Direkte Multivariablenregelung von Modularen Multilevel Umrichtern

Daniel Dinkel

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Universität der Bundeswehr München zur Erlangung des akademisches Grades eines

Doktor-Ingenieurs
(Dr.-Ing.)

genehmigten Dissertation.

Gutachter 1:	Prof. Dr.-Ing. Rainer Marquardt
Gutachter 2:	Prof. Dr. rer. nat. habil. Claus Hillermeier
Gutachter 3:	Prof. Dr. Hans-Peter Nee

Die Dissertation wurde am 17.01.2022 bei der Universität der Bundeswehr München eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik am 26.04.2022 angenommen. Die mündliche Prüfung fand am 19.05.2022 statt.

Vorwort

Die vorliegende Arbeit ist während meiner wissenschaftlichen Arbeit bei der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik an der Universität der Bundeswehr München entstanden. Meine Tätigkeit begann im Jahr 2016 und bestand seither aus einer Zusammenarbeit zwischen dem Lehrstuhl für Leistungselektronik und Steuerungen sowie dem Lehrstuhl für Automatisierungs- und Regelungstechnik. Insgesamt hat sich diese Kooperation als sehr vorteilhaft erwiesen, weil dadurch das Fachwissen aus zwei Bereichen der Elektrotechnik vereint wurde. Im Hinblick auf die anspruchsvolle Regelung des Modularen Multilevel Umrichters, welche einen zentralen Forschungsschwerpunkt darstellte, sind daraus zahlreiche neue Lösungsansätze entstanden.

Ganz besonders möchte ich meinem ersten Doktorvater, Herrn Prof. Dr. Rainer Marquardt, danken. Seine zukunftsweisenden Ideen gepaart mit einer Genialität und langjähriger Erfahrung, auch außerhalb des Fachbereichs der Leistungselektronik, haben wesentlich zu den Ergebnissen dieser Arbeit beigetragen. Er hat eine einzigartige Art und Weise Problemstellungen anzugehen, diese auf ein verständliches Maß zu vereinfachen und daraus neuartige Lösungsansätze zu entwickeln. Ich bedanke mich für die intensive Betreuung sowie die zahlreichen fachlichen Diskussionen, die auch noch während seines Ruhestands regelmäßig stattfanden.

Im gleichen Maße möchte ich mich bei meinem zweiten Doktorvater, Herrn Prof. Dr. Claus Hillermeier, bedanken. Insbesondere bei der mathematischen Systemmodellierung und der Umsetzung von erarbeiteten Regelungskonzepten konnte ich unheimlich viel von ihm lernen. Ich blicke auch hier auf eine enge Betreuung mit regelmäßigen fachlichen Gesprächen zurück. Er war ein Chef der immer hinter mir stand und auch für persönliche Anliegen immer ein offenes Ohr hatte.

Mein Dank gilt ebenfalls Herrn Prof. Dr. Hans-Peter Nee, der als internationaler Experte auf dem Fachgebiet des MMC und der Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung äußerst wertvolle Anmerkungen und konstruktive Vorschläge für diese Arbeit einbrachte. Außerdem möchte ich mich bedanken, dass er als Gutachter diese Arbeit bewertet hat.

Dem Vorsitzenden der Promotionskommission, Herrn Prof. Dr. Linus Maurer, möchte ich für die Organisation danken.

Ebenfalls danke ich meinen Kolleginnen und Kollegen für die Unterstützung. Die generelle Hilfsbereitschaft und das freundschaftliche Miteinander habe ich sehr zu schätzen gewusst.

Abschließend möchte ich meinen Eltern ein großes Dankeschön aussprechen. Ihr habt mich auf meinem gesamten Lebensweg unterstützt und standet mir immer mit Rat und Tat zur Seite. Insbesondere mein Vater, Hans-Martin Dinkel, hat wesentlich dazu beigetragen, dass mein Weg in die Elektrotechnik geführt hat. Leider hat er den Abschluss dieser Arbeit nicht mehr miterleben dürfen.

Kurzfassung

Modulare Multilevel Umrichter (MMC) haben sich im Stand der Technik als favorisierte Topologie für Hochspannungs- und Hochleistungsanwendungen etabliert. Die vorteilhaften Eigenschaften eines MMC, wie die Redundanz und Ausfallsicherheit, der hohe Wirkungsgrad, die industrielle Skalierbarkeit sowie die Fähigkeit zur elektronischen Beherrschung von Fehlern sind insbesondere für den Einsatz in der Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung (HGÜ) geeignet. Für eine ganzheitliche Nutzung dieser Vorteile, sowie zur Erfüllung des hohen Anforderungsprofils in modernen Anwendungen, sind neben Verbesserungen der Hardware (Submodultopologien und Halbleiterbauelemente) auch angepasste Regelungskonzepte notwendig.

In dieser Arbeit wird das Konzept der direkten Multivariablenregelung (MVC) vorgestellt, welche eine entkoppelte und hochdynamische Regelung aller sechs Freiheitsgrade (Gleichstrom, Wechselströme, Kreisströme und Gleichtaktspannung) ermöglicht. Für jede dieser Variablen werden individuelle Toleranzbänder eingeführt, welche die Abweichungen von den Sollwerten strikt begrenzen und auch in Fehlerszenarien eingehalten werden. Dies gelingt durch die im Konzept vorgesehene direkte Stromregelung, wodurch minimale Totzeiten erzielt werden und eine Robustheit gegenüber den veränderlichen Parametern der externen Netze (DC und AC) erreicht wird. Auf Basis eines Simulationsmodells und eines skalierten Hardwareaufbaus mit 96 Vollbrücken-Submodulen wird die stationäre und dynamische Leistungsfähigkeit der MVC analysiert.

Abstract

Modular multilevel converters (MMC) have become established in the state of the art as the favored topology for high-voltage and high-power applications. The advantageous properties of an MMC, such as redundancy and fail-safety, high efficiency, industrial scalability, and the ability to electronically manage faults, are particularly suitable for use in high-voltage DC transmission (HVDC). For a holistic utilization of these advantages, as well as for the fulfillment of the demanding requirements in modern applications, adapted control concepts are necessary in addition to improvements of the hardware (submodule topologies and semiconductor components).

In this work, the concept of direct multivariable control (MVC) is presented, which allows decoupled and highly dynamic control of all six degrees of freedom (direct current, alternating currents, circulating currents and common mode voltage). Individual tolerance bands are introduced for each of these variables, which strictly limit the deviations from the reference values and are maintained even in fault scenarios. This is achieved by the direct current control included in the concept, which results in minimum dead times and robustness against changing system parameters. Based on a simulation model and a scaled hardware setup with 96 full-bridge submodules, the steady-state and dynamic performance of the MVC is analyzed.

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung **1**
1.1 Stand der Technik: MMC- und Submodultopologien . . . 1
1.2 Vorgehen und Zielsetzung . . . 6

2 Grundlagen des Modularen Multilevel Umrichters **7**
2.1 Struktur und Aufbau . . . 7
2.2 Ersatzschaltbild der externen Systeme . . . 9
2.3 Dynamik der Ströme und Spannungen . . . 11

3 Leistungs- und Energieregelung **17**
3.1 Herleitung . . . 17
3.2 Optimierung des stationären Betriebes . . . 21
3.3 Stand der Technik zur Energieregelung . . . 25
3.4 Momentanleistungsregler . . . 26

4 Multivariable Control **29**
4.1 Einleitung . . . 29
4.2 Stand der Technik zur Stromregelung und Modulation . . . 29
4.2.1 Nearest-Level-Modulation . . . 30
4.2.2 Space-Vector-Modulation . . . 31
4.2.3 Toleranzbandmodulation . . . 31
4.2.4 Phase-Shifted Carrier und Level-Shifted Carrier . . . 32
4.2.5 Prädiktive Modulation . . . 33
4.2.6 Modellprädiktive Regelung . . . 33
4.2.7 Symmetrierung der Kondensatorspannungen im Zweig . . . 37
4.3 Aufgabenstellung und Ziele der MVC . . . 39
4.4 Eingangsgrößen der MVC . . . 41
4.4.1 Messwerterfassung und Verarbeitung . . . 41
4.4.2 Voraussetzungen für die Stromregelung . . . 42
4.4.3 Spannungs- und Stromfehler . . . 43
4.4.4 Bedeutung der effektiven Induktivitäten . . . 43
4.5 Auswahl von vordefinierten Spannungszeigern . . . 45
4.5.1 Einzel-, Zweier- und Dreierschaltungen . . . 45
4.5.2 Priorisierung der Freiheitsgrade . . . 49
4.6 Toleranzbänder und Normierung . . . 51
4.6.1 Stromtoleranzbänder . . . 51
4.6.2 Spannungstoleranzbänder . . . 53
4.6.3 Gesamtfehler und Toleranzbandüberprüfung . . . 56
4.7 Lookup-Table zur Auswahl von Schaltkombinationen . . . 60
4.7.1 Verwendung vordefinierter CC- und AC-Spannungszeiger . . . 60
4.7.2 Regelung des DC- und CM-Gesamtfehlers . . . 61
4.7.3 Lookup-Table . . . 63
4.7.4 Sortier- und Selektionsalgorithmus . . . 65

5 Realisierung **67**
5.1 Entwicklung eines Simulationsmodells . . . 67

5.2 Entwicklung eines Hardwareprototypen . . . 68
5.2.1 Submodule und MMC . . . 69
5.2.2 Zweigstrommessung und digitale Filterung . . . 71
5.2.3 Kommunikation (SM-MVC) . . . 71
5.2.4 Kommunikation (MVC-Realtime Box) . . . 74
5.2.5 Vorladen der Submodulkondensatoren . . . 75
5.2.6 State Machine und Sicherheitsfunktionen . . . 76
5.2.7 Reglerbandbreite und Timing . . . 79

6 Auswertung **81**
6.1 Schaltfrequenzanalyse . . . 82
6.1.1 Einfluss von ξ_{CC}, ξ_{AC} und κ_{CC}, κ_{AC} . . . 84
6.1.2 Einfluss von ξ_{DC} und κ_{DC} . . . 85
6.1.3 Einfluss von κ_{CM} . . . 90
6.1.4 Einfluss der Zweiginduktivität L_e . . . 92
6.2 Stationärer Betrieb . . . 95
6.3 Dynamische Sollwertänderungen . . . 106
6.4 Externer DC-Spannungseinbruch . . . 108
6.5 Robustheit gegenüber Parametrierungsfehlern . . . 111
6.6 AC-Phasensprung . . . 113

7 Zusammenfassung und Ausblick **115**

A Ausführliche Herleitungen **117**
A.1 Herleitung der momentanen 3-phasigen AC-Leistung . . . 117
A.2 Zusätzliche Bemerkungen zu den Spannungsfehlern und Stromfehlern . . . 117
A.3 Überprüfung sechseckiger Toleranzbänder . . . 118
A.4 Energieregelung auf Basis der Grundfrequenz . . . 120
A.4.1 Referenzenergieverläufe . . . 124

B Weitere Ansätze zur Realisierung einer MVC **127**
B.1 Modellprädiktive Regelung . . . 127
B.2 Optimierung einer Serie aus zwei Schaltungen . . . 128

Abbildungsverzeichnis **135**

Symbolverzeichnis **139**

Akronyme **141**

Literaturverzeichnis **143**

1 Einleitung

Ein weltweiter Umstieg von den fossilen Energiequellen zu erneuerbaren Energien ist für den Klimaschutz notwendig [1–3]. Dies ist mit neuen Aufgabenstellungen in der elektrischen Energieversorgung verbunden, welche durch technisch und wirtschaftlich gute Lösungen erfüllt werden müssen. Die fluktuierende, volatile Verfügbarkeit von regenerativen Energien erfordert eine funktionale Erweiterung der vorhandenen AC-Netze. Dafür sind vermaschte Hochspannungs-Gleichspannungs-Übertragungsnetze (HGÜ, en.: High Voltage Direct Current, HVDC) besonders geeignet, welche eine steuerbare Leistungsverteilung, eine verbesserte Ausfallsicherheit und die Stabilisierung der bestehenden AC-Systeme ermöglichen [4–6]. Derartige DC-Netze sind auch im Mittelspannungsbereich (en.: Medium Voltage Direct Current, MVDC) vorgesehen, um den steigenden Energiebedarf insbesondere von Städten zu decken [7–9]. Untersuchungen zeigen, dass durch die weiter fortschreitende Elektrifizierung der Industrie aber auch des privaten Sektors Handlungsbedarf für derartige Netze besteht [10].

