Phasen können einen dieser Zustände annehmen. Der Schaltzustand des Gesamtsystems lässt sich somit über ein 3-Tupel W eindeutig beschreiben.

$$W := (w_U, w_V, w_W), w_m \in W_{\text{ph}}, m \in \{U, V, W\} \quad (5.43)$$

Des Weiteren sei die Funktion v definiert, die jedem Element Z_i die entsprechende Spannungsstufe v_m der Phase zuordnet. Bei den gewählten Restriktionen lässt sich diese Spannungsstufe durch die Anzahl der Zustände s_+ , beziehungsweise s_- , berechnen. Bei einem ausgeglichenen System ergibt sich die anliegende Phasenspannung unter Vernachlässigung der ohmschen Spannungsabfälle zu $u_m = v(Z_i) \cdot U_{\text{Bat}}$.

$$\begin{aligned} v : Z_i &\rightarrow v_m, \forall Z_i(W_{\text{ph}}) \\ v(Z_i) = v_i &= \sum_p 1 - \sum_r 1, \forall p(z_p = s_+), \forall r(z_r = s_-) \end{aligned} \quad (5.44)$$

Tabelle 5.4 zeigt die vorausgewählten Schaltzustände und deren Spannungsstufen beispielhaft für einen Aufbau mit drei SM pro Phase für die Restriktionen nach Gl. (5.40). Hierbei sei angemerkt, dass Module, die sich nicht in einer seriellen Verschaltung befinden, grundsätzlich in den Zustand p geschaltet werden. Wenn das System unausgeglichen ist und zwischen den SM zu hohe Spannungsdifferenzen bestehen, ist es notwendig, diesen Zustand durch den Bypasszustand b_L zu ersetzen. Hierdurch wird die resultierende Phasenspannung nicht direkt beeinflusst. Lediglich die internen Spannungsabfälle fallen unterschiedlich aus, da sich der Phasenwiderstand verändert. Zudem wird hierdurch unter Umständen die Effizienz des Systems reduziert. Dies stellt einen Spezialfall der Zustandsauswahl dar, da im Betrieb stets ein aktiver Ladungsausgleich durch das Scheduling stattfindet. Allerdings kann es zu einem unausgeglichenen System kommen, wenn dieses beispielsweise über eine längere Zeit nicht betrieben wurde und die Selbstentladung der einzelnen Module unterschiedliche Werte aufweist. Darüber hinaus gibt es Betriebsbereiche des MMSPCs mit asynchroner Modultopologie, in denen ein aktiver Ladungsausgleich nur eingeschränkt möglich ist und folglich eine Spannungsabweichung zwischen den Modulen entsteht (Kap. 6.5). Das gezielte Deaktivieren der parallelen Verbindungen bei

Tabelle 5.4: Auslegung der Phasenschaltzustände Z_i für $n_{\text{Mod}} = 3$

Z_i	z_1	z_2	z_3	v_i
1	s_-	s_-	b_L	-2
2	p	s_-	b_L	-1
3	s_-	p	b_L	-1
4	p	p	b_L	0
5	p	p	s_+	1
6	p	s_+	b_L	1
7	s_+	p	b_L	1
8	p	s_+	s_+	2
9	s_+	p	s_+	2
10	s_+	s_+	b_L	2
11	s_+	s_+	s_+	3

unausgeglichene Systemen wird in Kapitel 6.6 behandelt. Außerhalb dieses gesonderten Kapitels soll stets von einem ausgeglichenen System ausgegangen werden, bei dem der Modulzustand p als Grundzustand gewählt wird.

5.4.1 Zustandstransitionen als gerichteter gewichteter Graph

Von jedem Phasenschaltzustand Z_i kann in den nächsten Zustand Z_j gewechselt werden. Diese Transitionen sollen in der Form eines gerichteten gewichteten Graphen dargestellt werden. Die Elemente der Menge W_{ph} stellen dabei Knoten des Graphen dar. Die Kanten des Graphen bilden die Transitionen von einem Zustand in den anderen ab. Die Gewichtung der einzelnen Kanten repräsentiert die Änderungen der Spannungslevel durch die dazugehörige Transition. Die sich ergebende Adjazenzmatrix $\mathbf{A} = (a_{ij})$ zur Beschreibung der Kanten besitzt eine Größe von $n_Z \times n_Z$. Die Elemente der Matrix lassen sich in allgemeiner Form durch

$$a_{ij} = v(Z_j) - v(Z_i) \quad (5.45)$$

berechnen. Im gewählten Beispiel mit drei SM pro Phase ergibt sich $n_Z = 11$ und die entsprechende Adjazenzmatrix \mathbf{A}_3 wird zu (5.46). Die Gewichtung der Transition von Z_1 nach Z_{11} lässt sich aus dem Element $a_{1,11} = 5$ ablesen.

$$\begin{array}{c|cccccccccccc}
 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 & 11 \\
 \hline
 1 & 0 & 1 & 1 & 2 & 3 & 3 & 3 & 4 & 4 & 4 & 5 \\
 2 & -1 & 0 & 0 & 1 & 2 & 2 & 2 & 3 & 3 & 3 & 4 \\
 3 & -1 & 0 & 0 & 1 & 2 & 2 & 2 & 3 & 3 & 3 & 4 \\
 4 & -2 & -1 & -1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 2 & 2 & 2 & 3 \\
 5 & -3 & -2 & -2 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 2 \\
 6 & -3 & -2 & -2 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 2 \\
 7 & -3 & -2 & -2 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 2 \\
 8 & -4 & -3 & -3 & -2 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\
 9 & -4 & -3 & -3 & -2 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\
 10 & -4 & -3 & -3 & -2 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\
 11 & -5 & -4 & -4 & -3 & -2 & -2 & -2 & -1 & -1 & -1 & 0
 \end{array} \quad (5.46)$$

=:A₃

5.4.2 Zustandstransitionen als gerichteter ungewichteter Graph

Nachteilig an der Darstellung als gewichteter Graph ist die Tatsache, dass ein Übergang zwischen zwei Zuständen mit der gleichen Spannungsstufe nicht dargestellt werden kann, da das Gewicht hierbei zu 0 wird. Es kann unter Umständen von Vorteil sein, während des Betriebs einen solchen Zustandswechsel durchzuführen, um beispielsweise ohmsche Verluste zu reduzieren. Werden solche Transitionen zugelassen, muss die entsprechende Adjazenzmatrix ungewichtet aufgebaut und die Transitionsbedingungen beim Erstellen dieser berücksichtigt werden. So kann es unter Umständen notwendig sein, die maximale Anzahl der Zustandswechsel der Module innerhalb einer Phase zu beschränken. Hierfür wird die Funktion d eingeführt, die den Abstand zweier Zustände Z_i und Z_j zueinander ermittelt. Die Anzahl der unterschiedlichen Elemente der beiden n_{Mod} -Tupel ergibt den Funktionswert.

$$\begin{aligned}
 d : \{Z_i, Z_j\} &\rightarrow \{1, 2, \dots, n_{\text{Mod}}\}, \forall Z(W_{\text{ph}}) \\
 d(Z_i, Z_j) &= \sum_k 1, \forall k (z_{ik} \neq z_{jk})
 \end{aligned} \quad (5.47)$$

Gleichung (5.48) definiert eine Adjazenzmatrix, bei welcher die möglichen Transitionen dadurch beschränkt werden, dass maximal zwei Module ihren Schaltzustand ändern dürfen und maximal ein Spannungssprung von einem

Spannungslevel zugelassen wird. Bei dem zuvor gewählten Beispiel mit $n_{\text{Mod}} = 3$ ergibt sich daraus die Adjazenzmatrix \mathbf{A}_3 (5.49).

$$a_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{für } (|v(Z_j) - v(Z_i)| \leq 1) \wedge (d(Z_i, Z_j) \leq 2) \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (5.48)$$

$$\mathbf{A}_3 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (5.49)$$

Die im Nachfolgenden vorgestellten Algorithmen lassen unterschiedliche Transitionsbedingungen zu. Die dabei genutzte Darstellung als gewichteter bzw. ungewichteter Graph wird in den entsprechenden Kapiteln tiefergehend erläutert.

6

Scheduling-Verfahren

Die Aufgabe des Scheduling-Algorithmus ist es, die Modulschaltzustände z so zu wählen, dass die vom Regler geforderten Sollspannungsstufen v_m^* an den Klemmen der EM gestellt werden. Mit Ausnahme der positiven und negativen Maximalspannung, bei denen sich alle Module einer Phase im Zustand s_+ bzw. s_- befinden, stehen dem Scheduler dabei unterschiedliche Zustandskombinationen zur Verfügung, mit denen eine diskrete Sollspannungsstufe gestellt werden kann. Zwei unterschiedliche Zustandskombinationen können zwar beispielsweise die gleiche Ausgangsspannung stellen, unterscheiden sich jedoch in ihrer Auswirkung auf die gewählten Optimierungsziele, wie den aktiven Ladungsausgleich oder die entstehenden Verluste im Gesamtsystem. Aus diesem Grund muss der Scheduler aus den unterschiedlichen Zustandskombinationen diejenige identifizieren, die das Systemverhalten hinsichtlich der gewählten Zielfunktionen optimiert.

Im folgenden Kapitel werden auf Basis der zuvor durchgeführten Systemanalyse und der getroffenen Vorauswahl an Zustandskombinationen zwei Verfahren zur Auswahl einer optimalen Zustandskombination vorgestellt. Eines dieser Verfahren nutzt ein prädiktives Zustandsmodell für eine möglichst präzise Vorhersage der Batterieströme und der entstehenden Systemverluste. Wohingegen das andere Verfahren mit einer vereinfachten Systemanalyse arbeitet und einen asynchronen Optimierungsalgorithmus ermöglicht, wodurch Rechenressourcen eingespart werden.

6.1 Modellprädiktiver Ansatz

Ziel des modellprädiktiven Ansatzes ist es, die zuvor definierten Kostenfunktionen in Echtzeit mit der gegebenen Schaltfrequenz für den Gesamtzustand W zu berechnen, welche die vom Modulator geforderten Spannungsstufen stellen können. Hierfür werden bei diesem Verfahren die Modulströme für die unterschiedlichen Kombinationen der Phasenschaltzustände w_m phasenübergreifend durch die in Kapitel 5.1 beschriebene Netzwerkanalyse berechnet, wodurch sich die Kostenfunktion für den aktiven Ladungsausgleich möglichst genau berechnen lässt. Die entstehenden Verluste werden durch die Bildung äquivalenter Phaseninnenwiderstände nach Kapitel 5.1.3 berechnet. Zusätzlich lassen sich die ohmschen Verluste durch das Aufmodulieren einer Gleichtaktspannungskomponente weiter reduzieren [E16]. In [S1] wurde ein modellprädiktiver Algorithmus nach diesem Prinzip entworfen, evaluiert und auf dem Evaluationsprüfstand implementiert.

6.1.1 Gleichtaktspannungskomponente

Eine Möglichkeit, die Systemeffizienz zu steigern und den aktiven Ladungsausgleich zwischen den Phasen zu ermöglichen, ist das Aufmodulieren einer Gleichtaktspannungskomponente v_{CM} auf die vom Modulator ausgegebenen Sollspannungen v_m^* . Da die verwendete Maschine im Stern verschaltet und dieser nicht herausgeführt ist, ist für die Regelung der Maschine nur die Spannungsdifferenz zwischen den Phasen von Bedeutung und eine Gleichtaktkomponente beeinflusst die Regelung nicht. Hierbei ist zu beachten, dass viele Modulationsverfahren bereits eine Gleichtaktkomponente hinzufügen, um einen höheren Aussteuergrad zu erreichen. Solange die Spannungsreserve des Umrichters jedoch nicht vollständig ausgeschöpft ist, hat der Scheduler die Möglichkeit, diese Gleichtaktkomponente zusätzlich zu beeinflussen.

In [E7] und [53] wurde ein Verfahren vorgestellt, bei dem eine Gleichtaktspannungskomponente gegenphasig zu den Phasenströmen aufgeprägt wurde, um die Phaseninnenwiderstand während des Strommaximums zu reduzieren. Im Falle der modellprädiktiven Optimierung im Rahmen dieser Arbeit ist die Gleichtaktkomponente jedoch variabel einstellbar und wird zu jedem Schaltzeitpunkt neu berechnet. Der verwendete Algorithmus addiert dabei, zusätzlich zu dem vom Modulator geforderten Spannungssprung, eine weitere Gleichtaktkomponente im Bereich von ± 2 Spannungsstufen auf die bisherige Ausgangsspannungsstufe auf. Alle dabei entstehenden Phasenspannungskombi-

nationen werden ausgewertet. Anschließend wird jener Phasenstatus gewählt, der die Kostenfunktionen minimiert. Dadurch wird zu jedem Berechnungsschritt die vorteilhafteste Gleichtaktspannungskomponente v_{CM} gewählt. Der Bereich ± 2 wurde willkürlich gewählt und stellt einen Kompromiss zwischen einem möglichst schnellen Übergang in einen wirkungsgradoptimalen Phasenschaltzustand und den dafür notwendigen Spannungssprüngen dar.

Es werden insgesamt zwei Matrizen erstellt. Eine Sollspannungslevelmatrix $\mathbf{v}_{\text{sched}}$ zur Bestimmung der entstehenden neuen Sollspannungsstufen und eine Differenzmatrix Δ_v zur Bestimmung des dafür notwendigen Spannungssprungs innerhalb einer Phase. Hierbei sei $v_{m,z}^*$ die Sollspannungsstufe der Phase m des aktuellen Regelzyklus und $v_{m,z-1}^*$ des vorhergehenden. Die Differenz beider Werte ergibt die notwendige Spannungsstufendifferenz, die der Scheduler erfüllen muss. Zur Bildung von $\mathbf{v}_{\text{sched}}$ wird diese Differenz auf die aktuelle Spannungsstufe v_m addiert und mit einer Matrix aufsummiert, die mögliche Gleichtaktssprünge enthält.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{\text{sched}} &= \begin{pmatrix} v_{U,z}^* - v_{U,z-1}^* + v_U \\ v_{V,z}^* - v_{V,z-1}^* + v_V \\ v_{W,z}^* - v_{W,z-1}^* + v_W \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \\ &+ \begin{pmatrix} -2 & -1 & 0 & 1 & 2 \\ -2 & -1 & 0 & 1 & 2 \\ -2 & -1 & 0 & 1 & 2 \end{pmatrix} \\ &= (\mathbf{v}_{st}) \end{aligned} \quad (6.1)$$

$$\Delta_v = \begin{pmatrix} v_U \\ v_V \\ v_W \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} - \mathbf{v}_{\text{sched}} = (\delta_{st}) \quad (6.2)$$

Nicht jede Spannungsstufe der Matrix $\mathbf{v}_{\text{sched}}$ lässt sich realisieren. So ist die maximale Ausgangsspannung nach unten auf $-n_{\text{Mod}} + 1$ und nach oben auf n_{Mod} beschränkt. Spalten, die Einträge außerhalb dieses Bereichs enthalten, sind nicht realisierbar und werden vom Algorithmus aussortiert. Des Weiteren sind zu hohe Spannungssprünge innerhalb einer Phase unerwünscht, da diese den Oberschwingungsanteil erhöhen und einen Vorteil des MMSPCs reduzieren. Aus diesem Grund wurde der maximale Spannungssprung innerhalb einer Phase auf ± 2 Spannungsstufen beschränkt. Dementsprechend werden auch Spalten der Δ_v -Matrix aussortiert, die Spannungssprünge größer 2 bzw. kleiner -2 ent-

halten. Der entstehende Lösungsraum wird durch eine Schnittmenge der übrig bleibenden Spalten gebildet. Da sich das Ausgangssignal des Sigma-Delta-Modulators pro Modulationsschritt um maximal eine Spannungsstufe verändert, ist stets sichergestellt, dass der Lösungsraum nicht leer ist. Die entsprechende Wahrheitstabelle ist im Flussdiagramm 6.1 dargestellt. Im nächsten Schritt werden die Kosten der möglichen Nachfolgezustände, die den Sollspannungssprung erfüllen können, evaluiert.

6.1.2 Vorauswahl günstiger Nachfolgezustände

Der modellprädiktive Algorithmus muss für den aktuellen Schaltzustand $W(t_0)$ des Gesamtsystems zum Zeitpunkt t_0 alle möglichen Nachfolgezustände evaluieren, die den geforderten Spannungssprung ermöglichen, und den Nachfolgezustand $W(t_1)$, der die Kosten minimiert, im nächsten Schaltschritt stellen. Betrachtet man einen Aufbau mit sechs Modulen pro Phase und den in Abschnitt 5.3 gewählten Restriktionen, so erfüllen bereits 20 dieser Phasenschaltzustände ein Spannungslevel von $v_m = 3$. Mit den gegebenen Rechenressourcen ist es nicht möglich, innerhalb des kurzen Zeitfensters die hergeleiteten Gleichungssysteme für alle diese Zustände in Echtzeit zu berechnen, weshalb der Lösungsraum und damit einhergehend die Anzahl der untersuchten Nachfolgezustände eingeschränkt werden muss. Der maximale Spannungssprung wurde bereits auf einen Bereich von ± 2 eingeschränkt. Als weiteres Kriterium sollen maximal drei Module innerhalb einer Phase ihren Zustand wechseln dürfen. Dadurch sollen Schaltverluste limitiert werden, wobei weiterhin sichergestellt ist, dass ein Spannungssprung von ± 2 möglich ist. Um den Lösungsraum weiter zu verkleinern, sollen für jeden Zustand Z_i maximal sechs günstige Nachfolgezustände vorausgewählt werden. Hierfür werden von all den möglichen Nachfolgezuständen, die nach den bisherigen Beschränkungen übrig bleiben, diejenigen ausgewählt, die einen möglichst geringen Phaseninnenwiderstand zur Folge haben.

Bei diesem Verfahren soll es möglich sein, auch zwischen Zuständen mit gleicher Ausgangsspannung zu wechseln. Deswegen werden die Transitionen in Form eines ungewichteten Graphen dargestellt. Hierdurch geht die direkte Information darüber verloren, wie hoch der Spannungssprung der Transition ist. Damit die Spannungsdifferenz nicht zur Laufzeit für jede Transition neu berechnet werden muss, wird die Adjazenzmatrix dreidimensional aufgestellt. Während die ersten zwei Dimensionen wie gewohnt die möglichen Transitionen beinhalten, wird die Information über den erzeugten Spannungssprung in der

dritten Dimension mit dem Index q gespeichert. Der erzeugte Spannungssprung ist hierbei als $q - 3$ definiert. So beinhalten beispielsweise die Elemente $a_{\text{pred},ij1}$ der Adjazenzmatrix nur Transitionen, die einen Spannungssprung von -2 Spannungsstufen erzeugen. Die entstehende Adjazenzmatrix zur Beschreibung der Zustandsübergänge ist in den Gleichungen (6.3) dargestellt.

$$\mathbf{A}_{\text{pred}} = (a_{\text{pred},ijq})$$

$$a_{\text{pred},ijq} = \begin{cases} 1 & \text{für } (v(Z_j) - v(Z_i) = q - 3) \wedge (d(Z_i, Z_j) \leq 3) \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.3)$$

$$q \in \{1, 2, 3, 4, 5\}$$

Zur Reduzierung des Speicherbedarfs wird nicht die komplette Adjazenzmatrix gespeichert, sondern nur die gültigen Zeiger, die auf den zugelassenen Nachfolgezustand zeigen. Da jedem der n_Z Zustände maximal sechs Nachfolgezustände für die fünf unterschiedlichen Gleichtaktspannungen zugeordnet werden, ergibt sich eine Matrix mit den Dimensionen $n_Z \times 6 \times 5$, die sich durch die Nachfolgermatrix \mathbf{N} (6.4) beschreiben lässt.

$$\mathbf{N}_{\text{pred}} = (n_{\text{pred},ilq})$$

$$n_{\text{pred},ilq} = Z_j \text{ für } (a_{\text{pred},ijq} = 1) \wedge (R_m(Z_p) \leq R_m(Z_r) \text{ mit } p < r) \quad (6.4)$$

$$l \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$$

6.1.3 Prädiktiver Optimierungsalgorithmus

Innerhalb einer Regelperiode der Motorregelung erhält der Scheduler die vom Sigma-Delta-Modulator berechneten Sollspannungslevel v_m^* . In der darauffolgenden Optimierungsschleife innerhalb des Schedulers werden alle möglichen Nachfolgezustände mit allen realisierbaren Gleichtaktspannungen evaluiert. Der Ablauf ist als Flussdiagramm in Abb. 6.1 dargestellt. Nachdem die Spannungsstufenmatrix $\mathbf{v}_{\text{sched}}$ und die Differenzspannungsmatrix Δ_v berechnet und auf ihre Realisierbarkeit geprüft wurden, werden alle möglichen Gesamtzustände W aufgestellt und die dazugehörigen Kosten berechnet.

Befindet sich eine Phase im Zustand Z_i , wird dies als Index i_U , i_V bzw. i_W vermerkt. So befinden sich beispielsweise alle Nachfolgezustände der Phase U, die einen Spannungssprung von -2 Stufen zulassen, im Zeilenvektor $(n_{\text{pred},i_U,l,1})$. Die möglichen Nachfolgezustände für einen definierten Spannungssprung, gegeben durch δ_{st} , werden innerhalb einer Schleife evaluiert. Die

Zeilen der Δ_V -Matrix repräsentieren dabei die notwendigen Spannungssprünge für jede Phase. Dementsprechend gibt beispielsweise ein Element $\delta_{12} = 1$ an, dass die Phase U sich um eine Spannungsstufe erhöhen muss, um das geforderte Spannungslevel zu realisieren. Der entsprechende Nachfolgezustand befindet sich folglich in den Positionen mit dem Index $q_U = 4$ und lässt sich generell über $q_U = \delta_{12} + 3$ berechnen. Ein möglicher Gesamtzustand W lässt sich somit als ein Tupel der möglichen Nachfolgezustände $(n_{\text{pred},k_U,l_U,\delta_{12}+3}, n_{\text{pred},k_V,l_V,\delta_{22}+3}, n_{\text{pred},k_W,l_W,\delta_{32}+3})$ darstellen.

Die Kostenfunktion für einen aktiven Ladungsausgleich kann entsprechend der Gleichung (5.31) übernommen werden. Für die Reduzierung der ohmschen Verluste werden die Verluste in der Batterie nicht separat von den Durchlassverlusten der MOSFETs betrachtet. Stattdessen werden für einen Gesamtzustand W die äquivalenten Ersatzwiderstände nach Abschnitt 5.1.3 und Gl. (5.26) bereits im Vorhinein berechnet und in Form einer LUT gespeichert. Ebenso werden die Ein- und Ausschaltverluste bereits teilweise vorausberechnet, da die Batteriespannung U_{Bat} sich in einem definierten Bereich befindet und auch die Ein- und Ausschaltzeiten durch die Hardware fest vorgegeben sind. Lediglich der Strom ist im Betrieb veränderlich und wird bei der Berechnung durch den aktuellen Phasenstrom angenähert. Wechselt ein Modul seinen Zustand, so ändern fast immer nur zwei Halbbrücken ihren Zustand. Lediglich beim Wechsel von s_+ nach s_- ändern alle vier Halbbrücken ihren Zustand. Dieser Vorgang tritt vernachlässigbar selten auf, weshalb er nicht dediziert betrachtet wird. Die resultierende Kostenfunktion (6.5) für die entstehenden Verluste setzt sich aus den Gleichungen für die Ein- und Ausschaltverluste (5.35) und (5.36) sowie den ohmschen Verlusten nach Gl. (5.26) zusammen.

$$\begin{aligned}
 J_{V,\text{pred}}(W) &= R_U i_U^2 + 2 \left(\frac{U_{\text{Bat}} t_{\text{ein}}}{2} + \frac{U_{\text{Bat}} t_{\text{aus}}}{2} \right) \cdot i_U \cdot d(w_{U,\text{neu}}, w_{U,\text{alt}}) \\
 &+ R_V i_V^2 + 2 \left(\frac{U_{\text{Bat}} t_{\text{ein}}}{2} + \frac{U_{\text{Bat}} t_{\text{aus}}}{2} \right) \cdot i_V \cdot d(w_{V,\text{neu}}, w_{V,\text{alt}}) \quad (6.5) \\
 &+ R_W i_W^2 + 2 \left(\frac{U_{\text{Bat}} t_{\text{ein}}}{2} + \frac{U_{\text{Bat}} t_{\text{aus}}}{2} \right) \cdot i_W \cdot d(w_{W,\text{neu}}, w_{W,\text{alt}})
 \end{aligned}$$

Die einzelnen Kostenfunktionen für den aktiven Ladungsausgleich und die entstehenden Verluste werden zu einer Summenfunktion zusammengefasst. Beide Anteile werden jeweils mit einem Gewichtungsfaktor λ_{bal} bzw. λ_V gewichtet, wodurch entschieden werden kann, welche Funktion im Betrieb dominieren soll. Als Extremwerte kann einer der Gewichtungsfaktoren zu Null gesetzt werden.

Setzt man beispielsweise $\lambda_V = 0$, wird die Verlustminimierung vollständig deaktiviert und es wird nur noch auf den aktiven Ladungsausgleich hin optimiert. Die Berechnung der Kostenfunktion $J_{\text{SoC}}(W)$ erfolgt nach Gl. (5.31).

$$J_{\text{pred}}(W) = \lambda_{\text{bal}} J_{\text{SoC}}(W) + \lambda_V J_{V,\text{pred}}(W) \quad (6.6)$$

6.1.4 Implementierung

Der in Abb. 6.1 dargestellte Algorithmus wurde im Rahmen der Abschlussarbeit [S1] auf dem Evaluationsprüfstand implementiert. Die gesamte Motorregelung und folglich auch der Scheduling-Algorithmus findet bei diesem Aufbau auf der HMK des ETI-DSP-Systems statt. Es wird davon ausgegangen, dass alle drei Phasen symmetrisch in Bezug auf die Modulparameter, wie Batterieinnenwiderstand und MOSFET-Durchlasswiderstand, sind. Durch diese Eigenschaft müssen nicht alle Permutationen des Gesamtzustands W und die daraus resultierenden Phaseninnenwiderstände und Stromverteilungen abgespeichert werden. Die Modulstromaufteilung innerhalb einer Phase ist nur vom Phasenschaltzustand dieser abhängig und kann für Module, die nicht am Sternpunkt angeschlossen sind, durch Tabelle 5.1 abgelesen und für parallele Gruppen innerhalb der Phase durch Gl. (5.9) berechnet werden. Der Phasenstrom selbst geht linear in die Berechnung ein. Für die Batterieströme der Sternpunktmodule kann Gl. (5.25) genutzt werden. Hier ist zu beobachten, dass die Batteriestromaufteilung einer Linearkombination der Phasenströme entspricht. Sei \mathbf{C}_1 definiert als die Hilfsmatrix zur Berechnung der Batterieströme der Sternpunktmodule mit der Phasenschaltzustandskombination $W_1 = (Z_1, Z_{50}, Z_{30})$ und \mathbf{C}_2 entsprechend der Kombination $W_2 = (Z_1, Z_{30}, Z_{50})$, so ergibt sich folgendes Äquivalent:

$$\dot{i}_{\text{Bat,st}} = \mathbf{C}_1 \cdot (i_U \quad i_V \quad i_W)^\top = \mathbf{C}_2 \cdot (i_U \quad i_W \quad i_V)^\top. \quad (6.7)$$

Mit Gleichungen aus Abschnitt 5.1 lassen sich die Batterieströme aller Module auf eine Linearkombination der Phasenströme zurückführen, die sich durch Gl. (6.8) und die Hilfsmatrix \mathbf{D} darstellen lässt. Sei \mathbf{D}_1 die Hilfsmatrix der Kombination W_1 und \mathbf{D}_2 respektive die Hilfsmatrix der Kombination W_2 , ergibt sich auch hier das Äquivalent nach Gl. (6.8).

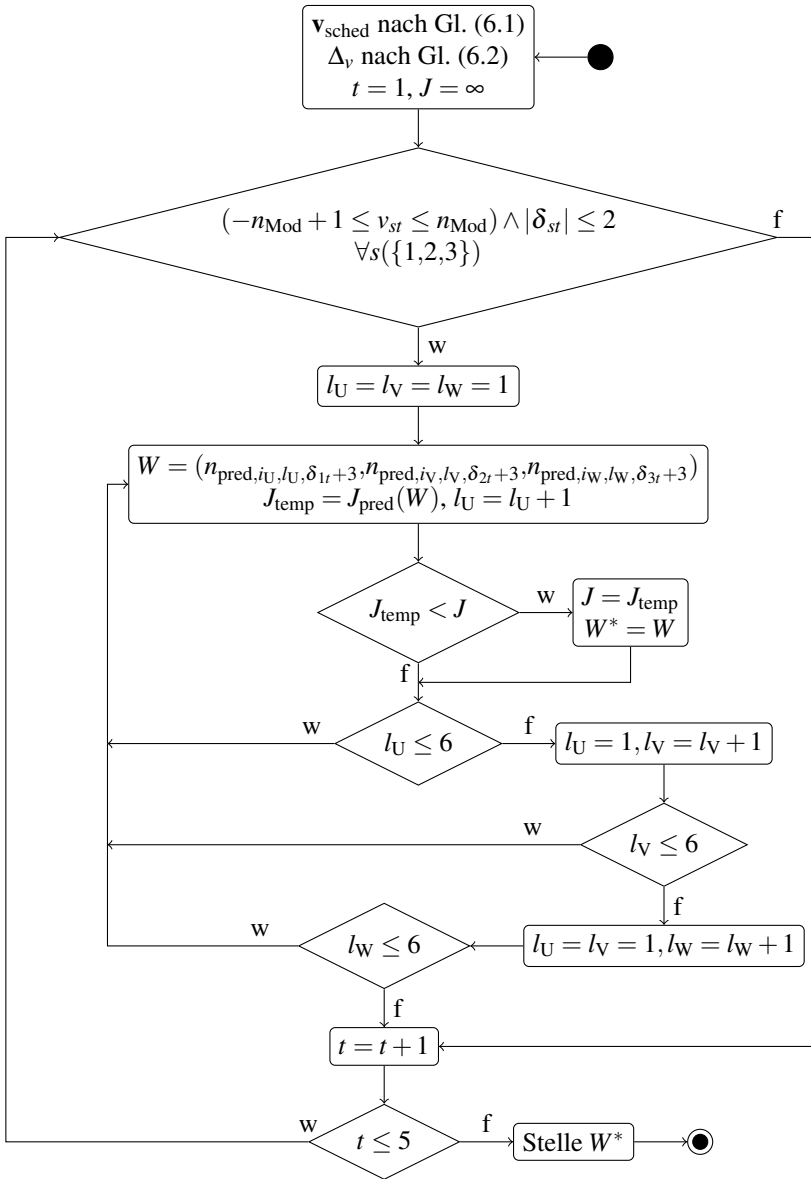


Abbildung 6.1: Flussdiagramm zur Berechnung des optimalen Nachfolgestands

$$\dot{i}_{\text{Bat}} = \begin{pmatrix} \dot{i}_{\text{Bat,U},1} \\ \vdots \\ \dot{i}_{\text{Bat,U},n_{\text{Mod}}} \\ \dot{i}_{\text{Bat,V},1} \\ \vdots \\ \dot{i}_{\text{Bat,V},n_{\text{Mod}}} \\ \dot{i}_{\text{Bat,W},1} \\ \vdots \\ \dot{i}_{\text{Bat,W},n_{\text{Mod}}} \end{pmatrix} = \mathbf{D}_2 \cdot \begin{pmatrix} \dot{i}_{\text{U}} \\ \dot{i}_{\text{V}} \\ \dot{i}_{\text{W}} \end{pmatrix} = \mathbf{D}_1 \cdot \begin{pmatrix} \dot{i}_{\text{U}} \\ \dot{i}_{\text{W}} \\ \dot{i}_{\text{V}} \end{pmatrix} \quad (6.8)$$

Folglich ist es sinnvoll nur eine der beiden Hilfsmatrizen abzuspeichern, da die Batteriestromverteilung im Phasenschaltzustand W_2 auch durch \mathbf{D}_1 berechnet werden kann, indem die Phasenströme im Phasenstromvektor getauscht werden.

Das gleiche Prinzip lässt sich auch auf den Phaseninnenwiderstand anwenden. Seien R_{U,W_1} , R_{V,W_1} und R_{W,W_1} die äquivalenten Phaseninnenwiderstände der Kombination W_1 und R_{U,W_2} , R_{V,W_2} und R_{W,W_2} respektive der Kombination W_2 , ergeben sich aufgrund der Symmetrieeigenschaften die Äquivalente

$$R_{\text{U},W_1} = R_{\text{U},W_2} \quad (6.9a)$$

$$R_{\text{V},W_1} = R_{\text{W},W_2} \quad (6.9b)$$

$$R_{\text{W},W_1} = R_{\text{V},W_2} \quad (6.9c)$$

und die ohmschen Verluste $P_{\text{V,ohm}}(W_2)$ der Kombination W_2 lassen sich mithilfe der äquivalenten Phaseninnenwiderstände der Kombination W_1 durch

$$\begin{aligned} P_{\text{V,ohm}}(W_2) &= R_{\text{U},W_2} I_{\text{U}}^2 + R_{\text{V},W_2} I_{\text{V}}^2 + R_{\text{W},W_2} I_{\text{W}}^2 \\ &= R_{\text{U},W_1} I_{\text{U}}^2 + R_{\text{W},W_1} I_{\text{V}}^2 + R_{\text{V},W_1} I_{\text{W}}^2 \end{aligned} \quad (6.10)$$

berechnen. Folglich müssen die Stromaufteilungsmatrix und die äquivalenten Phaseninnenwiderstände der Phasenschaltzustandskombination W_2 zur Berechnung der Kostenfunktion $J_{\text{pred}}(W_2)$ nicht dediziert gespeichert werden. Stattdessen können die entsprechenden Werte der Kombination W_1 hierfür genutzt werden. Bei der Implementierung dieses Verfahrens wurden ebendiese Symmetrieeigenschaften genutzt. Die Stromaufteilungskoeffizienten und

Phaseninnenwiderstände werden ausschließlich für eine Permutation der Phasenzustandskombinationen gespeichert.