Die beschriebenen Vorhaben erfordern leistungselektronische Umrichter, welche flexibel steuerbare Verbindungen zwischen AC- und DC-Netzen ermöglichen. Diese Umrichter haben hohe Anforderungen zu erfüllen [11, 12]:

- Hoher Wirkungsgrad.
- Höchste Zuverlässigkeit, Redundanz und Ausfallsicherheit.
- Schnelle Beherrschung und Klärung von Fehlerfällen im AC- und DC-System ohne Unterstützung von mechanischen Schaltgeräten.
- Gute industrielle Skalierbarkeit und Modularität zur Anpassungsfähigkeit an die Spannungs- und Leistungsniveaus.

1.1 Stand der Technik: MMC- und Submodultopologien

Voltage-Source-Converter (VSC) bieten im Vergleich zu Current-Source-Convertern (CSC) und Matrix Umrichtern größeres Entwicklungspotential und bessere Eigenschaften für den Einsatz in zukünftigen Anwendungen [12–14]. Hervorzuheben ist der Modulare Multilevel Umrichter (en.: Modular Multilevel Converter, MMC), welcher sich aufgrund zahlreicher Vorteile insbesondere in Hochleistungs- und Hochspannungsanwendungen als bevorzugte Topologie etabliert hat [15–17]:

- Modularität und Skalierbarkeit durch baugleiche Submodule.
- Zuverlässigkeit durch inhärente Redundanz.
- Verteilte Energiespeicher (Kondensatoren) in den Submodulen und keine passiven Filter an den Netzseiten – insbesondere keine Kondensatorbatterie an der DC-Netzseite.
- Entkoppelte Regelung der DC- und AC-Größen und hohe Dynamik ermöglichen die elektronische Beherrschung von netzseitigen Fehlern.
- Entfall passiver Filter sowohl an der AC- als auch an der DC-Netzseite.
- Räumlich und konstruktiv freizügiger Aufbau der Hauptstromschaltung.

- Sehr hoher Wirkungsgrad u.a. durch reduzierte Schaltfrequenz der Halbleiter.

Durch die Verwendung von baugleichen Submodulen werden die Halbleiterschalter nicht mehr am Spannungsniveau der externen Systeme, sondern auf Basis der für das Submodul gewählten Kondensatorspannung ausgelegt. Eine individuelle Anpassung auf die im System auftretenden Spannungen wird dann durch die Anzahl an in Serie geschalteten Submodulen durchgeführt. Diese Zahl kann pro Zweig von etwa acht bei Einsatz des MMC in Maschinenanwendungen bis hin zu einigen hundert in der Hochspannungs-Gleichspannungs-Übertragung (HGÜ) variieren. Bei Ausfall einzelner Submodule können diese in einem Bypasszustand überbrückt werden, ohne den Betrieb des MMC zu beeinträchtigen. Dies kann durch mechanische Schalter oder rein elektronisch erfolgen. Diese Fehlertoleranz ist insbesondere bei sicherheitsrelevanten Anwendungen wie der Energieversorgung oder als Antriebsumrichter in Flugzeugen von Bedeutung. Es profitieren aber auch die anderen Einsatzgebiete von der hohen Ausfallsicherheit. Zu nennen sind hier elektrische Schiffe [18] und der Schienenverkehr [19].

All diese Anwendungen stellen jedoch nicht nur Forderungen an den MMC selbst, sondern auch an die Interaktion mit den verbundenen DC- und AC-System sowie weiteren leistungselektronischen Umrichtern. Herkömmliche VSCs können nur sehr eingeschränkt und mit weiterer Schutztechnik DC-Fehler beherrschen. Dies ist auf die vorhandenen DC-Kondensatoren zurückzuführen, welche im Fehlerfall zu großen Kurzschlussströmen führen und nicht vom Umrichter selbst kontrolliert werden können. In der Literatur werden für derartige Umrichtertopologien oftmals zusätzliche DC-Breaker vorgesehen [20–23].

DC-Breaker werden bei Störfällen zur Trennung von Umrichter und defekter Leitung eingesetzt. Bei Störfällen treten große $\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$-Werte des Kurzschlussstromes auf. Die zeitliche Verzögerung bis zur vollständigen Trennung von Leitung und Umrichter ist demnach als kritisch zu betrachten. Aus diesem Grund werden DC-Breaker so ausgelegt, dass diese ein Vielfaches des eigentlichen Nennstromes der Leitung schalten können. Die in der Literatur vorhanden Ansätze basieren im wesentlichen auf zwei Prinzipien. Zum einen werden durch Hinzufügen von RLC-Schwingkreisen kurzzeitige Gegenströme erzeugt, welche es erlauben mechanische oder elektrische Schalter ohne Entstehung von Lichtbögen zu öffnen [24–26]. Der zweite Ansatz basiert darauf, dass in einem Fehlerfall der Laststrom auf einen Sekundärpfad umgeleitet und mit vielen in Serie geschalteten Halbleiterschaltern „hart“ getrennt wird [27]. Zusammenfassend ist das Einbinden von DC-Breakern mit einer Kostenerhöhung, weiterem Entwicklungsaufwand und erhöhter Komplexität des Gesamtsystems verbunden. Bei Verwendung von MMCs werden keine DC-Breaker benötigt. Denn zum einen sind keine DC-seitigen Kondensatoren vorhanden und zum zweiten wird die DC-Spannung vom Umrichter selbst eingeprägt. Abhängig von der verwendeten Submodultopologie ist dadurch eine Fehlerbeherrschung ohne weitere Schutztechnik möglich.

Durch die entkoppelte Regelbarkeit von DC- und AC-Spannungen ist es selbst bei DC-seitigem Fehler möglich STATCOM (en.: Static Synchronous Compensation) im AC-System durchzuführen [28, 29]. Dabei liefert der MMC ausschließlich Blindleistung und kann so zur Stabilität des Netzes beitragen. Natürlich ist auch die Beherrschung von Fehlerfällen im AC-System in analoger Art und Weise möglich.

Ein weiterer Vorteil des MMC ist der reduzierte Filteraufwand. Die Verwendung von vielen Submodulen kleinerer Spannungen, im Vergleich zu den externen Systemspannungen, ermöglicht es die Sollwerte genauer zu treffen. Die verbleibende Abweichung liegt in der Größenordnung einer Submodulspannung u_C und wird durch geeignete Modulationsstrategien ausgeregelt. Dadurch können DC- und AC-seitige passive Filter signifikant reduziert werden und im Allgemeinen ganz entfallen. Die Eliminierung der passiven Filterelemente hat zudem einen positiven Effekt auf die dynamische Regelbarkeit des DC- und AC-Systems in den angesprochenen Fehlerszenarien. Grundvoraussetzung ist jedoch, dass das verwendete Regelungskonzept in der Lage ist die notwendige Bandbreite und Performance zu liefern. Dabei müssen alle Freiheitsgrade des MMC ausgenutzt und effektiv zur Handhabung des jeweiligen Szenarios eingesetzt werden. Die hohe Komplexität dieser Problemstellung erfordert ein neuartiges, zugeschnittenes Regelungskonzept. Im Rahmen dieser Arbeit wird deshalb die Entwicklung der Multivariable Control (MVC), vorgestellt in [30–33], detailliert beschrieben und analysiert.

Im Allgemeinen kann das Potential für Weiterentwicklungen und Verbesserungen am MMC in drei Bereiche unterteilt werden:

1) Entwicklung der Halbleiterschalter;

2) Topologie der Submodule;

3) **Regelungstechnik und Messtechnik**,

Diese Arbeit ist auf Punkt 3) fokussiert und es wird in Kapitel 4 ein neuartiges Regelungskonzept vorgestellt. Der aktuelle Stand der Technik wird für den Teil der Regelungstechnik speziell in diesem Kapiteln dargelegt.

Weil die verbleibenden zwei Bereiche - die *Entwicklung der Halbleiterschalter* und die *Topologie der Submodule* - aber ebenfalls essentiell für das ganzheitliche System sind und auch Randbedingungen für die Entwicklung von Regelungskonzepten festlegen, wird deren aktueller Stand der Technik im Folgenden erläutert.

Bereits im Jahre 2002 wurden die grundlegenden Ideen zum MMC veröffentlicht [34, 35]. In der Anfangszeit wurde meist die aufwandsärmste Realisierung – die Halbbrücke gemäß Abb. 1.1a – für die Submodule bevorzugt [36, 37]. Diese Halbbrücken-Submodule ermöglichen nur zwei Ausgangsspannungen ($u_{SM} = 0, +u_c$), haben jedoch den Vorteil, dass nur zwei Halbleiterschalter benötigt werden, wovon immer nur einer stromführend ist. Dadurch sind die Durchlassverluste sehr gering. Zum Vergleich sind diese Verluste der Vollbrückentopologie aus Abb. 1.1b etwa doppelt so groß, da in jedem Schaltzustand zwei Halbleiter den Strom führen. Um die Zweigströme auch in Fehlerfällen kontrollieren zu können, werden Submodule benötigt, welche beide Polaritäten der Klemmenspannung einstellen können. Diese Forderung wird z.B. von einer konventionellen Vollbrücke (en.: Fullbridge, kurz: FB) erfüllt. Die universelle Kontrollierbarkeit der Zweigströme ermöglicht in Folge auch die freizügige Steuerbarkeit und elektronische Begrenzung des DC-Stromes.

Aus der Literatur sind eine Vielzahl von Vorschlägen bekannt, welche darauf zielen einen besseren Kompromiss bezüglich Halbleiteraufwand und Verlustleistung der Submodule zu erreichen. Eine naheliegende Möglichkeit besteht darin in den Zweigen des MMC eine „Mischung“ aus Halbbrücken- und Vollbrücken-SM einzusetzen, sogenannte *hybride* MMCs [38–42]. Diese Option erweist sich jedoch nach näherer Untersuchung [43–45] als suboptimal, weil die Einheitlichkeit der Ansteuerung verloren geht und MMC-spezifische Submodultopologien im direkten Vergleich bessere Eigenschaften aufweisen.

Wesentliche Fortschritte sind erzielbar, wenn die spezifischen Strom- und Spannungsverläufe der MMC-Zweige betrachtet werden. Zwei grundlegende Punkte lassen sich hier erkennen [17, 44]:

A) Der erforderliche Spannungsbereich der Zweige lässt sich in der negativen Richtung begrenzen (auf ca. 50 % der positiven Maximalspannung).

B) Eine neuartige SM-Topologie mit reduzierten Durchlassverlusten wäre auch dann sinnvoll, wenn diese Reduktion nur in bestimmten Schaltzuständen gelingt.

Punkt A) kann offensichtlich nicht für ein einzelnes Submodul mit nur einem Energiespeicher (Submodul-Kondensator) genutzt werden. Es ist jedoch möglich ein „Doppel-Submodul“ anzugeben, welches die Klemmenspannungen

$$u_{SM} = \left\{-u_C, \quad 0, \quad +u_C, \quad +2u_C\right\} \tag{1.1}$$

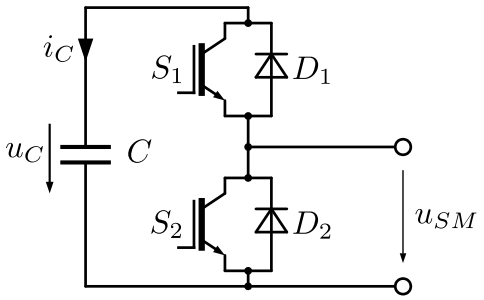
realisieren kann [16] (siehe Abb. 1.1c). Es ermöglicht einen Reduktionsfaktor der Durchlassverluste von $\frac{3}{4}$, da es zwei Vollbrücken-Submodule ersetzt. Der reduzierte Spannungsbereich in negativer Richtung ist irrelevant, sofern nur positive Gleichspannungen des MMC gefordert werden (Negative Augenblickswerte geringen Betrages sind jedoch selbstverständlich möglich). Diese Topologie ist in ihrer ursprünglichen Form nur zur elektronischen DC-Kurzschlussstrombegrenzung vorgesehen. Eine Erweiterung für den stationären Betrieb in allen Quadranten des Submoduls ist durch die zusätzlichen Halbleiter S_6, S_7 möglich [46–48] (siehe Abb. 1.1c). Die Problematik an dieser Submodultopologie ist die unvermeidbare Parallelschaltung der beiden Kondensatoren. Dies gefährdet die Halbleiter und

führt zu erheblichen Energieverlusten. Ein sicherer Betrieb erfordert es, dass die Spannungsdifferenz der zwei Kondensatoren immer deutlich unter 1 % der Nennspannung gehalten wird, was mit erweiterten Steuerungstechniken erreicht werden kann [49–51].

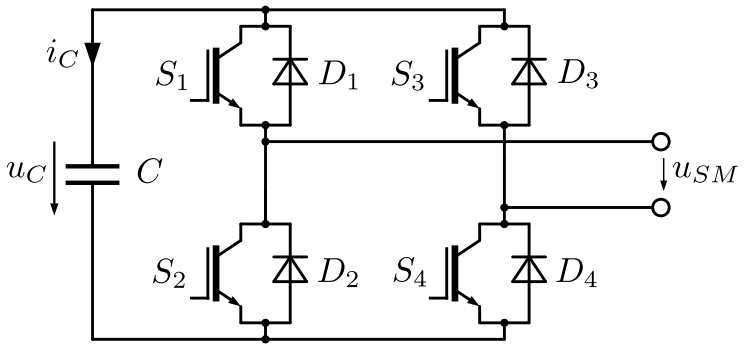
Um eine verbesserte Submodul-Topologie zu finden, welche Punkt B) nutzt, ist es nicht zwingend notwendig ein Doppel-Submodul als Ausgangspunkt zu wählen. Ein sehr großer – für einen MMC sinnvoller – Fortschritt lässt sich erzielen, wenn in einer Vollbrücken-Topologie die beiden plusseitigen Halbleiter den beiden minusseitigen Halbleitern parallel geschaltet werden können. Dies reduziert die Durchlassverluste im Schaltzustand $u_{SM} = 0$, in dem die Zweigstromwerte des MMC in der Nähe der Maximalwerte liegen. Das Submodul hat nun in diesem Schaltzustand zwei parallele Pfade und wird deshalb als „Double-Zero“ bezeichnet (siehe Abb.1.1d) [17]. Offensichtlich erfordert diese Maßnahme einen schaltbaren Submodul-Kondensator, welcher in der Ladestromrichtung eine Diode und in der Entladestromrichtung einen FET oder IGBT aufweist. Außer den erheblich reduzierten Durchlassverlusten, ergibt sich ein weiterer wesentlicher Vorteil dieser Topologie: Es liegen in den internen, kritischen Kurzschlussmaschen nun immer drei Halbleiter in Reihe. Diese Redundanz ermöglicht es einen schwerwiegenden Halbleiterdefekt ohne Modulexplosion und Lichtbogenschäden zu beherrschen. Selbstverständlich setzt dies voraus, dass ein Submodul nach einem ersten, derart schwerwiegenden Fehler außer Betrieb genommen wird. Bemerkenswert ist, dass diese $(n + 1)$-Redundanz der Halbleiterschalter im vorliegenden Fall nicht mit erhöhter Verlustleistung einhergeht. Abschließend ist es möglich, die Charakteristiken beider Topologien – nach A) und B) – zu kombinieren. Das resultierende Doppel-SM (en.: Double-Connection Double-Zero, kurz: DC-DZ) kann zwei konventionelle Vollbrücken-SM ersetzen und weist – neben der wesentlich reduzierten Verlustleistung – weitere entscheidende Vorteile auf [43, 44]. Zusammenfassend können folgende Ziele für die Entwicklung von Submodulen für den MMC festgehalten werden:

- Reduzierung der Kapazitäten C, da diese den Großteil des Bauvolumens des Submoduls ausmachen.
- Schutz vor Explosionen durch $(n + 1)$-Redundanz der Halbleiterschalter.
- Reduzierung der Schalt- und Durchlassverluste.
- Bipolare Ausgangsspannungen u_{SM} zur elektronischen Beherrschung von Fehlerfällen sowie zur Erweiterung des Stellbereichs der DC-Spannung.

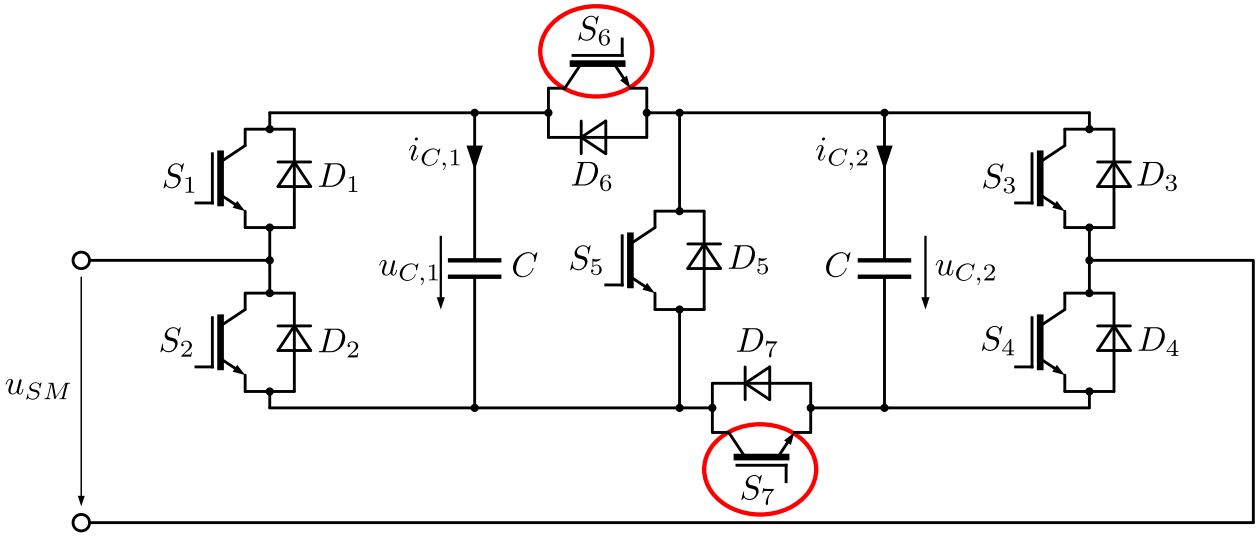
Wie bereits erwähnt ist diese Arbeit auf die Weiterentwicklung der Regelungstechnik und Messtechnik fokussiert. Für diese Aufgabenstellung ist die Festlegung von sinnvollen Randbedingungen im Hinblick auf die soeben vorgestellten Submodultopologien notwendig. Die in Kapitel 3 und 4 beschriebenen Konzepte beinhalten die Handhabung von DC-Fehlern, welche die Verfügbarkeit von bipolaren Klemmenspannungen der Submodule voraussetzen. Aus diesem Grund wird generell von Vollbrücken bzw. den weiterentwickelten Topologien, wie SFB- oder DZ-DC-Submodulen, ausgegangen.



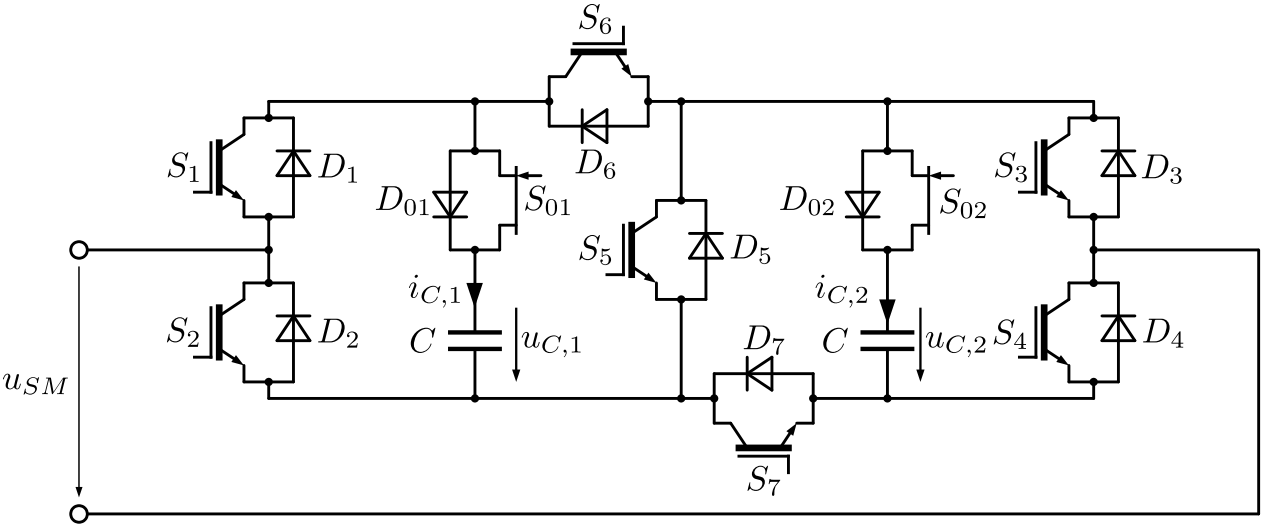
(a) Halbbrücken-Submodul.



(b) Vollbrücken-Submodul.



(c) Clamp-Double (CD) Submodul (ohne die Schalter S_6, S_7) und Semi-Full-Bridge (SFB) Submodul (mit den Schaltern S_6, S_7).



(d) Double-Zero Double-Connection Submodul (DZ-DC-SM).

Abbildung 1.1: Submodultopologien.

1.2 Vorgehen und Zielsetzung

Modulare Multilevel Umrichter (MMC) stellen eine Schlüsseltechnologie für zukünftige Hochleistungsanwendungen dar. Durch die im Vergleich zu herkömmlichen Mehrpunktumrichtern höhere Anzahl an Freiheitsgraden sind angepasste Steuer- und Regelungskonzepte notwendig, um deren große Vorteile auszunutzen. Die Entwicklung der Multivariable Control (MVC) in Kapitel 4 ist zentraler Inhalt dieser Arbeit.