6.1.5 Messungen

Um den Einfluss der Gleichtaktspannung im Betrieb zu untersuchen, wurden zunächst alle Phasenspannungen u_U , u_V und u_W und der Phasenstrom i_U gemessen und die anliegende Gleichtaktspannung u_{CM} durch

$$u_{CM} = \frac{u_U + u_V + u_W}{3} \quad (6.11)$$

berechnet. Abbildung 6.2 (a) zeigt einen Betriebspunkt, bei dem eine mechanische Drehzahl von 500 min^{-1} bei einem i_q -Strom von 30 A eingestellt wurde. Um die Grafik möglichst übersichtlich zu halten, wurden die Phasenspannungen u_V und u_W bewusst nicht eingezeichnet. Die Gewichtungsfaktoren betragen hierbei $\lambda_V = 1$ und $\lambda_{bal} = 0$, was zur Folge hat, dass der Algorithmus allein auf eine Effizienzoptimierung hinarbeitet. Es ist zu erkennen, dass die Gleichtaktspannung zum Zeitpunkt des Strommaximums in Phase U absinkt. Dies hat zur Folge, dass die zu stellende Spannung in Phase U kleiner ist als ohne Gleichtaktspannung und weniger Module in Serie geschaltet werden müssen. Dadurch können mehr Module parallel verschaltet werden und der Widerstand der Phase sinkt. Auf diese Weise trägt die Gleichtaktspannung dazu bei, die Effizienz des Systems zu steigern. An dieser Stelle sei abermals hervorgehoben, dass die aufgeprägte Gleichtaktspannung keinem vorgegebenen Muster folgt, sondern für jeden Schritt eine Gleichtaktkomponente aufaddiert wird, die ein Effizienzoptimum zur Folge hat. Es ist jedoch weiterhin zu erkennen, dass die Spannungsform, die bei diesem Optimierungsalgorithmus berechnet wird, eine Harmonische des Phasenstroms ist. Dieses Verhalten deckt sich mit den analytischen Erkenntnissen aus [E7] und [53], die eine dritte Harmonische zum Laststrom vorschlagen, um ein Effizienzoptimum zu erreichen. Gleichermaßen wie in [E7] und [53] lässt sich die Gleichtaktkomponente nur dann zur Effizienzsteigerung nutzen, wenn der Aussteuergrad niedrig ist. Wird die Gleichtaktkomponente hingegen benötigt, um den Aussteuergrad zu erhöhen, kann sie durch den Scheduler nicht weiter beeinflusst werden.

Abbildung 6.2 (b) zeigt den gleichen Betriebspunkt, wobei hierbei nicht alle Phasenspannungen, sondern alle Batterieströme der Phase U mitgemessen wurden. Bei beiden Messungen wurde der Phasenstrom als Trigger-Eingangssignal

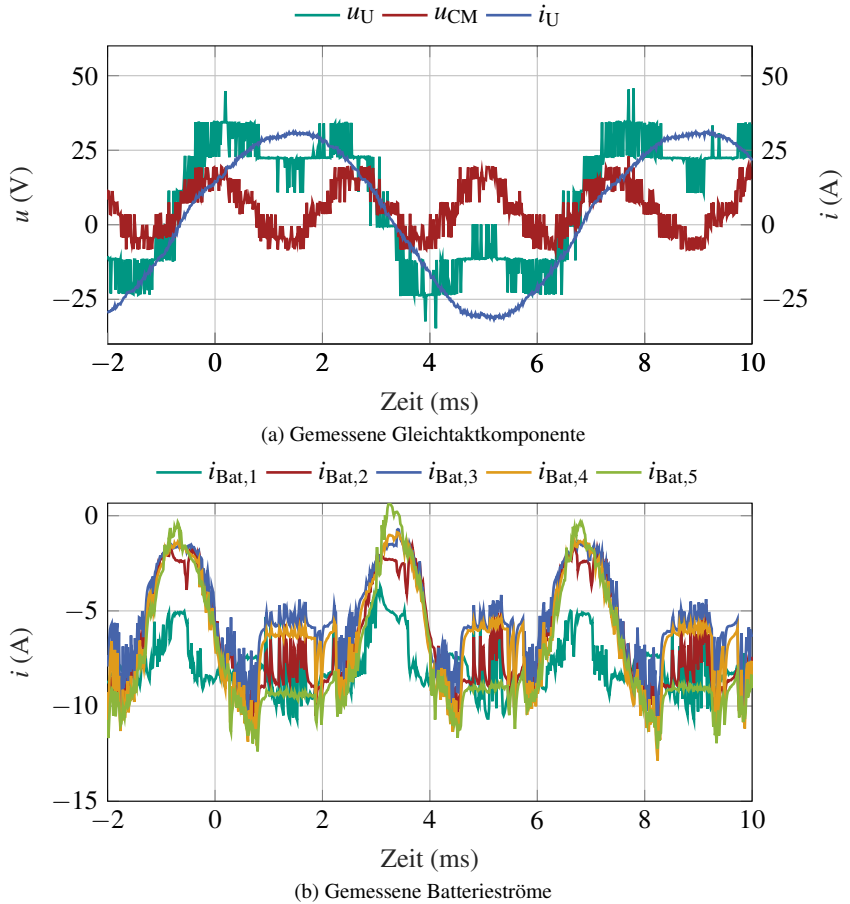


Abbildung 6.2: Einfluss der Gleichtaktspannung auf die Phasenspannung u_U bei 500 min^{-1} , $i_q = 30 \text{ A}$, $\lambda_V = 1$ und $\lambda_{\text{bal}} = 0$

des Oszilloskops verwendet, weshalb der zeitliche und quantitative Verlauf des Phasenstroms in Abb. 6.2 (a) mit dem in Abb. 6.2 (b) übereinstimmt. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wurde dieser jedoch kein zweites Mal eingezeichnet. An dieser Stelle sei nochmals angemerkt, dass es sich hierbei um zwei unterschiedliche Zählpfeilsysteme handelt. Besitzen Phasenstrom und -spannung dasselbe Vorzeichen, wird Energie aus dem System entnommen und die Batterien werden somit entladen, was einen negativen Batteriestrom zur Folge hat. Es ist zu sehen, dass der Phasenstrom im Bereich von 0 ms bis ca. 0,75 ms von 12 A bis 25 A ansteigt. Die Batterieströme der SM 2 bis 5 steigen im gleichen Zeitbereich von -6 A auf $-12,5$ A. Daraus lässt sich schließen, dass jeweils zwei SM parallel verschaltet sind. Bei weiterem Anstieg des Phasenstroms wird die Gleichtaktspannungskomponente u_{CM} reduziert, wodurch die Phasenmomentanspannung u_U verkleinert wird und mehr Module parallel verschaltet werden können. Obwohl die Amplitude des Phasenstroms ca. 30 A entspricht, tragen die SM zwischen -5 A bis -12 A. Grund für die unterschiedliche Stromaufteilung ist, dass Module am Rande einer parallelen Gruppe, hier insbesondere SM5, einen größeren Teil des Laststroms tragen, als die inneren Module, hier SM3 und SM4.

Anhand der Batterieströme ist erkennbar, dass der prädiktive Algorithmus den Laststrom durch das Einsetzen der Gleichtaktspannung gleichmäßig auf die einzelnen SM verteilt. Da vorwiegend die Batterieverluste, die einen Großteil der Verluste ausmachen, quadratisch vom Batteriestrom abhängen, bedingt dies eine Erhöhung der Effizienz.

Weiterhin wurde eine Langzeitmessung durchgeführt, um die Konvergenz des aktiven Ladungsausgleichs zu bestätigen. In Abbildung 6.3 ist ein Betriebspunkt dargestellt, bei dem die Gewichtungsfaktoren zum Zeitpunkt ≈ 380 s von zunächst $\lambda_V = 1$ und $\lambda_{bal} = 0$ auf $\lambda_V = 0$ und $\lambda_{bal} = 1$ umgestellt wurden. In der Abbildung sind die Abweichungen der einzelnen SM-SoCs vom Durchschnitts-SoC ($\overline{SoC} - SoC_{m,k}$) dargestellt. Zu Beginn des Versuchslaufs divergieren die SoCs, da kein aktiver Ladungsausgleich stattfindet. Nachdem die Gewichtungsfaktoren umgeschaltet wurden, beginnen die SoCs sofort zu konvergieren und bereits nach 600 weiteren Sekunden beträgt die Abweichung vom Durchschnitts-SoC weniger als einen Prozentpunkt.

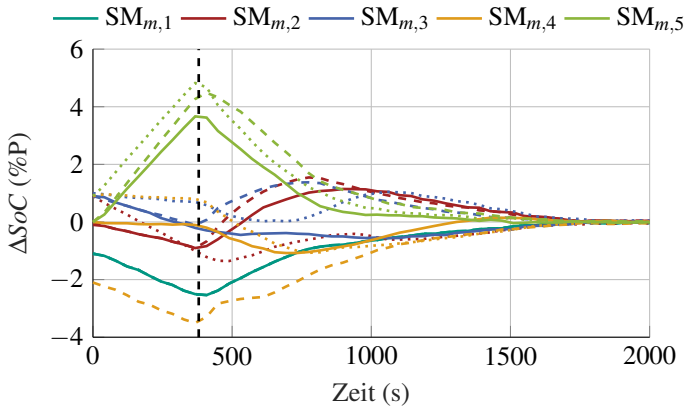


Abbildung 6.3: SoC-Entwicklung bei 500 min^{-1} und 27 Nm und einem Umschalten von $\lambda_V = 1$ und $\lambda_{\text{bal}} = 0$ auf $\lambda_V = 0$ und $\lambda_{\text{bal}} = 1$ bei $\approx 380 \text{ s}$ (durchgezogene Linie: $m = U$, gestrichelte Linie: $m = V$, gepunktete Linie: $m = W$)

6.2 Asynchrone Optimierung

Ziel der asynchronen Optimierung, wie sie erstmalig in [E21] vorgestellt wurde, ist es, die zeit- und ressourcenintensive Berechnung der Kostenfunktion von der eigentlichen Zustandsauswahl zu separieren. Um dies zu erreichen, müssen insbesondere die Zielfunktionen vereinfacht werden, damit die Optimierung von den zeitlich schnell veränderlichen Größen (Phasen- bzw. Modulstrom) entkoppelt wird. Hierfür werden zunächst zwei Annahmen getroffen: Es wird davon ausgegangen, dass die Widerstände der MOSFETs die Stromaufteilung nicht maßgeblich beeinflussen und zusätzlich, dass der Einfluss der Verkoppelung der Phasen über den doppelten Sternpunkt vernachlässigt werden kann und sich die Effekte des Schedulers daher primär innerhalb der Phasen bemerkbar machen.

Die erste Annahme ist vor allem für den Automotive-Prüfstand gerechtfertigt, da der Innenwiderstand der Batteriepacks wesentlich größer ist als der der MOSFETs. Anhand Abbildung 5.7 ist zu erkennen, dass sich die Batterieströme nahezu ideal aufteilen. Eine Auswirkung durch die Vernachlässigung des verkoppelten Sternpunkts auf die Zielfunktionen wird lediglich beim akti-

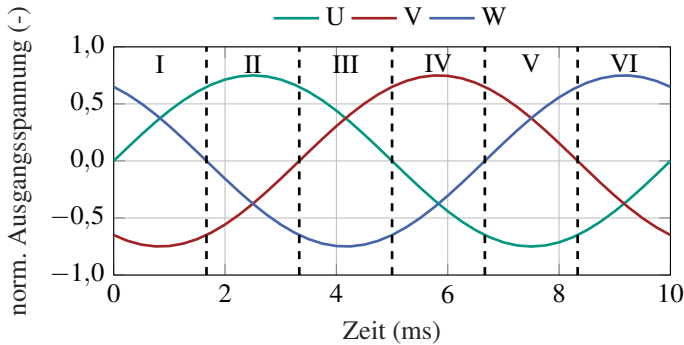


Abbildung 6.4: Verlauf der normierten Spannungsamplituden bei einem symmetrischen dreiphasigen System

ven Ladungsausgleich bei bestimmten Betriebspunkten erkennbar und wird in Abschnitt 6.3.1 erläutert.

6.2.1 Herleitung des Sternpunktmodulstroms

Als Folge dieser Annahmen kann der Strom durch die Sternpunktmodule vereinfacht berechnet werden. Bei einem dreiphasigen System lässt sich der Spannungsverlauf in sechs Sektionen einteilen (Abb. 6.4). Diese Sektionen haben gemeinsam, dass stets zwei Phasen die gleiche Polarität aufweisen. Durch die Vorauswahl der Phasenschaltzustände resultiert dies bei positiver Ausgangsspannung darin, dass jeweils mindestens ein Modul der zwei Phasen in den Zustand s_+ schaltet und die Sternpunktmodule somit durch ihren positiven Batteriepol verbunden werden. Mindestens ein Modul der dritten Phase schaltet in s_- und verbindet somit den negativen Batteriepol der Sternpunktmodule. Der resultierende Strom, der sich gleichmäßig auf die Sternpunktmodule verteilt, ist in diesem Beispiel somit gleich dem Phasenstrom der dritten Phase. Stellen jedoch zwei Phasen eine negative Ausgangsspannung, so verhält sich der Anschluss der Batteriemodule gegenteilig und der resultierende Strom der Sternpunktmodule ist gleich dem negativen Phasenstrom der dritten Phase. Tabelle 6.1 stellt die sechs unterschiedlichen Sektionen dar und wie sich daraus der Summenstrom der Sternpunktmodule ableiten lässt.

Tabelle 6.1: Sektionen im Phasenverlauf mit dazugehörigem Sternpunktmodul-Strom

Sektion	$\text{sgn}(u_U)$	$\text{sgn}(u_V)$	$\text{sgn}(u_W)$	Sternpunktmodul-Strom
I	+	-	+	i_V
II	+	-	-	$-i_U$
III	+	+	-	i_W
IV	-	+	-	$-i_V$
V	-	+	+	i_U
VI	-	-	+	$-i_W$

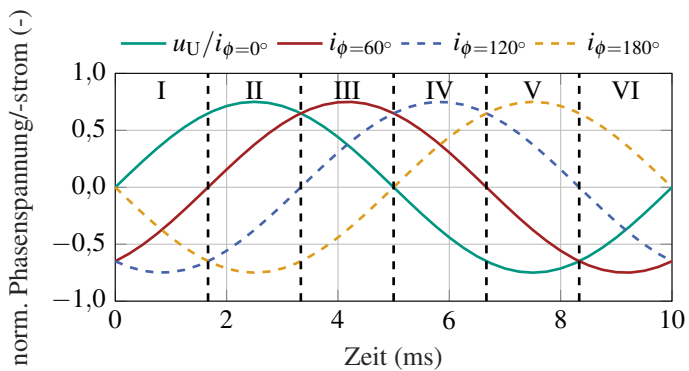


Abbildung 6.5: Phasenversatz zwischen Strom und Spannung

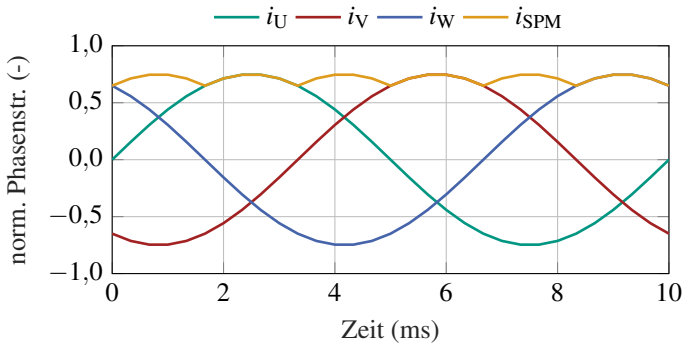


Abbildung 6.6: Vereinfachter Stromverlauf der Sternpunktmodule im motorischen Betrieb

Im nächsten Schritt zur Vereinfachung der Sternpunktmodulstrom-Berechnung soll nun gezeigt werden, dass der relevante Phasenstrom die Sternpunktmodule im motorischen Betrieb grundsätzlich entlädt und im generatorischen Betrieb auflädt. Abbildung 6.5 zeigt den Spannungsverlauf der Phase U und den dazugehörigen normierten Phasenstrom bei unterschiedlichem Phasenversatz. Bei einem Leistungsfaktor von $\cos(\phi) = 1$ ist der Phasenstrom komplett in Phase mit der Spannung und mit abnehmendem Leistungsfaktor verschiebt sich der Stromverlauf in positiver Richtung entlang der x-Achse. Als relevanter Grenzwert für den motorischen Betrieb ist ein Phasenversatz von $\phi = 60^\circ$ eingezeichnet, was einem Leistungsfaktor von 0,5 entspricht. Betrachtet man Sektor II, in dem der Sternpunktmodulstrom gleich $-i_U$ ist, erkennt man, dass der Phasenstrom i_U in einem Bereich von $0^\circ \leq \phi < 60^\circ$ stets positiv ist und die Sternpunktmodule somit entladen werden. Analog verhält es sich im generatorischen Betrieb, in dem der Phasenstrom i_U in einem Bereich von $120^\circ < \phi \leq 180^\circ$ stets negativ ist und die Sternpunktmodule somit auflädt. Abbildung 6.26 kann entnommen werden, dass sich der Umrichter hauptsächlich in Bereichen aufhält, in denen für den Leistungsfaktor entweder $0,9 < \cos(\phi)$ oder $\cos(\phi) < -0,8$ gilt. Somit gilt für den Phasenwinkel fast immer $\phi < 26^\circ$ oder $143^\circ < \phi$, womit die Annahme gerechtfertigt ist, dass die Sternpunktmodule grundsätzlich im motorischen Betrieb entladen und im generatorischen Betrieb geladen werden.

Als Folge dieser Annahme kann der Strom durch die Sternpunktmodule durch einen vereinfachten Stromverlauf dargestellt und berechnet werden. Abbildung 6.6 stellt einen solchen vereinfachten Stromverlauf im motorischen Betrieb dar. Der Mittelwert lässt sich mit

$$\begin{aligned}
 \bar{i}_{\text{SPM}} &= f_{\text{el}} \cdot \int_0^{\frac{1}{f_{\text{el}}}} \max(|i_{\text{U}}(t)|, |i_{\text{V}}(t)|, |i_{\text{W}}(t)|) dt \\
 &= f_{\text{el}} \cdot 6 \int_{\frac{1}{6f_{\text{el}}}}^{\frac{2}{6f_{\text{el}}}} \hat{i}_{\text{U}} \sin(2\pi f_{\text{el}} t) dt \\
 &= \frac{3\hat{i}_{\text{U}}}{\pi}
 \end{aligned} \tag{6.12}$$

berechnen.

6.2.2 Entkoppelte Zielfunktionen

Der Strom aus Gl. (6.12) teilt sich annähernd gleichmäßig auf die Sternpunktmodule auf. Unter Verwendung der asynchronen Optimierung wird jede Phase einzeln geregelt und die Verkopplung wird vernachlässigt, weshalb auch die Information darüber verloren geht, wie viele Module durch die anderen Phasen in den Sternpunkt geschaltet werden. Zur Berechnung der Stromverteilung innerhalb einer Phase soll davon ausgegangen werden, dass neben den zum Sternpunkt parallel verschalteten Modulen der betrachteten Phase m die zwei fest verschalteten Sternpunktmodule der beiden anderen Phasen hinzuaddiert werden müssen. Zudem schalten die beiden anderen Phasen im Mittel stets ein Modul in den Sternpunkt. Das bedeutet, dass sich der Strom \bar{i}_{SPM} auf insgesamt $(4 + n_{\text{par,SPM},m})$ Module aufteilt. Die Zielfunktion für den aktiven Ladungsausgleich innerhalb einer Phase vereinfacht sich somit zu

$$\begin{aligned}
 J_{\text{SoC},m,\text{mot}}(Z_m) &= \frac{\bar{i}_{\text{SPM}}}{4 + n_{\text{par,SPM},m}} \sum_{k=1}^{n_{\text{par,SPM},m}} (\overline{\text{SoC}}_m - \text{SoC}_{m,k}) \\
 &\quad + i_m \sum_{k=n_{\text{par,SPM},m}+1}^{n_{\text{Mod}}} \lambda_k (\overline{\text{SoC}}_m - \text{SoC}_{m,k}).
 \end{aligned} \tag{6.13}$$

Der Gewichtungsfaktor λ_k definiert dabei den Anteil des Modulstroms des k -ten Moduls am Phasenstrom. Existiert keine parallele Verschaltung, kann

der Faktor aus der Tabelle 5.1 entnommen und für parallele Gruppen über Gleichung (5.9) präzise berechnet werden.

Damit eine asynchrone Optimierung erfolgen kann, muss eine vollständige Entkopplung von den zeitlich schnell veränderlichen Größen stattfinden. In Gl. (6.13) ist jedoch noch der Phasenstrom i_m enthalten. Dieser soll für die zeitliche Entkopplung in Gl. (6.14) durch seinen Mittelwert und das entsprechende Vorzeichen approximiert werden, wodurch sich für den motorischen Betrieb eine zeitlich entkoppelte Zielfunktion (6.15) ergibt.

$$\begin{aligned}
 \bar{i}_m &= f_{el} \cdot \int_0^{\frac{1}{f_{el}}} |i_m(t)| dt \\
 &= f_{el} \cdot 2 \int_0^{\frac{1}{2f_{el}}} \hat{i}_m \sin(2\pi f_{el} t) dt \\
 &= \frac{2\hat{i}_m}{\pi}
 \end{aligned} \tag{6.14}$$

$$\begin{aligned}
 J_{SoC,m,mot}(Z_m) &= \frac{3\hat{i}_U}{(4 + n_{par,SPM,m})\pi} \sum_{k=1}^{n_{par,SPM,m}} (\overline{SoC}_m - SoC_{m,k}) \\
 &+ \operatorname{sgn}(i_m(t)) \frac{2\hat{i}_m}{\pi} \sum_{k=n_{par,SPM,m}+1}^{n_{Mod}} \lambda_k (\overline{SoC}_m - SoC_{m,k})
 \end{aligned} \tag{6.15}$$

Die Amplituden der einzelnen Phasenströme können als gleich angenommen werden. Des Weiteren spielt für die Bewertung der Zielfunktion nur die relative Größe eine Rolle, weshalb der Faktor $2\hat{i}_m/\pi$ herausgezogen werden kann. Im generatorischen Betrieb kehrt sich das Vorzeichen der Sternpunktmodulströme um. Ist der vorgegebene q-Strom positiv, so findet motorischer Betrieb statt und bei negativem q-Strom generatorischer Betrieb. Zwar gibt es den sogenannten Gegenstrombetrieb, bei dem bei negativem Drehmoment, und somit auch negativem q-Strom, keine Rekuperation stattfindet, dieser ist für diese Betrachtung jedoch irrelevant. In diesem Fall wird das notwendige Moment mechanisch über die Bremsen gestellt und es muss kein elektrisches Drehmoment erzeugt werden. Die finale Zielfunktion für den aktiven Ladungsausgleich kann schlussendlich durch Gleichung (6.16) dargestellt werden.

$$\begin{aligned}
J_{\text{SoC},m}(Z_m) = & \frac{1,5 \cdot \text{sgn}(i_q)}{4 + n_{\text{par,SPM},m}} \sum_{k=1}^{n_{\text{par,SPM},m}} (\overline{\text{SoC}}_m - \text{SoC}_{m,k}) \\
& + \text{sgn}(i_m(t)) \sum_{k=n_{\text{par,SPM},m}+1}^{n_{\text{Mod}}} \lambda_k (\overline{\text{SoC}}_m - \text{SoC}_{m,k})
\end{aligned} \tag{6.16}$$

Da der Innenwiderstand der Batterien weitaus größer ist als der der MOSFETs, dominieren die ohmschen Verluste der Batterien die Gesamtverluste des Automotive-Prüfstands. Dieses Verhalten wurde auch beim prädiktiven Algorithmus in der Messung aus Abb. 6.2 (b) sichtbar, da zu erkennen war, dass der Algorithmus den Phasenstrom gleichmäßig auf die SM aufgeteilt hat, obwohl das Verhältnis der ohmschen Verluste der MOSFETs zu den Batterieverlusten im Evaluationsprüfstand weitaus höher ist als beim Automotive-Prüfstand. Eine Effizienzoptimierung erfolgt somit durch das Reduzieren der Stromquadrate und die entsprechende Zielfunktion zur Effizienzoptimierung ergibt sich zu

$$J_{\text{eff},m}(Z_m) = n_{\text{par,SPM},m} \left(\frac{1,5}{4 + n_{\text{par,SPM},m}} \right)^2 + \sum_{k=n_{\text{par,SPM},m}+1}^{n_{\text{Mod}}} \lambda_k^2. \tag{6.17}$$

6.2.3 Implementierung

Die asynchrone Optimierung wurde auf dem Automotive-Prüfstand implementiert und getestet. Wie in Abb. 3.11 zu sehen ist, laufen hierbei parallele Prozesse auf dem A9-Kern und dem FPGA. Diese Parallelisierung ist der Kernpunkt der asynchronen Optimierung. Entsprechend der Zustandsauswahl nach Kapitel 5.4.1 wird eine Menge W_{ph} definiert, welche die zulässigen Phasenschaltzustandskombinationen Z_i enthält. Diese werden in Form eines Arrays der Größe $n_Z \times n_{\text{Mod}}$ auf dem FPGA abgespeichert, womit die Codierung der Schaltzustände auf dem FPGA verortet ist. Im Gegensatz dazu werden die Stromverteilungen nach Kapitel 5.1 mit den Vereinfachungen nach Kapitel 6.2.2 im Voraus berechnet und für jeden Zustand Z_i auf dem A9-Kern abgelegt. Zusätzlich wird die Adjazenzmatrix zur Beschreibung der Transitionen auf dem A9-Kern gespeichert. Um die Anzahl der Spannungsänderungen an den Motorphasen zu reduzieren, werden zudem nur Transitionen zugelassen, bei denen sich die Ausgangsspannung einer Phase um maximal eine Spannungsstufe ändert. Darüber hinaus sollen auch Schaltverluste reduziert werden, indem bei der Transition in den nächsten Zustand nur ein Modul seinen Schaltzustand

ändert. Die sich ergebende Adjazenzmatrix zur Beschreibung der Transitionen der asynchronen Optimierung wird durch Gl. (6.18) beschrieben.

$$\mathbf{A}_{\text{asy}} = (a_{\text{asy},ij})$$

$$a_{\text{asy},ij} = \begin{cases} v(Z_j) - v(Z_i) & \text{für } (|v(Z_j) - v(Z_i)| = 1) \wedge (d(Z_i, Z_j) \leq 1) \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.18)$$

Bei dem zuvor gewählten Beispiel mit jeweils drei Modulen pro Phase reduziert sich folglich die ursprüngliche Adjazenzmatrix (5.46) auf die Matrix (6.19).

$$\mathbf{A}_{\text{asy},3} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & 0 \end{pmatrix} \quad (6.19)$$

Es werden lediglich Transitionen mit einer Gewichtung von ± 1 zugelassen. Zudem findet beispielsweise keine Transition zwischen den Zuständen Z_5 und Z_{10} statt, da hierbei alle Module ihren Schaltzustand ändern müssten. Eine Transition zwischen Z_5 und Z_8 oder zwischen Z_5 und Z_9 wird hierbei als sinnvoller erachtet, da nur ein Modul den Schaltzustand ändern muss und Schaltverluste somit reduziert werden. Die grafische Darstellung des entstehenden Graphen ist in Abbildung 6.7 dargestellt.

Analog zum prädiktiven Algorithmus wird Speicherbedarf eingespart, indem nicht die gesamte Adjazenzmatrix gespeichert wird, sondern nur die gültigen Zeiger, die auf den zugelassenen Nachfolgezustand zeigen. Da maximal ein Modul seinen Zustand ändern darf, ergeben sich maximal sechs Nachfolgezustände, die entweder einen Spannungsanstieg oder eine Spannungsreduzierung zur Folge haben. Es ergibt sich erneut eine dreidimensionale Nachfolgermatrix, diesmal jedoch mit den Dimensionen $n_Z \times 6 \times 2$. Diese Nachfolgermatrix \mathbf{N} lässt sich durch Gl. (6.20) beschreiben.

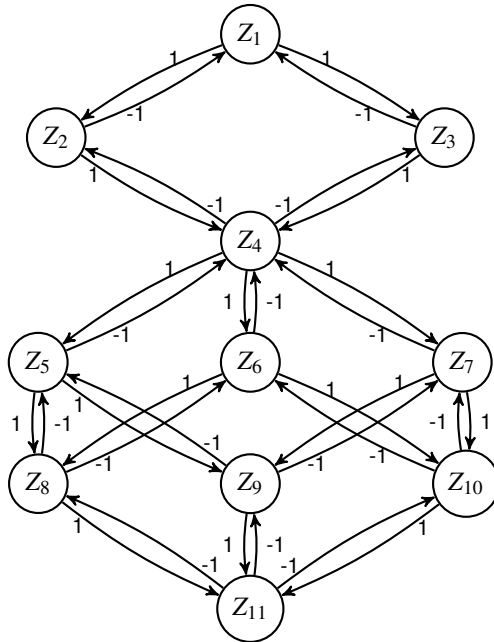


Abbildung 6.7: Gerichteter gewichteter Graph der Zustandstransitionen bei $n_{\text{Mod}} = 3$ und Verwendung der asynchronen Optimierung

$$\begin{aligned}
 \mathbf{N}_{\text{asy}} &= (n_{\text{asy},ilq}) \\
 n_{\text{asy},il1} &= Z_j \text{ für } (a_{ij} = 1) \\
 n_{\text{asy},il2} &= Z_j \text{ für } (a_{ij} = -1) \\
 l &\in \{1,2,3,4,5,6\} \\
 q &\in \{1,2\}
 \end{aligned} \tag{6.20}$$

Ziel des Optimierungsalgorithmus ist es, aus der allgemeinen Nachfolgermatrix \mathbf{N}_{asy} eine optimale Nachfolgermatrix \mathbf{N}_{opt} zu erstellen, die für jeden Phasenzustand (Index i) in jeder Phase (Index p) jeweils für beide Spannungs- (Index q) und Stromrichtungen (Index s) den optimalen Nachfolgezustand bestimmt.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{N}_{\text{opt}} &= (n_{\text{opt},pisq}) \\
 p &\in \{1,2,3\} \\
 q &\in \{1,2\} \\
 s &\in \{1,2\}
 \end{aligned} \tag{6.21}$$

Der Optimierungsalgorithmus läuft gänzlich auf dem A9-Kern ab. Hierbei lassen sich die Zielfunktionen umschalten. Entweder wird die Effizienz-Kostenfunktion (6.17) oder die Kostenfunktion (6.16) des aktiven Ladungsausgleichs optimiert. Eine Gewichtung der Kostenfunktionen analog zum modellprädiktiven Ansatz wäre ebenfalls realisierbar, wurde jedoch mit diesem Softwarestand nicht umgesetzt. Damit die Optimierungsschleife die übrigen Vorgänge auf dem A9-Kern, die vorwiegend für die übergeordnete Steuerung des Zustandsautomaten und zur Kommunikation über CAN/Ethernet verantwortlich sind, nicht blockiert, wird jeder Berechnungsschritt Interrupt-gesteuert getriggert. Nacheinander wird für jede Phase zunächst für jeden Zustand der Menge W_{ph} anhand der Adjazenzmatrix bestimmt, welche Zustände als Nachfolgezustände infrage kommen. Bei jedem Trigger-Event werden zunächst für alle möglichen Nachfolgezustände eines Zustands Z_i , die zu einem Spannungsanstieg führen, die Kostenfunktionen für eine positive Stromrichtung berechnet und der Nachfolgezustand mit den geringsten Kosten gespeichert. Die möglichen Nachfolgezustände entsprechen hierbei einer 1 in der Adjazenzmatrix. Bei den gewählten Restriktionen ergeben sich maximal n_{Mod} Nachfolgezustände, da maximal ein Modul den Schaltzustand ändern darf. Dieses Vorgehen wird für alle Zustände der Menge W_{ph} mit jedem Trigger wiederholt. Sind die optimalen Nachfolgezustände für einen Spannungsanstieg bei positivem Phasenstrom berechnet, wird dieses Vorgehen weiterhin mit den

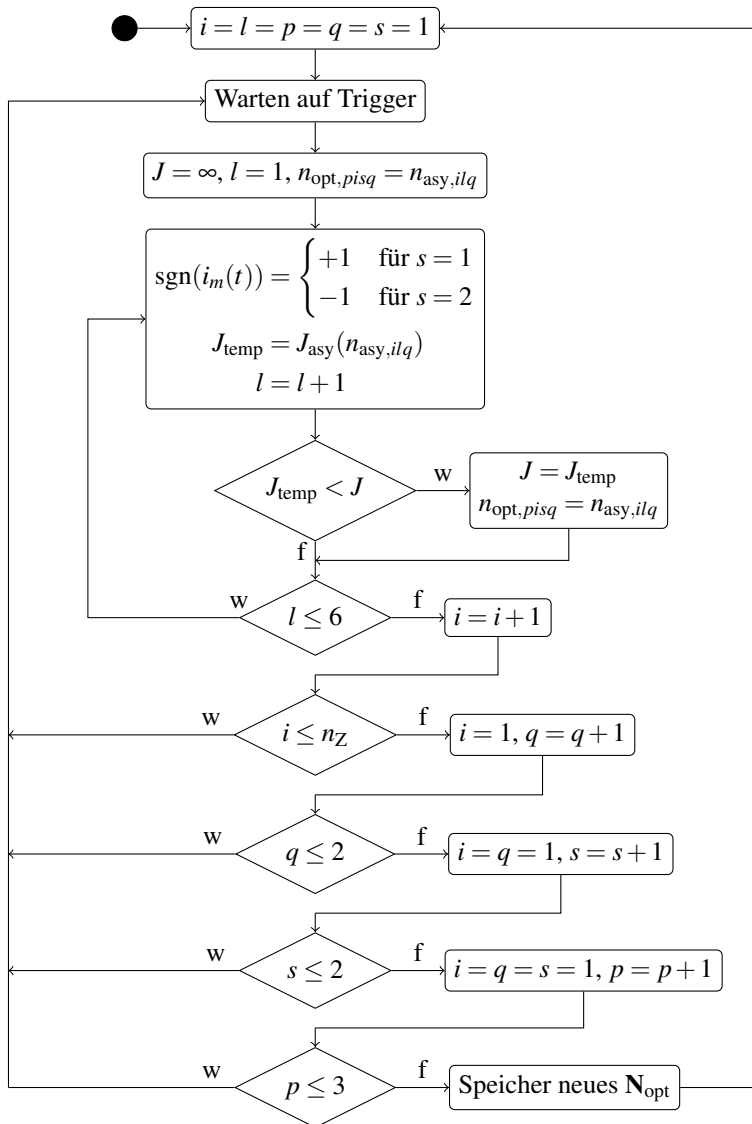


Abbildung 6.8: Flussdiagramm zur Berechnung der optimalen Nachfolgermatrix

Nachfolgezuständen wiederholt, die zu einer Reduzierung der Phasenspannung führen. Während die Effizienzfunktion (6.17) unabhängig von der Phasenstromrichtung ist, spielt diese eine essentielle Rolle beim aktiven Ladungsausgleich (6.16). Deswegen werden diese zwei Schleifen für negative Phasenströme wiederholt.