Dafür werden in Kapitel 2 zunächst die theoretischen Grundlagen beschrieben und die Gleichungen für die Stromdynamiken hergeleitet. Es folgt in Kapitel 3 eine Beschreibung der Leistungs- und Energieregelung, welche im Wesentlichen auf dem aktuellen Stand der Technik basiert. In Kapitel 4 wird die Entwicklung der MVC beschrieben. In einem ersten Schritt wird dafür der aktuelle Stand der Technik dargelegt und ein zu erfüllendes Aufgabenspektrum definiert. Im Vergleich zu existierenden Regelungskonzepten wird die MVC explizit für die herausfordernden Anforderungen in modernen Energieversorgungsnetzen entwickelt. Dazu zählt u.a. die elektronische Fehlerbeherrschung, Schutz der verbundenen DC- und AC-Netze, Limitierung von Kurzschlussströmen sowie die Minimierung der Verluste durch geringe Schaltfrequenzen im stationären Betrieb. Eine detaillierte Beschreibung des Aufgabenspektrums und Weiterentwicklung zum Stand der Technik ist in Abschnitt 4.3 enthalten. Zur Erfüllung dieser Aufgaben wird in Abschnitt 4.4 eine umfassende Analyse über mögliche Eingangsgrößen durchgeführt. Dabei werden die auftretenden Schwierigkeiten in Hochspannungsanwendungen berücksichtigt, was die Messtechnik und die Netzumgebung umfasst. Das Ergebnis dieser Analyse ist die Bestimmung von Spannungs- und Stromfehlern auf Basis von Zweigstrommessungen, welche in Abschnitt 4.4.3 eingeführt werden. Zur Regelung dieser Fehler wird in Abschnitt 4.5 ein Satz an vordefinierten Spannungszeigern festgelegt, welche durch ausgewählte Schalteingriffe im MMC generiert werden. In Abschnitt 4.6 werden Toleranzbänder in allgemeiner Form definiert, die einen zulässigen Fehlerbereich für die kontrollierten Variablen darstellen und zum Auslösen von Schaltvorgängen verwendet werden. Zuletzt wird in Abschnitt 4.7 eine Lookup-Table hergeleitet, welche zur Minimierung der Totzeit und Ausgabe von optimalen Schalteingriffen genutzt wird.

Die Validierung der MVC in Kombination mit verschiedenen Energiereglern und Betriebsszenarien wird auf Basis eines Simulationsmodells und eines Hardwareaufbaus durchgeführt, die in Kapitel 5 beschrieben werden. Zuerst wird in Abschnitt 6.1 der Einfluss von allgemeinen Dimensionierungsparametern auf die Schaltfrequenz dargelegt. Anschließend erfolgt eine umfangreiche Analyse der Leistungsfähigkeit der MVC bei verschiedenen Betriebsszenarien. Diese umfassen den stationären Betrieb in Abschnitt 6.2, dynamische Sollwertänderungen in Abschnitt 6.3, einen externen DC-Spannungseinbruch (Fehlerfall) in Abschnitt 6.4, die Robusheitheit gegenüber Parametrierungsfehlern in Abschnitt 6.5 und einen Phasensprung im AC-System in Abschnitt 6.6.

Abschließend wird in Kapitel 7 eine Zusammenfassung des Beitrages dieser Arbeit und ein Ausblick für die zukünftige Weiterarbeit gegeben.

2 Grundlagen des Modularen Multilevel Umrichters

2.1 Struktur und Aufbau

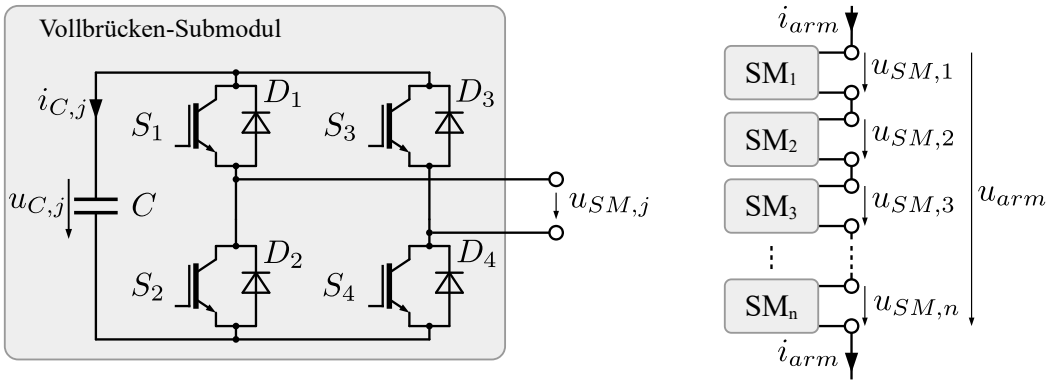


Abbildung 2.1: Die Zweige des MMC bestehen aus einer Serienschaltung von Submodulen.

Die Basis jeglicher MMCs sind Zweige (oder en.: Arm, Index: arm) gemäß Abb. 2.1, welche aus einer Serienschaltung von n Submodulen (Abkürzung: SM) bestehen. Jedes Submodul agiert als ein Zweipol, welcher unabhängig vom Zweigstrom i_{arm} eine diskrete Ausgangsspannung $u_{SM,j}$, $j \in \{1, 2, 3, \ldots n\}$, einstellen kann. Diese ist abhängig von der jeweiligen Kondensatorspannung $u_{C,j}$ und dem Schaltzustand $s_{w,j}$ des SMs. Für den im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Hardwareaufbau mit Vollbrücken-SM, ergeben sich die diskreten Schaltzustände gemäß Tab. 2.1. Generell erlaubt die Definition der Variable $s_{w,j}$ eine Verwendung jeglicher Submodultopologien.

Zustand s_w	Geschaltete Halbleiter S_1	S_2	S_3	S_4	Stromführende Halbleiter	SM Ausgangs-spannung u_{SM}	Zweig-strom i_{arm}	Spannungs-änderung $\frac{\mathrm{d}u_C}{\mathrm{d}t}$
1	1	0	0	1	D_1, D_4 S_1, S_4	$+u_C$ $+u_C$	> 0 < 0	> 0 < 0
-1	0	1	1	0	S_2, S_3 D_2, D_3	$-u_C$ $-u_C$	> 0 < 0	< 0 > 0
0	1	0	1	0	S_3, D_1 D_3, S_1	0 0	> 0 < 0	$= 0$ $= 0$
0	0	1	0	1	S_2, D_4 D_2, S_4	0 0	> 0 < 0	$= 0$ $= 0$
passiv	0	0	0	0	D_1, D_4 D_2, D_3	$+u_C$ $-u_C$	> 0 < 0	> 0 > 0

Tabelle 2.1: Zusammenhang zwischen den Schaltzuständen der Vollbrücke, dem Zweigstrom und der Spannungsänderung des Kondensators.

Die Summe aller SM-Ausgangsspannungen wird als Zweigspannung u_{arm} bezeichnet:

$$u_{arm} = \sum_{j=1}^{n} u_{SM,j} = \vec{u}_C^T \cdot \vec{s}_w = \begin{pmatrix} u_{C,1} & u_{C,2} & \dots & u_{C,n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_{w,1} \\ s_{w,2} \\ \dots \\ s_{w,n} \end{pmatrix}. \tag{2.2}$$

Unter der Voraussetzung, dass alle Kondensatorspannungen gleich sind ($u_{C,1} = u_{C,2} = \dots = u_{C,n}$), ergeben sich genau $2n+1$ einstellbare Zweigspannungen. Jedes Submodul besitzt jedoch einen Kondensator mit Kapazität C als Energiespeicher, dessen Energiegehalt die Spannung $u_{C,j}$ vorgibt:

$$w_{C,j} = \frac{1}{2} C u_{C,j}^2 \Leftrightarrow u_{C,j} = \sqrt{\frac{2w_{C,j}}{C}}, \qquad u_{C,j} > 0. \tag{2.3}$$

Die Summe aller SM-Energien ergibt die Zweigenergie

$$w_{arm} = \sum_{j=1}^{n} w_{C,j}. \tag{2.4}$$

In den SM-Zweigen treten während des Betriebes Zweigenergieänderungen

$$\Delta w_{arm} = \int_{t_0}^{t_0+T} u_{arm} i_{arm} \, \mathrm{d}t \tag{2.5}$$

auf. Die Grundforderung für einen funktionsfähigen Submodulzweig ist, dass die Zweigenergie im Mittel auf einem Nennwert gehalten wird. Daraus resultiert die Forderung, dass nach einer Periode T die Zweigenergieänderung Δw_{arm} null betragen muss:

$$\Delta w_{arm} \stackrel{!}{=} 0. \tag{2.6}$$

Der während dieser Zeit T auftretende Energiehub w_{hub} (siehe Abb. 2.2) kann dabei nicht vermieden werden und muss durch einen geeigneten Leistungs- und Energieregler, welcher in Kapitel 3 beschrieben wird, kontrolliert werden. Des Weiteren werden sich während der Periode T individuelle Änderungen der SM-Kondensatorspannungen ergeben. Diese sind durch die Kapazität C und die Kondensatorströme $i_{C,j}$ definiert, welche aus dem Zweigstrom i_{arm} und den jeweiligen Schaltzuständen $s_{w,j}$ resultieren.

Abbildung 2.2: Beispielhafter Verlauf der Zweigenergien mit Mittelwert $\overline{w}$ und Hub $w_{hub} = w_{max} - w_{min}$.

$$u_{C,j} = \frac{1}{C} \int i_{C,j} \, \mathrm{d}t = \frac{1}{C} \int s_{w,j} \cdot i_{arm} \, \mathrm{d}t \tag{2.7}$$

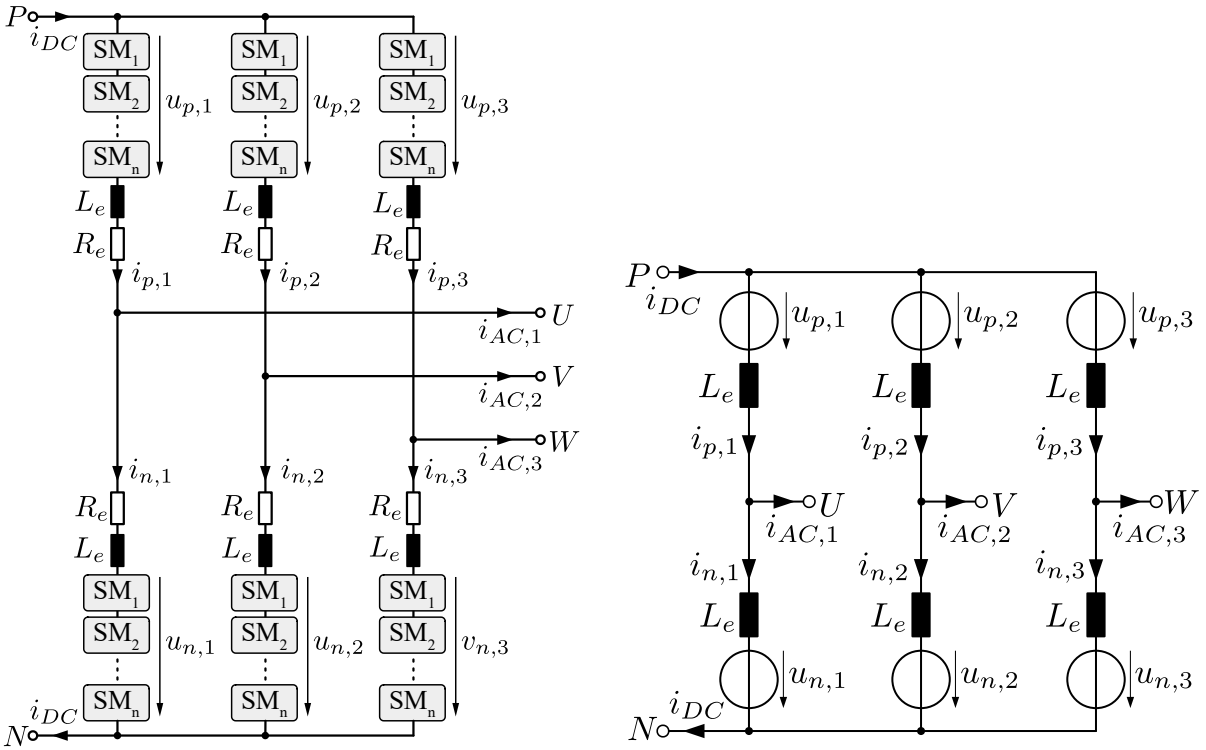
Es muss also neben der Regelung der gesamten Zweigenergie eine weitere Reglerebene geben, welche die Symmetrierung der einzelnen Kondensatorspannungen gewährleistet, also die Energien der Submodule im Zweig aneinander angleicht und in spezifizierten Grenzen hält. Diese Aufgabe übernimmt ein Sortier- und Selektionsalgorithmus, der in Kapitel 4.7.4 beschrieben wird.

In Abbildung 2.3a ist der MMC zur Verbindung eines DC- und 3-Phasen-AC Systems dargestellt. Dieser beinhaltet sechs von den soeben beschriebenen Zweigen, also den Serienschaltungen von n Submodulen. Die oberen drei Zweige werden mit dem Index p (für „positiv“) und die unteren drei Zweige mit n (für „negativ“) bezeichnet. Die drei Phasen, gekennzeichnet durch $\{1, 2, 3\}$, werden durch die Kombinationen aus je einem p- und n-Zweig gebildet. In der Mitte dieser Phasen befinden sich die AC-Anschlüsse (U, V, W).

Jeder Zweig enthält einen Widerstand R_e, welcher alle darin vorkommenden ohmschen Anteile zusammenfasst. Dazu zählen Leitungswiderstände, Durchlasswiderstände der Halbleiter, der Innenwiderstand der Kondensatoren (ESR) und Kontaktstellen für Verbindungselemente. Zur Erlangung eines sehr hohen Wirkungsgrades müssen diese ohmschen Anteile im Dimensionierungs- und Auslegungsprozess des MMC minimiert werden. Aus diesem Grund wird der Widerstand R_e nur geringe Werte aufweisen und deshalb für die nachfolgenden Herleitungen vernachlässigt.

Des Weiteren enthält jeder Zweig eine Induktivität L_e, mit der erst eine entkoppelte Stromregelung möglich wird. Die Bedeutung von Induktivitäten im System des MMC wird im Kapitel 4.4.4 beschrieben.

Zusätzlich werden die Zweigspannungen für die Herleitung der Dynamikgleichungen, welche sich gemäß (2.2) aus diskreten SM-Ausgangsspannungen zusammensetzten, zunächst als analog steuerbare Spannungsquellen angenommen. Aus diesem Grund wird das Ersatzschaltbild aus Abb. 2.3b zur Herleitung eingesetzt. Im Hinblick auf die Energiedynamik bzw. deren Regelung wird diese Vereinfachung beibehalten, welche im Vergleich zur Strom- und Spannungsregelung durch die MVC auf einer deutlich langsameren Zeitskala abläuft. Erst bei der Herleitung der MVC in Kapitel 4 werden diskrete Spannungsstufen berücksichtigt.



(a) Struktur des MMC zur Verbindung eines DC und 3-Phasen-AC Systems.

(b) Vereinfachtes ESB des MMC zur Herleitung der Dynamikgleichungen.

Abbildung 2.3: Aufbau des MMC und das vereinfachte Ersatzschaltbild (ESB).

2.2 Ersatzschaltbild der externen Systeme

Für die Herleitung der Dynamik des MMC aus Abb. 2.3a sind wohlüberlegte Netzmodelle erforderlich, welche an den Klemmen (P, N) und (U, V, W) angeschlossen werden. Da der Fokus dieser Arbeit auf

die Entwicklung der MVC als unterste Reglerebene gerichtet ist, müssen die Netzersatzschaltbilder insbesondere für die Stromregelung gültig sein, ausreichend Genauigkeit bieten und einen stabilen Betrieb ermöglichen. Für die Regelung auf Systemebene, also beispielsweise der Zweigenergien oder des Leistungsflusses im Netz, sind ggf. detaillierte Ersatzschaltbilder (Abkürzung: ESB) notwendig. Die erreichte Trennung der Reglerebenen ermöglicht die Verwendung unterschiedlicher ESB.

Um die Komplexität der Netzmodellierung darzustellen ist in Abb. 2.4 ein beispielhaftes Netz dargestellt [52, 53]. Es ist weder erstrebenswert noch durchführbar alle Elemente der externen Netze zu identifizieren und zu modellieren. Erschwerend kommt hinzu, dass Änderungen der Parameter auftreten können. Aus diesem Grund wird das ESB aus Abb. 2.4 vereinfacht und auf zwei Elemente reduziert: Einer äquivalenten Induktivität und einer äquivalenten Gegenspannung.

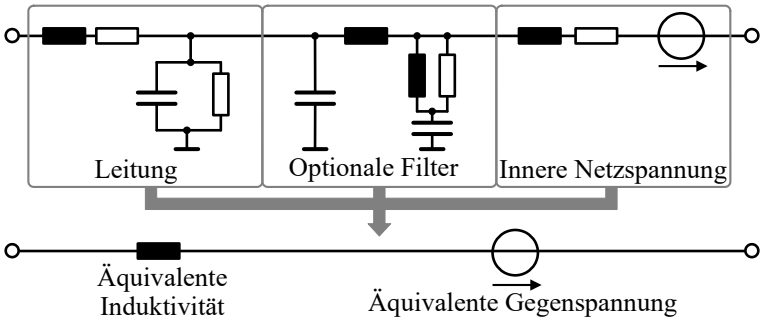


Abbildung 2.4: Komplexe externe Systeme werden als Serienschaltung einer äquivalenten Induktivität und einer äquivalenten Gegenspannung modelliert [33, 52, 53].

Diese Option ist wertvoll und robust gegenüber Parameteränderungen. Es muss jedoch angemerkt werden, dass dieses lineare Modell ausschließlich für die kurze Zeitdauer zwischen zwei Eingriffen der MVC gültig ist und nicht mit erweiterten Netzmodellen für andere Zwecke (z.B. Stabilisierung der Netzspannung, Kontrolle der reaktiven Leistung) verwechselt werden darf.

Angemerkt sei außerdem, dass sowohl die äquivalente Induktivität als auch die äquivalente Gegenspannung rein virtuelle Elemente sind, welche nicht real existieren. Die äquivalente Induktivität ist eben nicht die Netzinduktivität bei Grundfrequenz, welche beispielsweise durch den Leistungsfaktor berechnet werden könnte. Es gibt mehrere Möglichkeiten den Wert der äquivalenten Induktivität zu bestimmen:

1. Eine Messung im Frequenzbereich bei der geschätzten Eingriffsfrequenz (Für den hier entwickelten experimentellen Aufbau etwa 30 kHz).

2. Eine Messung im Zeitbereich bei Schaltung eines Spannungssprunges, was während des Betriebes permanent durchgeführt wird. Eine Onlineerfassung und ggf. Anpassung ist möglich.

Mit der Verwendung dieses ESB ist die Grundlage für die Entwicklung einer MVC gelegt, die robust gegenüber Ungenauigkeiten in den Schätzungen der äquivalenten Induktivitäten ist. Dies wird in den Abschnitten 4.4.3, 4.4.4 beschrieben und in Abschnitt 6.5 nachgewiesen.

Das zweite Element im vereinfachten externen ESB, die äquivalente Gegenspannung, bedarf ebenfalls weiterer Erklärungen. Im Prinzip werden dadurch alle weiteren Spannungsbeiträge im externen Netz zusammengefasst. Dies kann beispielsweise Spannungen umfassen, welche durch andere Umrichter (z.B. Power Flow Controller, kurz: PFC) erzeugt werden. Außerdem können ohmsche und/oder kapazitive Spannungsbeiträge vorhanden sein, welche durch Filter oder Übertragungsstrecken auftreten.

Zusammenfassend erfüllt das vereinfachte ESB mit äquivalenter Induktivität und äquivalenter Gegenspannung die Anforderungen der MVC. Es ist zugeschnitten für die kleinen Zeitabstände zwischen Schalteingriffen und ermöglicht den Einsatz der MVC an komplexen und größtenteils unbekannten Netzen.

2.3 Dynamik der Ströme und Spannungen

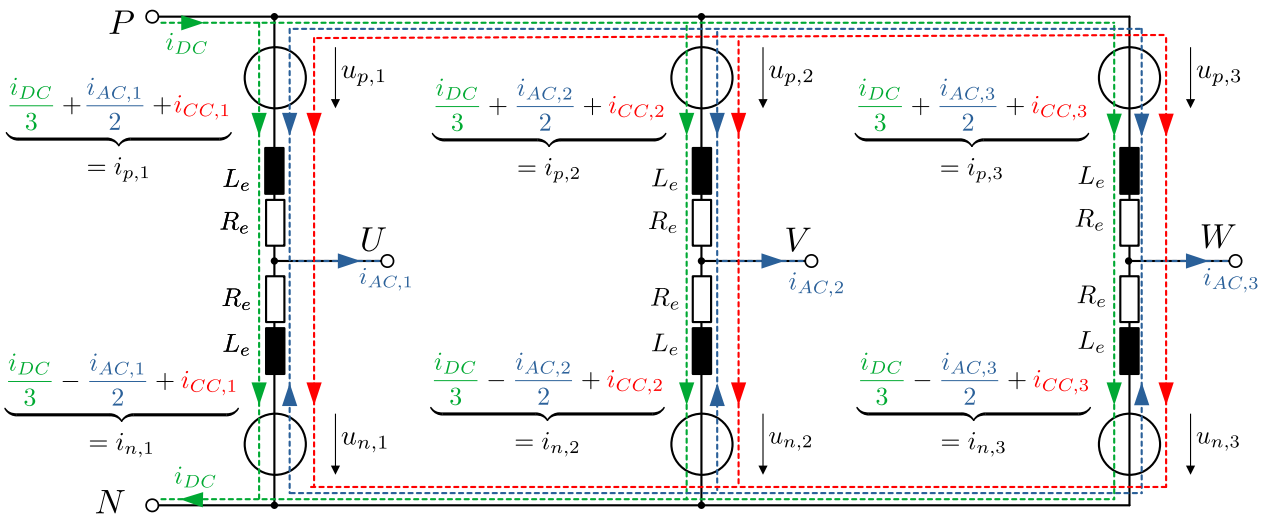


Abbildung 2.5: Definition der Zweigströme als Superposition der Kreisströme $i_{CC,1/2/3}$, der AC-Ströme $i_{AC,1/2/3}$ und des DC-Stromes i_{DC} [33].

Für eine umfangreiche Analyse des MMC ist es im ersten Schritt notwendig die unabhängig voneinander einstellbaren Variablen zu identifizieren. Aus diesem Grund sind in Abb. 2.5 alle möglichen Strommaschen farbig in das Innere des MMC eingezeichnet. Die Zweigströme $i_{p/n,1/2/3}$ werden aus einer Superposition der einzelnen Stromkomponenten $i_{CC,1/2/3}$, $i_{AC,1/2/3}$ und i_{DC} zusammengesetzt. Im Folgenden werden die drei Phasen des Umrichters mit $x \in \{1, 2, 3\}$ bezeichnet.

Die Kreisströme (en.: Circulating Currents, CC) werden so definiert, dass diese ausschließlich im Inneren des MMC fließen und demnach keinen Einfluss auf die externen Systeme haben, welche an den Klemmen (P, N) und (U, V, W) angeschlossen sind. Die Kreisströme bilden ein 3-Phasen System ohne Gleichanteil, wodurch

$$i_{CC,1} + i_{CC,2} + i_{CC,3} = 0 \tag{2.8}$$

gilt. Aus diesem Grund ergeben sich zwei Kreisstromkomponenten, welche unabhängig von einander eingestellt werden können.