Als Resultat dieser Berechnungsschleifen ergeben sich für jeden Zustand der Menge W_{ph} insgesamt vier Nachfolgezustände, die die Kosten der gewählten Zielfunktion minimieren. Zwei dieser Zustände führen zu einer Spannungserhöhung (v_{\uparrow}) und zwei zu einer Spannungsreduzierung (v_{\downarrow}) und sind entweder für positive oder für negative Phasenstromrichtungen gültig. Zwei Sonderfälle sind der erste und der letzte Phasenschaltzustand. Im gewählten Beispiel handelt es sich um Z_1 und Z_{11} . Da es keinen Zustand gibt, der eine geringere Phasenspannung erzeugt als Z_1 , und keinen Zustand, der eine höhere Phasenspannung als Z_{11} erzeugt, stellen diese Zustände die Spannungsgrenzen dar und bilden ihren eigenen Nachfolgezustand, wenn ein kleineres bzw. größeres Spannungslevel angefragt wird.

Das Ergebnis dieser Optimierungsschleife wird nach jedem Schleifendurchlauf in Form der Tabelle 6.2 auf dem BRAM des Zynqs gespeichert. Der BRAM ist ein Speicher, auf den sowohl vom A9 als auch vom FPGA zugegriffen werden kann. Abhängig von der gewünschten Ausgangsspannung, dem aktuellen Ist-Phasenschaltzustand und der aktuellen Phasenstromrichtung kann nun anhand der Tabelle der vorab optimierte Nachfolgezustand ausgewählt werden. Die notwendigen Rechenoperationen auf dem FPGA wurden somit lediglich auf das Auslesen des richtigen Speicherplatzes reduziert und können mit der Frequenz des Sigma-Delta-Modulators (140 kHz) ablaufen. Die rechenintensiven Operationen laufen hingegen asynchron zum eigentlichen Schaltvorgang im Hintergrund auf dem A9-Kern ab. Bei der gewählten Implementierung erfolgt die Aktualisierung der Tabelle alle 100 ms, wodurch ein aktiver Ladungsausgleich uneingeschränkt möglich ist, da sich der SoC mit einer weitaus geringeren Dynamik ändert.

6.2.4 Messungen

Abbildung 6.9 zeigt den über CAN gemessenen SoC-Verlauf der Module in Phase U beim Durchfahren eines Fahrprofils. Die anfängliche SoC-Differenz von ca. 1 % wird schnell ausgegletet und das System bleibt während des gesamten Fahrprofils im ausgeglichenen Ladezustand. In Abb. 6.10 wurde eine ähnliche

Tabelle 6.2: Optimierte Nachfolgezustände für eine Phase in Abhängigkeit von der geforderten Spannung und dem Phasenstrom

Aktueller Zustand	Folgezustand bei v_{\uparrow}	Folgezustand bei v_{\downarrow}	Phasenstrom
Z_1	Z_3	Z_1	$i_m \geq 0$
	Z_2	Z_1	$i_m < 0$
Z_2	Z_4	Z_1	$i_m \geq 0$
	Z_4	Z_1	$i_m < 0$
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
Z_{10}	Z_{11}	Z_6	$i_m \geq 0$
	Z_{11}	Z_7	$i_m < 0$
Z_{11}	Z_{11}	Z_{10}	$i_m \geq 0$
	Z_{11}	Z_8	$i_m < 0$

Messung jedoch mit höherer Drehzahl durchgeführt. Bei erhöhter Drehzahl beginnt der SoC der Sternpunktmodule von den Phasenmodulen abzuweichen. Dieses Verhalten wird im folgenden Simulationskapitel 6.3 näher erläutert und im Abschnitt 6.5 analysiert.

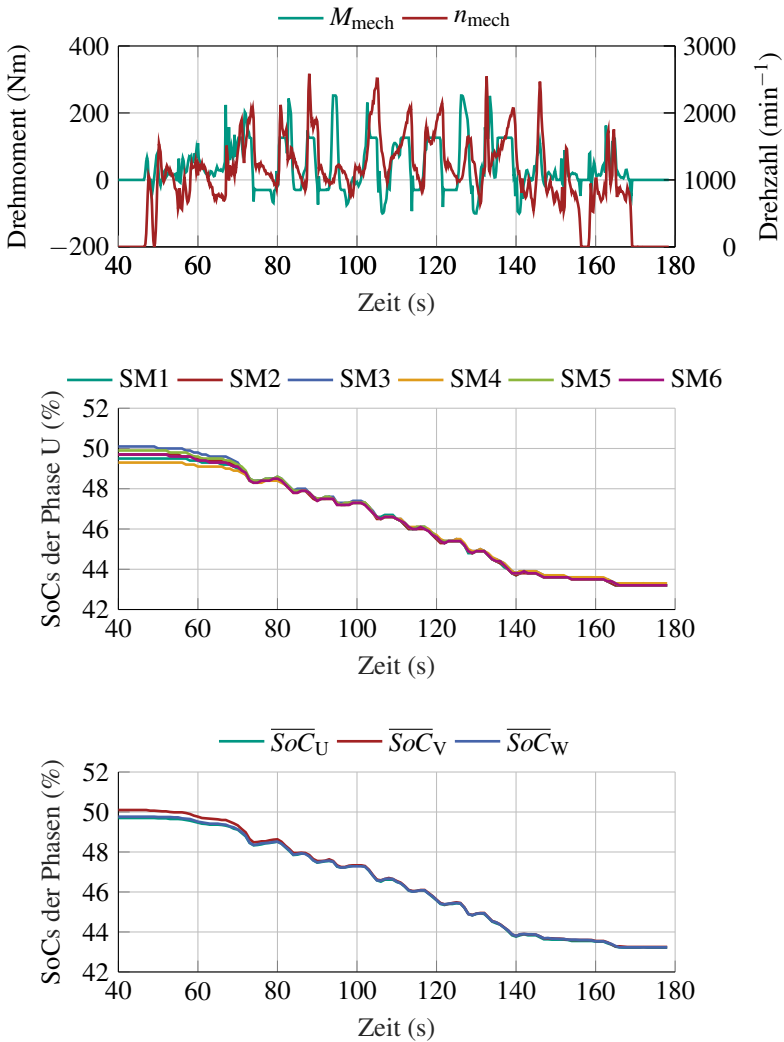


Abbildung 6.9: Über CAN gemessener SoC-Verlauf beim Durchfahren eines Fahrprofils. Die anfänglichen SoC-Differenzen sowohl innerhalb der Phasen als auch zwischen den einzelnen Phasen werden ausgeglichen und das System wird durchgehend im SoC-Gleichgewicht betrieben.

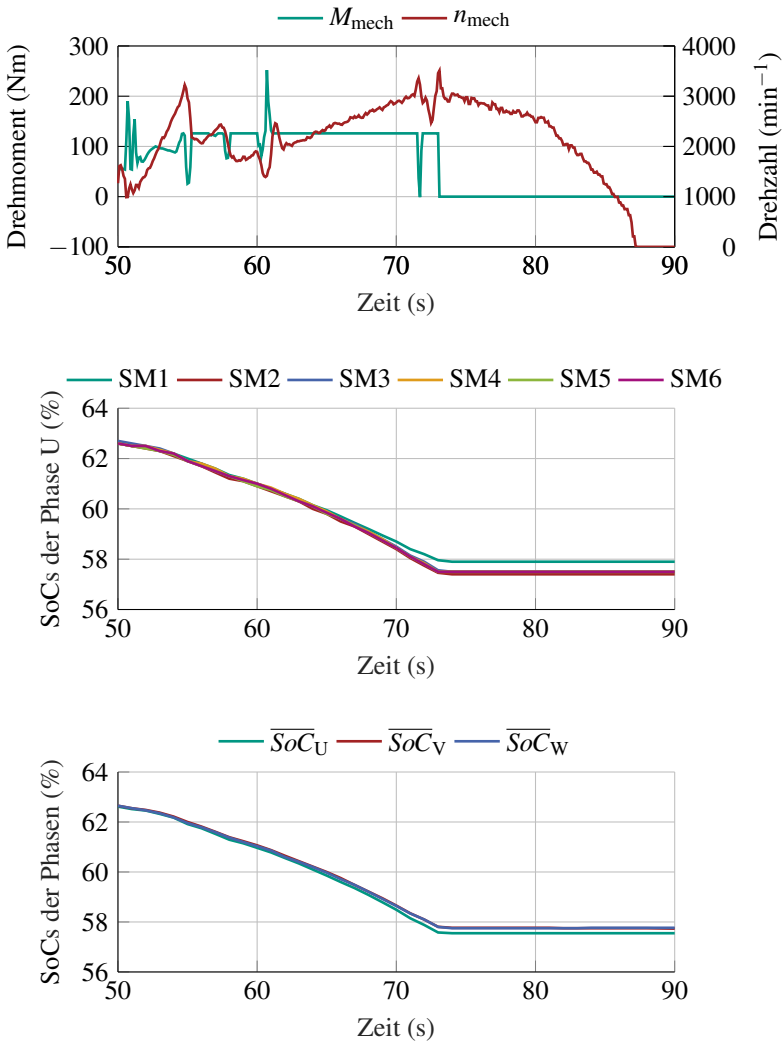


Abbildung 6.10: Über CAN gemessener SoC-Verlauf beim Durchfahren eines Fahrprofils mit beginnender SoC-Divergenz bei erhöhter Drehzahl

6.3 Simulativer Vergleich

In den vorhergehenden Kapiteln wurden zwei Verfahren zur Steuerung des MMSPCs vorgestellt und auf zwei verschiedenen Prüfständen implementiert sowie auf ihre Funktion geprüft. Neben der grundsätzlich unterschiedlichen Funktionsweise wurde im prädiktiven Algorithmus zusätzlich eine adaptive Gleichtaktspannungskomponente vorgestellt. Des Weiteren gibt es beim prädiktiven Scheduler bei der Vorauswahl günstiger Schaltzustände Z_i für negative Spannungsstufen doppelt so viele Möglichkeiten wie beim asynchronen Algorithmus. Der Einfluss des verwendeten Algorithmus und der Zusatzfunktionen kann nicht an den einzelnen Prüfständen analysiert werden, da diese grundsätzlich unterschiedlich aufgebaut sind. Darüber hinaus kann eine Effizienzmessung in diesem System nicht wie für konventionelle Zweipunktumrichter erfolgen, da die Batterieeffizienz nicht von der Umrichtereffizienz entkoppelt betrachtet werden kann. Aus diesem Grund wurde für beide Algorithmen ein einheitliches Simulationsmodell erstellt, wodurch die Effizienzunterschiede simulativ erfasst werden können.

Es wurde ein Simulationsmodell des Automotive-Prüfstands mit den Modulparametern nach Tabelle 3.1 und Motorparametern nach Tabelle 3.2 aufgebaut. Als Simulationsumgebung wurde MATLAB/Simulink 2019b in Kombination mit PLECS Blockset 4.4.3 verwendet. Die Maschinenregelung, Modulation und die Scheduler-Algorithmen wurden in Simulink implementiert, während die Simulation der elektrischen Komponenten wie MOSFETs, Batterien und EM in PLECS abläuft. Das Simulationsmodell der Batterie besteht aus einer gesteuerten Spannungsquelle (OCV) in Serie mit dem Innenwiderstand R_i . Die ohmschen Verluste der MOSFETs werden mithilfe des $R_{DS,on}$ bestimmt und die Schaltverluste entsprechend den Gleichungen (5.35) und (5.36) berechnet.

Während der asynchrone Algorithmus bereits auf sechs SM ausgelegt wurde, müssen die Phasenschaltzustände des prädiktiven Algorithmus auf die neue Anzahl der Module hochgerechnet werden. Für die Zustände des asynchronen Schedulers ergeben sich wie gewohnt nach den Restriktionen (5.40) $n_Z = 95$ Zustände und für die Zustände des prädiktiven Schedulers nach den Restriktionen (5.41) nicht mehr 62, sondern $n_Z = 126$ Zustände, da die Anzahl der SM auf $n_{Mod} = 6$ erhöht wurde. Die Restriktionen für die erlaubten Nachfolgezustände und die Nachfolgermatrizen N_{asy} bzw. N_{pred} bleiben unverändert, lediglich die Länge der i -Dimension der N_{pred} -Matrix, welche die Anzahl der Zustände repräsentiert, wird vergrößert.

6.3.1 Aktiver Ladungsausgleich

In den Simulationen in diesem Abschnitt wurde im motorischen Betrieb für alle Module ein SoC von 90 % vorgegeben bzw. im generatorischen ein SoC von 50 %. Der vorgegebene Betriebspunkt (Drehzahl/Drehmoment) wurde solange gehalten, bis sich eine mittlere SoC-Differenz im Vergleich zum Start-SoC von 10 % eingestellt hatte. Im motorischen Betrieb sinkt \overline{SoC} folglich von 90 % auf 80 %. Im generatorischen Betrieb steigt \overline{SoC} von 50 % auf 60 %. Die einzige Ausnahme sind Betriebspunkte mit einem Drehmoment von 0 Nm. Da hierbei kaum Leistung umgesetzt wird, wurde die Simulationszeit auf 50 ms begrenzt. Um die Simulationszeiten zu verkürzen, wurde die Nennkapazität der Batterien um den Faktor 1000 reduziert. Dies hat zur Folge, dass sich der SoC wesentlich schneller ändert, weshalb auch die Aktualisierungsrate der Optimierungstabelle 6.2 von 100 ms auf 1 ms reduziert wurde. Die Aktualisierungsrate wurde hierbei nicht mit dem gleichen Maßstab herunterskaliert, da ein häufiges Aufrufen der Optimierungsalgorithmen die Simulationszeit negativ beeinflusst. In Abb. 6.14 ist zu erkennen, dass die SoC-Änderung innerhalb eines Zeitfenster von 1 ms unter 0,1 Prozentpunkten liegt. Die gewählte Aktualisierungsrate ist somit ausreichend, um auf SoC-Änderungen rechtzeitig zu reagieren. Bei beiden Optimierungsalgorithmen wurde das Gewicht $\lambda_V = 0$ gewählt, sodass keine Effizienzoptimierung erfolgt.

Damit der MMSPC seinen Effizienzvorteil stets nutzen kann, muss jederzeit sichergestellt werden, dass die SM parallel verschaltet werden können. Dafür darf die Batteriespannung U_{Bat} eines SMs nicht zu stark von dessen Nachbarmodulen abweichen, weshalb der SoC einen bestimmten Differenzwert nicht überschreiten darf. Abbildung 6.11 zeigt die maximale SoC-Abweichung der Phase U, welche als

$$\Delta SoC = \max(SoC_{U,1}, \dots, SoC_{U,n_{\text{Mod}}}) - \min(SoC_{U,1}, \dots, SoC_{U,n_{\text{Mod}}}) \quad (6.22)$$

definiert ist, für die Betriebspunkte des MMSPCs unter Verwendung des prädiktiven Algorithmus mit $n_Z = 126$ und aktiver Gleichtaktspannungskomponente. Da alle drei Phasen des Simulationsmodells symmetrisch aufgebaut sind und auch gleichmäßig belastet werden, ist es an dieser Stelle ausreichend, nur die SoC-Differenz einer Phase zu betrachten. Die anderen zwei Phasen weisen das gleiche Verhalten auf. Es ist deutlich zu erkennen, dass der Algorithmus nicht in der Lage ist, die entstehende Spannungsdifferenz im Bereich hoher Drehzahlen auszugleichen. Dies liegt jedoch nicht am Algorithmus selbst,

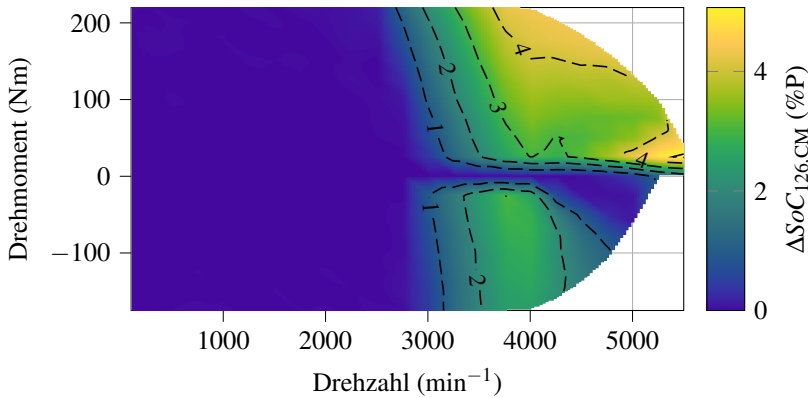


Abbildung 6.11: SoC-Abweichung innerhalb der Phase U bei prädiktivem Scheduler mit $n_Z = 126$ und aktiver Gleichtaktspannungskomponente

sondern an den physikalischen Eigenschaften des Systems. Insbesondere bei einem hohen Modulationsindex kann aus den Sternpunktmodulen nicht so viel Ladung entnommen werden, wie aus den restlichen Modulen der Phasen. Diese Eigenschaft wird in Abschnitt 6.5 näher erläutert.

In den folgenden Abschnitten werden die Einflüsse des erweiterten Zustandsraums und der optimierten Gleichtaktspannungskomponente analysiert und die Optimierungsgüte des prädiktiven mit dem asynchronen Scheduler verglichen. Hierbei stellt ΔSoC_{asy} die absolute SoC-Differenz innerhalb der Phase U bei Verwendung des asynchronen Schedulers dar. Wird der prädiktive Scheduler betrachtet, so wird der verwendete Zustandsraum entsprechend im Index vermerkt. Ebenso wird bei aktivierter Gleichtaktspannungskomponente ein CM im Index hinzugefügt. Dementsprechend wird die soeben dargestellte SoC-Abweichung mit einem prädiktiven Scheduler mit erweitertem Zustandsraum und aktiver Gleichtaktspannungskomponente durch $\Delta SoC_{126,CM}$ repräsentiert.

Einfluss des Zustandsraums

Abbildung 6.12 vergleicht den aktiven Ladungsausgleich des prädiktiven Algorithmus mit aktiver Gleichtaktspannungskomponente und $n_Z = 126$ mit dem gleichen Algorithmus, aber mit einer auf $n_Z = 95$ reduzierten Anzahl an erlaubten Phasenschaltzuständen. Zur besseren Visualisierung ist ein Diffe-

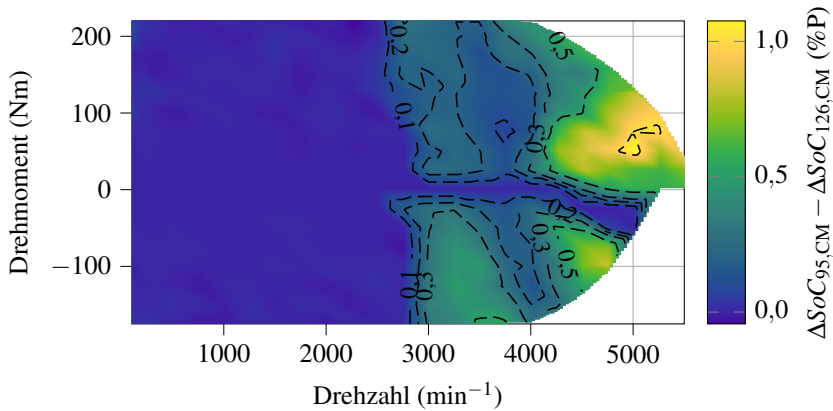


Abbildung 6.12: SoC-Differenz bei prädiktivem Scheduler mit aktiver Gleichtaktspannungskomponente und unterschiedlichem Zustandsraum

renzkennfeld ($\Delta SoC_{95,CM} - \Delta SoC_{126,CM}$) dargestellt. Positive Werte bedeuten, dass der Algorithmus mit $n_z = 126$ ein geringeres ΔSoC am dazugehörigen Betriebspunkt aufweist und somit einen besseren Ladungsausgleich ermöglicht. Es ist deutlich zu erkennen, dass die erweiterte Zustandsauswahl mit $n_z = 126$ einen besseren aktiven Ladungsausgleich ermöglicht und die Grenze des aktiven Ladungsausgleichs zu höheren Drehzahlen hin verschiebt.

Einfluss der Gleichtaktspannungskomponente

Vergleicht man analog den Einfluss der Gleichtaktspannungskomponente mit der gleichen Zustandsauswahl in Abb. 6.13, so ist zu erkennen, dass diese Komponente im ausgeglichenen System keinen nennenswerten Einfluss hat. Lediglich in einem kleinen Bereich im generatorischen Betrieb übersteigt die Differenz einen Prozentpunkt. Dieser Bereich ist für eine Fahrzeuganwendung jedoch irrelevant, da er einer maximalen Rekuperation bei maximaler Geschwindigkeit entspricht. Dieser Punkt wird jedoch nur sehr kurz angefahren. Befindet sich das System jedoch in einem unausgeglichenen Zustand (Abb. 6.14), konvergieren die SoCs schneller als ohne Gleichtaktspannungskomponente. Es ist insbesondere zu beobachten, dass sich die SoCs

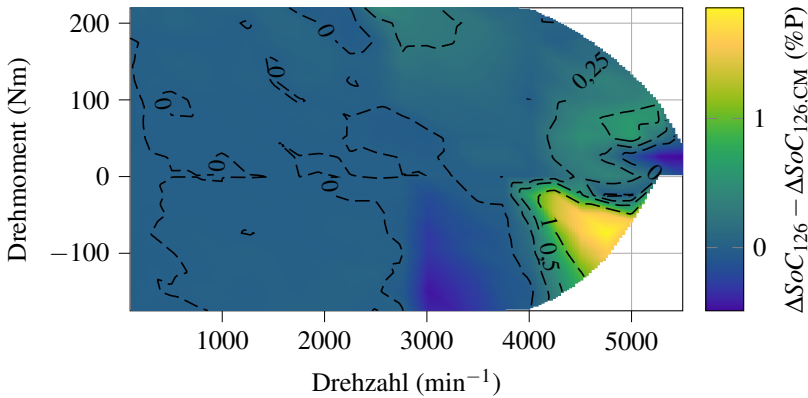


Abbildung 6.13: SoC-Differenz bei prädiktivem Scheduler mit $n_Z = 126$ und aktiver bzw. deaktivierter Gleichtaktspannungskomponente

innerhalb einer Phase verhältnismäßig schnell angleichen, während die SoCs der einzelnen Phasen langsam angeglichen werden. Die Optimierung der Gleichtaktspannungskomponente unterstützt somit dabei, ein unausgeglichenes System wieder anzugleichen. Um die Komplexität des Schedulers gering zu halten, ist es jedoch auch möglich, die Berechnung der Gleichtaktspannungskomponente in den Modulator zu verschieben, wie es beispielsweise in [E22] vorgestellt wird.

Kombination aus optimierter Gleichtaktspannungskomponente und erweitertem Zustandsraum

Aus den Abbildungen 6.13 und 6.12 wurde ersichtlich, dass sowohl der erweiterte Zustandsraum als auch die optimierte Gleichtaktspannungskomponente allein nur einen geringen Einfluss auf den aktiven Ladungsausgleich haben. Kombiniert man jedoch diese beiden Zusatzfunktionen des prädiktiven Schedulers, so wird der aktive Ladungsausgleich wesentlich verbessert. Abbildung 6.15 stellt die entstehende SoC-Differenz des prädiktiven Schedulers mit erweitertem Zustandsraum und aktiver Gleichtaktspannungskomponente dem gleichen Verfahren, jedoch mit reduziertem Zustandsraum und deaktivierter Gleichtaktspannungskomponente, gegenüber. Bereits ab einer Drehzahl von 2500 min⁻¹ tritt eine signifikante SoC-Abweichung ein. Der SoC-Unterschied ist insbeson-

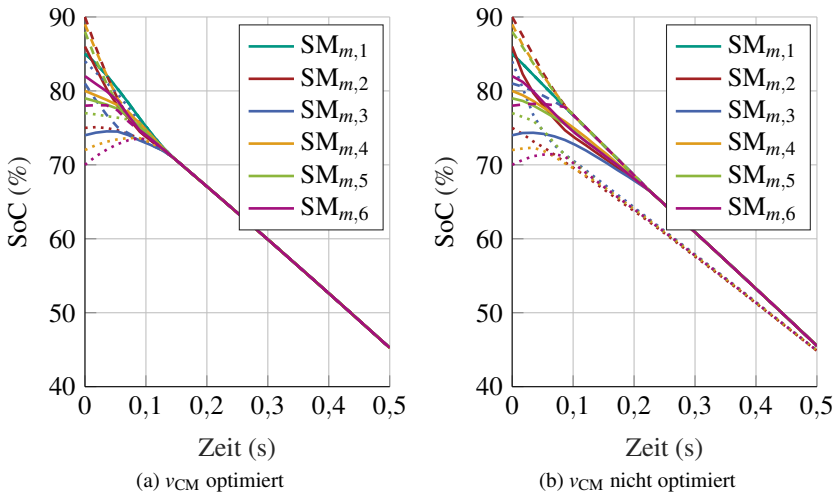


Abbildung 6.14: Aktiver Ladungsausgleich bei unausgeglichene Initialbedingungen bei 1500 min^{-1} , 125 Nm und einer um den Faktor 500 reduzierten Batteriekapazität. (durchgezogene Linie: $m = U$, gestrichelte Linie: $m = V$, gepunktete Linie: $m = W$)

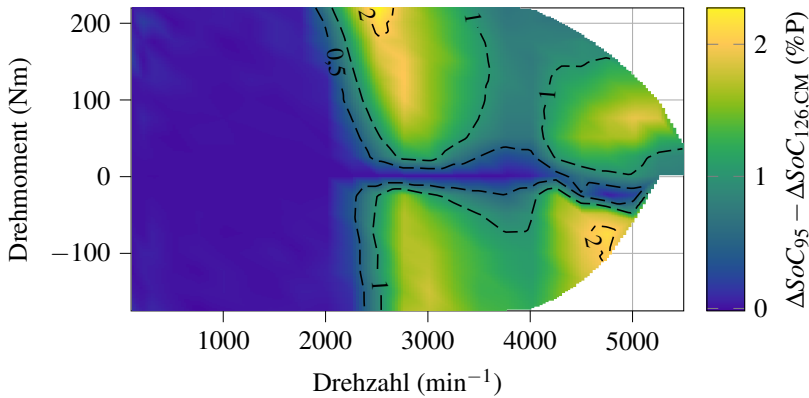


Abbildung 6.15: SoC-Differenz bei prädiktivem Scheduler mit unterschiedlichem Zustandsraum und aktiver bzw. deaktivierter Gleichtaktspannungskomponente

dere bei einer Drehzahl von 3000 min^{-1} am größten und beträgt zwischen 1 %P und 2 %P. Bei dieser Drehzahl liegt der Aussteuergrad (Abb. 6.27) zwischen 0,6 und 0,7, womit noch eine ausreichend hohe Spannungsreserve vorhanden ist, um den Verlauf der Gleichtaktspannungskomponente zu optimieren. In Kombination mit dem erweiterten Zustandsraum können somit öfter Phasenschaltzustände ausgewählt werden, die sich vorteilhaft auf den aktiven Ladungsausgleich auswirken. Mit steigender Drehzahl sinkt die SoC-Abweichung zwischen beiden Schedulingern zunächst, da der Aussteuergrad zunimmt und weniger Möglichkeiten zur Verfügung stehen, um den Verlauf der Gleichtaktspannung zu modifizieren. Bei Drehzahlen über 4000 min^{-1} wird die Differenz wieder größer, da sich der erweiterte Zustandsraum positiv auf den aktiven Ladungsausgleich auswirkt.

Vergleich zwischen asynchronem und prädiktivem Scheduler

Im Folgenden werden schließlich der asynchrone und der prädiktive Scheduler miteinander verglichen. Um die Vergleichbarkeit sicherzustellen, wird der prädiktive Scheduler hier ohne Gleichtaktspannungskomponente und mit einer Zustandsauswahl von $n_Z = 95$ betrieben. In Abbildung 6.16 ist zu erkennen, dass beide Verfahren in einem Großteil des Drehzahl-Drehmoment-Kennfeldes ähnliche SoC-Divergenzen erzielen. In diesem Bereich beträgt die Differenz beider Verfahren unter 0,5 %P. Lediglich im Rekuperationsbereich bei einer

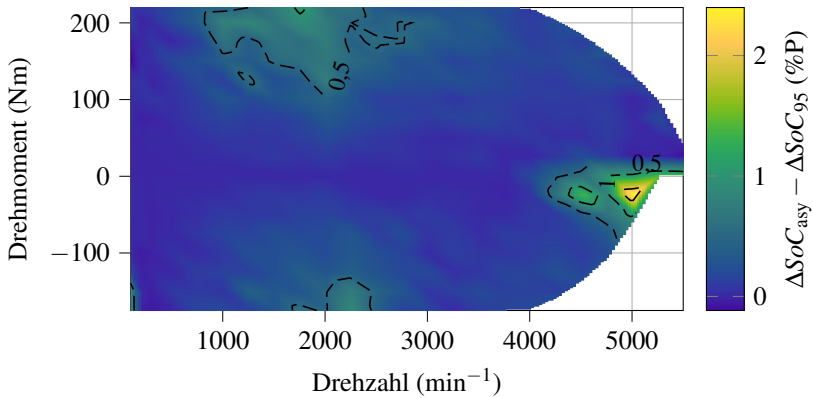


Abbildung 6.16: SoC-Differenz zwischen asynchronem Scheduler und prädiktivem Scheduler mit $n_Z = 95$ und deaktivierter Gleichtaktspannungskomponente

Drehzahl von 5000 min^{-1} kommt es zu einer Abweichung von mehr als $2 \%P$. Dieser Bereich kommt im realen Fahrbetrieb jedoch vernachlässigbar selten vor, wie es nachfolgend in Abb. 6.33 dargestellt wird. Des Weiteren kommt es im Drehzahlbereich um die 2000 min^{-1} und Drehmomenten größer als 100 Nm zu einer Abweichung zwischen $0,5 \%P$ und $1 \%P$. Dies liegt daran, dass es sich hierbei um eine Region handelt, bei der sich der Aussteuergrad bei ca. $0,5$ befindet. Bei geringerem und höherem Aussteuergrad sinkt die Anzahl der möglichen Zustandskombinationen, weshalb beide Algorithmen öfter die gleichen Zustände wählen. Beträgt der Aussteuergrad jedoch ca. $0,5$, ist die Anzahl der möglichen Zustandskombinationen maximal. Da der asynchrone Scheduler den Strom der Sternpunktmodule nur grob schätzen kann, wirkt sich hier eine Fehleinschätzung am stärksten aus und die Güte des aktiven Ladungsausgleichs wird geringer. Insgesamt gesehen weist der asynchrone Scheduler, trotz seiner vereinfachten Annahmen und der entkoppelten Betrachtung des Sternpunkts, ein ausreichend gutes Verhalten im Hinblick auf den aktiven Ladungsausgleich auf.

6.3.2 Effizienz

In den Simulationen in diesem Abschnitt entspricht die Simulationszeit stets fünf mechanischen Umdrehungen. Alle Verlustprozesse der einzelnen Module werden für diese Zeitspanne zu einer Verlustenergie $E_{V,tot}$ durch

$$E_{V,tot} = \underbrace{\int P_{V,Bat} dt}_{=E_{V,Bat}} + \underbrace{\int R_{ESR} i_{Bat}^2 dt}_{=E_{V,Kap}} + \underbrace{\int P_{V,cond} dt}_{=E_{V,cond}} + \underbrace{\sum (E_{V,ein} + E_{V,aus})}_{=E_{V,sw}} \quad (6.23)$$

aufintegriert beziehungsweise aufsummiert. Die aufgenommene bzw. abgegebene Leistung der SM-Batterien wird analog durch

$$E_{Bat,tot} = \int U_{Bat} i_{Bat} dt \quad (6.24)$$

zu einer Batteriegesamtenergiemenge $E_{Bat,tot}$ aufintegriert. Die Gesamteffizienz des Umrichters ohne EM lässt sich durch Gleichung (6.25) berechnen. Bei beiden Optimierungsalgorithmen wurde das Gewicht $\lambda_{bal} = 0$ gewählt, sodass nur hinsichtlich Effizienz optimiert wird. Das Effizienzkennfeld des MMSPCs für das prädiktive Verfahren mit $n_Z = 126$ und aktiver Gleichtaktspannung ist in Abb. 6.17 dargestellt. Eine detaillierte Aufteilung der einzelnen Verlustprozesse kann den Abbildungen A.3, A.4, A.5 und A.6 entnommen werden.

$$\eta = \begin{cases} 1 - \frac{E_{V,tot}}{E_{Bat,tot}} & \text{im motorischen und Gegenstrombetrieb} \\ \frac{-E_{Bat,tot}}{E_{V,tot} - E_{Bat,tot}} & \text{im generatorischen Betrieb} \end{cases} \quad (6.25)$$

Einfluss des Zustandsraums

Vergleicht man den prädiktiven Algorithmus mit begrenzter ($n_Z = 95$) und erweiterter ($n_Z = 126$) Zustandsauswahl (Abb. 6.18), sieht man, dass der erweiterte Zustandsraum keinen nennenswerten Einfluss auf die Effizienz hat. Bei dieser Darstellungsform wird die Effizienzdifferenz ($\eta_{pred,n_Z=95} - \eta_{pred,n_Z=126}$) in Prozentpunkten über die Drehzahl und das Drehmoment aufgetragen. Positive Werte bedeuten somit $\eta_{pred,n_Z=95} > \eta_{pred,n_Z=126}$. Der geringe Einfluss der Zustandsauswahl auf die Effizienz war zu erwarten, da der zusätzlich erlaubte Schaltzustand s_+ am letzten Modul einen Bypass darstellt und den effektiven Innenwiderstand der Phase erhöht. Somit verschlechtern die zusätzlich

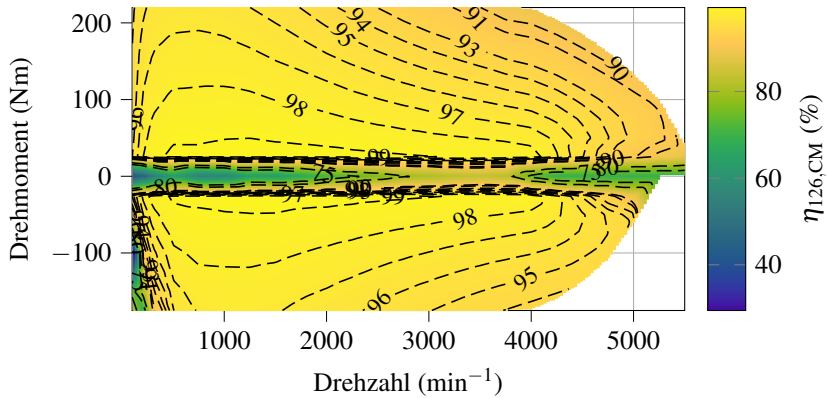


Abbildung 6.17: Effizienzkennfeld des MMSPCs bei prädiktivem Scheduler mit $n_z = 126$ und aktiver Gleichtaktspannungskomponente

zugelassenen Schaltzustände die Effizienz und werden im Algorithmus nicht ausgewählt. Bei einem Drehmoment von 0 Nm wird kaum Energie umgesetzt, weshalb in der Simulation gelegentlich Punkte auftreten, die eine relativ hohe Abweichung von über $\pm 0,5\%$ suggerieren, was jedoch an der numerischen Ungenauigkeit bei der Simulation dieser Punkte liegt.