Alle weiteren Strommaschen fließen durch die extern verbundenen Systeme, welche in Abb. 2.6 dargestellt sind. Dafür werden die im Abschnitt 2.2 erklärten vereinfachten ESB aus äquivalenter Induktivität L_d, L_a und äquivalenter Gegenspannung $u_{DC,ex}$, $u_{g,1/2/3}$ verwendet .

Durch die Gleichstromseite (en.: Direct Current, DC) fließt der Strom i_{DC}, welcher sich gleichmäßig zu jeweils 1/3 auf die Phasen aufteilt. Der Grund für diese Definition liegt darin, dass alle Phasen und Zweige des MMC gleichmäßig an der Energieübertragung zwischen DC- und AC-System beteiligt werden sollen. Eine unsymmetrische Definition wäre nicht zielführend. Es ergibt sich eine zu regelnde Stromkomponente i_{DC}.

Auf Basis des gleichen Arguments werden die AC-Ströme (en.: Alternating Currents) gleichmäßig (Faktor 1/2) auf die p- und n-Zweige der Phasen aufgeteilt. Aufgrund des AC-seitigen Dreiphasensystems ohne verbundenen Sternpunkt S gilt:

$$i_{AC,1} + i_{AC,2} + i_{AC,3} = 0. \tag{2.9}$$

Aus diesem Grund ergeben sich zwei AC-Stromkomponenten, welche unabhängig von einander eingestellt werden können.

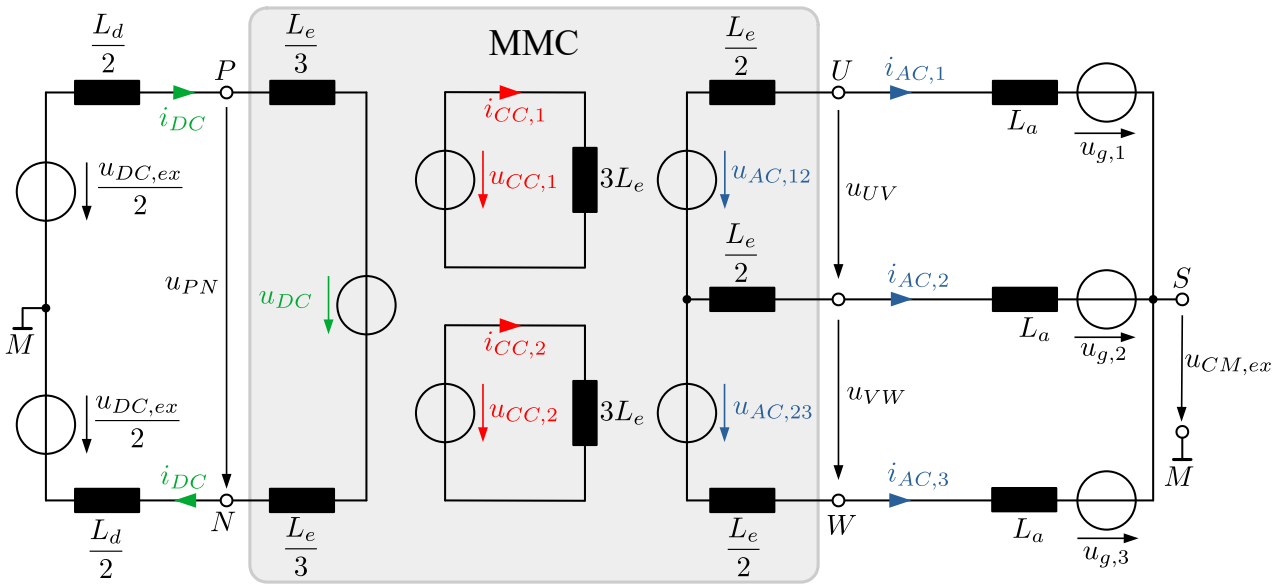


Abbildung 2.6: Ersatzschaltbilder der Kontrollvariablen CC, AC, DC. Externe Systeme werden durch eine äquivalente Induktivität L_d, L_a und eine äquivalente Gegenspannungen $u_{DC,ex}$, $u_{g,1/2/3}$ repräsentiert.

Zusammenfassend wurden fünf unabhängig voneinander einstellbare Ströme identifiziert[1]:

1) CC-Ströme (Kreisströme)	2 Komponenten, Dreiphasensystem;
2) AC-Ströme	2 Komponenten, Dreiphasensystem;
3) DC-Strom	1 Komponente, Skalar.

Ausgehend von der durchgeführten Definition der Zweigströme

$$\begin{aligned} i_{p,x} &= \frac{i_{DC}}{3} + \frac{i_{AC,x}}{2} + i_{CC,x} \\ i_{n,x} &= \frac{i_{DC}}{3} - \frac{i_{AC,x}}{2} + i_{CC,x} \end{aligned} \tag{2.10}$$

folgt nun eine formale Herleitung der Dynamiken auf Basis der Maschengleichungen

$$\begin{aligned} 0 &= u_{p,x} + L_e \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{i_{DC}}{3} + \frac{i_{AC,x}}{2} + i_{CC,x}\right) + L_a \frac{\mathrm{d}i_{AC,x}}{\mathrm{d}t} + u_{g,x} + u_{CM,ex} - \frac{u_{DC,ex}}{2} + \frac{L_d}{2}\frac{\mathrm{d}i_{DC}}{\mathrm{d}t} \\ 0 &= u_{n,x} + L_e \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{i_{DC}}{3} - \frac{i_{AC,x}}{2} + i_{CC,x}\right) - L_a \frac{\mathrm{d}i_{AC,x}}{\mathrm{d}t} - u_{g,x} - u_{CM,ex} - \frac{u_{DC,ex}}{2} + \frac{L_d}{2}\frac{\mathrm{d}i_{DC}}{\mathrm{d}t}. \end{aligned} \tag{2.11}$$

Durch Summen- und Differenzbildung, wie bereits in [54] beschrieben, vereinfachen sich die Gleichungen zu:

$$0 = u_{p,x} + u_{n,x} + \left(\frac{2L_e}{3} + L_d\right)\frac{\mathrm{d}i_{DC}}{\mathrm{d}t} + 2L_e\frac{\mathrm{d}i_{CC,x}}{\mathrm{d}t} - u_{DC,ex} \tag{2.12}$$

$$0 = \frac{u_{p,x} - u_{n,x}}{2} + \left(\frac{L_e}{2} + L_e\right)\frac{\mathrm{d}i_{AC,x}}{\mathrm{d}t} + u_{g,x} + u_{CM,ex}. \tag{2.13}$$

Durch diese Umrechnung werden die Komponenten DC & CC aus (2.12) von den Komponenten AC & CM aus (2.13) entkoppelt. Wird nun weitergehend eine Summierung von (2.12) über alle drei

[1] Die Abkürzungen CC, AC, DC dienen als Bezeichnungen von Variablengruppen und sollen nicht als deren deutsche Übersetzung gelesen werden.

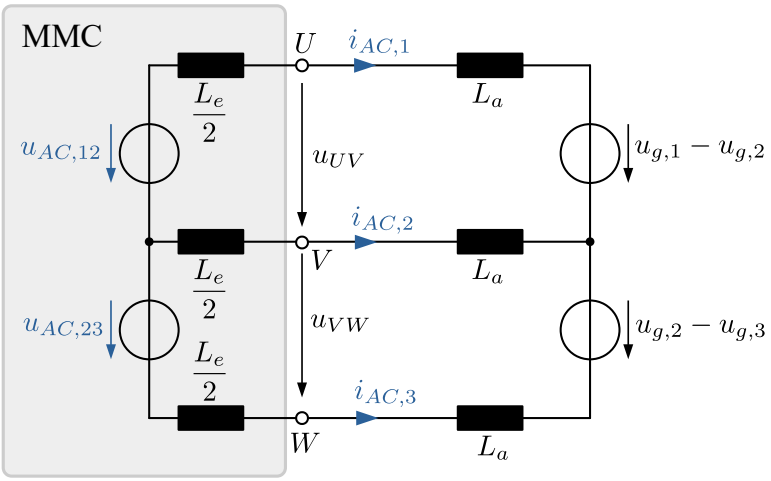


Abbildung 2.7: Erweitertes Ersatzschaltbild des weitgehend unbekannten AC-Systems.

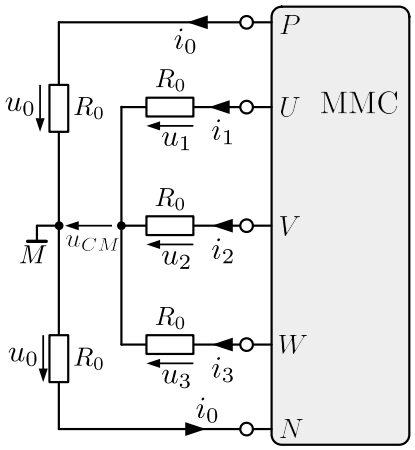


Abbildung 2.8: Messschaltung für die CM-Spannung [30].

Phasen vorgenommen, ergibt sich für die DC-Dynamik

$$u_{DC,ex} - \underbrace{\left(\frac{2L_e}{3} + L_d\right)}_{L_{DC}} \frac{\mathrm{d}i_{DC}}{\mathrm{d}t} = \sum_{x=1}^{3} \frac{u_{p,x} + u_{n,x}}{3} = u_{DC}. \tag{2.14}$$

Es wird genau diejenige Kombination der sechs Zweigspannungen als DC-Spannung u_{DC} bezeichnet, welche maßgebend für die Stromdynamik ist. Außerdem werden die induktiven Anteile in einer effektiven DC-Induktivität L_{DC} zusammengefasst.

Durch Einsetzen von (2.14) in (2.12) ergeben sich die Gleichungen für die Kreisstromdynamiken:

$$\underbrace{3L_e}_{L_{CC}} \frac{\mathrm{d}i_{CC,x}}{\mathrm{d}t} = \sum_{j=1}^{3} \frac{u_{p,j} + u_{n,j}}{2} - \frac{3}{2}(u_{p,x} + u_{n,x}) = u_{CC,x}. \tag{2.15}$$

Auch hier wird diejenige Kombination der Zweigspannungen $u_{CC,x}$ genannt, welche maßgebend für die Kreisstromdynamik ist. Ebenfalls wird die effektive Kreisstrominduktivität L_{CC} eingeführt.

Zuletzt verbleibt die AC-Stromdynamik, welche in (2.13) enthalten ist. Jedoch ist eine Abhängigkeit zu der externen CM-Spannung $u_{CM,ex}$ vorhanden. Auf Basis der eingangs spezifizierten Aufgabenstellung, die externen Systeme als weitgehend unbekannt zu betrachten, wird die Spannung $u_{CM,ex}$ als nicht gegeben angesehen. Streng genommen können nur die zwei Spannungen zwischen den Umrichterklemmen (U, V) und (V, W), welche im folgenden als *verkettet* bezeichnet werden, messtechnisch erfasst werden, da die Messung lokal am MMC realisiert werden kann. Darin ist die Information über eine externe CM-Spannung $u_{CM,ex}$ (en.: Common-Mode) nicht enthalten. Denn beim „Blick“ von den Umrichterklemmen (U, V, W) in das externe AC-System ist nur die induktive Stromdynamik mit Gegenspannungen erkennbar. Aus diesem Grund wird das erweiterte Ersatzschaltbild aus Abb. 2.7 eingeführt, welches den Übergang zu verketteten Variablen darstellt. Für die AC-Dynamikgleichungen wird deshalb eine Hilfsdefinition eingeführt:

$$x, y \in \{1, 2, 3\}, \qquad y \neq x$$

$$u_{AC,x} = \frac{-u_{p,x} + u_{n,x}}{2}, \qquad u_{AC,xy} = u_{AC,x} - u_{AC,y} = \frac{-u_{p,x} + u_{n,x} + u_{p,y} - u_{ny}}{2} \tag{2.16}$$

$$i_{AC,x} = i_{p,x} - i_{n,x}, \qquad i_{AC,xy} = i_{AC,x} - i_{AC,y} = i_{p,x} - u_{n,x} - u_{p,y} + u_{n,y}. \tag{2.17}$$

Wird die Differenz von (2.13) zwischen den Phasen x und y gebildet, so ergibt sich die isolierte AC-Dynamik

$$\underbrace{\left(\frac{L_e}{2} + L_a\right)}_{L_{AC}} \frac{\mathrm{d}i_{AC,xy}}{\mathrm{d}t} + \underbrace{u_{g,x} - u_{g,y}}_{u_{g,xy}} = u_{AC,xy} \tag{2.18}$$

ohne Einfluss von $u_{CM,ex}$ was im Ersatzschaltbild 2.7 verdeutlicht wird. Diejenige Kombination der Zweigspannungen wird $u_{AC,xy}$ genannt, welche maßgebend für die AC-Stromdynamik ist. Ebenfalls wird die effektive AC-Induktivität L_{AC} eingeführt.