Einfluss der Gleichtaktspannungskomponente

Einen durchaus nennenswerten Einfluss auf die Effizienz hat hingegen das Hinzufügen einer Gleichtaktspannungskomponente. Vergleicht man das prädiktive Verfahren für $n_z = 126$ mit aktivierter und deaktivierter Gleichtaktspannungskomponente (Abb. 6.19), sieht man, dass die Effizienz teilweise um bis zu 1,5 Prozentpunkte größer ist, wenn eine Gleichtaktspannungskomponente aufmoduliert wird. Abbildung 6.20 verdeutlicht die Verlustreduzierung. Teilweise fallen die Verluste mit aktiver Gleichtaktspannungskomponente um bis zu 20 % geringer aus.

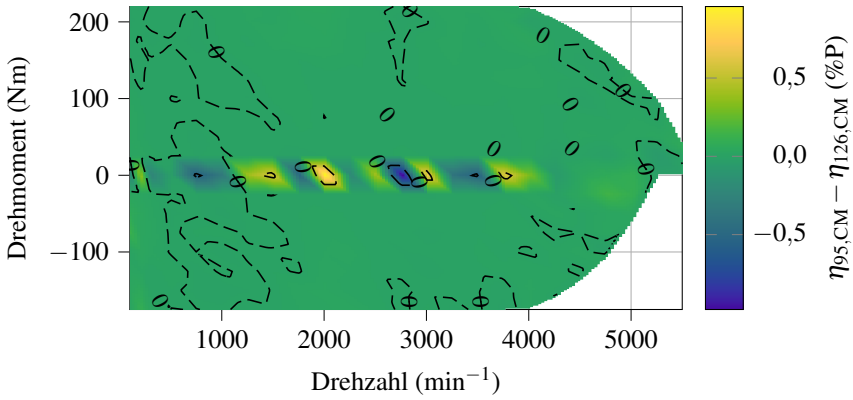


Abbildung 6.18: Effizienzdiffferenz bei prädiktivem Scheduler mit aktiver Gleichtaktspannungskomponente und unterschiedlichem Zustandsraum

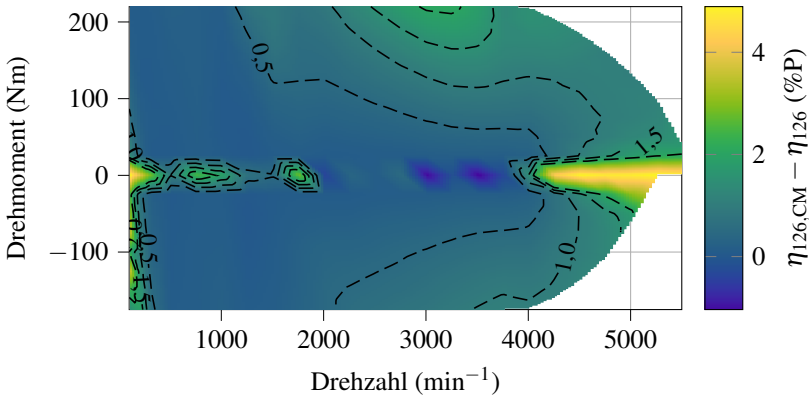


Abbildung 6.19: Effizienzdiffferenz bei prädiktivem Scheduler mit $n_Z = 126$ mit und ohne aktiver Gleichtaktspannungskomponente

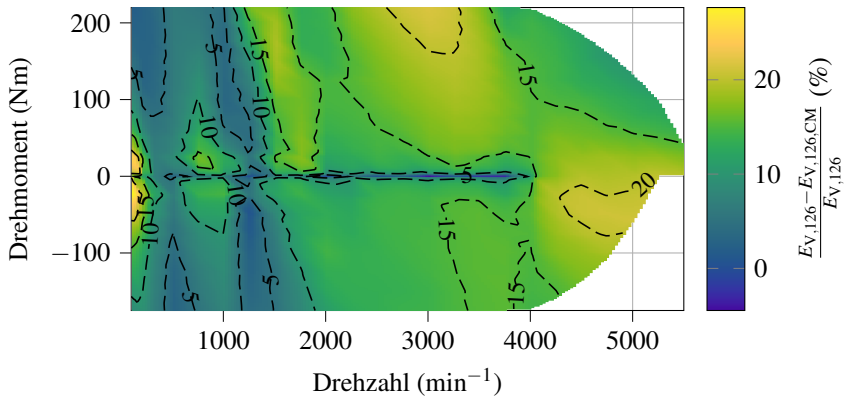


Abbildung 6.20: Verlustreduzierung bei prädiktivem Scheduler mit $n_Z = 126$ durch das Hinzufügen der Gleichtaktspannungskomponente

Kombination aus optimierter Gleichtaktspannungskomponente und erweitertem Zustandsraum

In Abbildung 6.21 ist der Effizienzunterschied zweier prädiktiver Scheduler mit unterschiedlichen Zustandsräumen und aktivierter respektive deaktivierter Gleichtaktspannungskomponente dargestellt. Im Gegensatz zum aktiven Ladungsausgleich ist hier keine signifikante Verbesserung erkennbar, wenn beide Funktionen gleichzeitig genutzt werden. Da der erweiterte Zustandsraum keine neuen Phasenschaltzustände hinzufügt, die geringere Phasenwiderstände bei gleicher Spannungsamplitude zur Folge haben, ergibt sich keine weitere Effizienzoptimierung. Nur die optimierte Gleichtaktspannungskomponente erzielt eine Effizienzverbesserung.

Vergleich zwischen asynchronem und prädiktivem Scheduler

Letztlich wird in Abb. 6.22 das asynchrone Verfahren mit dem prädiktiven mit $n_Z = 95$, jedoch ohne Gleichtaktspannungskomponente, verglichen. Das asynchrone Verfahren erreicht bei nahezu allen Betriebspunkten eine ähnliche Effizienz wie das prädiktive Verfahren. Bei Drehzahlen über 2000 min^{-1} weist das prädiktive Verfahren eine um weniger als 0,25 Prozentpunkte geringere Effizienz auf. In einem weiten Bereich beträgt die Differenz sogar weniger als

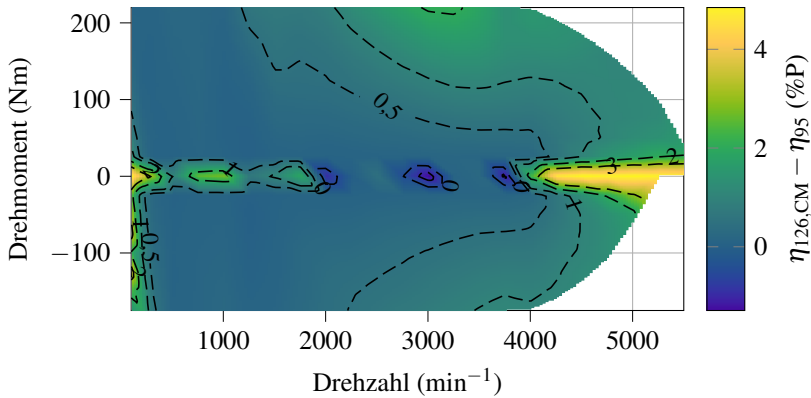


Abbildung 6.21: Effizienzdiffferenz bei prädiktivem Scheduler mit unterschiedlichem Zustandsraum und aktiver bzw. deaktivierter Gleichtaktspannungskomponente

0,1 Prozentpunkte. Lediglich bei sehr geringen Drehzahlen und einem hohen Drehmoment beträgt die Effizienzdiffferenz mehr als 0,5 Prozentpunkte. Im realen Fahrbetrieb würde dieser Betriebsbereich nur kurzzeitig bei sehr schnellem Anfahren genutzt werden. Eine weitaus höhere Effizienzabweichung mit mehr als einem Prozentpunkt tritt im Gegenstrombetrieb auf. Dieser Bereich wird im realen Fahrbetrieb jedoch nicht angefahren.

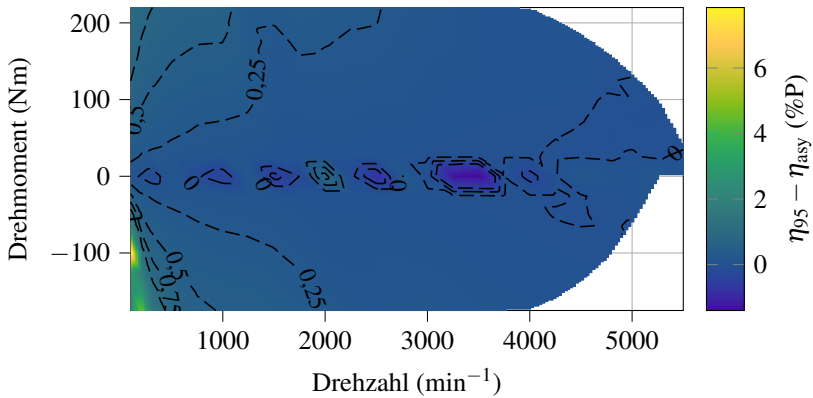


Abbildung 6.22: Effizienzdifferenz zwischen asynchronem Scheduler und prädiktivem Scheduler mit $n_z = 95$ und deaktivierter Gleichtaktspannungskomponente

6.3.3 Simulationszusammenfassung

Der simulative Vergleich beider Verfahren hat unter anderem gezeigt, dass das asynchrone Verfahren trotz seiner vereinfachten Annahmen und Abschätzung nahezu gleiche Effizienz erzielen kann wie das prädiktive. Die Effizienz des prädiktiven Verfahrens lässt sich über die Gleichtaktspannungskomponente erhöhen. Da Modulation und Scheduling beim asynchronen Verfahren voneinander unabhängig sind und auch auf anderen Domänen berechnet werden, d. h. Optimierung auf dem A9-Kern und Modulation auf dem FPGA, lässt sich nicht ohne Weiteres eine adaptive Gleichtaktkomponente wie im prädiktiven Scheduler implementieren. Alternativ kann die Effizienz jedoch gesteigert werden, indem die Gleichtaktkomponente im Modulationsverfahren inkludiert wird, wie es beispielsweise in [E7] und [53] umgesetzt wurde. In dem dort gewählten Aufbau konnten Batterieverluste um teilweise bis zu 15 % reduziert werden. Anhand Abb. A.3 ist zu erkennen, dass auch beim Automotive-Prüfstand die Batterieverluste einen Großteil der Gesamtverluste ausmachen.

Im Betrieb des Automotive-Prüfstands konnte keine SoC-Differenz im geringen bis mittleren Drehzahlbereich beobachtet werden. Die detaillierte Simulation einzelner Betriebspunkte hat jedoch gezeigt, dass in vereinzelt Bereichen des Drehzahl-Drehmoment-Kennfelds unter Verwendung des prädiktiven Verfah-

rens ein aktiver Ladungsausgleich besser möglich ist als beim asynchronen. Wie im nachfolgenden Abschnitt 6.6 erläutert und in Abb. 6.33 grafisch verdeutlicht wird, treten die Betriebsbereiche, in denen ein aktiver Ladungsausgleich mit dem asynchronen Scheduler nicht möglich ist, äußerst selten auf. Aufgrund der relativ geringen Differenz beider Verfahren von unter einem Prozentpunkt und der Seltenheit dieser Betriebspunkte ist die Optimierungsgüte des asynchronen Verfahrens weiterhin ausreichend für den dargestellten Anwendungszweck. Eine Verbesserung wäre an dieser Stelle umsetzbar, indem auch beim asynchronen Scheduler der Zustandsraum von $n_Z = 95$ auf $n_Z = 126$ erweitert würde.

Beide Verfahren haben jedoch gezeigt, dass unweigerlich Betriebspunkte auftreten, bei denen ein aktiver Ladungsausgleich nicht mehr möglich ist. Mit der Wahl des Scheduling-Verfahrens lässt sich diese Einschränkung jedoch zu höheren Drehzahlen hin verschieben. Je nach zusätzlicher Belastung am Sternpunkt und MMSPC-Auslegung (siehe Abschnitt 6.5) treten diese Bereiche unter Umständen mit einer vernachlässigbar geringen Wahrscheinlichkeit auf, sodass der Einsatz eines asynchronen Schedulers mit reduziertem Zustandsraum ausreichend ist. Die hierfür entscheidenden Einflussfaktoren und Auftrittswahrscheinlichkeiten der Betriebspunkte werden in den nachfolgenden Abschnitten näher beleuchtet.

6.4 Sternpunktabbriff

Der Automotive-Prüfstand besitzt am doppelten Sternpunkt einen inhärenten 48 V-Abgriff, an welchem über einen zusätzlichen DC-DC-Wandler eine 12 V-Versorgung ermöglicht wird. Nebenverbraucher, die an diese zwei Spannungsebenen angeschlossen sind, belasten das System durch einen zusätzlichen Laststrom, der im Scheduler berücksichtigt werden muss. Beide Einzelgleichungen (6.16) und (6.17) der Optimierungsfunktion bestehen aus zwei Summanden, von denen jeweils der erste Summand die Ströme der Sternpunktmodule berücksichtigt. Der Laststrom I_{NV} der Nebenverbraucher muss auf diesen Sternmodulstrom addiert werden. Bei beiden Gleichungen wurden die Ströme stets auf den Phasenspitzenstrom normiert, weshalb auch der Nebenverbraucherstrom auf diesen Wert normiert wird. Aus der amplitudeninvarianten Transformation der i_d - und i_q -Ströme kann aus den Sollgrößen direkt auf die Amplitude der Phasenströme geschlossen werden. Die neuen Zielfunktionen ergeben sich zu Gl. (6.26) und (6.27).

$$\begin{aligned}
 J_{\text{SoC},m}(Z_m) = & \frac{1,5 \cdot \text{sgn}(i_q) + \frac{I_{\text{NV}}}{\sqrt{i_d^{*2} + i_q^{*2}}}}{4 + n_{\text{par,SPM},m}} n_{\text{par,SPM},m} \sum_{k=1} (\overline{\text{SoC}}_m - \text{SoC}_{m,k}) \\
 & + \text{sgn}(i_m(t)) \sum_{k=n_{\text{par,SPM},m}+1}^{n_{\text{Mod}}} \lambda_k (\overline{\text{SoC}}_m - \text{SoC}_{m,k})
 \end{aligned} \quad (6.26)$$

$$J_{\text{eff},m}(Z_m) = n_{\text{par,SPM},m} \left(\frac{1,5 + \frac{I_{\text{NV}}}{\sqrt{i_d^{*2} + i_q^{*2}}}}{4 + n_{\text{par,SPM},m}} \right)^2 + \sum_{k=n_{\text{par,SPM},m}+1}^{n_{\text{Mod}}} \lambda_k^2. \quad (6.27)$$

Für den aktiven Ladungsausgleich des prädiktiven Algorithmus muss die Stromverteilungsberechnung angepasst werden. Zum Summenstrom der Sternpunktmodule kommt zusätzlich der Nebenverbraucherstrom I_{NV} und die Gleichung (5.23) wird zu (6.28) erweitert. Das Vorzeichen von I_{NV} ist negativ, da positive Lastströme die Batterien entladen. Die Hilfsmatrix \mathbf{C} wird um eine Spalte erweitert und die Gleichungen (5.24) und (5.25) werden zu (6.29) und (6.30) umgeformt.

$$\underbrace{\begin{pmatrix} i_{\text{Bat,U},1} \\ \vdots \\ i_{\text{Bat,U},n_{\text{par,st,U}}} \\ i_{\text{Bat,V},1} \\ \vdots \\ i_{\text{Bat,V},n_{\text{par,st,V}}} \\ i_{\text{Bat,W},1} \\ \vdots \\ i_{\text{Bat,W},n_{\text{par,st,W}}} \end{pmatrix}}_{=: \dot{i}_{\text{Bat,st}}} = \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{A}_{\text{Res,U}} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_{\text{Res,V}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{\text{Res,W}} \\ r_{\text{U}} & -r_{\text{V}} & \mathbf{0} \\ r_{\text{U}} & \mathbf{0} & -r_{\text{W}} \\ \mathbf{1} & \mathbf{1} & \mathbf{1} \end{pmatrix}}_{=: \mathbf{B}}^{-1} \begin{pmatrix} \alpha_{\text{U}} R_{2\text{T}} i_{\text{U}} \\ \vdots \\ \alpha_{\text{U}} R_{2\text{T}} i_{\text{U}} \\ \alpha_{\text{V}} R_{2\text{T}} i_{\text{V}} \\ \vdots \\ \alpha_{\text{V}} R_{2\text{T}} i_{\text{V}} \\ \alpha_{\text{W}} R_{2\text{T}} i_{\text{W}} \\ \vdots \\ \alpha_{\text{W}} R_{2\text{T}} i_{\text{W}} \\ 0 \\ 0 \\ \bar{\sigma}_{\text{I,st}} - I_{\text{NV}} \end{pmatrix} \quad (6.28)$$

$$c_{i1} = \alpha_U R_{2T} \left(\sum_{c=1}^{n_{\text{par,st,U}}} b_{ic} \right) + \beta_U \cdot b_{i,n_{\text{par,SPM,tot}}} \quad (6.29a)$$

$$c_{i2} = \alpha_V R_{2T} \left(\sum_{c=n_{\text{par,st,U}}+1}^{n_{\text{par,st,V}}+n_{\text{par,st,V}}} b_{ic} \right) + \beta_V \cdot b_{i,n_{\text{par,SPM,tot}}} \quad (6.29b)$$

$$c_{i3} = \alpha_W R_{2T} \left(\sum_{c=n_{\text{par,st,U}}+n_{\text{par,st,V}}+1}^{n_{\text{par,SPM,tot}}} b_{ic} \right) + \beta_W \cdot b_{i,n_{\text{par,SPM,tot}}} \quad (6.29c)$$

$$c_{i4} = -b_{i,n_{\text{par,SPM,tot}}} \quad (6.29d)$$

$$\dot{i}_{\text{Bat,st}} = \mathbf{C} \cdot (i_U \quad i_V \quad i_W \quad I_{\text{NV}})^\top \quad (6.30)$$

Eine Anpassung der prädiktiven Effizienzoptimierungsfunktion ist nicht ohne Weiteres möglich, da die Tabelle 5.3 durch den zusätzlichen Anschluss ihre Gültigkeit verliert. Da der Evaluationsprüfstand über keinen Nebenverbraucherabgriff verfügt, ist die Implementierung dieser Funktion auch nicht notwendig bzw. möglich.

6.5 Grenzen des aktiven Ladungsausgleichs

Nachteilig an der Konfiguration des MMSPCs mit asymmetrischer Topologie ist die Eigenschaft, dass es Betriebspunkte gibt, bei denen ein aktiver Ladungsausgleich nur eingeschränkt möglich ist. Bei der Auslegung dieser Topologie ist es essentiell zu wissen, von welchen Parametern diese Grenzen abhängen, um anschließend die Auslegung entsprechend einem Fahrprofil durchzuführen. Diese Auslegung entscheidet auch darüber, ob ein Lösungsraum von $n_Z = 95$ bei einem Aufbau mit sechs SM eingesetzt werden kann oder dieser erweitert werden muss.

6.5.1 Berechnung der Ladungsausgleichsgrenze

In Betriebspunkten mit einem sehr hohen Aussteuergrad und einem hohen Leistungsfaktor $\cos(\phi)$ kommt das System in einen Zustand, indem die Stern-

punktmodule langsamer entladen werden als die restlichen Module. Dies liegt hauptsächlich daran, dass an diesem Punkt drei Module parallel verschaltet sind und die Gesamtkapazität des Sternpunkts somit um den Faktor 3 größer ist als die Kapazitäten der einzelnen Phasenmodule. Zur Bestimmung, ab wann es unweigerlich zu solch einer Disbalance kommt, müssen zwei Fragestellungen gelöst werden:

- Wie viel Ladung kann maximal aus den Sternpunktmodulen entnommen werden?
- Wie viel Ladung wird mindestens aus den Phasenmodulen entnommen, um die geforderte Spannungsstufe zu stellen?

Zur Bestimmung der maximalen Ladung Q_1 , die aus einem Sternpunktmodul entnommen werden kann, wird davon ausgegangen, dass der Scheduling-Algorithmus die Sternpunktmodule stets so verschaltet, dass die Phasenströme diese entladen, sobald sich der Umrichter in einer Disbalance befindet, bei dem der SoC der Sternpunktmodule höher ist als der der Phasenmodule. Des Weiteren wird vermieden, dass weitere Module parallel zum Sternpunkt geschaltet und zusammen mit diesem entladen werden. Der Sternpunktmodulstrom kann dann nach Gleichung (6.12) berechnet werden. Dieser Strom teilt sich gleichmäßig auf die drei Sternpunktmodule auf und die entnommene Ladung eines dieser Sternpunktmodule über eine elektrische Periode wird durch Gl. (6.31) berechnet.

$$Q_1 = \frac{\bar{i}_{\text{SPM}}}{3f_{\text{el}}} = \frac{\hat{i}_m}{\pi f_{\text{el}}} \quad (6.31)$$

Abhängig von der Sollspannungsstufe v_m^* der Phase und des Phasenstroms i_m werden gewisse Phasenschaltzustände bevorzugt, um die Phasenmodule bei einem resultierenden Entladestrom möglichst stark zu entlasten und bei einem Ladestrom möglichst stark nachzuladen. Eine beispielhafte Zusammenfassung dieser Zustände für eine Phase mit jeweils vier Modulen ist in Abb. 6.23 dargestellt. Die drei Sternpunktmodule sind hierbei grün umrandet.

Bei einer negativen Spannungsstufe $v_m < 0$ werden die Module bei positivem Phasenstrom geladen und bei negativem Phasenstrom entladen. Aufgrund der asymmetrischen Topologie ist es nicht möglich, die negative Spannungsstufe durch die Sternpunktmodule zu stellen und die Phasenmodule müssen stets seriell verschaltet werden (Abb. 6.23 (e)). Die dabei entnommene respektive aufgenommene Ladungsmenge der in Serie verschalteten SM kann durch

das Stromintegral $\int i_m(t)dt$ bestimmt werden. Befinden sich Module in einer parallelen Verschaltung, so teilt sich die Ladungsmenge unter den Modulen auf. Bei der Sollspannungsstufe $v_m^* = -1$ muss eines der Phasenmodule seriell verschaltet werden. Unter der Annahme, dass über mehrere elektrische Perioden die Module im Mittel gleichmäßig belastet werden, wird sich die Ladung ebenfalls im Mittel gleichmäßig auf die $n_{\text{Mod}} - 1$ Phasenmodule aufteilen. Die Ladungsänderung $\Delta Q_{2,\dots,n_{\text{Mod}}}$ bei negativen Spannungsstufen ergibt sich somit im Mittel zum Bruchteil $-v_m/(n_{\text{Mod}} - 1)$ des Stromintegrals.

Ist die angeforderte Spannungsstufe $v_m^* = 0$, so lädt ein positiver Phasenstrom i_m sowohl die Phasenmodule als auch die Sternpunktmodule (Abb. 6.23 (c)). Um die Sternpunktmodule bei positivem Phasenstrom zu entladen, muss das Modul SM1 in einen der Zustände s_+ oder b_H schalten und ein Phasenmodul in den Zustand s_- . Dies erhöht aber die Rippelstrombelastung der Batterien sehr stark und soll deswegen vermieden werden. Aus diesem Grund werden alle Module parallel verschaltet, was dazu führt, dass alle Module geladen werden. Die Ladungsänderung kann erneut über das Stromintegral $\int i_m(t)dt$ berechnet werden und teilt sich auf $1/(n_{\text{Mod}} + 2)$ Module auf. Wie in Abb. 5.7 zu sehen ist, fließt durch die Module am Rand einer parallelen Gruppe ein höherer Strom, was in diesem Fall dazu führt, dass die motorzugewandten Phasenmodule stärker geladen werden als die Sternpunktmodule. Dies ist in diesem Betriebspunkt von Vorteil, soll aber für eine einfachere Herleitung der Ladungsausgleichsgrenzen an dieser Stelle vernachlässigt werden. Ist der Phasenstrom hingegen negativ, so werden die Module entladen. Daher ist es sinnvoll, die Phasenmodule zu überbrücken (Abb. 6.23 (d)) und die Ladungsänderung ergibt sich zu $\Delta Q_{2,\dots,n_{\text{Mod}}} = 0C$.

Wird eine positive Spannungsstufe angefordert, so wird bei dem Versuch, optimalen Ladungsausgleich zu erreichen, abhängig von der aktuellen Phasenstromrichtung entschieden, welche Module seriell verschaltet werden sollen. Ist die Phasenstromrichtung positiv (Abb. 6.23 (a)), so werden die Module entladen und es ist vorteilhaft zuerst SM1 in Serie zu schalten, damit nur die Sternpunktmodule, aber nicht die Phasenmodule bei einer Spannungsstufe von $v_m = 1$ entladen werden. Erst bei einer Spannungsstufe größer 1 werden nacheinander die restlichen Module in Serie verschaltet. Bei $v_m^* = 2$ muss somit ein Phasenmodul in Serie verschaltet werden und die sich ergebende Ladungsänderung kann über $\int -i_m(t)dt$ bestimmt werden. Aufgrund der Verschaltung ist der Stromzählpfeil des Phasenstroms entgegengesetzt zum Modulstromzählpfeil. Bei alternierender gleichmäßiger Belastung über mehrere

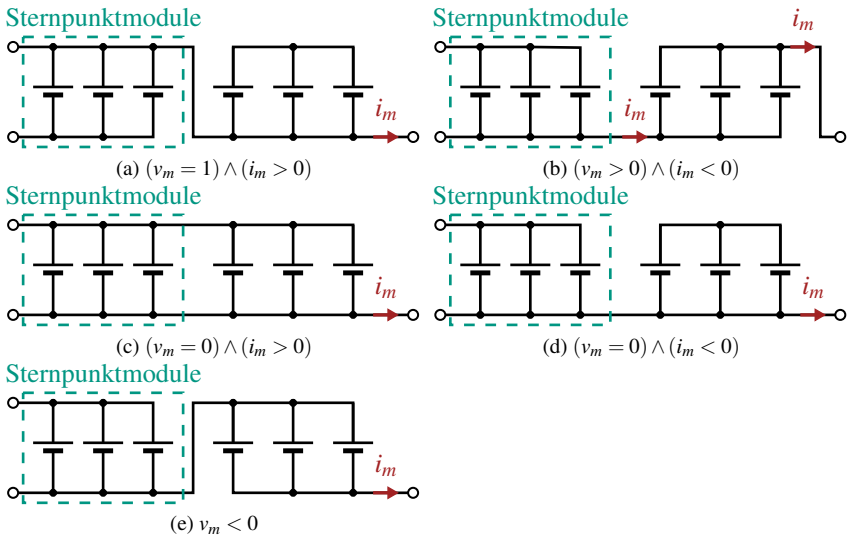


Abbildung 6.23: Bevorzugte Schaltzustände einer Phase mit vier Modulen pro Phase und $\text{SoC}_{m,1} > \text{SoC}_{m,k}$ für $k \in \{2,3,4\}$

elektrische Perioden wird diese Ladungsänderung gleichmäßig auf die $n_{\text{Mod}} - 1$ Phasenmodule aufgeteilt. Für positive Spannungsstufen $1 < v_m < n_{\text{Mod}}$ und positiven Phasenstrom ergibt sich somit die mittlere Ladungsänderung zum Bruchteil $(v_m - 1)/(n_{\text{Mod}} - 1)$ des Stromintegrals während dieses Zustands. Ist der Phasenstrom hingegen negativ (Abb. 6.23 (b)), so werden die Module geladen, wobei möglichst die Phasenmodule geladen werden sollen. Hierfür wird das Modul SM1 in den Zustand b_L geschaltet und die notwendigen Phasenmodule in den Zustand s_+ . Der Laststrom lädt die Phasenmodule somit auf, entlädt jedoch die Sternpunktmodule. Erst bei $v_m^* = n_{\text{Mod}}$ muss das Modul SM1 in den Zustand s_+ geschaltet werden, um die geforderte Spannungsstufe zu erreichen. Für negative Phasenströme und $0 < v_m < n_{\text{Mod}}$ beträgt die Ladungsänderung eines Moduls im Mittel somit $v_m/(n_{\text{Mod}} - 1)$ des Stromintegrals. Für $v_m = n_{\text{Mod}}$ gibt es nur eine Verschaltungsmöglichkeit und die Ladungsänderung entspricht dem Stromintegral, da der Phasenstrom seriell durch alle SM fließt.

Folglich lässt sich die entstehende Ladungsdifferenz $\Delta Q_{2,\dots,n_{\text{Mod}}}$ eines Phasenmoduls zwischen zwei Zeitpunkten t_0 und t_1 durch Gl. (6.32) beschreiben.

$$\Delta Q_{2,\dots,n_{\text{Mod}}} = \begin{cases} \frac{-v_m}{n_{\text{Mod}} - 1} \int_{t_0}^{t_1} i_m(t) dt & \text{für } v_m < 0 \\ \frac{1}{n_{\text{Mod}} + 2} \int_{t_0}^{t_1} i_m(t) dt & \text{für } (v_m = 0) \wedge (i_m(t) > 0) \\ \frac{v_m - 1}{n_{\text{Mod}} - 1} \int_{t_0}^{t_1} -i_m(t) dt & \text{für } (1 < v_m < n_{\text{Mod}}) \wedge (i_m(t) > 0) \\ \frac{v_m}{n_{\text{Mod}} - 1} \int_{t_0}^{t_1} -i_m(t) dt & \text{für } (0 < v_m < n_{\text{Mod}}) \wedge (i_m(t) < 0) \\ \int_{t_0}^{t_1} -i_m(t) dt & \text{für } (v_m = n_{\text{Mod}}) \\ 0C & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.32)$$

Je höher der Aussteuergrad a_{MMSPC} im Betrieb ist, desto häufiger werden hohe Werte für $|v_m|$ angefordert, woraufhin mehr Ladung aus den Phasenmodulen entnommen werden muss. Der Aussteuergrad a_{MMSPC} ist durch Gl. (6.33) definiert als das Verhältnis der Spannungsamplitude zur maximalen DC-Spannung. Die asymmetrische Topologie des MMSPCs kann pro Phase n_{Mod} positive und $n_{\text{Mod}} - 1$ negative Spannungsstufen stellen. Für die maximale DC-Spannung wird der Mittelwert genommen. Das Mittenpotential befindet sich für diese Rechnung somit um $U_{\text{Bat}}/2$ über dem zuvor in Abb. 2.10 definierten Nullpotential.

$$a_{\text{MMSPC}} = \frac{\hat{U}_m}{\frac{U_{\text{DC}}}{2}} = \frac{\hat{U}_m}{U_{\text{Bat}} \cdot \frac{2n_{\text{Mod}} - 1}{2}} \quad (6.33)$$

Der Strom durch eine Phase kann wie zuvor durch

$$\begin{aligned} i_m(t) &= \hat{i}_m \sin(\phi_{\text{el}}) \\ \phi_{\text{el}} &= 2\pi f_{\text{el}} t - \phi \end{aligned} \quad (6.34)$$

dargestellt werden, wodurch Gl. (6.32) zu Gl. (6.35) umgeschrieben werden kann. Hierbei bezeichnet λ_{Mod} in Gl. (6.36) den Anteil der Ladung, welcher einem Modul im Mittel entnommen wird.

$$\Delta Q_{2,\dots,n_{\text{Mod}}} = \frac{\hat{i}_m \cdot \lambda_{\text{Mod}}}{2\pi f_{\text{el}}} \quad (6.35)$$

$$\lambda_{\text{Mod}} = \begin{cases} \frac{-v_m}{n_{\text{Mod}}-1} [-\cos(\phi_{\text{el}})]_{I_0}^{I_1} & \text{für } v_m < 0 \\ \frac{1}{n_{\text{Mod}}+2} [-\cos(\phi_{\text{el}})]_{I_0}^{I_1} & \text{für } (v_m = 0) \wedge (\sin(\phi_{\text{el}}) > 0) \\ \frac{v_m-1}{n_{\text{Mod}}-1} [\cos(\phi_{\text{el}})]_{I_0}^{I_1} & \text{für } (1 < v_m < n_{\text{Mod}}) \wedge (\sin(\phi_{\text{el}}) > 0) \\ \frac{v_m}{n_{\text{Mod}}-1} [\cos(\phi_{\text{el}})]_{I_0}^{I_1} & \text{für } (0 < v_m < n_{\text{Mod}}) \wedge (\sin(\phi_{\text{el}}) < 0) \\ [\cos(\phi_{\text{el}})]_{I_0}^{I_1} & \text{für } (v_m = n_{\text{Mod}}) \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.36)$$

Das Verhältnis der Ladung $Q_{2,\dots,n_{\text{Mod}}}$, die mindestens aus den Phasenmodulen entnommen werden muss, zur Ladung Q_1 , die maximal aus den Sternpunktmodulen entnommen werden kann, wird somit durch

$$\frac{Q_{2,\dots,n_{\text{Mod}}}}{Q_1} = \frac{\sum \Delta Q_{2,\dots,n_{\text{Mod}}}}{Q_1} = \frac{\sum \frac{\hat{i}_m \lambda_{\text{Mod}}}{2\pi f_{\text{el}}}}{\frac{\hat{i}_m}{\pi f_{\text{el}}}} = \frac{\sum \lambda_{\text{Mod}}}{2} \quad (6.37)$$

beschrieben.

Dieses Verhältnis ist direkt abhängig vom Aussteuergrad a_{MMSPC} und dem Phasenversatz ϕ zwischen Strom und Spannung. Abbildung 6.24 zeigt einen beispielhaften Verlauf der modulierten Ausgangsspannungsstufen für $a_{\text{MMSPC}} = 0,8$ und $\cos(\phi) = 0,7$. Zu jedem Modulationsschritt wird die Spannungsstufe v_m bestimmt und abhängig davon λ_{Mod} entsprechend Gl. (6.36) berechnet. Dies wurde für alle möglichen $a_{\text{MMSPC}} \in [0,1]$ und $\cos(\phi) \in [0,1]$ berechnet und in der Abbildung 6.25 als Kennfeld dargestellt. Werte größer als 1 bedeuten in diesem Fall, dass $Q_{2,\dots,n_{\text{Mod}}} > Q_1$ gilt und ein aktiver Ladungsausgleich in diesem Bereich nur eingeschränkt möglich ist.

Abbildung 6.26 stellt den $\cos(\phi)$ des Systems mit prädiktivem Scheduler dar. Es ist zu erkennen, dass der Leistungsfaktor im motorischen Betrieb in den meisten Punkten über 0,9 liegt. Nach Abbildung 6.25 wäre der aktive Ladungsausgleich spätestens ab einem Aussteuergrad von 0,7 nur eingeschränkt möglich. Abbildung 6.27 stellt erneut die SoC-Abweichung des prädiktiven Schedulers dar. Der Aussteuergrad ist in rot gestrichelten Linien eingezeichnet. Wie zu erkennen ist, beginnt sich eine SoC-Differenz zu entwickeln, sobald sich der Aussteuergrad dem abgeschätzten Wert von 0,7 annähert.

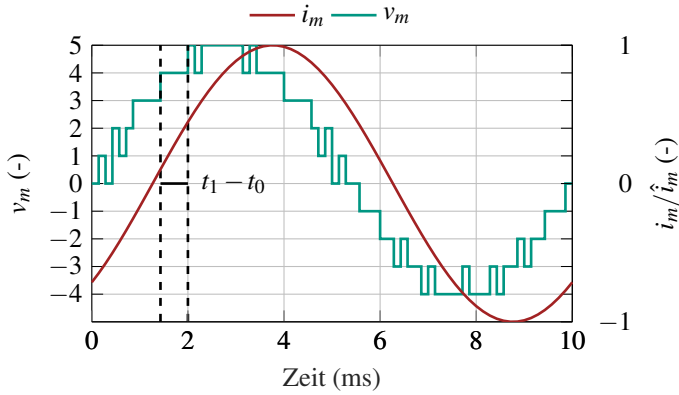


Abbildung 6.24: Beispielhafter Verlauf der Sollspannungsstufe und des normierten Phasenstroms für $a_{MMSPC} = 0,8$ und $\cos(\phi) = 0,7$. Die Berechnung der Ladungsänderung $\Delta Q_{2,\dots,n_{Mod}}$ während des Zeitintervalls $[t_0, t_1]$ erfolgt durch Gl. 6.32 mit $(v_m = 4) \wedge (i_m > 0)$.

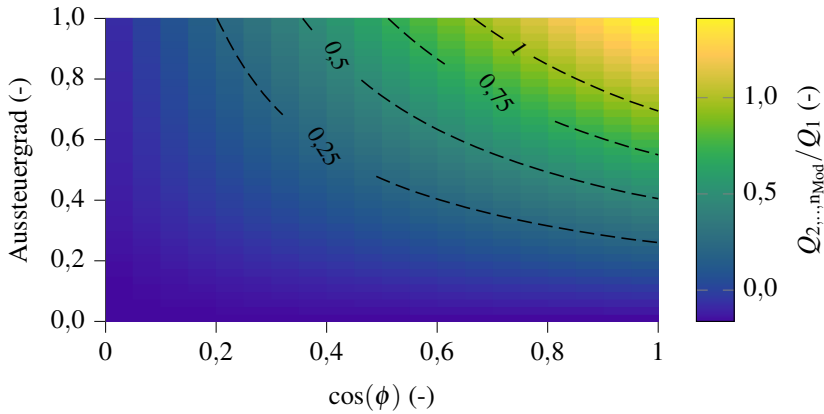


Abbildung 6.25: Ladungsausgleichsgrenze

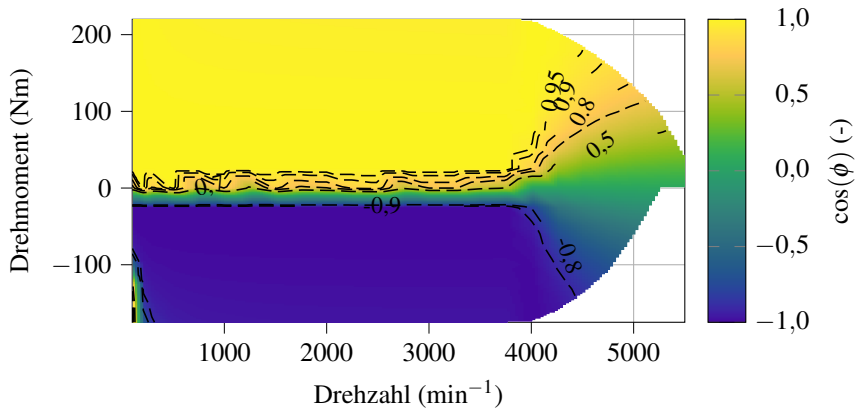


Abbildung 6.26: Leistungsfaktor mit prädiktivem Scheduler

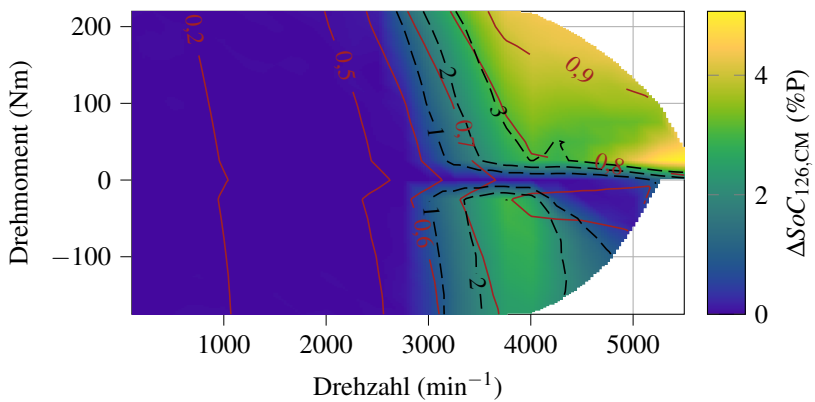


Abbildung 6.27: Abgleich Ladungsausgleichsgrenze mit prädiktivem Scheduler. Schwarze Äquipotentiallinien: SoC-Differenz, rote Äquipotentiallinien: Aussteuergrad α_{MMSPC}

6.5.2 Einfluss des Nebenverbraucherstroms

Wird der doppelte Sternpunkt genutzt, um Nebenverbraucher zu versorgen, so kommt diese zusätzliche Belastung dem aktiven Ladungsausgleich zugute, da die Sternpunktmodule zusätzlich belastet werden. Die Ladungsmenge Q_1 , welche einem Sternpunktmodul während einer elektrischen Periode entnommen werden kann, steigt somit auf

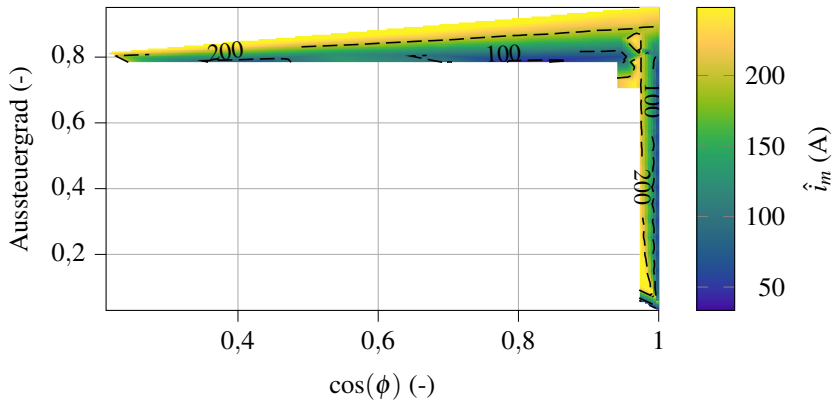
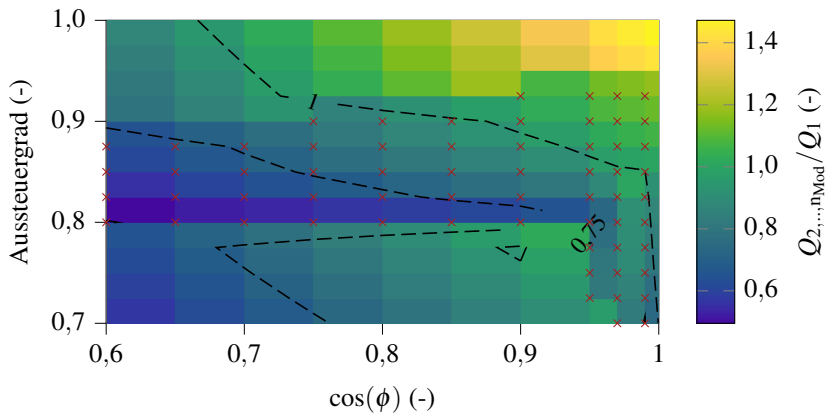
$$Q_1 = \frac{\hat{i}_m}{\pi f_{el}} + \frac{I_{NV}}{3f_{el}} \quad (6.38)$$

und das Verhältnis der Ladungsmenge wird zu (6.39).

$$\frac{Q_{2,\dots,n_{Mod}}}{Q_1} = \frac{\sum \Delta Q_{2,\dots,n_{Mod}}}{Q_1} = \frac{\sum \frac{\hat{i}_m \cdot \lambda_{Mod}}{2\pi f_{el}}}{\frac{\hat{i}_m}{\pi f_{el}} + \frac{I_{NV}}{3f_{el}}} = \frac{\sum \lambda_{Mod}}{2 + \frac{2\pi I_{NV}}{3\hat{i}_m}} \quad (6.39)$$

Das Verhältnis ist dadurch zusätzlich abhängig vom Verhältnis des Nebenverbrauchstroms zur Phasenstromamplitude. Abbildung 6.28 zeigt die Phasenstromamplitude der verwendeten Maschine über dem dazugehörigen Aussteuergrad und Leistungsfaktor. Basierend auf diesen Stützstellen kann eine modifizierte Ladungsausgleichsgrenze berechnet werden (Abb. 6.29). Für jeden Punkt des Kennfeldes, dem ein Phasenstrom aus Abb. 6.28 zugeordnet werden kann, wurde das Verhältnis nach Gleichung (6.39) berechnet. Diese Stützstellen werden in der Grafik durch rote Kreuze markiert. Für die übrigen Werte wurde weiterhin Gl. (6.37) verwendet. Durch die zusätzliche Belastung am Sternpunkt wird die Ladungsausgleichsgrenze deutlich zu Bereichen mit höherem Aussteuergrad und höherem Leistungsfaktor verschoben. Dadurch fällt der Bereich, in dem ein aktiver Ladungsausgleich nur eingeschränkt möglich ist, kleiner aus.

Abbildung 6.30 zeigt das SoC-Kennfeld des prädiktiven Schedulers mit der Modifikation nach Gl. (6.30) und einem Strom von 40 A am Sternpunkt. Bei einer Nominalspannung von 45,1 V entspricht dies einer Leistung von $\approx 1,8 \text{ kW}$, was der typischen Leistung der Nebenverbraucher eines Elektrofahrzeugs entspricht. Der Großteil dieser Leistung entfällt dabei auf die Temperierung des Fahrzeugs. So verbraucht beispielsweise die Klimaanlage eines BEFs unter Maximallast zwischen 3 und 5 kW [77] und die Heizung bis zu 4 kW [78]. Je nach Temperierungsbedarf beträgt die mittlere Leistung zwischen 1 und 2 kW. Es ist zu erkennen, dass der Betriebsbereich, bei dem ein aktiver Ladungsausgleich nur

Abbildung 6.28: Phasenstrom in Abhängigkeit von $\cos(\phi)$ und a_{MMSPC} Abbildung 6.29: Ladungsausgleichsgrenze mit einer zusätzlichen Strombelastung von $I_{\text{NV}} = 40 \text{ A}$. Die aus Abb. 6.28 verfügbaren Stützstellen sind durch rote Kreuze markiert.

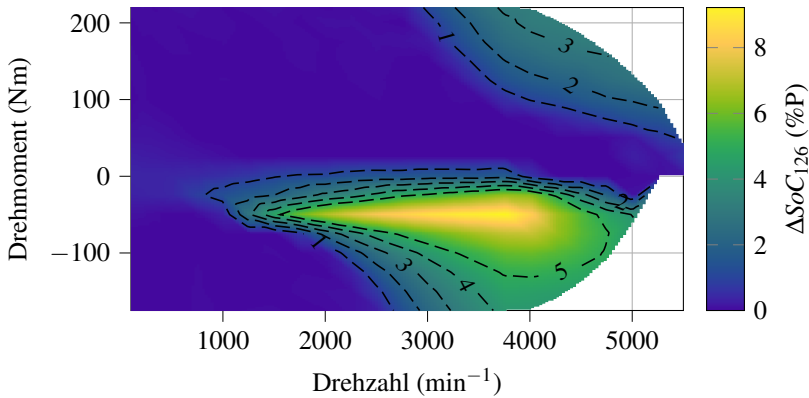


Abbildung 6.30: SoC-Abweichung innerhalb der Phase U bei prädiktivem Scheduler mit $n_Z = 126$, deaktivierter Gleichtaktspannungskomponente und $I_{NV} = 40\text{ A}$

eingeschränkt möglich ist, wesentlich verkleinert wird. Somit ist der zusätzliche Nebenverbraucherabgriff und dessen Leistung bei der asymmetrischen Topologie entscheidend für die Nutzbarkeit des Systems.

Die Ladungsausgleichsgrenze für das auszulegende System kann mit den Gleichungen (6.39) und (6.37) berechnet werden. Für die finale Auslegung muss für das Zielsystem eine Häufigkeitsverteilung der $\cos(\phi)$ und a_{MMSPC} Punkte erstellt werden. Liegt der Schwerpunkt dieser Häufigkeitsverteilung unterhalb der Ladungsausgleichsgrenze, ist ein aktiver Ladungsausgleich stets möglich.

Anm.: In Abbildung 6.30 ist weiterhin zu sehen, dass der aktive Ladungsausgleich im generatorischen Betrieb durch den Nebenverbraucherabgriff stärker gestört wird. Dies liegt daran, dass Energie aus den Sternpunktmodulen entnommen und zusätzliche Energie von der Motorseite eingespeist wird. Entsprechend der Stromaufteilung innerhalb paralleler Gruppen werden die motorseitigen Module stärker geladen, während die Sternpunktmodule stärker entladen werden. Für eine Fahrzeuganwendung ist dieses Verhalten jedoch irrelevant, da generatorische Betriebspunkte vernachlässigbar selten auftreten.

6.6 Erweiterter Betriebsbereich durch Parallelisierung

Bei den bisherigen Betriebsstrategien des Schedulers ist zu beobachten, dass das maximal erreichte Drehmoment weit unterhalb des Nennmoments der EM von 400 Nm liegt. Dies liegt daran, dass die verwendeten Batteriezellen einen maximalen Entladestrom von 250 A pro Modul zulassen. Um das Nennmoment zu erreichen, ist jedoch nach der Drehmomentgleichung aus [25]

$$M_{\max} = \frac{3}{2} P \Psi_{\text{PM}} i_{\text{q}} \quad (6.40)$$

ein i_{q} -Strom von 450 A notwendig. Da es sich um eine amplitudeninvariante Transformation handelt, beträgt auch die Amplitude des Phasenstroms 450 A. Um dies zu erreichen kann die Möglichkeit der Parallelisierung genutzt werden. Wird sichergestellt, dass stets mindestens zwei SM parallel verschaltet sind, wird zwar die maximale Phasenspannung halbiert, jedoch wird dafür der maximale Phasenstrom verdoppelt und das Nennmoment der EM ist erreichbar.

Eine zusätzliche Erweiterung des Betriebsbereichs kann erreicht werden, indem stets mindestens drei SM parallel verschaltet werden. So lässt sich der Phasenstrom sogar nahezu verdreifachen. Bei drei parallel verschalteten SM teilt sich der Phasenstrom beim Automotive-Prüfstand fast gleichmäßig auf die Module auf. Die beiden äußeren SM führen gerade mal 0,7 % des Phasenstroms mehr als das innere SM, was vernachlässigbar gering ist. Im Evaluationsprüfstand führen die beiden äußeren SM jedoch 38 % des Phasenstroms, während das innere nur 24 % des Laststroms führt. Somit begrenzt die Strombelastbarkeit der äußeren Module den Phasenstrom im motorischen Betrieb auf $|I_{\text{Entlade}}|/0,38$ und der Phasenstrom kann auf maximal um das 2,63-fache vom ursprünglichen Betriebsbereich angehoben werden. Diese Betriebsbereiche (OA, engl. operating area) werden entsprechend der Mindestanzahl an parallel verschalteten Modulen im Folgenden als OA1, OA2 und OA3 bezeichnet. Während im Bereich OA1 keine forcierte Parallelisierung erfolgt, tragen im Bereich OA3 stets mindestens drei SM den Phasenstrom.

Die Schaltzustände, die die Anforderungen an den Bereich OA3 erfüllen, sind in der Tabelle A.1 für ein System mit $n_{\text{Mod}} = 6$ aufgeführt. Die Nummerierung der Zustände ist hierbei entsprechend dem Algorithmus zur Matrixerstellung und willkürlich. Da am doppelten Sternpunkt stets drei SM hart parallel verschaltet

sind, ist für diese Module immer sichergestellt, dass der Laststrom sich auf drei Module aufteilt. Da der Zustand s_+ bei positiven Spannungsstufen die nachfolgenden SM überbrückt, kann dieser bei einer Spannungsstufe überall gesetzt werden. Erst bei zwei positiven Spannungsstufen oder einer negativen muss darauf geachtet werden, dass die letzte parallele Gruppe aus mindestens drei Modulen besteht.

Bei dieser Betriebspunkterweiterung bleibt die Anzahl der Phasenschaltzustände Z_i gleich, lediglich die gültigen Nachfolgezustände werden eingeschränkt. Hierfür wird in der Nachfolgermatrix \mathbf{N} eine weitere Dimension für die drei OAs eingeführt. Unter der Annahme einer idealen Stromverteilung, d. h. unter Vernachlässigung der MOSFET-Widerstände $R_{DS,on}$, ergibt sich beispielsweise für den Bereich OA2, dass stets sichergestellt werden muss, dass der Stromanteil λ_{jk} des k -ten Moduls des Phasenschaltzustands Z_j unter 0,5 liegt. Die entsprechenden möglichen Nachfolgezustände für das asynchrone Verfahren sind in den Gleichungen (6.41) dargestellt. Die Auswahl des optimalen Nachfolgezustands erfolgt separat für die einzelnen OAs analog zum Flussdiagramm in Abb. 6.8. Aufgrund der eingeschränkten Zustandsauswahl, insbesondere in OA3, kann es vorkommen, dass es weniger als sechs mögliche Nachfolgezustände gibt. Deswegen wird stets geprüft, ob ein weiterer Nachfolgezustand existiert und der dazugehörige Zählerindex l gegebenenfalls früher abgebrochen.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{N}_{\text{asy,OA}} &= (n_{\text{asy,OA},oilq}) \\
 n_{\text{asy,OA},1il1} &= Z_j \text{ für } (a_{ij} = 1) \\
 n_{\text{asy,OA},1il2} &= Z_j \text{ für } (a_{ij} = -1) \\
 n_{\text{asy,OA},2il1} &= Z_j \text{ für } (a_{ij} = 1) \wedge (\lambda_{jk} \leq \frac{1}{2}, \forall k \{1, \dots, n_{\text{Mod}}\}) \\
 n_{\text{asy,OA},2il2} &= Z_j \text{ für } (a_{ij} = -1) \wedge (\lambda_{jk} \leq \frac{1}{2}, \forall k \{1, \dots, n_{\text{Mod}}\}) \\
 n_{\text{asy,OA},3il1} &= Z_j \text{ für } (a_{ij} = 1) \wedge (\lambda_{jk} \leq \frac{1}{3}, \forall k \{1, \dots, n_{\text{Mod}}\}) \\
 n_{\text{asy,OA},3il2} &= Z_j \text{ für } (a_{ij} = -1) \wedge (\lambda_{jk} \leq \frac{1}{3}, \forall k \{1, \dots, n_{\text{Mod}}\})
 \end{aligned} \tag{6.41}$$

$$\begin{aligned}
 l &\in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\} \\
 q &\in \{1, 2\} \\
 o &\in \{1, 2, 3\}
 \end{aligned}$$

Bei der Implementierung des Algorithmus erfolgt die Optimierung der Nachfolgezustände ebenfalls auf dem A9-Kern und die Auswahl des Nachfolgezustands auf dem FPGA. Zur Wahl des richtigen OAs kann die zu erwartende Phasenstrombelastung aus den Sollströmen i_d^* und i_q^* durch

$$\hat{i}_m = \sqrt{i_d^{*2} + i_q^{*2}} \quad (6.42)$$

berechnet werden. Der dazugehörige Index o wird durch

$$o = \begin{cases} 1 & \text{für } \hat{i}_m \leq |I_{\text{Entlade}}| \\ 2 & \text{für } |I_{\text{Entlade}}| < \hat{i}_m \leq 2|I_{\text{Entlade}}| \\ 3 & \text{für } 2|I_{\text{Entlade}}| < \hat{i}_m \leq 3|I_{\text{Entlade}}| \end{cases} \quad (6.43)$$

im motorischen Betrieb beziehungsweise durch

$$o = \begin{cases} 1 & \text{für } \hat{i}_m \leq |I_{\text{Lade}}| \\ 2 & \text{für } |I_{\text{Lade}}| < \hat{i}_m \leq 2|I_{\text{Lade}}| \\ 3 & \text{für } 2|I_{\text{Lade}}| < \hat{i}_m \leq 3|I_{\text{Lade}}| \end{cases} \quad (6.44)$$

im generatorischen Betrieb bestimmt.

Da in der realen Anwendung kein Gegenstrombetrieb auftritt, entscheidet das Vorzeichen von i_q^* über die Betriebsweise. Im motorischen Betrieb ist i_q^* positiv und im generatorischen negativ.

Dieses Verfahren lässt sich ebenfalls auf den prädiktiven Optimierungsalgorithmus anwenden. Hierfür muss die Nachfolgermatrix N_{pred} (6.4) in gleicher Weise um eine weitere Dimension erweitert werden. Dies wurde am Evaluationsprüfstand jedoch nicht umgesetzt, da eine Anhebung des Drehmoments nicht erforderlich war.

Der erweiterte Betriebsbereich wurde am Automotive-Prüfstand implementiert und gemessen. Abbildung 6.31 stellt die angefahrenen Drehzahl-Drehmoment-Punkte der Bereiche OA1 und OA2 bei einer aktiven Leistungsbegrenzung von 50 kW dar. Die verwendete Maschine bei diesem Versuch zeigte einen reduzierten Permanentmagnetfluss von $\psi_{\text{PM}} = 27,3 \text{ mVs}$, weshalb das maximale Moment im Bereich OA1 bei 163 Nm und im Bereich OA2 bei 328 Nm liegt. Der zeitliche Verlauf der durchfahrenen Drehzahl-Drehmoment-Kurve ist in

Abb. 6.32 zu sehen. Es ist das typische Verhalten der asymmetrischen Topologie zu erkennen, bei dem die SoC-Differenz zwischen dem Sternpunktmodul und den Phasenmodulen in Phase U ab einer höheren Drehzahl anfängt zu divergieren.

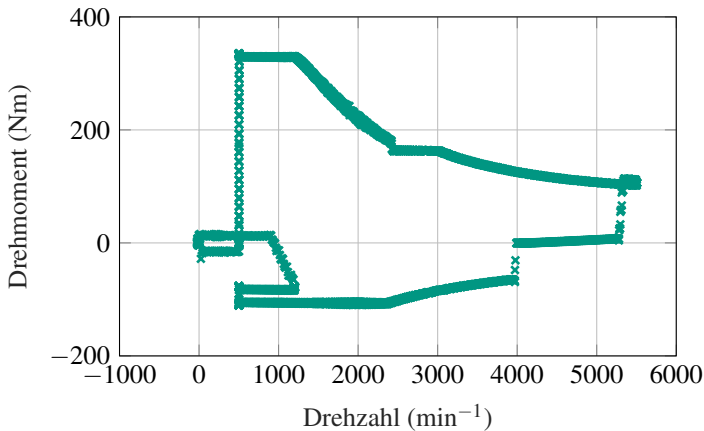


Abbildung 6.31: Gemessener Drehzahl-Drehmoment-Bereich des erweiterten Betriebsbereichs bei einer Leistungsgrenze von 50 kW

Abbildung 6.33 zeigt den simulierten aktiven Ladungsausgleich des erweiterten Betriebsbereichs. Auch bei dieser Simulation wurde die Simulationszeit so gewählt, dass der Durchschnitts-SoC um 10 % ansteigt bzw. absinkt. Neben der zu erwartenden SoC-Divergenz bei hohen Drehzahlen ist weiterhin zu erkennen, dass bei einem hohen negativen Drehmoment und geringer Drehzahl ebenfalls eine SoC-Divergenz entsteht. Hierbei handelt es sich um den Gegenstrombetrieb, der für die reale Anwendung keine Rolle spielt.

Des Weiteren sind in Abbildung 6.33 die Drehzahl-Drehmoment-Punkte markiert, welche die verwendete Maschine in einem WLTP-Zyklus durchfährt. Es gibt eine geringe Anzahl an Betriebspunkte, die mit der aktuellen Auslegung nicht erreicht werden können. Dies kann korrigiert werden, indem die Modulspannung durch mehr Zellen in Serie erhöht wird, wodurch sich der Eckpunkt der Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie zu höheren Drehzahlen hin verschiebt. Alternativ kann durch mehr parallele Zellen der Maximalstrom eines

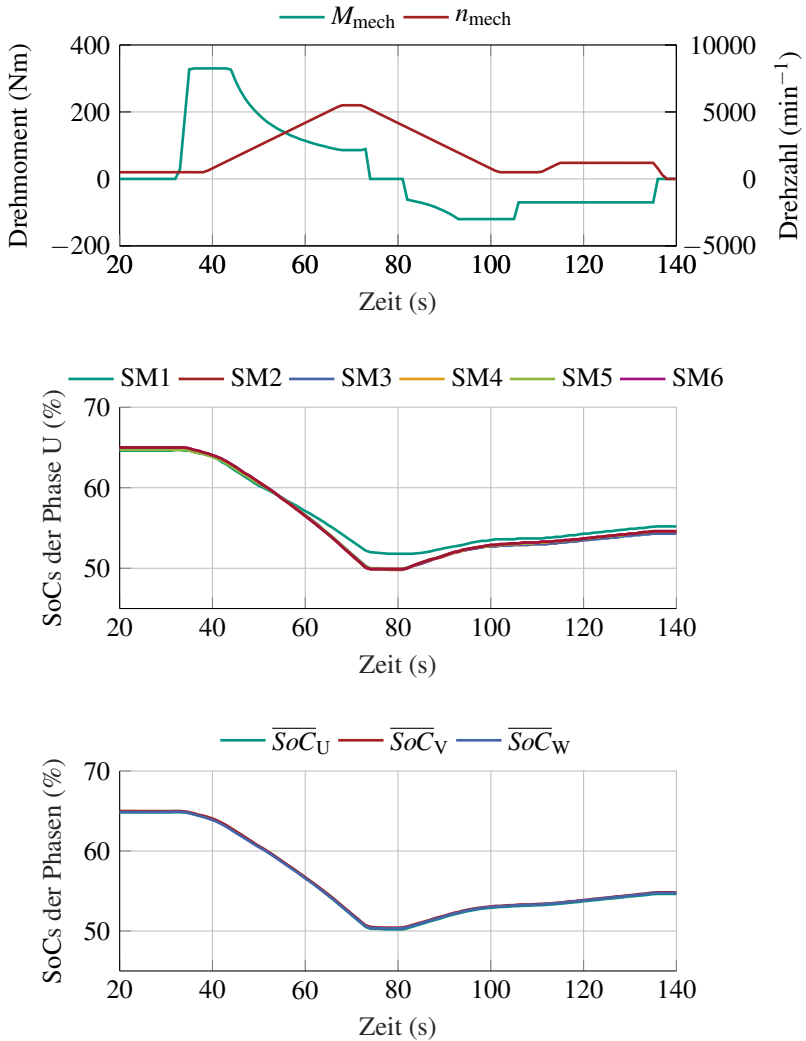


Abbildung 6.32: Zeitlicher Drehzahl-Drehmoment-Verlauf des erweiterten Betriebsbereichs bei einer Leistungsgrenze von 50 kW

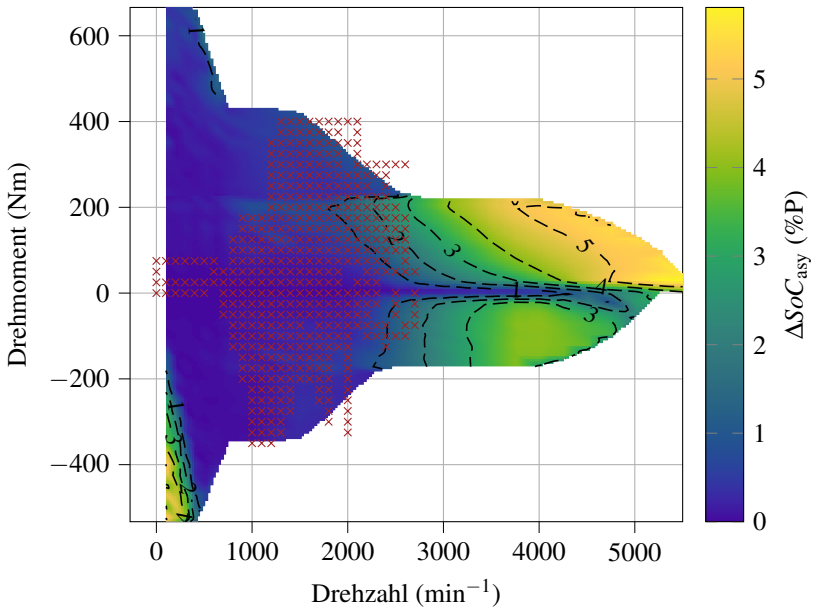


Abbildung 6.33: Aktiver Ladungsausgleich unter Verwendung des asynchronen Schedulers und erweitertem Betriebsbereich. Die in einem WLTP-Zyklus durchfahrenen Betriebspunkte sind durch Kreuze markiert.

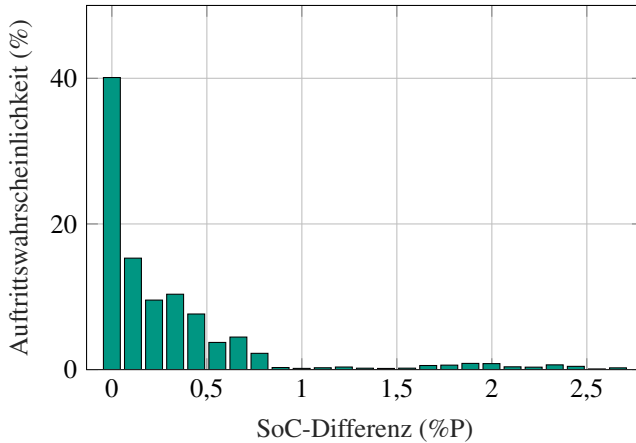


Abbildung 6.34: Auftretswahrscheinlichkeit der SoC-Divergenz während eines WLTP-Zyklus

SMs und somit das Maximalmoment erhöht werden. Die Auftretswahrscheinlichkeit der SoC-Divergenzen der entsprechenden Betriebspunkte, die während eines WLTP-Zyklus erreicht werden können, sind in Abb. 6.34 dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, dass 40% der Betriebspunkte keine SoC-Divergenz aufweisen und die Mehrheit der Betriebspunkte eine SoC-Divergenz von 0,5% nicht überschreiten. Somit ist der gewählte asynchrone Algorithmus mit einem Lösungsraum von $n_Z = 95$ Phasenschaltzuständen ausreichend, um den aktiven Ladungsausgleich während des Betriebs im Fahrzeug zu gewährleisten.

6.7 Auslegung der maximalen Strombelastung

In den vorangegangenen Kapiteln wurden zwei wichtige Faktoren beleuchtet, die die Strombelastung eines Moduls beeinflussen: die Belastung durch den Sternpunktabriff und der erweiterte Betriebsbereich. Dazu kommt noch die zusätzliche Belastung durch Kreisströme durch das Parallelisieren der Module. Sei U_{diff} die maximale Spannungsdifferenz, bei der das Parallelisieren benachbarter Module noch zugelassen wird, so ergibt sich der maximale Kreisstrom beim Parallelisieren zweier Module zu $U_{\text{diff}}/(2R_1 + R_{AT})$. Je weiter zwei Module, die eine Spannungsdifferenz aufweisen, im Strang voneinander entfernt sind, desto geringer ist der entstehende Kreisstrom, da mit jeder Parallelschaltung weitere MOSFET-Widerstände durchflossen werden und der entstehende Kreisstrom somit reduziert wird.