Es verbleibt dennoch zu klären, welche Bedeutung die externe CM-Spannung $u_{CM,ex}$ für den MMC hat. Durch die eingangs formulierten Randbedingungen[2] kann nicht vorausgesetzt werden, dass diese messtechnisch erfassbar ist. Daher wird die Schaltung aus Abb. 2.8 eingeführt, um die CM-Spannung u_{CM} zu definieren. Diese besteht aus hochohmigen Widerständen R_0, welche zur Rekonstruktion des Mittelpunktes M und des symmetrischen Sternpunktes S ($u_1 + u_2 + u_3 = 0$) verwendet werden. Dadurch kann (2.13) für die formale Herleitung von u_{CM} verwendet werden. Aus der Summe von (2.13) über alle drei Phasen ergibt sich

$$\sum_{x=1}^{3} \frac{u_{n,x} - u_{p,x}}{6} = u_{CM}. \tag{2.19}$$

Es wird deutlich, dass eine Linearkombination aus Zweigspannungen existiert, welche ausschließlich die CM-Spannung kontrolliert und die anderen Stromdynamiken (CC, AC, DC) nicht beeinflusst. Aus diesem Grund bildet die CM-Spannung einen weiteren Freiheitsgrad des MMC. Es handelt sich hierbei um eine skalare Spannungskomponente, welche aufgrund des nicht verbundenen Sternpunkts keine Stromdynamik enthält.

Es ergeben sich <u>sechs</u> unabhängig voneinander einstellbare Freiheitsgrade, welche im Folgenden als *Kontrollvariablen* bezeichnet werden:

1) CC-Ströme (Kreisströme)	$i_{CC,x}$	2 Komponenten, Dreiphasensystem
2) AC-Ströme	$i_{AC,xy}$	2 Komponenten, Dreiphasensystem
3) DC-Strom	i_{DC}	1 Komponente, Skalar
4) CM-Spannung	u_{CM}	1 Komponente, Skalar

In den Gleichungen (2.14), (2.15), (2.18), (2.19) wurde bereits die Umrechnung von zweigbezogenen Spannungen $u_{p/n,1/2/3}$ zu den Kontrollspannungen $u_{CC,x}$, $u_{AC,xy}$, u_{DC}, u_{CM} hergeleitet. Dieser Zusammenhang wird nun kompakt in Matrixform dargestellt.

$$\begin{pmatrix} u_{CC,1} \\ u_{CC,2} \\ u_{AC,12} \\ u_{AC,23} \\ u_{DC} \\ u_{CM} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} -1 & 1/2 & 1/2 & -1 & 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & -1 & 1/2 & 1/2 & -1 & 1/2 \\ -1/2 & 1/2 & 0 & 1/2 & -1/2 & 0 \\ 0 & -1/2 & 1/2 & 0 & 1/2 & -1/2 \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 & 1/3 & 1/3 & 1/3 \\ -1/6 & -1/6 & -1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 \end{pmatrix}}_{M_1} \begin{pmatrix} u_{p,1} \\ u_{p,2} \\ u_{p,3} \\ u_{n,1} \\ u_{n,2} \\ u_{n,3} \end{pmatrix} \tag{2.20}$$

$$\begin{pmatrix} u_{p,1} \\ u_{p,2} \\ u_{p,3} \\ u_{n,1} \\ u_{n,2} \\ u_{n,3} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} -1/3 & 0 & -2/3 & -1/3 & 1/2 & -1 \\ 0 & -1/3 & 1/3 & -1/3 & 1/2 & -1 \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 & 2/3 & 1/2 & -1 \\ -1/3 & 0 & 2/3 & 1/3 & 1/2 & 1 \\ 0 & -1/3 & -1/3 & 1/3 & 1/2 & 1 \\ 1/3 & 1/3 & -1/3 & -2/3 & 1/2 & 1 \end{pmatrix}}_{M_2} \begin{pmatrix} u_{CC,1} \\ u_{CC,2} \\ u_{AC,12} \\ u_{AC,23} \\ u_{DC} \\ u_{CM} \end{pmatrix} \tag{2.21}$$

Die gleiche Darstellung wird für die Umrechnung der Zweigströme $i_{p/n,1/2/3}$ in die geregelten Ströme

[2] Komplexe externe Systeme werden als weitgehend unbekannt zu betrachten und ausschließlich durch eine äquivalente Induktivität und eine äquivalente Gegenspannung abgebildet.

$i_{CC,x}$, $i_{AC,xy}$, i_{DC} verwendet[3].

$$\begin{pmatrix} i_{CC,1} \\ i_{CC,2} \\ i_{AC,12} \\ i_{AC,23} \\ i_{DC} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 1/3 & -1/6 & -1/6 & 1/3 & -1/6 & -1/6 \\ -1/6 & 1/3 & -1/6 & -1/6 & 1/3 & -1/6 \\ 1 & -1 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & -1 & 1 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix}}_{M_3} \begin{pmatrix} i_{p,1} \\ i_{p,2} \\ i_{p,3} \\ i_{n,1} \\ i_{n,2} \\ i_{n,3} \end{pmatrix} \tag{2.22}$$

$$\begin{pmatrix} i_{p,1} \\ i_{p,2} \\ i_{p,3} \\ i_{n,1} \\ i_{n,2} \\ i_{n,3} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & 0 & 2/6 & 1/6 & 1/3 \\ 0 & 1 & -1/6 & 1/6 & 1/3 \\ -1 & -1 & -1/6 & -2/6 & 1/3 \\ 1 & 0 & -1/3 & -1/6 & 1/3 \\ 0 & 1 & 1/6 & -1/6 & 1/3 \\ -1 & -1 & 1/6 & 2/6 & 1/3 \end{pmatrix}}_{M_4} \begin{pmatrix} i_{CC,1} \\ i_{CC,2} \\ i_{AC,12} \\ i_{AC,23} \\ i_{DC} \end{pmatrix} \tag{2.23}$$

[3] Anmerkung: Nur fünf Zweigströme sind aufgrund der Knotengleichungen linear unabhängig. In der Hardwarerealisierung werden jedoch alle Zweigströme gemessen, um eine höhere Genauigkeit und geringeres Rauschen in den Messsignalen zu erhalten. Aus diesem Grund werden hier alle sechs Zweigströme aufgeführt und in die fünf geregelten Ströme umgerechnet.

3 Leistungs- und Energieregelung

Die Regelung der Zweigenergien ist ein essentieller Bestandteil für den Betrieb des MMC. Aus diesem Grund werden in diesem Kapitel die Leistungs- und Energiegleichungen hergeleitet und der Zusammenhang zu den Freiheitsgraden erklärt. Anschließend erfolgt in Abschnitt 3.2 eine Analyse des stationären Betriebes und wie dieser durch Überlagerung von Kreisströmen und der CM-Spannung im Hinblick auf den Energiehub optimiert werden kann.

Mit diesem Vorwissen über die Energiedynamik, die Aufgabenstellung und die damit verbundenen Schwierigkeiten wird in Abschnitt 3.3 eine Zusammenfassung des Standes der Technik gegeben. An dieser Stelle sollte angemerkt werden, dass der Fokus dieser Arbeit auf der MVC liegt, welche in Kapitel 4 beschrieben wird. Dieses Kapitel umfasst deshalb nur die für das Systemverständnis notwendigen Elemente, welche ein wichtige Rolle im Entwicklungsprozess der MVC spielen. Detailliertere Informationen über das Zusammenspiel von MVC und Energieregelung werden im nächsten Kapitel mithilfe der Abb. 4.8 erklärt.

Zuletzt wird in Abschnitt 3.4 ein auf der Minimierung von momentanen Leistungen basierender Energieregler vorgestellt, welcher in Abschnitt 6.6 durch eine Simulation und Experiment verifiziert wird.

3.1 Herleitung

Nachdem alle Freiheitsgrade (Ströme und Spannungen) des MMC beschrieben und hergeleitet wurden, können diese den Zweigen zugeordnet werden und daraus Leistungs- und Energiegleichungen gebildet werden. Die Zweigströme und -spannungen bestehen aus Superpositionen der jeweiligen Kontrollvariablen:

$$
\begin{aligned}
u_{p,1} &= \frac{u_{DC}}{2} - u_{AC,1} - u_{CM} - \frac{u_{CC,1}}{3}, & i_{p,1} &= \frac{i_{DC}}{3} + \frac{i_{AC,1}}{2} + i_{CC,1} \\
u_{p,2} &= \frac{u_{DC}}{2} - u_{AC,2} - u_{CM} - \frac{u_{CC,2}}{3}, & i_{p,2} &= \frac{i_{DC}}{3} + \frac{i_{AC,2}}{2} + i_{CC,2} \\
u_{p,3} &= \frac{u_{DC}}{2} - u_{AC,3} - u_{CM} - \frac{u_{CC,3}}{3}, & i_{p,3} &= \frac{i_{DC}}{3} + \frac{i_{AC,3}}{2} + i_{CC,3} \\
u_{n,1} &= \frac{u_{DC}}{2} + u_{AC,1} + u_{CM} - \frac{u_{CC,1}}{3}, & i_{n,1} &= \frac{i_{DC}}{3} - \frac{i_{AC,1}}{2} + i_{CC,1} \\
u_{n,2} &= \frac{u_{DC}}{2} + u_{AC,2} + u_{CM} - \frac{u_{CC,2}}{3}, & i_{n,2} &= \frac{i_{DC}}{3} - \frac{i_{AC,2}}{2} + i_{CC,2} \\
u_{n,3} &= \frac{u_{DC}}{2} + u_{AC,3} + u_{CM} - \frac{u_{CC,3}}{3}, & i_{n,3} &= \frac{i_{DC}}{3} - \frac{i_{AC,3}}{2} + i_{CC,3}.
\end{aligned}
\tag{3.24}
$$