Bei gleicher Spannungsdifferenz entsteht der betragsmäßig höchste Kreisstrom, wenn zu den Sternpunktmodulen parallel verschaltet wird. Da hier drei Batteriemodule parallel verschaltet sind, ist der Innenwiderstand um den Faktor drei geringer als der eines einzelnen SMs. Der ungünstigste Fall tritt ein, falls sich die Spannung von SM2 (Abb. 2.10) einer Phase um U_{diff} von den restlichen SM unterscheidet und alle Module des MMSPCs parallel verschaltet werden. Der dabei entstehende Modulstrom $I_{\text{mod,cc}}$ kann durch Gl. (5.22) berechnet werden. Betrachtet man lediglich die Kreisströme, werden die Phasenströme zu 0 A gesetzt und die Terme $\alpha_m R_{2T} i_m$ vereinfachen sich zu 0 V und die Variable $\sigma_{i,\text{st}}$ wird zu 0 A. Der Spaltenvektor auf der rechten Seite des LGS beinhaltet somit nur noch die Spannungsdifferenzen der Module. Tritt der ungünstigste Fall in Phase U auf, so betragen die Variablen $n_{\text{par,st,U}} = n_{\text{par,st,V}} = n_{\text{par,st,W}} = n_{\text{Mod}}$ und der Spaltenvektor vereinfacht sich zu $(-U_{\text{diff}} \ U_{\text{diff}} \ 0 \ \dots \ 0)^\top$, falls die Spannung von SM2 um den Betrag U_{diff} unterhalb der restlichen Module liegt bzw. zu $(U_{\text{diff}} \ -U_{\text{diff}} \ 0 \ \dots \ 0)^\top$, falls die Spannung um U_{diff} darüber liegt. Bei der gewählten Implementierung wurde eine maximale Spannungsdifferenz beim Parallelisieren von $U_{\text{diff}} = 500 \text{ mV}$ zugelassen. Das Lösen des entstehenden LGS mit den Parametern nach Tabelle 3.1 ergibt im ungünstigsten Fall einen Kreisstrom von $I_{\text{mod,cc}} = |i_{\text{Bat,U,2}}| = 13,2 \text{ A}$, der das SM2 zusätzlich zum Phasenstrom belastet. Dieser Kreisstrom muss beim Einregeln des maximalen Phasenstroms als Reserve vorgehalten werden und ohne Erweiterung des Betriebsbereichs ergibt sich der maximale Phasenstrom im motorischen Bereich zu $\hat{i}_m = |I_{\text{Entlade}}| - I_{\text{mod,cc}}$ bzw. zu $\hat{i}_m = |I_{\text{Lade}}| - I_{\text{mod,cc}}$ im generatorischen.

Ist zusätzlich eine Erweiterung des Betriebsbereichs nach Abschnitt 6.6 erforderlich, so ergibt sich für den maximalen Phasenstrom in erster Näherung und unter Vernachlässigung der exakten Stromverteilung im Bereich OA1 im motorischen Bereich eine maximale Stromamplitude von $\hat{i}_m = 2|I_{\text{Entlade}}| - I_{\text{mod,cc}}$ bzw. von $\hat{i}_m = 2|I_{\text{Lade}}| - I_{\text{mod,cc}}$ im generatorischen Bereich. Für den Bereich OA3 gilt in erster Näherung entsprechend $\hat{i}_m = 3|I_{\text{Entlade}}| - I_{\text{mod,cc}}$ bzw. $\hat{i}_m = 3|I_{\text{Lade}}| - I_{\text{mod,cc}}$. Für den Automotive-Prüfstand sind diese Näherungen ausreichend, da die Stromaufteilung nahezu ideal ist. Ist hingegen das Verhältnis $R_i/R_{\text{DS,on}}$ jedoch kleiner, so muss die exakte Stromverteilung im Bereich OA3 nach Gl. (5.9) berechnet werden, um die maximale Belastung eines Moduls genauer bestimmen zu können.

Bei Erweiterung um OA3 wurde davon ausgegangen, dass stets drei Module parallel verschaltet sind und die Belastung somit nicht höher ist als die der übrigen parallelen Gruppen. Dies ist beispielsweise bei den Zuständen 27, 38 und 49 aus Tabelle A.1 der Fall. Wird jedoch zusätzlich ein Nebenverbraucherstrom I_{NV} zugelassen, reduziert sich die maximale Stromtragfähigkeit des Systems bei idealer Stromaufteilung zusätzlich um den Nebenverbraucherstrom und den maximalen Kreisstrom $I_{\text{SPM,cc}}$ der Sternpunktmodule. Der maximale Kreisstrom tritt in den Sternpunktmodulen dann auf, wenn sich diese um die Spannungsdifferenz U_{diff} von den restlichen Modulen unterscheiden und alle Module des MMSPCs parallel verschaltet werden und lässt sich ebenfalls mithilfe der Gl. (5.22) berechnen. Die 1., 6. und 11. Zeile des Spaltenvektors werden zu $\pm U_{\text{diff}}$ und die übrigen Zeilen zu 0V. Bei der gewählten maximalen Spannungsdifferenz von $U_{\text{diff}} = 500\text{mV}$ wird jedes Sternpunktmodul im ungünstigsten Fall zusätzlich durch die Kreisströme mit jeweils $I_{\text{SPM,cc}} = |i_{\text{Bat,U,1}}| = 11,2\text{A}$ belastet. Der maximale Phasenstrom sinkt somit auf $\hat{i}_m = 3|I_{\text{Entlade}}| - I_{\text{SPM,cc}} - I_{\text{NV}}$. Ist dieser Wert zu gering, können die Zustände 27, 38 und 49 aus dem Lösungsraum entfernt werden, wodurch sich stets mindestens vier SM im Sternpunkt befinden und der Phasenstrom nur noch durch die Phasenmodule begrenzt wird.

Die Auslegungskriterien des maximalen Phasenstroms werden in den Tabellen 6.3 und 6.4 sowohl für den Automotive- als auch den Evaluationsprüfstand zusammengefasst. Für den Fall, dass Zustände zugelassen werden, bei denen sich nur drei Module im Sternpunkt befinden, wird beim Evaluationsprüfstand davon ausgegangen, dass die Belastung der Sternpunktmodule durch die Kreisströme und den Nebenverbraucherstrom ($3|I_{\text{Entlade}}| - I_{\text{SPM,cc}} - I_{\text{NV}}$) stärker ausfällt als die Belastung der Phasenmodule durch die ungleiche Stromverteilung

Tabelle 6.3: Maximale Phasenströme des Automotive-Prüfstands in Abhängigkeit vom Betriebsbereich und der Minimalanzahl der Sternpunktmodule

OA	max. Phasenstrom \hat{i}_m mit min. 4 Sternpunktmodulen	max. Phasenstrom \hat{i}_m mit min. 3 Sternpunktmodulen
1	$ I_{\text{Entlade}} - I_{\text{mod,cc}}$	$ I_{\text{Entlade}} - I_{\text{mod,cc}}$
2	$2 I_{\text{Entlade}} - I_{\text{mod,cc}}$	$2 I_{\text{Entlade}} - I_{\text{mod,cc}}$
3	$3 I_{\text{Entlade}} - I_{\text{mod,cc}}$	$3 I_{\text{Entlade}} - I_{\text{SPM,cc}} - I_{\text{NV}}$

Tabelle 6.4: Maximale Phasenströme des Evaluationsprüfstands in Abhängigkeit vom Betriebsbereich und der Minimalanzahl der Sternpunktmodule mit der Bedingung $|I_{\text{Entlade}}|/0,38 - I_{\text{mod,cc}} > 3|I_{\text{Entlade}}| - I_{\text{SPM,cc}} - I_{\text{NV}}$

OA	max. Phasenstrom \hat{i}_m mit min. 4 Sternpunktmodulen	max. Phasenstrom \hat{i}_m mit min. 3 Sternpunktmodulen
1	$ I_{\text{Entlade}} - I_{\text{mod,cc}}$	$ I_{\text{Entlade}} - I_{\text{mod,cc}}$
2	$2 I_{\text{Entlade}} - I_{\text{mod,cc}}$	$2 I_{\text{Entlade}} - I_{\text{mod,cc}}$
3	$ I_{\text{Entlade}} /0,38 - I_{\text{mod,cc}}$	$3 I_{\text{Entlade}} - I_{\text{SPM,cc}} - I_{\text{NV}}$

$(|I_{\text{Entlade}}|/0,38 - I_{\text{mod,cc}})$. In beiden Fällen gilt zudem die Annahme, dass der Phasenstrom \hat{i}_m eine wesentlich höhere Belastung darstellt als der Nebenverbraucherstrom I_{NV} . Andernfalls müsste im Bereich OA2 geprüft werden, ob die Belastung der Sternpunktmodule größer ausfällt als die Belastung zweier parallel verschalteter Phasenmodule.

6.8 Gewichtungsfaktoren λ_{bal} und λ_{V}

In vorhergehenden Abschnitten wurden Effizienzoptimierung und aktiver Ladungsausgleich stets unabhängig voneinander betrachtet. Der modellprädiktive Optimierungsalgorithmus sieht eine Gewichtung beider Zielfunktionen durch die Gewichtungsfaktoren λ_{bal} und λ_{V} vor. Aufgrund der unterschiedlichen Größenordnungen und physikalischen Einheiten der einzelnen Zielfunktionen ist die Auslegung geeigneter Gewichtungsfaktoren nicht trivial. In [E23] wird eine Gewichtung vorgestellt, bei welcher der Anteil der Effizienzoptimierung konstant zu $\lambda_{\text{V}} = 1$ gesetzt wurde und der Anteil des aktiven Ladungsausgleichs nach der maximal zulässigen Spannungsdifferenz analytisch berechnet wurde. Hierfür wurden die Extremwerte einfacherer Zielfunktionen berechnet und das Verhältnis der Gewichtungsfaktoren wurde so gewählt, dass der aktive Ladungsausgleich ab einer Spannungsdifferenz von U_{diff} stets dominiert. Die in dieser Arbeit verwendeten Zielfunktionen weisen zwar eine höhere Komplexität auf, dennoch lassen sich auch hier die Extremwerte ermitteln, um ein entsprechendes Verhältnis der Gewichtungsfaktoren zu berechnen. Nachteilig an diesem Verfahren ist jedoch, dass das Verhältnis der Gewichtungsfaktoren konstant ist. Es kann jedoch vorteilhaft sein, eine Zielfunktion zu bevorzugen, weshalb im asynchronen Optimierungsverfahren auf die Gewichtung beider Zielfunktionen verzichtet wurde.

Betrachtet man die OCV-Verläufe von Lithium-Ionen-Zellen (Abb. 1.4), so ist zu erkennen, dass der Spannungsgradient sowohl für niedrige als auch hohe SoC-Werte größer ausfällt als im mittleren SoC-Bereich. Aus diesem Grund ist es sinnvoll, die Gewichtung der Zielfunktionen an den SoC anzupassen. Insbesondere bei LiFePO_4 -Zellen ist der Spannungsverlauf im mittleren SoC-Bereich nahezu konstant. Dadurch fallen Kreisströme zwischen parallel verschalteten Modulen auch bei einer großen SoC-Differenz gering aus. Im Grenzbereich an den Lade- bzw. Entladegrenzen ist der Spannungsgradient hingegen sehr steil, wodurch selbst bei geringer SoC-Abweichung starke Kreisströme auftreten können. Aufgrund dieser SoC-Abhängigkeit werden im asynchronen Scheduler die Zielfunktionen getrennt voneinander betrachtet. Bei einer geringen SoC-Differenz sowie im mittleren SoC-Bereich soll nur die Effizienz optimiert werden. Erst bei einer höheren SoC-Differenz oder bei niedrigem respektive hohem SoC wird ausschließlich im Hinblick auf den aktiven Ladungsausgleich optimiert. Darüber hinaus wird dadurch die Rechenzeit reduziert, da nicht zwei Zielfunktionen gleichzeitig berechnet und gegeneinander abgewogen werden müssen.

7

Zusammenfassung und Ausblick

In der vorliegenden Dissertation wurden zwei unterschiedliche Scheduling-Algorithmen zur Steuerung eines MMSPCs erarbeitet, auf den dazugehörigen Prüfständen implementiert und simulativ gegenübergestellt. Durch die Implementierung wurde insbesondere nachgewiesen, dass sich ein modellprädiktiver Algorithmus mit der geforderten Modulanzahl in Echtzeit zur Schaltfrequenz realisieren lässt.

7.1 Zusammenfassung der Ergebnisse

Der simulative Vergleich hat gezeigt, dass mit dem asynchronen Verfahren nahezu identische Effizienzwerte erreicht werden wie mit dem modellprädiktiven, wenn letzteres keine zusätzliche Gleichtaktkomponente aufprägt. Durch das Aufprägen einer effizienzoptimierten Gleichtaktspannungskomponente wird die Effizienz des Umrichters wesentlich verbessert. Eine entsprechende Gleichtaktspannungskomponente kann jedoch zusätzlich mit einem asynchronen Scheduler genutzt werden, indem diese in die Spannungsmodulation nach [E7] oder [53] eingebunden wird.

Darüber hinaus wurde deutlich, dass der modellprädiktive Algorithmus dem asynchronen in Bezug auf die Grenze des aktiven Ladungsausgleichs überlegen ist. Grund hierfür sind vor allem der erweiterte Zustandsraum und die optimierte Gleichtaktspannungskomponente. Ohne diese Zusatzfunktionen weisen sowohl der prädiktive als auch der asynchrone Scheduler ähnliche Optimierungsgüte auf. Ein Abgleich der simulierten Betriebspunkte mit einem Fahrprofil hat nachgewiesen, dass es mit dem asynchronen Algorithmus dennoch möglich ist, ein automobiles Zielsystem im ausgeglichenen Ladungszustand zu betreiben, da die Betriebspunkte außerhalb der Ladungsausgleichsgrenze selten angefahren werden.

Des Weiteren wurde unter Verwendung des asynchronen Schedulers ein Verfahren zur Erweiterung des Betriebsbereichs ermöglicht, wodurch sich insbesondere in einer automobilen Anwendung das Drehmoment beim Anfahren erhöhen lässt. Es wurde zudem eine detaillierte Belastungsanalyse durch den Sternpunktabriff und die Modulkreisströme, entstehend durch die Parallelisierung, durchgeführt. Durch diese Analyse ermöglicht die vorliegende Arbeit eine optimierte Modulauslegung, um das MMSPC-System an die Anforderungen der Antriebsmaschine ideal anzupassen.

Die zusätzliche Entwicklung der Batterieemulation ermöglicht es, die erarbeiteten Verfahren unter den unterschiedlichsten Randbedingungen zu testen. So kann das Verhalten der Algorithmen exemplarisch an unterschiedlichen Zellchemien durch eine Anpassung der Batteriemodellparameter evaluiert werden. Neben der Analyse unterschiedlicher Zellchemien lässt sich auch der Einfluss der Temperatur oder eines unausgeglichene Systems leicht untersuchen, indem diese Randbedingungen durch Software-Parameter eingestellt werden. Eine aufwendige Vorkonditionierung realer Batteriezellen ist somit nicht notwendig.

7.2 Ausblick

Die aufgeprägte Gleichtaktkomponente führte zu einer verbesserten Gesamteffizienz. Ein Vergleich mit anderen Methoden, wie [E7] oder [53], konnte nicht erfolgen, da diese zeitgleich entstanden sind. Eine Gegenüberstellung ist an dieser Stelle sinnvoll. Ist der Effizienzgewinn durch ein alternatives Verfahren identisch, kann der Scheduler einfacher aufgebaut werden, da weniger Möglichkeiten während eines Schaltschrittes analysiert werden müssen.

Die dargestellten Simulationen haben verdeutlicht, dass der prädiktive Scheduler insbesondere von der Kombination des erweiterten Zustandsraums mit der optimierten Gleichtaktspannungskomponente profitiert. Eine Erweiterung des Zustandsraums ist auch für den asynchronen Scheduler mit geringem Aufwand möglich. Zur Umsetzung der optimierten Gleichtaktspannungskomponente müsste die Schnittstelle zwischen Modulator und Scheduler grundsätzlich verändert werden. Es ist jedoch nicht eindeutig, ob der asynchrone Scheduler von diesen Zusatzfunktionen im gleichen Maße profitieren würde wie der prädiktive. Somit wäre eine weiterführende Analyse zu empfehlen, um die Auswirkungen der Zusatzfunktionen auf den asynchronen Scheduler zu bestimmen. Profitiert der asynchrone Scheduler im gleichen Maße von den Zusatzfunktionen wie der prädiktive, kann es sich je nach Auslegung des MMSPCs lohnen, die Schnittstelle zwischen Modulator und Scheduler analog zum prädiktiven Verfahren anzupassen. Dies kann sich insbesondere vorteilhaft im Hinblick auf den aktiven Ladungsausgleich auswirken.

Beide vorgestellten Optimierungsverfahren verwenden jeweils eine Zielfunktion zur Effizienzoptimierung und eine zum aktiven Ladungsausgleich. Unter Berücksichtigung des SoC-Verlaufs einer Lithium-Ionen-Zelle wurde verdeutlicht, dass der aktive Ladungsausgleich sowohl bei höheren SoC-Differenzen als auch bei hohen respektive niedrigen Ladezuständen forciert werden muss. Eine tieferegehende Auslegungsmethode der einzelnen Gewichtungsfaktoren konnte innerhalb dieser Arbeit nicht erfolgen, wenngleich die Grundlagen hierfür geschaffen wurden. Der SoC-Bereich, außerhalb dessen nur noch aktiver Ladungsausgleich sinnvoll ist, ist abhängig von den entstehenden Kreisströmen und dem Last- bzw. Stromprofil des Fahrzeugs. Die entstehenden Kreisströme und der Anteil des Phasenstroms am Modulstrom lassen sich mit der erarbeiteten Systemanalyse berechnen, wodurch auf den relevanten SoC-Bereich geschlossen werden kann.

Bei der Berechnung der Batteriestromverteilung und des äquivalenten Phaseninnenwiderstands wurden konstante Matrizen verwendet. Ein Optimierungspotential bietet das Anpassen dieser Matrizen im Betrieb an die sich veränderlichen Parameter, wie den Batterieinnenwiderstand. Diese Parameter ändern sich wesentlich langsamer als die Taktfrequenz des Schedulers. Deshalb wäre es möglich, die genutzten Matrizen asynchron zur Schaltfrequenz neu zu berechnen und dem Scheduler in Form einer LUT zur Verfügung zu stellen.

A

Anhang

$$R_{X,1} = \frac{R_{H,X} \cdot R_{L,X}}{R_{H,X} + R_{L,X} + \frac{R_i}{3}} \quad (\text{A.1a})$$

$$R_{XZ} = \frac{R_{L,X} \cdot \frac{R_i}{3}}{R_{H,X} + R_{L,X} + \frac{R_i}{3}} \quad (\text{A.1b})$$

$$R_{XY,1} = \frac{R_{H,X} \cdot \frac{R_i}{3}}{R_{H,X} + R_{L,X} + \frac{R_i}{3}} \quad (\text{A.1c})$$

$$R_{XY} = R_{XY,1} + R_{H,Y} \quad (\text{A.1d})$$

$$R_{X,2} = \frac{R_{XZ} \cdot R_{XY}}{R_{XZ} + R_{XY} + R_{L,Y}} \quad (\text{A.1e})$$

$$R_Y = \frac{R_{L,Y} \cdot R_{XY}}{R_{XZ} + R_{XY} + R_{L,Y}} \quad (\text{A.1f})$$

$$R_Z = \frac{R_{XZ} \cdot R_{L,Y}}{R_{XZ} + R_{XY} + R_{L,Y}} \quad (\text{A.1g})$$

$$R_X = R_{X,1} + R_{X,2} \quad (\text{A.1h})$$

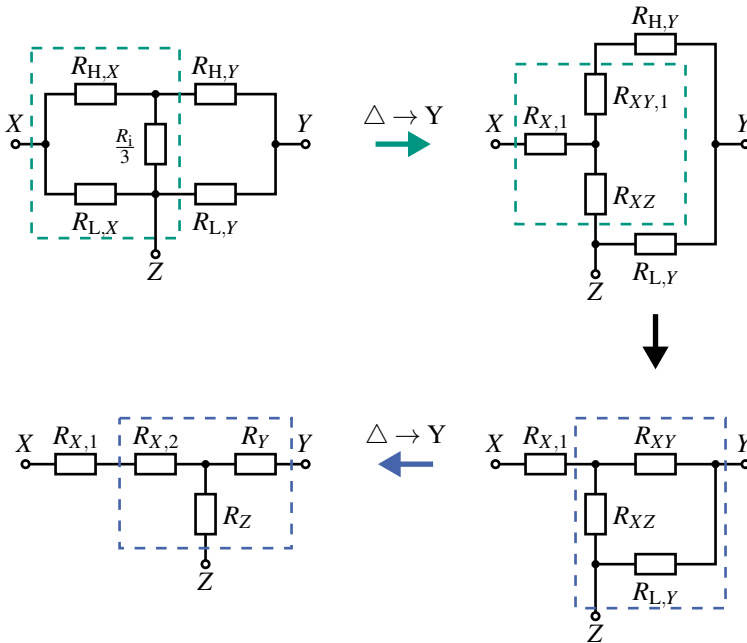


Abbildung A.1: Vereinfachung einer Sternpunktverschaltung, bei der sich zwei Sternpunktmodule im Zustand p befinden

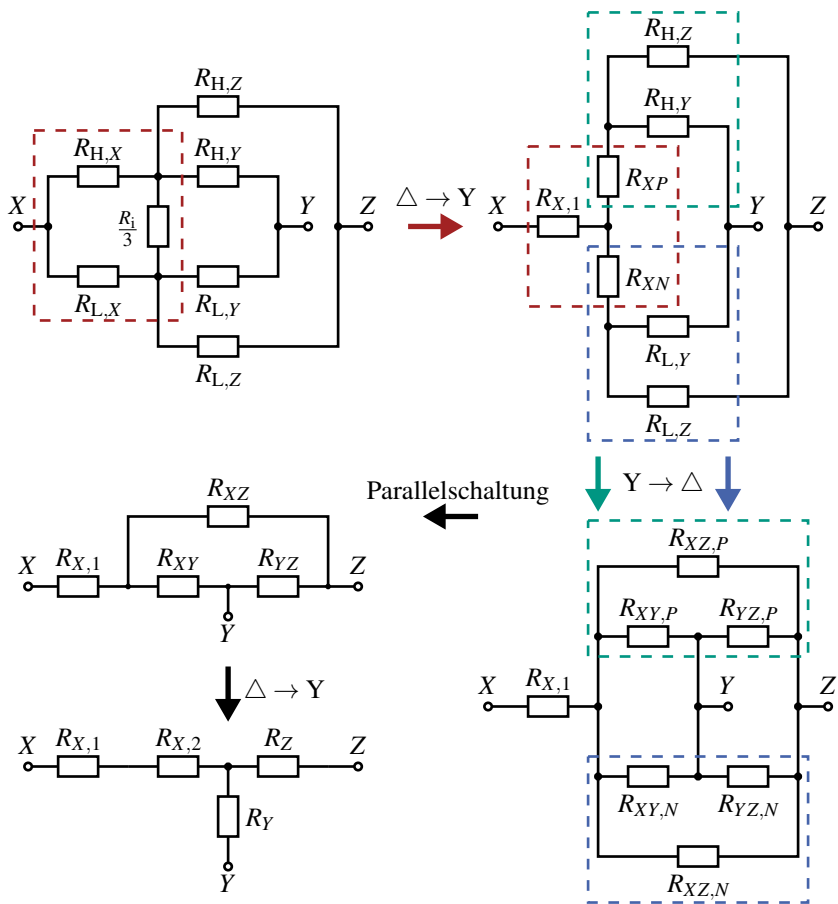


Abbildung A.2: Vereinfachung einer Sternpunktverschaltung, bei der sich alle Sternpunktmodule im Zustand p befinden

$$R_{X,1} = \frac{R_{H,X} \cdot R_{L,X}}{R_{H,X} + R_{L,X} + \frac{R_i}{3}} \quad (\text{A.2a})$$

$$R_{XZ} = \frac{R_{H,X} \cdot \frac{R_i}{3}}{R_{H,X} + R_{L,X} + \frac{R_i}{3}} \quad (\text{A.2b})$$

$$R_{XY,1} = \frac{R_{L,X} \cdot \frac{R_i}{3}}{R_{H,X} + R_{L,X} + \frac{R_i}{3}} \quad (\text{A.2c})$$

$$R_{XY} = R_{XY,1} + R_{L,Y} \quad (\text{A.2d})$$

$$R_{X,2} = \frac{R_{XZ} \cdot R_{XY}}{R_{XZ} + R_{XY} + R_{H,Y}} \quad (\text{A.2e})$$

$$R_Y = \frac{R_{H,Y} \cdot R_{XY}}{R_{XZ} + R_{XY} + R_{H,Y}} \quad (\text{A.2f})$$

$$R_Z = \frac{R_{XZ} \cdot R_{H,Y}}{R_{XZ} + R_{XY} + R_{H,Y}} \quad (\text{A.2g})$$

$$R_X = R_{X,1} + R_{X,2} \quad (\text{A.2h})$$

$$R_{X,1} = \frac{R_{H,X} \cdot R_{L,X}}{R_{H,X} + R_{L,X} + \frac{R_i}{3}} \quad (\text{A.3a})$$

$$R_{XP} = \frac{R_{H,X} \cdot \frac{R_i}{3}}{R_{H,X} + R_{L,X} + \frac{R_i}{3}} \quad (\text{A.3b})$$

$$R_{XN} = \frac{R_{L,X} \cdot \frac{R_i}{3}}{R_{H,X} + R_{L,X} + \frac{R_i}{3}} \quad (\text{A.3c})$$

$$R_{XY,P} = \frac{R_{XP} \cdot R_{H,Y}}{R_{H,Z}} + R_{XP} + R_{H,Y} \quad (\text{A.3d})$$

$$R_{XZ,P} = \frac{R_{XP} \cdot R_{H,Z}}{R_{H,Y}} + R_{XP} + R_{H,Z} \quad (\text{A.3e})$$

$$R_{YZ,P} = \frac{R_{H,Y} \cdot R_{H,Z}}{R_{XP}} + R_{H,Y} + R_{H,Z} \quad (\text{A.3f})$$

$$R_{XY,N} = \frac{R_{XN} \cdot R_{L,Y}}{R_{L,Z}} + R_{XN} + R_{L,Y} \quad (\text{A.3g})$$

$$R_{XZ,N} = \frac{R_{XN} \cdot R_{L,Z}}{R_{L,Y}} + R_{XN} + R_{L,Z} \quad (\text{A.3h})$$

$$R_{YZ,N} = \frac{R_{L,Y} \cdot R_{L,Z}}{R_{XN}} + R_{L,Y} + R_{L,Z} \quad (\text{A.3i})$$

$$R_{XY} = \frac{R_{XY,P} \cdot R_{XY,N}}{R_{XY,P} + R_{XY,N}} \quad (\text{A.3j})$$

$$R_{XZ} = \frac{R_{XZ,P} \cdot R_{XZ,N}}{R_{XZ,P} + R_{XZ,N}} \quad (\text{A.3k})$$

$$R_{YZ} = \frac{R_{YZ,P} \cdot R_{YZ,N}}{R_{YZ,P} + R_{YZ,N}} \quad (\text{A.3l})$$

$$R_{X,2} = \frac{R_{XY} \cdot R_{XZ}}{R_{XY} + R_{XZ} + R_{YZ}} \quad (\text{A.3m})$$

$$R_Y = \frac{R_{XY} \cdot R_{YZ}}{R_{XY} + R_{XZ} + R_{YZ}} \quad (\text{A.3n})$$

$$R_Z = \frac{R_{XZ} \cdot R_{YZ}}{R_{XY} + R_{XZ} + R_{YZ}} \quad (\text{A.3o})$$

$$R_X = R_{X,1} + R_{X,2} \quad (\text{A.3p})$$

Tabelle A.1: Phasenschaltzustände Z_i , die im Bereich OA3 eingesetzt werden dürfen, für $n_{\text{Mod}} = 3$ und $n_Z = 95$

Z_i	z_1	z_2	z_3	z_4	z_5	z_6	v_i
27	s_-	p	p	p	p	b_L	-1
28	p	s_-	p	p	p	b_L	-1
29	p	p	s_-	p	p	b_L	-1
32	p	p	p	p	p	b_L	0
33	p	p	p	p	p	s_+	1
34	p	p	p	p	s_+	b_L	1
35	p	p	p	s_+	p	b_L	1
36	p	p	s_+	p	p	b_L	1
37	p	s_+	p	p	p	b_L	1
38	s_+	p	p	p	p	b_L	1
42	p	p	s_+	p	p	s_+	2
45	p	s_+	p	p	p	s_+	2
49	s_+	p	p	p	p	s_+	2

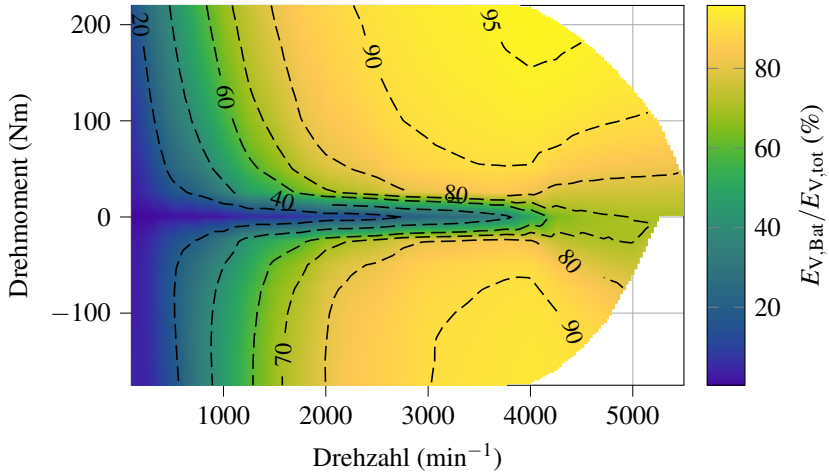


Abbildung A.3: Anteil der ohmschen Batterieverluste $E_{V,\text{Bat}}$ an den Gesamtverlusten $E_{V,\text{tot}}$ bei prädiktivem Scheduling mit $n_Z = 126$ und aktiver Gleichtaktspannungskomponente

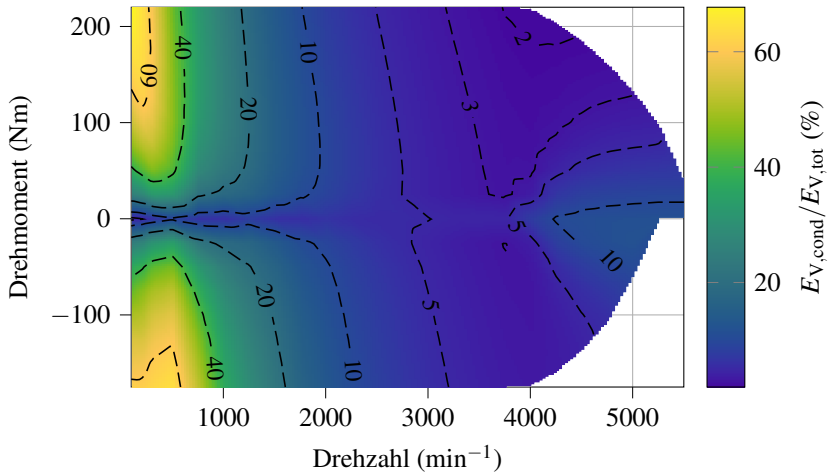


Abbildung A.4: Anteil der ohmschen Durchlassverluste $E_{V,\text{cond}}$ an den Gesamtverlusten $E_{V,\text{tot}}$ bei prädiktivem Scheduling mit $n_Z = 126$ und aktiver Gleichtaktspannungskomponente

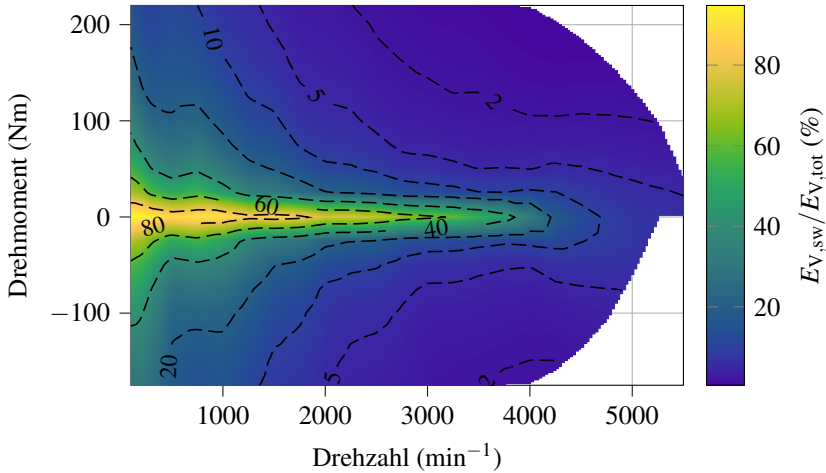


Abbildung A.5: Anteil der Schaltverluste $E_{V,sw}$ an den Gesamtverlusten $E_{V,tot}$ bei prädiktivem Scheduling mit $n_Z = 126$ und aktiver Gleichtaktspannungskomponente

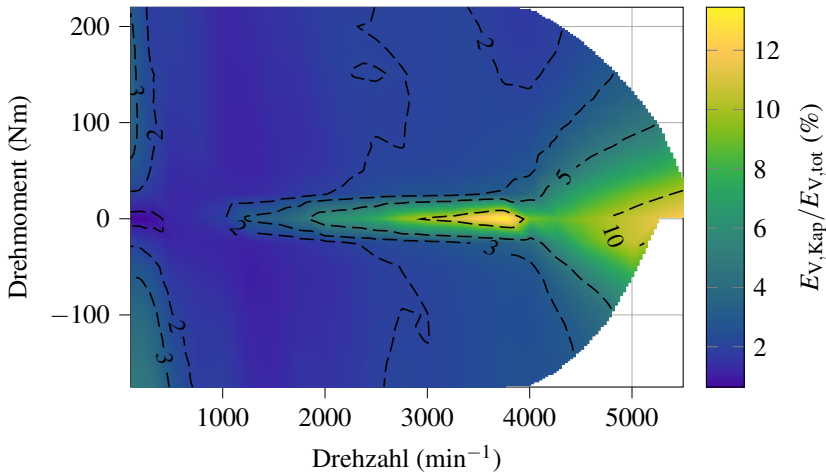


Abbildung A.6: Anteil der ohmschen Verluste $E_{V,Kap}$ der Zwischenkreiskapazität an den Gesamtverlusten $E_{V,tot}$ bei prädiktivem Scheduling mit $n_Z = 126$ und aktiver Gleichtaktspannungskomponente

Symbolverzeichnis

Abkürzungen

K -Parameter	Hilfsparameter, bestehend aus K_1 , K_2 und K_3 , zur Berechnung der Klemmenspannung U_{Bat}
LiCoO_2	Lithiumcobaltdioxid
LiFePO_4	Lithiumeisenphosphat
LiMn_2O_4	Lithiummanganspinell
MO_2	Metalloxid
MMSPC	Modularer Multilevel-Seriell/Parallel-Umrichter (engl. Modular Multilevel Series/Parallel Converter)
ADC	Analog-Digital-Umsetzer (engl. analog-to-digital converter)
AFE	Active-Front-End
Akku	Akkumulator
ASM	Asynchronmaschine
AXI	Advanced eXtensible Interface, parallele und synchrone Kommunikationsschnittelle für on-chip-Kommunikation
AXI4-Lite	AXI-Subset
AXI4-Stream	AXI-Subset
BEF	batterieelektrisches Fahrzeug
BEP	Batterieemulationsplatine
BMS	Batteriemanagementsystem
BRAM	Block Random Access Memory
CAN	Controller Area Network, serielles Feldbussystem
CHB	kaskadierte H-Brücke (engl. Cascaded H-bridge)
DAB	Dual-Active-Bridge

DBS	Drehstrombrückenschaltung
DSP	Digitaler Signalprozessor
DTC	Direct Torque Control
EIS	elektrochemische Impedanzspektroskopie
EM	elektrische Maschine
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ESB	Ersatzschaltbild
ETI	Elektrotechnisches Institut
ETI-DSP-System	Am ETI entwickeltes DSP-System, bestehend aus DSP, HMK und ETI-Bus
FHA	First Harmonic Approximation
FlexRay	serielles und deterministisches Feldbussystem für den automobilen Bereich
FPGA	Field Programmable Gate Array
GPIO	General Purpose Input/Output
HMK	Hochleistungsmodulatorkarte
HSB	Highspeed-Bus
HV	Hochvolt
HVK	Hochvoltkoordinator, Steuergerät im Fahrzeug zur Aufteilung der im System verfügbaren Leistung
IAM-ESS	Institute for Applied Materials - Energy Storage Systems
IGBT	Bipolartransistor mit isolierter Gate-Elektrode (engl. insulated-gate bipolar transistor)
LGS	Lineares Gleichungssystem
LUT	Lookup-Tabelle
LWL	Lichtwellenleiter
MCT	Monitor Control Tool
MMC	Modularer Multilevel-Umrichter (engl. Modular Multilevel Converter)
MOSFET	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor
MTPA	Maximum Torque per Ampere
NiMH	Nickel-Metallhydrid
NMC	Kathodenmaterial von Lithium-Ionen-Zellen
OA	Betriebsbereich des MMSPCs (engl. operating area)
OCV	Leerlaufspannung (engl. open-circuit voltage)
PDM	Pulsdichtemodulation
PSM	permanenterregte Synchronmaschine

PWM	Pulsweitenmodulation
PWR	Pulswechselrichter
SDM	Sigma-Delta-Modulator
SiC	Siliciumcarbid
SM	Submodul
SoC	Ladezustand (engl. state of charge)
SoM	System-on-Module
SPI	Serial Peripheral Interface
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
WLTP	Worldwide harmonized Light vehicles Test Procedure
ZCS	Zero-Current-Switching
ZQS	Zweiquadrantensteller
ZVS	Zero-Voltage-Switching

Formelzeichen

Leistungselektronik und Batteriemodellierung

C_1	Kapazität des RC-Glieds im Batteriemodell
$C_{\alpha\beta}^{-1}$	amplitudeninvariante Clarke-Rücktransformation
$C_{\alpha\beta 0}$	amplitudeninvariante Clarke-Transformation
E_{Bat}	aus einer Batterie entnehmbare Energie
f_{el}	elektrische Grundfrequenz
i_d^*	Sollstrom i_d
i_d	d-Komponente des Ausgangsströms
i_q^*	Sollstrom i_q
i_q	q-Komponente des Ausgangsströms
$I_{S,\text{max}}$	maximaler Statorstrom der PSM
\hat{i}_U	Stromamplitude der Phase U
i_U	Iststrom der Phase U
i_V	Iststrom der Phase V
i_W	Iststrom der Phase W
L_0	serielle Induktivität einer Batteriezelle
L_d	Längsinduktivität der PSM
L_q	Querinduktivität der PSM
m_{Bat}	Batteriemasse

M_i^*	Sollmoment der PSM
M_{\max}	maximales Drehmoment der PSM
M_{mech}	mechanisches Drehmoment
n_{\max}	maximale Drehzahl der PSM
n_{mech}	mechanische Drehzahl in min^{-1}
n^*	Solldrehzahl der PSM
p_{grav}	gravimetrische Leistungsdichte
P_{\max}	maximale Leistung der PSM
p	Polpaarzahl
Ψ_{PM}	Permanentmagnetfluss der PSM
Q_{CC}	Teil des RQ-Glieds zur Abbildung von Ladungstransferprozessen zwischen Elektrode und Stromableiter
$Q_{\text{CT,A}}$	Teil des RQ-Glieds zur Abbildung von Ladungstransferprozessen zwischen Anode und Stromableiter
$Q_{\text{CT,K}}$	Teil des RQ-Glieds zur Abbildung von Ladungstransferprozessen zwischen Kathode und Stromableiter
Q_{ist}	entnehmbare Ladungsmenge einer Batterie
Q_{N}	Nennkapazität einer Batterie bzw. eines Moduls
R_0	serieller Innenwiderstand des Batteriemodells
R_1	Widerstand des RC-Glieds im Batteriemodell
R_{CC}	Teil des RQ-Glieds zur Abbildung von Ladungstransferprozessen zwischen Elektrode und Stromableiter
$R_{\text{CT,A}}$	Teil des RQ-Glieds zur Abbildung von Ladungstransferprozessen zwischen Anode und Elektrolyt
$R_{\text{CT,K}}$	Teil des RQ-Glieds zur Abbildung von Ladungstransferprozessen zwischen Kathode und Elektrolyt
R_{ESR}	äquivalenter Serienwiderstand eines Kondensators
R_{S}	Statorwiderstand der PSM
τ_1	Zeitkonstante des Batteriemodells
$t_{\text{Entladung}}$	Zeit, in der E_{Bat} entnommen wird
U_{Bat}	Klemmenspannung der Batterie
u_{d}^*	Sollwert der d-Komponente der Phasenspannung
u_m	Istspannung der Phase m
u_m^*	Sollspannung der Phase m

U_{OCV}	OCV-Spannung der Batterie
u_q^*	Sollwert der q-Komponente der Phasenspannung
U_{ZWK}	Zwischenkreisspannung der DBS
w_{grav}	gravimetrische Energiedichte
X	Anzahl an in Serie verschalteten Zellen
Y	Anzahl an parallel verschalteten Zellen
Z_{FLW}	Finit-Length-Warburg Element zur Beschreibung der Festkörperdiffusion in den Elektroden
Z_{RC}	komplexe Impedanz des R_1C_1 -Glieds
Z_{RQ}	komplexe Impedanz eines RQ-Glieds

MMSPC-spezifische Bezeichnungen

a_{MMSPC}	Aussteuergrad des MMSPCs
A	Adjazenzmatrix zur Definition des gerichteten gewichteten Graphen
α_m	Hilfsparameter zur Berücksichtigung der Stromrichtung
α	Hilfsparameter zur Berücksichtigung der Stromrichtung
β_m	Hilfsparameter zur Berücksichtigung der Phasenstromrichtung
b_H	Bypass-High
b_L	Bypass-Low
B	Hilfsmatrix zur Berechnung der Stromaufteilung im Sternpunkt
b	Bypass (High oder Low)
C	Hilfsmatrix zur Berechnung der Stromaufteilung im Sternpunkt
d	Funktion zur Berechnung der Modulzustandsänderungen zwischen zwei Phasenschaltzuständen Z_i
$\Delta Q_{2,\dots,nMod}$	im Mittel entnommene Ladung eines Sternpunktmoduls während einer Spannungsstufe
Δ_v	Differenzspannungsmatrix mit den notwendigen Spannungssprüngen zum Erreichen von v_{sched}
δ	Element der Matrix Δ_v
D	Hilfsmatrix zur Berechnung der Batterieströme aus den Phasenströmen
$E_{V,aus}$	Ausschaltverlustenergie eines MOSFETs
$E_{Bat,tot}$	aufgenommene/abgegebene Energiemenge der SM-Batterien
$E_{V,ein}$	Einschaltverlustenergie eines MOSFETs
η	Effizienz des MMSPCs

$E_{V,Bat}$	ohmsche Verlustenergie der Batterien
$E_{V,Kap}$	ohmsche Verlustenergie der Kapazitäten
$E_{V,cond}$	ohmsche Durchlassverlustenergie der MOSFETs
$E_{V,sw}$	Schaltverlustenergie der MOSFETs
$E_{V,tot}$	Verlustenergie des MMSPCs
\underline{f}_{npar}	Faktorenvektor zur Berechnung der Stromverteilung innerhalb einer parallelen Gruppe mit n_{par} Modulen
f_{SDM}	Frequenz des Sigma-Delta-Modulators
$I_{T,aus}$	Strom durch einen MOSFET während des Ausschaltvorgangs
$I_{T,ein}$	Strom durch einen MOSFET während des Einschaltvorgangs
i_T	Strom durch einen MOSFET
I_{NV}	Laststrom der Nebenverbraucher
$i_{Bat,k}$	Batteriestrom des k -ten Moduls
$\bar{i}_{Bat,m,k}$	mittlerer Batteriestrom des k -ten Moduls in Phase m über eine elektrische Periode
$i_{Bat,m,k}$	Batteriestrom des k -ten Moduls in Phase m
i_{Bat}	Batteriestrom
$I_{Entlade}$	maximaler Entladestrom eines SMs
I_{Lade}	maximaler Ladestrom eines SMs
\bar{i}_m	Mittelwert des Phasenstroms der Phase m
\hat{i}_m	Amplitude des Phasenstroms der Phase m
$I_{mod,cc}$	maximaler Modulstrom, der im ungünstigsten Fall durch Kreisströme erzeugt werden kann
i_m	Iststrom der Phase m
$I_{SPM,cc}$	maximaler Sternpunktmodulstrom, der im ungünstigsten Fall durch Kreisströme erzeugt werden kann
\bar{i}_{SPM}	mittlerer Batteriestrom der Sternpunktmodule
i_{SPM}	Batteriestrom der Sternpunktmodule
\dot{i}_{Bat}	Vektor aller Batterieströme
$\dot{i}_{Bat,st}$	Batterieströme der Sternpunktmodule
λ_{jk}	Anteil des k -ten Moduls am Phasenstrom im Phasenschaltzustand Z_j
λ_k	Anteil des k -ten Moduls am Phasenstrom
λ_{bal}	Gewichtungsfaktor des aktiven Ladungsausgleichs
λ_V	Gewichtungsfaktor der Verlustenergie
λ_{Mod}	Verhältnis der Modulladung zur Gesamtladung

m	Phasenindex mit $m \in \{U, V, W\}$
n_Z	Anzahl der vorausgewählten Phasenschaltzustände Z_i
N	Nachfolgermatrix, die jedem Zustand Z_i maximal 6 Nachfolgezustände zuordnet
n_{Mod}	Anzahl an SM innerhalb einer Phase
N_-	X_- -verbindender Sternpunktanschluss
$n_{\text{par,SPM},m}$	Anzahl an SM der Phase m im Sternpunkt
$n_{\text{par,SPM,tot}}$	Anzahl an SM parallel zum Sternpunkt
n_{par}	Anzahl an SM innerhalb einer parallelen Gruppe
N_+	X_+ -verbindender Sternpunktanschluss
p_a	parallele Verschaltung a
p_b	parallele Verschaltung b
ϕ_{el}	Phasenwinkel des Phasenstroms
ϕ	Phasenversatz zwischen Phasenspannung und -strom
$P_{V,\text{Bat}}$	Verlustleistung innerhalb der Batterie
$P_{V,\text{cond}}$	Durchlassverlustleistung eines MOSFETs
$P_{V,\text{ohm}}$	ohmsche Verlustleistung des MMSPCs
p	parallele Verschaltung (a oder b)
Q_1	im Mittel entnommene Ladung eines Sternpunktmoduls über eine el. Periode
$Q_{2,\dots,n_{\text{Mod}}}$	im Mittel entnommene Ladung eines Sternpunktmoduls über eine el. Periode
$R_{\text{DS,on}}$	Durchlasswiderstand eines MOSFETs
R_{H}	Ersatzwiderstand im High-Side-Pfad
R_i	Vereinfachter Innenwiderstand der Batterie eines Moduls
R_{L}	Ersatzwiderstand im Low-Side-Pfad
\mathbf{R}_m	Hilfsmatrix zur Berechnung der Stromaufteilung
\mathbf{r}_m	Hilfsvektor zur Berechnung der Stromaufteilung
R_m	äquivalenter Phasenwiderstand der Phase m
R_{σ}	Summe aus Innenwiderstand und vier Leistungshalbleitern: $R_{\sigma} = R_i + 4R_{\text{DS,on}}$
$R_{2\text{T}}$	Summe der Widerstände von zwei Leistungshalbleitern: $R_{2\text{T}} = 2R_{\text{DS,on}}$
$R_{4\text{T}}$	Summe der Widerstände von vier Leistungshalbleitern: $R_{4\text{T}} = 4R_{\text{DS,on}}$
R_U	äquivalenter Phasenwiderstand der Phase U
R_V	äquivalenter Phasenwiderstand der Phase V

R_W	äquivalenter Phasenwiderstand der Phase W
$\sigma_{I,st}$	Summe der Batterieströme $i_{Bat,k}$ der Module im Sternpunkt
σ_I	Summe der Batterieströme $i_{Bat,k}$ innerhalb einer parallelen Gruppe
s_-	seriell-negative Verschaltung
\overline{SoC}_m	durchschnittlicher SoC der Phase m
\overline{SoC}	durchschnittlicher SoC aller Phasen
$SoC_{m,k}$	SoC des k -ten SMs in Phase m
SoC	SoC eines SMs
s_+	seriell-positive Verschaltung
t_0	Zeitpunkt zu dem der Ein- bzw. Ausschaltvorgang eines MOSFETs beginnt
t_{aus}	Ausschaltzeit eines MOSFET
t_{ein}	Einschaltzeit eines MOSFET
T	Temperatur der Batterie
u_{CM}	Gemessene Gleichtaktspannungskomponente
u_T	Spannungsabfall an einem MOSFET
U_{diff}	maximaler Spannungsunterschied bei dem benachbarte Module noch parallelisiert werden dürfen
\hat{U}_m	Amplitude der Phasenspannung der Phase m
v_{CM}	aufmodulierte diskrete Gleichtaktspannungskomponente
v_\uparrow	Spannungserhöhung
v_i	Spannungslevel der Phasenschaltzustands Z_i
v_m^*	Sollspannungsstufe der Phase m
v_m	Spannungsstufe der Phase m als Element der Menge $\{-n_{Mod} + 1, -n_{Mod} + 2, \dots, 0, 1, \dots, n_{Mod}\}$ für die asymmetrische Modultopologie
v_\downarrow	Spannungsreduzierung
\mathbf{V}_{sched}	Sollspannungsmatrix inklusive Gleichtaktspannung
v	Funktion zur Abbildung des Phasenschaltzustands Z_i auf die entsprechende Spannungsstufe
W	Tripel zur Beschreibung des Schalzustands aller drei Phasen
w_m	Phasenschaltzustand einer Phase als Element der Menge W_{ph}
W_{ph}	Menge der ausgewählten Schaltzustandskombinationen einer Phase

w	konkreter Phasenschaltzustand
X_-	eingangsseitiger negativer Anschluss eines SMs
X_+	eingangsseitiger positiver Anschluss eines SMs
Y_-	ausgangsseitiger negativer Anschluss eines SMs
Y_+	ausgangsseitiger positiver Anschluss eines SMs
Z	Kombination der Modulschaltzustände innerhalb einer Phase
Z_i	Phasenschaltzustand dargestellt als n_{Mod} -Tupel
z_k	Modulschaltzustand des k -ten Moduls
Z_m	Phasenschaltzustand der Phase m
z	Modulschaltzustand eines Moduls

Spezifische Größen der Batterieemulation

a_1	Aussteuergrad einer Halbbrücke des ZQS
a_2	Aussteuergrad einer Halbbrücke des ZQS
a_3	Aussteuergrad einer Halbbrücke des ZQS
a_{ZQS}	Aussteuergrad des Synchronwandlers
C_A	Ausgangskapazität des Synchronwandlers
C_E	Eingangskapazität des LLC-Resonanzwandlers
C_r	Resonanzkapazität des LLC-Konverters
C_{ZK}	Zwischenkreiskapazität zwischen LLC-Resonanzwandler und ZQS
$\Delta E_{\text{V,Bat}}$	Verlustenergie der Batterie während eines LWL-Kommunikationszyklus
ΔQ_{Bat}	entnommene Ladungsmenge Q während eines LWL-Kommunikationszyklus
ΔI_L	Stromrippel des Synchronwandlers
f_{ZQS}	Schaltfrequenz des ZQS
f_{rs}	Resonanzfrequenz des kompletten LLC-Serienschwingkreises
f_r	Resonanzfrequenz des LLC-Resonanzwandlers
f_s	Schaltfrequenz des LLC-Resonanzwandlers
F_x	normierte Schaltfrequenz f_s/f_r
G	Verstärkungsfaktor des LLC-Konverters
i_0^*	Sollwert der Null-Komponente i_0
i_0	Null-Komponente der ZQS-Phasenströme
i_E	Eingangsstrom des ZQS
i_{L1}	Spulenstrom einer Phase des ZQS

i_{L2}	Spulenstrom einer Phase des ZQS
i_{L3}	Spulenstrom einer Phase des ZQS
\bar{i}_L	Mittelwert des Drosselstroms i_L über eine Modulationsperiode
$i_{L\sigma,k}^*$	Sollsummenstrom des ZQS zum Zeitpunkt k
$i_{L\sigma,k}$	Summenstrom des ZQS zum Zeitpunkt k
$i_{L\sigma}^*$	Sollsummenstrom des ZQS
$i_{L\sigma}$	Summenstrom des ZQS bestehend aus i_{L1} , i_{L2} und i_{L3}
i_L	Spulenstrom des Synchronwandlers
I_A	Ausgangsstromeffektivwert des ZQS
$i_{A,k}$	Ausgangsstrom des ZQS zum Zeitpunkt k
i_α^*	Sollwert der Alpha-Komponente i_α
i_α	Alpha-Komponente der ZQS-Phasenströme
i_A	Ausgangsstrom des ZQS
I_{Bat}	Batteriestrom im Frequenz- bzw. zeitdiskreten Bereich
i_β^*	Sollwert der Beta-Komponente i_β^*
i_β	Beta-Komponente der ZQS-Phasenströme
$I_{C,A}$	Stromeffektivwert des ZQS-Ausgangskondensators
$i_{C,A}$	Strom des ZQS-Ausgangskondensators
$I_{C,E}$	Stromeffektivwert des ZQS-Eingangskondensators
i_k	zeitdiskreter Batteriestrom i_{Bat} zum Zeitpunkt k
$i_{r,p}$	primärseitiger Resonanzstrom des LLC-Konverters
$i_{r,s}$	sekundärseitiger Resonanzstrom des LLC-Konverters
K_1	Hilfsvariable zur Berechnung des Batteriemodells
K_2	Hilfsvariable zur Berechnung des Batteriemodells
K_3	Hilfsvariable zur Berechnung des Batteriemodells
$K_{I,i}$	Integrationsbeiwert des Stromreglers
$K_{I,u}$	Integrationsbeiwert des Spannungsreglers
$K_{P,i}$	Proportionalitätsbeiwert des Stromreglers
$K_{P,u}$	Proportionalitätsbeiwert des Spannungsreglers
$K_{T,i}$	Totzeitbeiwert des Stromreglers
$L_{h,s}$	transformierte Hauptinduktivität des Serienschwingkreises
L_h	Hauptinduktivität des Resonanztransformators
L_r	Resonanzinduktivität des LLC-Konverters
L_σ	Streuinduktivität des Resonanztransformators
L	Serieninduktivität des Synchronwandlers
m_{ZQS}	Hilfsvariable zur Berechnung der Kondensatoreffektivströme
M_i	Vorsteuerfaktor des Stromreglers

m_L	Verhältnis der Hauptinduktivität zur Resonanzinduktivität
M_u	Vorsteuerfaktor des Spannungsreglers
N_1	Anzahl der primärseitigen Windungen des Transformators
N_2	Anzahl der sekundärseitigen Windungen des Transformators
n_{ZQS}	Anzahl der Phasen des ZQS
P_{LLC}	Nominalleistung des LLC-Konverters
Q_L	Gütefaktor des Resonanzkreises
$R'_{i,s}$	transformierter Widerstand des Serienschwinkreises
R'_1	Eingangswiderstand des Tiefsetzstellers
R_L	parasitärer Serienwiderstand einer Drossel
R	Serienwiderstand des Synchronwandlers
T_1	Temperaturwert der ZQS
T_2	Temperaturwert der ZQS
T_3	Temperaturwert der ZQS
T_A	diskrete Abtastzeit des Batteriemodells
τ_L	Zeitkonstante des RL-Glieds
$\tau_{i,1}$	Zeitkonstante des Führungsverhaltens des Stromzustandsreglers
$\tau_{i,2}$	Zeitkonstante der Regelabweichung des Stromzustandsreglers
τ_Σ	Zeitkonstante des Eigenwerts z_Σ
$\tau_{u,1}$	Zeitkonstante des Führungsverhaltens des Spannungsreglers
$\tau_{u,2}$	Zeitkonstante der Regelabweichung des Spannungsreglers
T_e	Einschaltdauer des ZQS
T_{KK}	Temperaturwert am Kühlkörper der ZQS
T_M	Modulationsperiodendauer des ZQS
T_R	Periodendauer eines Regelzyklus des ZQS
$T_{R,i}$	Periodendauer des Stromreglers
$T_{R,u}$	Periodendauer des Spannungsreglers
$T_{tot,u,mess}$	Totzeit der Spannungsmessung
T_{ZQS}	Periodendauer des ZQS
u_0^*	Sollwert der Null-Komponente u_0
u_0	Null-Komponente der ZQS-Phasenspannungen
$u_{A,0}$	initiale Ausgangsspannung des ZQS
U_A	Ausgangsspannung des ZQS
$u_{A,k}$	Ausgangsspannung des ZQS zum Zeitpunkt k
u_α^*	Sollwert der Alpha-Komponente u_α
u_α	Alpha-Komponente der ZQS-Phasenspannungen
u_A^*	Sollausgangsspannung des ZQS

u_A	Ausgangsspannung des ZQS
$u_{\text{Bat},k}$	zeitdiskrete Batterieklemmenspannung zum Zeitpunkt k
u_β^*	Sollwert der Beta-Komponente u_β^*
u_β	Beta-Komponente der ZQS-Phasenspannungen
U_E	Eingangsspannung der DAB
u_L	Spannungsabfall über L
$u_{\text{OCV},k}$	zeitdiskrete Leerlaufspannung zum Zeitpunkt k
${}^1\hat{u}_0$	Amplitude der Grundschiwingung der Resonanzkreisausgangsspannung
$u_{\text{RC},k}$	zeitdiskreter Spannungsabfall am R_1C_1 -Glied zum Zeitpunkt k
U_{RC}	zeitdiskreter Spannungsabfall am R_1C_1 -Glied
$u_{\text{R},k}$	zeitdiskreter Spannungsabfall an R_0 zum Zeitpunkt k
$u_{\text{S}1}^*$	Sollstellspannung einer Halbbrücke des ZQS
$u_{\text{S}1}$	Stellspannung einer Halbbrücke des ZQS
$u_{\text{S}2}^*$	Sollstellspannung einer Halbbrücke des ZQS
$u_{\text{S}2}$	Stellspannung einer Halbbrücke des ZQS
$u_{\text{S}3}^*$	Sollstellspannung einer Halbbrücke des ZQS
$u_{\text{S}3}$	Stellspannung einer Halbbrücke des ZQS
${}^1\hat{u}_{\text{sw}}$	Amplitude der Grundschiwingung der Resonanzkreiseingangsspannung
${}^1u_{\text{sw}}$	Grundschiwingung der Resonanzkreiseingangsspannung
u_{sw}	Resonanzkreiseingangsspannung
u_{S}	Stellspannung einer Halbbrücke des Synchronwandlers
U_{ZK}	Zwischenkreisspannung der DAB
\ddot{u}	Windungsverhältnis des Transformators
$z_{i,1}$	Eigenwert des Stromzustandsreglers
$z_{i,2}$	Eigenwert des Stromzustandsreglers
z_Σ	Eigenwert des Spannungszustandsreglers
$z_{u,1}$	Eigenwert des Spannungszustandsreglers
$z_{u,2}$	Eigenwert des Spannungszustandsreglers

Abbildungsverzeichnis

1.1	Beispielhafte Darstellung einer 8s4p-Fahrzeugbatterie nach [6] mit 2s4p-Akkumodulen	4
1.2	Gegenüberstellung der gravimetrischen Energie- und Leistungsdichten unterschiedlicher Batterietypen [11]	6
1.3	Aufbau und Funktionsweise einer Lithium-Ionen-Zelle beim Entladevorgang [9, 14]	7
1.4	Vergleich der OCV bei unterschiedlicher Zellchemie [17]	10
1.5	Elektrochemisches ESB einer Lithium-Ionen-Zelle [14]	10
1.6	Kettenleitermodell eines Finite-Length Warburg-Elements [14]	12
1.7	Vereinfachtes ESB einer Lithium-Ionen-Zelle	13
1.8	Konventioneller Antriebsstrang eines BEFs nach [23]	14
1.9	Drehstrombrückenschaltung [29]	15
1.10	Unterschiedliche Module nach [31]	16
1.11	MMSPC-Antriebsstrang mit integrierten Batteriezellen	17
2.1	Modulschaltzustand s_+	29
2.2	Modulschaltzustand s_-	29
2.3	Modulschaltzustand b_H	30
2.4	Modulschaltzustand b_L	30
2.5	Modulschaltzustand p_a	30
2.6	Modulschaltzustand p_b	31
2.7	Drei Module mit der Konfiguration s_+ , b_H und s_+	31
2.8	Drei Module mit der Konfiguration s_+ , b_L und s_+	32
2.9	Beispielkonfiguration zweier symmetrischer SM	33
2.10	Makrotopologie	34
2.11	Signalfussplan der Regelung	36

3.1	Evaluationsprüfstand bestehend aus Kontrolleinheit, AFE, Modulaufbau, Antriebs- und Lastmaschine	41
3.2	Submodul des Evaluationsprüfstands	43
3.3	ETI-DSP-System: Kontrolleinheit des Evaluationsprüfstands	43
3.4	Prinzipbild des Evaluationsprüfstands - der proprietäre parallele ETI-Bus ist durch dunkelrote Doppelpfeile dargestellt.	44
3.5	MMSPC-Aufbau, Motorsteuerung der Lastmaschine, Antriebs- und Lastmaschine	46
3.6	Prinzipbild des Automotive-Prüfstands	48
3.7	Steuerplatine des Automotive-Submoduls	49
3.8	Leistungsplatine des Automotive-Submoduls	50
3.9	Stromsensor des Automotive-Submoduls	50
3.10	Zusammengebautes Automotive-Submodul	51
3.11	Zuordnung der implementierten Funktionsblöcke	54
3.12	Automotive-Gesamtsystem	56
3.13	Drehzahl-/Drehmoment-Kennlinie beider Prüfstände	60
4.1	Topologie der Batterieemulation	65
4.2	Aufbau der BEPs als Energiequelle für den MMSPC-Evaluationsprüfstand	66
4.3	FHA-ESB des Resonanzkreises (links) und Überführung in einen reinen Serienschwingkreis (rechts)	68
4.4	Verstärkungsfaktor G für unterschiedliche Werte von m_L	69
4.5	Verstärkungsfaktor G für die finale Auslegung	71
4.6	ZQS in einphasiger Ausführung links und in dreiphasiger rechts	73
4.7	Drosselströme und Summenstrom über zwei Taktperioden	74
4.8	Stromeffektivwerte eines ZQS über den Aussteuergrad a_{ZQS}	75
4.9	ESB einer Phase des ZQS	75
4.10	Regelstrecke des ZQS	77
4.11	Modulationsverfahren und Abtastzeitpunkt der Strommessung	78
4.12	Stromzustandsregler	79
4.13	Stromzustandsregler nach [55]	81
4.14	Spannungszustandsregler nach [55]	83
4.15	Signalverarbeitung der BEP	87
4.16	Leiterplatte einer BEP (Top)	89
4.17	Leiterplatte einer BEP (Bottom)	90
4.18	Randles-ESB erster Ordnung	91
4.19	OCV der vermessenen NMC-Zelle	92
4.20	R_0 der vermessenen NMC-Zelle	92

4.21	R_1 der vermessenen NMC-Zelle	93
4.22	Zeitkonstante τ_1 der vermessenen NMC-Zelle	93
4.23	Signalfussplan des Batteriemodells	96
4.24	Kommunikation des BEP-Prüfstands	97
4.25	ETI-DSP-System des BEP-Prüfstands mit LWL-Adapterplatine	98
4.26	Am Resonanztransformator anliegende Rechteckspannung u_{sw} und primärseitiger Resonanzstrom $i_{r,p}$	102
4.27	Teilentlastendes Schalten des LLC-Resonanzwandlers	103
4.28	OCV der Bleibatterie [D1]	105
4.29	Abgleich des emulierten RC-Glied-Verhaltens einer BEP mit dem Simulationsmodell der Batterie	107
4.30	Zwei BEPs im Evaluationsprüfstand mit einer Piggyback für die Resonanzkondensatoren (rot umkreist)	107
4.31	Abgleich des Kurzzeitverhaltens einer BEP mit dem Simulationsmodell der Batterie bei $i_q = 20\text{ A}$ und $n_{mech} = 250\text{ min}^{-1}$	109
4.32	Abgleich des Kurzzeitverhaltens einer BEP mit dem Simulationsmodell der Batterie bei $i_q = 35\text{ A}$ und $n_{mech} = 450\text{ min}^{-1}$	110
5.1	ESB des Modulzustands s_+	113
5.2	Ersatzschaltbilder der Modulzustände	113
5.3	Parallele Dreiergruppe nach Fall 1	115
5.4	Parallele Dreiergruppe nach Fall 2	116
5.5	Parallele Dreiergruppe nach Fall 3	117
5.6	Parallele Dreiergruppe nach Fall 4	118
5.7	Stromverteilung zwischen parallel verschalteten Modulen in Abhängigkeit vom Innenwiderstand $R_i/R_{DS,on}$. Die Kennwerte des Evaluationsprüfstands (schwarz) und des Automotive-Prüfstands (rot) sind durch vertikale Linien gekennzeichnet.	122
5.8	ESB für eine Beispielverschaltung des Sternpunkts	123
5.9	Herleitung des Phaseninnenwiderstands einer Phase anhand der Beispielkonfiguration $Z_m = (p, s_+, p, p, s_+, s_+)$	129
5.10	Flussdiagramm zur Berechnung des äquivalenten Phasenwiderstands	132
5.11	Grundzustand $Z_m = (p, p, p, p, p, b_L)$	141
5.12	Zwei Verschaltungsmöglichkeiten bei 95 Grundzuständen ohne Bypass-Schaltung	142
5.13	Erweiterung der Grundzustände durch Verwenden von s_+ am motorzugewandten Modul bei negativen Halbwellen: $Z_m = (p, s_-, p, s_-, p, s_+)$	142

6.1	Flussdiagramm zur Berechnung des optimalen Nachfolgezustands	156
6.2	Einfluss der Gleichtaktspannung auf die Phasenspannung u_U bei 500 min^{-1} , $i_q = 30 \text{ A}$, $\lambda_V = 1$ und $\lambda_{\text{bal}} = 0$	159
6.3	SoC-Entwicklung bei 500 min^{-1} und 27 Nm und einem Umschalten von $\lambda_V = 1$ und $\lambda_{\text{bal}} = 0$ auf $\lambda_V = 0$ und $\lambda_{\text{bal}} = 1$ bei $\approx 380 \text{ s}$ (durchgezogene Linie: $m = U$, gestrichelte Linie: $m = V$, gepunktete Linie: $m = W$)	161
6.4	Verlauf der normierten Spannungsamplituden bei einem symmetrischen dreiphasigen System	162
6.5	Phasenversatz zwischen Strom und Spannung	163
6.6	Vereinfachter Stromverlauf der Sternpunktmodule im motorischen Betrieb	164
6.7	Gerichteter gewichteter Graph der Zustandstransitionen bei $n_{\text{Mod}} = 3$ und Verwendung der asynchronen Optimierung	169
6.8	Flussdiagramm zur Berechnung der optimalen Nachfolgermatrix	171
6.9	Über CAN gemessener SoC-Verlauf beim Durchfahren eines Fahrprofils. Die anfänglichen SoC-Differenzen sowohl innerhalb der Phasen als auch zwischen den einzelnen Phasen werden ausgeglichen und das System wird durchgehend im SoC-Gleichgewicht betrieben.	174
6.10	Über CAN gemessener SoC-Verlauf beim Durchfahren eines Fahrprofils mit beginnender SoC-Divergenz bei erhöhter Drehzahl	175
6.11	SoC-Abweichung innerhalb der Phase U bei prädiktivem Scheduler mit $n_Z = 126$ und aktiver Gleichtaktspannungskomponente	178
6.12	SoC-Differenz bei prädiktivem Scheduler mit aktiver Gleichtaktspannungskomponente und unterschiedlichem Zustandsraum	179
6.13	SoC-Differenz bei prädiktivem Scheduler mit $n_Z = 126$ und aktiver bzw. deaktivierter Gleichtaktspannungskomponente	180
6.14	Aktiver Ladungsausgleich bei unausgeglichenen Initialbedingungen bei 1500 min^{-1} , 125 Nm und einer um den Faktor 500 reduzierten Batteriekapazität. (durchgezogene Linie: $m = U$, gestrichelte Linie: $m = V$, gepunktete Linie: $m = W$)	181
6.15	SoC-Differenz bei prädiktivem Scheduler mit unterschiedlichem Zustandsraum und aktiver bzw. deaktivierter Gleichtaktspannungskomponente	182
6.16	SoC-Differenz zwischen asynchronem Scheduler und prädiktivem Scheduler mit $n_Z = 95$ und deaktivierter Gleichtaktspannungskomponente	183

6.17	Effizienzkennfeld des MMSPCs bei prädiktivem Scheduler mit $n_Z = 126$ und aktiver Gleichtaktspannungskomponente	185
6.18	Effizienzdiffenz bei prädiktivem Scheduler mit aktiver Gleichtaktspannungskomponente und unterschiedlichem Zustandsraum	186
6.19	Effizienzdiffenz bei prädiktivem Scheduler mit $n_Z = 126$ mit und ohne aktiver Gleichtaktspannungskomponente	186
6.20	Verlustreduzierung bei prädiktivem Scheduler mit $n_Z = 126$ durch das Hinzufügen der Gleichtaktspannungskomponente	187
6.21	Effizienzdiffenz bei prädiktivem Scheduler mit unterschiedlichem Zustandsraum und aktiver bzw. deaktivierter Gleichtaktspannungskomponente	188
6.22	Effizienzdiffenz zwischen asynchronem Scheduler und prädiktivem Scheduler mit $n_Z = 95$ und deaktivierter Gleichtaktspannungskomponente	189
6.23	Bevorzugte Schaltzustände einer Phase mit vier Modulen pro Phase und $\text{SoC}_{m,1} > \text{SoC}_{m,k}$ für $k \in \{2,3,4\}$	195
6.24	Beispielhafter Verlauf der Sollspannungsstufe und des normierten Phasenstroms für $a_{\text{MMSPC}} = 0,8$ und $\cos(\phi) = 0,7$. Die Berechnung der Ladungsänderung $\Delta Q_{2,\dots,n_{\text{Mod}}}$ während des Zeitintervalls $[t_0, t_1]$ erfolgt durch Gl. 6.32 mit $(v_m = 4) \wedge (i_m > 0)$	198
6.25	Ladungsausgleichsgrenze	198
6.26	Leistungsfaktor mit prädiktivem Scheduler	199
6.27	Ableich Ladungsausgleichsgrenze mit prädiktivem Scheduler. Schwarze Äquipotentiallinien: SoC-Differenz, rote Äquipotentiallinien: Aussteuergrad a_{MMSPC}	199
6.28	Phasenstrom in Abhängigkeit von $\cos(\phi)$ und a_{MMSPC}	201
6.29	Ladungsausgleichsgrenze mit einer zusätzlichen Strombelastung von $I_{\text{NV}} = 40$ A. Die aus Abb. 6.28 verfügbaren Stützstellen sind durch rote Kreuze markiert.	201
6.30	SoC-Abweichung innerhalb der Phase U bei prädiktivem Scheduler mit $n_Z = 126$, deaktivierter Gleichtaktspannungskomponente und $I_{\text{NV}} = 40$ A	202
6.31	Gemessener Drehzahl-Drehmoment-Bereich des erweiterten Betriebsbereichs bei einer Leistungsgrenze von 50 kW	206
6.32	Zeitlicher Drehzahl-Drehmoment-Verlauf des erweiterten Betriebsbereichs bei einer Leistungsgrenze von 50 kW	207

6.33	Aktiver Ladungsausgleich unter Verwendung des asynchronen Schedulers und erweitertem Betriebsbereich. Die in einem WLTP-Zyklus durchfahrenen Betriebspunkte sind durch Kreuze markiert.	208
6.34	Auftrittswahrscheinlichkeit der SoC-Divergenz während eines WLTP-Zyklus	209
A.1	Vereinfachung einer Sternpunktverschaltung, bei der sich zwei Sternpunktmodule im Zustand p befinden	220
A.2	Vereinfachung einer Sternpunktverschaltung, bei der sich alle Sternpunktmodule im Zustand p befinden	221
A.3	Anteil der ohmschen Batterieverluste $E_{V,Bat}$ an den Gesamtverlusten $E_{V,tot}$ bei prädiktivem Scheduling mit $n_Z = 126$ und aktiver Gleichtaktspannungskomponente	225
A.4	Anteil der ohmschen Durchlassverluste $E_{V,cond}$ an den Gesamtverlusten $E_{V,tot}$ bei prädiktivem Scheduling mit $n_Z = 126$ und aktiver Gleichtaktspannungskomponente	225
A.5	Anteil der Schaltverluste $E_{V,sw}$ an den Gesamtverlusten $E_{V,tot}$ bei prädiktivem Scheduling mit $n_Z = 126$ und aktiver Gleichtaktspannungskomponente	226
A.6	Anteil der ohmschen Verluste $E_{V,Kap}$ der Zwischenkreiskapazität an den Gesamtverlusten $E_{V,tot}$ bei prädiktivem Scheduling mit $n_Z = 126$ und aktiver Gleichtaktspannungskomponente	226

Tabellenverzeichnis

3.1	Systemparameter der Prüfstände	59
3.2	Parameter der PSM	59
3.3	Eigenschaften der Prüfstände	61
4.1	Parameter des Batteriemodells	105
5.1	Batteriestrom in Abhängigkeit von Modulschaltzustandskombinationen	114
5.2	Einfluss des k -ten Moduls auf den Phasenwiderstand	128
5.3	Zusätzlicher Phasenwiderstand abhängig von Modulzustandskombinationen	131
5.4	Auslegung der Phasenschaltzustände Z_i für $n_{\text{Mod}} = 3$	145
6.1	Sektionen im Phasenverlauf mit dazugehörigem Sternpunktmodul-Strom	163
6.2	Optimierte Nachfolgezustände für eine Phase in Abhängigkeit von der geforderten Spannung und dem Phasenstrom	173
6.3	Maximale Phasenströme des Automotive-Prüfstands in Abhängigkeit vom Betriebsbereich und der Minimalanzahl der Sternpunktmodule	212
6.4	Maximale Phasenströme des Evaluationsprüfstands in Abhängigkeit vom Betriebsbereich und der Minimalanzahl der Sternpunktmodule mit der Bedingung $ I_{\text{Entlade}} /0,38 - I_{\text{mod,cc}} > 3 I_{\text{Entlade}} - I_{\text{SPM,cc}} - I_{\text{NV}}$	212
A.1	Phasenschaltzustände Z_i , die im Bereich OA3 eingesetzt werden dürfen, für $n_{\text{Mod}} = 3$ und $n_Z = 95$	224

Literaturverzeichnis

Eigene Veröffentlichungen

- [E1] C. Korte, E. Specht, M. Hiller und S. Goetz, „Efficiency evaluation of MMSPC/CHB topologies for automotive applications“, in *2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Dez. 2017, S. 324–330.
- [E2] T. Merz, N. Hellmann, E. Specht und M. Hiller, „Target Current Modulation as a Novel Approach for Active Balancing in Automotive MMSPCs“, in *2022 IEEE 23rd Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2022, S. 1–8.
- [E3] D. Simon und E. Specht, „Verfahren und System zu einem Notfallbetrieb für einen modularen Multilevelkonverter“, dt. Patentanmeld. DE102022120005, Offenlegung ausstehend.
- [E4] S. Götz und E. Specht, „Kühlung von leistungselektronischen Schaltungen“, dt. Patentanmeld. DE102018109920A1, Okt. 2019.
- [E5] S. Götz, M. Jaensch, T. Kacetl, J. Kacetl, H. Dibos, E. Specht und C. Korte, „Elektrische Anordnung“, dt. Patentanmeld. DE102018109920A1, Okt. 2019.
- [E6] S. Götz, M. Jaensch, J. Kacetl, T. Kacetl, H. Dibos, E. Specht und C. Korte, „Batterieauslegung eines Fahrzeugs mit mehreren Antriebsmotoren“, dt. Patentanmeld. DE102018106307A1, Sep. 2019.
- [E7] C. Korte, E. Specht, S. M. Goetz und M. Hiller, „A Control Scheme to Reduce the Current Load of Integrated Batteries in Cascaded Multilevel Converters“, in *2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)*, Mai 2019, S. 1–8.

-
- [E8] D. Kraus, E. Specht, T. Merz und M. Hiller, „Optimized Real-Time Control for Modular Multilevel Converters using Adaptive Neural Networks“, in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, Sep. 2019, P.1–P.8.
- [E9] S. Götz, E. Specht, C. Korte und D. Kraus, „Verfahren und Vorrichtung zur Steuerung eines modularen Multilevelkonverters mittels neuronaler Netze“, dt. Patentanmeld. DE102019125577B3, Nov. 2020.
- [E10] J. Kacetl, T. Kacetl, C. Korte, S. Götz, E. Specht, D. Kraus und D. Simon, „Verfahren und Vorrichtung zur Steuerung eines modularen Multilevelkonverters mittels eines selbstlernenden neuronalen Netzes“, dt. Patentanmeld. DE102019125578B3, Nov. 2020.
- [E11] E. Specht, C. Aschauer, C. Korte und S. Goetz, „Direct Torque Control with Variable Level Discretization for Automotive Drives“, in *PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Mai 2017, S. 1–8.
- [E12] E. Specht, C. Korte, M. Hiller und S. Goetz, „Spectral synthesis of switching distortion in multilevel converters“, in *2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Dez. 2017, S. 950–956.
- [E13] D. Simon und E. Specht, „Verteiltes Echtzeitsystem mittels eines modularen Multilevel-Konverters“, dt. Patentanmeld. DE102020129128A1, Mai 2022.
- [E14] D. Simon, H. Schöffler, S. Lill, H. Dibos, E. Specht, C. Korte, J. Kacetl und T. Kacetl, „Verfahren und System zu einem Sicherheitskonzept einer Wechselstrombatterie“, dt. Patentanmeld. DE102020129130B3, Jan. 2022.
- [E15] D. Simon, H. Dibos und E. Specht, „Verfahren und System zu einer Schützensteuerung im Traktionssystem“, dt. Patentanmeld. DE102020129129B3, Jan. 2022.
- [E16] T. Merz, C. Korte, E. Specht und M. Hiller, „Optimizing Utilization of an MMSPC with Model Predictive Control“, in *2020 IEEE 21st Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2020, S. 1–8.

- [E17] E. Specht, S. Götz, T. Kacetyl und D. Simon, „Verfahren und System zur parallelen Schalttabellen-Optimierung für Multilevelkonverter“, dt. Patentanmeld. DE102018125728B3, Feb. 2020.
- [E18] T. Kacetyl, S. Götz, J. Kacetyl, D. Simon, M. Jaensch, E. Specht, H. Dibos und A. Weyland, „Verfahren und System zu einer Vorauswahl von Schaltzuständen für einen Multilevelkonverter“, dt. Patentanmeld. DE102020117264B3, Juni 2021.
- [E19] D. Simon, E. Specht, H. Dibos, J. Kacetyl, T. Kacetyl, M. Jaensch und S. Götz, „Verfahren und System zu einem Konfigurieren einer Wechselstrombatterie für Wechselstromladen“, dt. Patentanmeld. DE102020129132A1, Mai 2022.
- [E20] S. Götz, E. Specht, H. Dibos, M. Jaensch und C. Korte, „Verfahren und Vorrichtung zum Laden eines Energiespeichers“, dt. Patentanmeld. DE102018109925A1, Apr. 2019.
- [E21] E. Specht, C. Korte und M. Hiller, „Reducing Computation Effort by Parallel Optimization for Modular Multilevel Converters“, in *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Okt. 2018, S. 3991–3996.
- [E22] J. Kacetyl, S. Götz, D. Simon, M. Jaensch, E. Specht, H. Dibos und A. Weyland, „Verfahren zur Kompensation von Phasenspannungsungleichheiten“, dt. Patentanmeld. DE102020117435B3, Juni 2021.
- [E23] E. Specht, „Entwicklung neuer Regelalgorithmen für ein skalierbares Multilevel-Umrichterkonzept“, *Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut*, 2016.

Studentische Arbeiten

- [S1] T. Merz, „Entwurf und Implementierung von Optimierungsverfahren zur Effizienzsteigerung des Modularen Multilevel Seriell Parallel-Umrichters“, *Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut*, 2019.
- [S2] K. Walk, „Regelung eines automobilen Antriebsstrangs bestehend aus einer PMSM und einem modularen Multilevel-Umrichter“, *Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut*, 2019.

-
- [S3] I. Ramich, „Konzeption und Aufbau einer Modulplatine für einen automobilen Multilevel-Umrichter“, *Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut*, 2017.
- [S4] H. Kiene, „Entwicklung einer universellen Bus-Kommunikationsplatine für das ETI-DSP-System“, *Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut*, 2019.
- [S5] P. Zimmerschied, „Konzeption und Aufbau einer 5 kW Batterie Power Hardware in the Loop (PHiL) Emulation“, *Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut*, 2017.
- [S6] N. Menger, „Hardwareauslegung und Aufbau eines Batterie-Emulationssystems für Modulare Multilevel-Umrichter“, *Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut*, 2019.
- [S7] F. Braun, „Entwurf eines Regelalgorithmus für ein Stromrichtersystem mit Batteriemodell einer 5 kW Batterie Power Hardware in the Loop (PHiL) Emulation“, *Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut*, 2020.
- [S8] J. Kolb, „Entwurf und Implementierung eines Batteriemodells für eine 5 kW-Batterie-Power-Hardware-in-the-Loop-Emulation“, *Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut*, 2018.
- [S9] N. Hellmann, „Entwurf und Implementierung einer Batteriestrom-basierten Modulation für einen automobilen Multilevelumrichter“, *Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut*, 2020.

Datenblätter und Applikationshinweise

- [D1] FIAMM Energy Technology S.p.A., „SSLA Battery Range“, 2020.
- [D2] Infineon Technologies AG, „OptiMOS-5 Power-Transistor IPB044N15N5“, 2016.
- [D3] Traco Electronic AG, „TRACO POWER - THD 10WIN Series, 10 Watt“, 2021.
- [D4] Allegro MicroSystems LLC, „ACS773 - High Accuracy, Hall-Effect-Based, 200 kHz Bandwidth, Galvanically Isolated Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor“, 2021.

- [D5] Intel Corporation, „Intel MAX 10 FPGA Device Datasheet“, 2020.
- [D6] Texas Instruments, „TMS320C6748 Fixed- and Floating-Point DSP“, 2009.
- [D7] Altera Corporation, „Cyclone IV Device Datasheet“, März 2016.
- [D8] LEM International SA, „Current transducer LF 510-S“, 2015.
- [D9] Xilinx Inc., „Zynq-7000 SoC Data Sheet: Overview“, 2018.
- [D10] Infineon Technologies AG, „OptiMOS-5 Power-Transistor IAUT300N10S5N015“, 2017.
- [D11] Honeywell International Inc, „CSNK500M - 5000 Turn 500 Arms Current Sensor“, 2005.
- [D12] Honeywell International Inc, „CSN Series - CSNS300 Closed loop current sensor“, 2005.
- [D13] TDK Corporation, „TDK Item Description: C4532C0G2J473JT“, Mai 2019.
- [D14] Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG, „WE-HCF SMD High Current Inductor 7443641500“, 2014.
- [D15] Infineon Technologies AG, „OptiMOS-3 Power-Transistor IPB107N20NA“, 2011.
- [D16] KEMET Corporation, „KEMET Part Number: C4AQCWBW5200A3FJ“, 2018.
- [D17] TDK Corporation, „MULTILAYER CERAMIC CHIP CAPACITORS - Commercial grade, soft termination - C series“, Mai 2019.
- [D18] Cree, Inc., „C3M0065090J - Silicon Carbide Power MOSFET“, 2019.
- [D19] CUI Inc., „Series: PEM1-S; Description: DC-DC Converter“, 2017.
- [D20] STMicroelectronics, „LDFM - 500 mA very low drop voltage regulator“, 2021.
- [D21] BROADCOM, „AFBR-16xxZ and AFBR-26x4Z/25x9Z - DC-50MBd Versatile Link Fiber Optic Transmitter and Receiver for 1 mm POF and 200 µm PCS“, 2016.
- [D22] LEM, „Current Transducer HLSR-P series“, 2018.
- [D23] Texas Instruments, „ADS7886 12-Bit, 1-MSPS, Micro-Power, Miniature SAR Analog-to-Digital Converters“, 2016.
- [D24] United Chemi-Con, Inc., „LARGE CAPACITANCE ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS - SMQ Series“, Mai 2020.

Fremdliteratur

- [1] J. Biela, M. Schweizer, S. Waffler und J. W. Kolar, „SiC versus Si—Evaluation of Potentials for Performance Improvement of Inverter and DC–DC Converter Systems by SiC Power Semiconductors“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 58, Nr. 7, S. 2872–2882, 2011.
- [2] A. Bubert, K. Oberdieck, H. Xu und R. W. De Doncker, „Experimental Validation of Design Concepts for Future EV-Traction Inverters“, in *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2018, S. 795–802.
- [3] S. M. Goetz, A. V. Peterchev und T. Weyh, „Modular Multilevel Converter With Series and Parallel Module Connectivity: Topology and Control“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 30, Nr. 1, S. 203–215, Jan. 2015, ISSN: 1941-0107.
- [4] M. Kuder, J. Schneider, A. Kersten, T. Thiringer, R. Eckerle und T. Weyh, „Battery Modular Multilevel Management (BM3) Converter applied at Battery Cell Level for Electric Vehicles and Energy Storages“, in *PCIM Europe digital days 2020; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Juli 2020, S. 1–8.
- [5] A. Singer, F. Helling, T. Weyh, J. Jungbauer und H.-J. Pfisterer, „Modular multilevel parallel converter based split battery system (M2B) for stationary storage applications“, in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, 2017, P.1–P.10.
- [6] A. Karle, *Elektromobilität: Grundlagen und Praxis*, 4., aktualisierte Auflage, Ser. Hanser eLibrary. München: Hanser, 2020, ISBN: 9783446460775.
- [7] C. Klöffler, „Reichweitenverlängerung von Elektrofahrzeugen durch Optimierung des elektrischen Antriebsstranges“, Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, 2015.
- [8] C. Pastor-Fernández, T. Bruen, W. Widanage, M. Gama-Valdez und J. Marco, „A Study of Cell-to-Cell Interactions and Degradation in Parallel Strings: Implications for the Battery Management System“, *Journal of Power Sources*, Jg. 329, S. 574–585, 2016, ISSN: 0378-7753.

-
- [9] P. Kurzweil, *Elektrochemische Speicher: Superkondensatoren, Batterien, Elektrolyse-Wasserstoff, Rechtliche Rahmenbedingungen*, O. K. Dietlmeier, Hrsg., Wiesbaden, 2018.
- [10] J. P. Schmidt, „Verfahren zur Charakterisierung und Modellierung von Lithium-Ionen Zellen“, Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, 2013.
- [11] P. Braun, „Elektrische Charakterisierung und Modellierung von Festkörperbatterien“, Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.
- [12] P. Van den Bossche, F. Vergels, J. Van Mierlo, J. Matheys und W. Van Autenboer, „SUBAT: An assessment of sustainable battery technology“, *Journal of Power Sources*, Jg. 162, Nr. 2, S. 913–919, 2006, Special issue including selected papers from the International Power Sources Symposium 2005 together with regular papers, ISSN: 0378-7753.
- [13] A. Bindra, „Electric Vehicle Batteries Eye Solid-State Technology: Prototypes Promise Lower Cost, Faster Charging, and Greater Safety“, *IEEE Power Electronics Magazine*, Jg. 7, Nr. 1, S. 16–19, 2020.
- [14] E. Ivers-Tiffée, „Batterien und Brennstoffzellen“, *Universitätskript WS 2020/21*, 2020.
- [15] J. Illig, *Physically based Impedance Modelling of Lithium-Ion Cells*, Karlsruhe, 2014.
- [16] A. Kalk, Y. Salikoglu, L. Leister, D. Braeckle und M. Hiller, „Hardware-in-the-Loop Test Rig for Rapid Prototyping of Battery Management System Algorithms“, in *2022 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)*, 2022, S. 473–478.
- [17] Q. Yu, R. Xiong, L. Wang und C. Lin, „A Comparative Study on Open Circuit Voltage Models for Lithium-ion Batteries“, *Chinese Journal of Mechanical Engineering*, Jg. 31, Aug. 2018.
- [18] M. Schönleber, „Verfahren zur Charakterisierung des Niederfrequenzverhaltens von Lithium-Ionen Batterien“, Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, 2017.
- [19] M. Schönleber, D. Klotz und E. Ivers-Tiffée, „A Method for Improving the Robustness of linear Kramers-Kronig Validity Tests“, *Electrochimica Acta*, Jg. 131, S. 20–27, 2014, Electrochemical Impedance Spectroscopy, ISSN: 0013-4686.

-
- [20] M. Schönleber und E. Ivers-Tiffée, „Approximability of impedance spectra by RC elements and implications for impedance analysis“, *Electrochemistry Communications*, Jg. 58, S. 15–19, 2015, ISSN: 1388-2481.
- [21] J. Yang, B. Xia, Y. Shang, W. Huang und C. Mi, „Improved Battery Parameter Estimation Method Considering Operating Scenarios for HEV/EV Applications“, *Energies*, Jg. 10, Nr. 1, 2017, ISSN: 1996-1073.
- [22] U. Krewer, F. Röder, E. Harinath, R. Braatz, B. Bedürftig und R. Findenisen, „Review-Dynamic Models of Li-Ion Batteries for Diagnosis and Operation: A Review and Perspective“, *Journal of The Electrochemical Society*, Jg. 165, 2018.
- [23] A. Kampker, D. Vallée und A. Schnettler, Hrsg., *Elektromobilität : Grundlagen einer Zukunftstechnologie*, Berlin, 2018.
- [24] H. van Hoek, M. Boesing, D. van Treek, T. Schoenen und R. W. De Doncker, „Power electronic architectures for electric vehicles“, in *2010 Emobility - Electrical Power Train*, Nov. 2010, S. 1–6.
- [25] M. Doppelbauer, *Grundlagen der Elektromobilität: Technik, Praxis, Energie und Umwelt*, 1st ed. 2020., Ser. Springer eBook Collection. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2020, ISBN: 9783658297305.
- [26] H.-M. Fischer, *Spannungsklassen in der Elektromobilität*. Frankfurt am Main: ZVEI - Zentralverband Elektrotechnik- und Elektronikindustrie e. V., 2013.
- [27] V. Reber, „Neue Möglichkeiten durch Laden mit 800 Volt“, *Porsche Engineering Magazin*, Nr. 1, S. 10–15, 2016.
- [28] M. Urbanke, „Stromlinienform“, *Auto Zeitung*, Nr. 26, Dez. 2021.
- [29] J. Specovius, *Grundkurs Leistungselektronik: Bauelemente, Schaltungen und Systeme*, Wiesbaden, 2020.
- [30] S. D’Arco, L. Piegari und P. Tricoli, „A modular converter with embedded battery cell balancing for electric vehicles“, in *2012 Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion*, Okt. 2012, S. 1–6.
- [31] F. Helling, M. Pfaeffl, J. Huber, S. Goetz und T. Weyh, „Modular Multilevel Parallel Converter (M2PC) for electrically driven vehicles“, in *PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Mai 2014, S. 1–8.

- [32] F. Helling, S. Götz und T. Weyh, „A battery modular multilevel management system (BM3) for electric vehicles and stationary energy storage systems“, in *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications*, Aug. 2014, S. 1–10.
- [33] H. Jahn, H.-J. Pfisterer, J. Broederdorff und U. Koenzen, „Local smart grids NOW!“, in *2016 International Energy and Sustainability Conference (IESC)*, Juni 2016, S. 1–6.
- [34] A. Kersten, M. Kuder, E. Grunditz, Z. Geng, E. Wikner, T. Thiringer, T. Weyh und R. Eckerle, „Inverter and Battery Drive Cycle Efficiency Comparisons of CHB and MMSP Traction Inverters for Electric Vehicles“, in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, Sep. 2019, S. 1–12.
- [35] A. Lesnicar und R. Marquardt, „An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range“, in *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, Bd. 3, Juni 2003, vol. 3 p. 6.
- [36] R. Marquardt, „Modular Multilevel Converter: An universal concept for HVDC-Networks and extended DC-Bus-applications“, in *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA* -, Juni 2010, S. 502–507.
- [37] J. Kolb, F. Kammerer und M. Braun, „Dimensioning and design of a Modular Multilevel Converter for drive applications“, in *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, Sep. 2012, LS1a-1.1-1-LS1a-1.1–8.
- [38] S. M. Goetz, Z. Li, X. Liang, C. Zhang, S. M. Lukic und A. V. Peterchev, „Control of Modular Multilevel Converter With Parallel Connectivity—Application to Battery Systems“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 32, Nr. 11, S. 8381–8392, Nov. 2017, ISSN: 1941-0107.
- [39] S. Götz, P. Leidig, D. Kuhn, M. Jaensch und T. Schmidt, „Mechanisches und thermisches System für eine modulare Batterie mit Leistungselektronikkomponenten“, dt. Patentanmeld. DE102018103713A1, Aug. 2019.
- [40] S. Götz und M. Jaensch, „Kühlung für eine batterieintegrierte Leistungselektronik“, dt. Patentanmeld. DE102018104935A1, Sep. 2019.

-
- [41] J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai und Fang Zheng Peng, „Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 49, Nr. 4, S. 724–738, Aug. 2002, ISSN: 1557-9948.
- [42] C. Rollbühler, L. Stefanski, S. Gretzinger, J. Kolb, M. Hiller und M. Doppelbauer, „Measurement of inverter caused losses in permanent magnet synchronous machines using a modular multiphase multilevel converter“, in *2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)*, 2019, S. 1239–1245.
- [43] H. Rahimi-Eichi, U. Ojha, F. Baronti und M. Chow, „Battery Management System: An Overview of Its Application in the Smart Grid and Electric Vehicles“, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, Jg. 7, Nr. 2, S. 4–16, Juni 2013, ISSN: 1941-0115.
- [44] F. Helling, J. Glück, A. Singer und T. Weyh, „Modular multilevel battery (M2B) for electric vehicles“, in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Sep. 2016, S. 1–9.
- [45] M. Kuder, A. Singer und T. Weyh, „Multi-Engine in Modular Multilevel Converter based Split Battery Systems for Electric Vehicles“, in *PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Mai 2019, S. 1–7.
- [46] T. Kacetl, J. Kacetl, N. Tashakor und S. Goetz, „A Simplified Model for the Battery Ageing Potential Under Highly Rippled Load“, in *2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe)*, 2022, S. 1–10.
- [47] T. Kacetl, J. Kacetl, N. Tashakor, J. Fang und S. M. Goetz, „Bandwidth-Increased Ripple-Mitigating Scheduling Algorithm for Dynamically Reconfigurable Batteries“, *IEEE Access*, Jg. 10, S. 104 202–104 214, 2022.
- [48] M. Schnarrenberger, „Der Modulare Multilevel-Umrichter als dreiphasige Spannungsquelle“, Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.

- [49] S. M. Goetz, Z. Li, A. V. Peterchev, X. Liang, C. Zhang und S. M. Lukic, „Sensorless scheduling of the modular multilevel series-parallel converter: enabling a flexible, efficient, modular battery“, in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, März 2016, S. 2349–2354.
- [50] Z. Li, R. Lizana, A. V. Peterchev und S. M. Goetz, „Distributed balancing control for modular multilevel series/parallel converter with capability of sensorless operation“, in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017, S. 1787–1793.
- [51] Z. Li, R. Lizana, A. V. Peterchev und S. M. Goetz, „Predictive control of modular multilevel series/parallel converter for battery systems“, in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017, S. 5685–5691.
- [52] Z. Li, R. Lizana, Z. Yu, S. Sha, A. V. Peterchev und S. M. Goetz, „Modulation and Control of Series/Parallel Module for Ripple-Current Reduction in Star-Configured Split-Battery Applications“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 35, Nr. 12, S. 12 977–12 987, 2020.
- [53] C. Korte, „Analysis, design, and control of a modular multilevel series-parallel converter (MMSPC)“, Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, 2022.
- [54] A. Binder, *Elektrische Maschinen und Antriebe: Grundlagen, Betriebsverhalten, 2.*, aktualisierte Auflage, Ser. SpringerLink. Berlin: Springer Vieweg, 2017, ISBN: 9783662532416.
- [55] U. Nuß, *Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe, 2.*, neu bearbeitete und erweiterte Auflage. Berlin: VDE Verlag GmbH, 2017, ISBN: 9783800744138.
- [56] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen, 4.* Auflage. Berlin, Heidelberg: Springer Vieweg, 2015, ISBN: 978-3-642-30095-0.
- [57] I. Takahashi und T. Noguchi, „A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. IA-22, Nr. 5, S. 820–827, Sep. 1986, ISSN: 1939-9367.

-
- [58] M. Angulo, P. Lezana, S. Kouro, J. Rodriguez und B. Wu, „Level-shifted PWM for Cascaded Multilevel Inverters with Even Power Distribution“, in *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2007, S. 2373–2378.
- [59] M. Schäfer, W. Goetze, M. Hofmann, D. Montesinos-Miracle und A. Ackva, „Three phase transformation for simplified space vector control of multilevel inverters“, in *2015 IEEE 16th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2015, S. 1–7.
- [60] P. Aziz, H. Sorensen und J. vn der Spiegel, „An overview of sigma-delta converters“, *IEEE Signal Processing Magazine*, Jg. 13, Nr. 1, S. 61–84, 1996.
- [61] U. Schlien, *Schaltnetzteile und ihre Peripherie: Dimensionierung, Einsatz, EMV*, 7., überarbeitete und erweiterte Auflage, Ser. Springer eBook Collection. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2020, ISBN: 9783658294908.
- [62] L. Yuan, Z. Lu, J. Sun, R. Duan und Z. Zhao, „Comparative Evaluation of Isolated Bidirectional DC/DC Converter in High-Power High-Frequency Occasions“, in *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2018, S. 2285–2290.
- [63] F. Krismer, „Modeling and optimization of bidirectional dual active bridge DC-DC converter topologies“, Dissertation, Eidgenössische Technische Hochschule ETH Zürich, Zürich, 2010.
- [64] S. Abdel-Rahman, *Resonant LLC Converter: Operation and Design*, 1. Aufl. Durham, NC: Infineon Technologies North America, Sep. 2012.
- [65] E. S. Glitz und M. Ordonez, „MOSFET Power Loss Estimation in LLC Resonant Converters: Time Interval Analysis“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 34, Nr. 12, S. 11 964–11 980, 2019.
- [66] R. W. Erickson und D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 3rd ed. 2020., Ser. Springer eBook Collection. Cham: Springer International Publishing, 2020, ISBN: 9783030438814.
- [67] H. Choi, „Design Considerations for an LLC Resonant Converter“, in *Fairchild Power Seminar*, 2007.
- [68] C. Parisi, *Application Report - Multiphase Buck Design From Start to Finish (Part 1)*. Dallas, Texas: Texas Instruments Incorporated, 2021.

- [69] D. Schröder und R. Marquardt, Hrsg., *Leistungselektronische Schaltungen : Funktion, Auslegung und Anwendung*, 4., aktualisierte und erweiterte Auflage, Ser. SpringerLinkSpringer eBook Collection. Berlin: Springer Vieweg, 2019, ISBN: 9783662553251.
- [70] T. Beier und P. Wurl, *Regelungstechnik: Basiswissen, Grundlagen, Anwendungsbeispiele; mit 277 Bildern, 30 Tabellen, 27 Aufgaben und Lösungen*. München: Carl Hanser Fachbuchverlag, 2013, ISBN: 9783446432659; 3446432655.
- [71] O. Föllinger, *Regelungstechnik: Einführung in die Methoden und ihre Anwendung*, 12., überarbeitete Auflage. Berlin: VDE Verlag, 2016, ISBN: 9783800742028.
- [72] M. Brodatzki, F. Kammerer und M. Braun, „Decoupled circulating- and output-current control of parallel inverter systems“, in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2016, S. 3311–3316.
- [73] J. Beyerer, *Automatische Sichtprüfung: Grundlagen, Methoden und Praxis der Bildgewinnung und Bildauswertung*, 2. Aufl. 2016, F. Puente León und C. Frese, Hrsg., Ser. SpringerLinkSpringer eBook Collection. Berlin, Heidelberg: Springer Vieweg, 2016, ISBN: 9783662477861.
- [74] F. Sommer, N. Menger, T. Merz und M. Hiller, „Accurate Time Domain Zero Voltage Switching Analysis of a Dual Active Bridge with Triple Phase Shift“, in *2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe)*, 2021, S. 1–9.
- [75] K. Uddin, A. D. Moore, A. Barai und J. Marco, „The effects of high frequency current ripple on electric vehicle battery performance“, *Applied Energy*, Jg. 178, S. 142–154, 2016, ISSN: 0306-2619.
- [76] K. Uddin, L. Somerville, A. Barai, M. Lain, T. Ashwin, P. Jennings und J. Marco, „The impact of high-frequency-high-current perturbations on film formation at the negative electrode-electrolyte interface“, *Electrochimica Acta*, Jg. 233, S. 1–12, 2017, ISSN: 0013-4686.
- [77] I. Evtimov, R. Ivanov und M. Sapundjiev, „Energy consumption of auxiliary systems of electric cars“, *MATEC Web of Conferences*, Jg. 133, S. 06 002, Jan. 2017.

-
- [78] M. Schücking, P. Jochem, W. Fichtner, O. Wollersheim und K. Stella, „Influencing factors on specific energy consumption of EV in extensive operations“, Englisch, in *29th International Electric Vehicle Symposium 2016 (EVS29) : Montréal, Canada, 19-22 June 2016. Vol.: 1*, Curran, 2016, S. 195–203, ISBN: 978-151083270-1.