Da die CC-Spannungen $u_{CC,1/2/3}$ im Vergleich zu den DC- und AC-Spannungen klein sind, werden diese im Bezug zur Leistungs- und Energieregelung vernachlässigt. Zudem ist eine Besonderheit der MVC, welche in Kapitel 4 beschrieben wird, dass besonders kleine Zweigdrosseln L_e verwendet werden, wodurch die benötigte Spannungszeitfläche zur Regelung des Kreisstromes gering ist. Mit

dieser Annahme ergeben sich folgende Zweigleistungen:

$$
\begin{aligned}
p_{p,x} &= i_{p,x} u_{p,x} \\
&= \underbrace{\frac{i_{DC} u_{DC}}{6} - \frac{i_{DC} u_{AC,x}}{3} + \frac{i_{AC,x} u_{DC}}{4} - \frac{i_{AC,x} u_{AC,x}}{2}}_{= p_{p,xa}} \\
&\quad \underbrace{+ \frac{i_{CC,x} u_{DC}}{2} - i_{CC,x} u_{AC,x} - i_{CC,x} u_{CM} - \frac{i_{DC} u_{CM}}{3} - \frac{i_{AC,x} u_{CM}}{2}}_{= p_{p,xb}} \\
p_{n,x} &= i_{p,x} u_{p,x} \\
&= \underbrace{\frac{i_{DC} u_{DC}}{6} + \frac{i_{DC} u_{AC,x}}{3} - \frac{i_{AC,x} u_{DC}}{4} - \frac{i_{AC,x} u_{AC,x}}{2}}_{= p_{n,xa}} \\
&\quad \underbrace{+ \frac{i_{CC,x} u_{DC}}{2} + i_{CC,x} u_{AC,x} + i_{CC,x} u_{CM} + \frac{i_{DC} u_{CM}}{3} - \frac{i_{AC,x} u_{CM}}{2}}_{= p_{n,xb}} .
\end{aligned}
\tag{3.25}
$$

Diese Gleichungen sind bereits in Anteile zerlegt:

- Die mit dem Index a bezeichneten Leistungsterme $p_{p/n,xa}$ enthalten ausschließlich externe Variablen des DC- und AC-Systems.
- Die mit dem Index b bezeichneten Leistungsterme $p_{p/n,xb}$ enthalten Produkte aus einer externen Variable und einer internen Variable ($i_{CC,x}$ und/oder u_{CM}). Ebenfalls ist ein nichtlinearer Term $i_{CC,x} u_{CM}$ vorhanden.

Wird die Summe der Leistungen aller sechs Zweige

$$
p_\Sigma = \sum_{x=1}^{3} (p_{p,x} + p_{n,x}) = \underbrace{i_{DC} u_{DC}}_{\text{DC-Leistung}} - \underbrace{\sum_{x=1}^{3} i_{AC,x} u_{AC,x}}_{\text{AC-Leistungen } p_{AC}} + u_{CM} \underbrace{\sum_{x=1}^{3} i_{AC,x}}_{=0} + u_{DC} \underbrace{\sum_{x=1}^{3} i_{CC,x}}_{=0} \tag{3.26}
$$

berechnet, ergibt sich eine ausschließlich von externen Variablen abhängige Gleichung. Folglich wird die Gesamtenergie des MMC durch die Leistungsbilanz an den Umrichterklemmen (P, N) und (U, V, W) kontrolliert und es besteht keine Abhängigkeit zu den Kreisströmen oder der CM-Spannung. Als eingeschwungener Betrieb (oder eingeschwungender Zustand) wird die Situation definiert, bei der die im MMC gespeicherte Gesamtenergie konstant bleibt

$$
p_\Sigma \stackrel{!}{=} 0 \tag{3.27}
$$

und gleichzeitig die äußeren Ströme und Spannungen (AC) folgende Form aufweisen:

$$
\begin{aligned}
u_{AC,1} &= \hat{u}_{AC} \cos(\omega_1 t), & i_{AC,1} &= \hat{i}_{AC} \cos(\omega_1 t - \varphi_{ia}) \\
u_{AC,2} &= \hat{u}_{AC} \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right), & i_{AC,2} &= \hat{i}_{AC} \cos\left(\omega_1 t - \varphi_{ia} - \frac{2\pi}{3}\right) \\
u_{AC,3} &= \hat{u}_{AC} \cos\left(\omega_1 t - \frac{4\pi}{3}\right), & i_{AC,3} &= \hat{i}_{AC} \cos\left(\omega_1 t - \varphi_{ia} - \frac{4\pi}{3}\right)
\end{aligned}
\tag{3.28}
$$

$$
\text{mit} \quad \omega_1 = 2\pi f_1 \tag{3.29}
$$

wobei f_1 die Grundfrequenz und φ_{ia} die Phasenverschiebung zwischen AC-Spannung und -Strom beschreibt. Die DC-Spannung und der DC-Strom sind im eingeschwungenen Zustand konstant. Auf Basis der Definition (3.28) gilt für die dreiphasige AC-Leistung

$$
p_{AC} = \frac{3}{2} \hat{u}_{AC} \hat{i}_{AC} \cos(\varphi_{ia}) \qquad \text{(Herleitung in A.1).} \tag{3.30}
$$

Wird dieser Zusammenhang in (3.26) eingesetzt ergibt sich eine Berechnungsvorschrift für die Gesamtleistungsbilanz im eingeschwungenen Betrieb.

$$
\begin{aligned}
& i_{DC}u_{DC} - \frac{3}{2}\hat{u}_{AC}\hat{i}_{AC}\cos\left(\varphi_{ia}\right) \stackrel{!}{=} 0 \\
\Leftrightarrow\ & i_{DC} = \frac{3}{2}\frac{\hat{u}_{AC}\hat{i}_{AC}}{u_{DC}}\cos\left(\varphi_{ia}\right) && \text{(falls } \hat{i}_{AC} \text{ vorgegeben)} \\
\text{bzw.}\quad \Leftrightarrow\ & \hat{i}_{AC} = \frac{2}{3}\frac{i_{DC}u_{DC}}{\hat{u}_{AC}\cos\left(\varphi_{ia}\right)} && \text{(falls } i_{DC} \text{ vorgegeben).}
\end{aligned}
\tag{3.31}
$$

An dieser Stelle wird deutlich, dass die Gesamtleistungsbilanz durch grundsätzlich alle in der Gleichung vorkommenden Variablen geregelt werden könnte. In Netzanwendungen sind im Regelfall Spannungsniveaus vorgegeben, weshalb die Option der Verwendung von u_{DC} und $\hat{u}_{AC}$ entfällt. Aus diesem Grund werden die Ströme i_{DC}, $\hat{i}_{AC}$ oder der Phasenwinkel φ_{ia} verwendet.

Für eine allgemeingültige Beschreibung des eingeschwungenen Zustands wurde in der Literatur [35] eine nützliche Normierung eingeführt:

$$
\begin{aligned}
\text{Normierung 1:}\qquad u_{norm} &= \frac{u_{DC}}{2} \\
i_{norm} &= \frac{i_{DC}}{3} \\
p_{norm} = u_{norm}i_{norm} &= \frac{u_{DC}i_{DC}}{6} \\
w_{norm} = u_{norm}i_{norm}T_1 &= \frac{u_{DC}i_{DC}T_1}{6}.
\end{aligned}
\tag{3.32}
$$

Diese erlaubt die Definition von den einheitenlosen Parametern

$$
k = \frac{\hat{u}_{AC}}{\frac{u_{DC}}{2}} \qquad \text{und} \qquad m = \frac{\frac{\hat{i}_{AC}}{2}}{\frac{i_{DC}}{3}} \tag{3.33}
$$

die zur Beschreibung des Betriebspunktes eingesetzt werden. Durch Einsetzen in (3.31) ergibt sich die normierte Darstellung der Gesamtleistungsbilanz

$$
km\cos\left(\varphi_{ia}\right) = 2. \tag{3.34}
$$

Selbst bei Einhaltung der Gesamtleistungsbilanz tritt in den Zweigen eine Energiepulsation auf, welche im Folgenden analysiert wird. Dafür werden zunächst die Kreisströme und die CM-Spannung als sinusförmige Größen definiert. Grundsätzlich besteht dafür keine Notwendigkeit und beliebige Signalformen sind möglich. Für die erste Analyse, welche ein grundsätzliches Verständnis über verwendbare Frequenzanteile vermitteln soll, ist diese Definition aber ausreichend.

$$
\begin{pmatrix} i_{CC,1} \\ i_{CC,2} \\ i_{CC,3} \end{pmatrix} = \hat{i}_{CC}\begin{pmatrix} \cos\left(\omega_{CC}t - \varphi_{CC} + 0\right) \\ \cos\left(\omega_{CC}t - \varphi_{CC} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_{CC}t - \varphi_{CC} + \frac{4\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \qquad \text{mit} \quad \omega_{CC} = 2\pi f_{CC} \tag{3.35}
$$

$$
u_{CM} = \hat{u}_{CM}\cos\left(\omega_{CM}t - \varphi_{CM}\right) \qquad \text{mit} \quad \omega_{CM} = 2\pi f_{CM}. \tag{3.36}
$$

Nun werden die Definitionen (3.28) und (3.35) in (3.25) eingesetzt:[1]

$$
\begin{aligned}
p_{p/n,x} = & \underbrace{\frac{i_{DC}u_{DC}}{6} - \frac{\hat{i}_{AC}\hat{u}_{AC}}{4}\cos(\varphi_{ia})}_{=0 \text{ mit } (3.31)} \mp \frac{i_{DC}\hat{u}_{AC}}{3}\cos(\omega_1 t - \varphi_x) \\
& \pm \frac{\hat{i}_{AC}u_{DC}}{4}\cos(\omega_1 t - \varphi_x - \varphi_{ia}) - \frac{\hat{i}_{AC}\hat{u}_{AC}}{4}\cos(2\omega_1 t - 2\varphi_x - \varphi_{ia}) \\
& \mp \frac{\hat{i}_{CC}u_{DC}}{2}\cos(\omega_{CC} t + \varphi_x - \varphi_{CC}) \\
& \mp \frac{\hat{i}_{CC}\hat{u}_{AC}}{2}\Big[\cos((\omega_{CC} - \omega_1)t + 2\varphi_x - \varphi_{CC}) + \cos((\omega_{CC} + \omega_1)t - \varphi_{CC})\Big] \\
& \mp \frac{\hat{i}_{CC}\hat{u}_{CM}}{2}\Big[\cos((\omega_{CC} - \omega_{CM})t + \varphi_x - \varphi_{CC} + \varphi_{CM}) \\
& \qquad + \cos((\omega_{CC} + \omega_{CM})t + \varphi_x - \varphi_{CC} - \varphi_{CM})\Big] \\
& - \frac{i_{DC}\hat{u}_{CM}}{3}\cos(\omega_{CM} t - \varphi_{CM}) \\
& - \frac{\hat{i}_{AC}\hat{u}_{CM}}{4}\Big[\cos((\omega_1 - \omega_{CM})t - \varphi_x - \varphi_{CC} + \varphi_{CM}) \\
& \qquad + \cos((\omega_1 + \omega_{CM})t + \varphi_x - \varphi_{CC} + \varphi_{CM})\Big].
\end{aligned}
\tag{3.37}
$$

Damit keine Energieänderung $\Delta w_{p/n,x}$ in den Zweigen auftritt, muss

$$
\Delta w_{p/n,x} = \int_{t_0}^{t_1} p_{p/n,x}\,\mathrm{d}t = 0 \qquad \text{mit } T = t_1 - t_0 \tag{3.38}
$$

gewährleistet werden. Wobei die Zeitdauer T zu bestimmen bleibt. Bezogen auf (3.37) dürfen nur oszillierende Terme vorkommen.

Die niedrigste vorkommende Frequenz in der Energiepulsation ist $f_1 = {}^1/_{T_1}$, welche die Grundfrequenz des AC-Systems ist. Dadurch ist die Zeitdauer $T = T_1$ die maßgebende Periodendauer für die Erfüllung von Bedingung (3.38), die durch höhere Frequenzanteile ebenfalls erfüllt wird. Werden ausschließlich die externen Variablen betrachtet, also $\hat{i}_{CC} = 0\,\mathrm{A}$ und $\hat{u}_{CM} = 0\,\mathrm{V}$ gewählt, dann wäre die Bedingung (3.38) erfüllt. Die Energiepulsationen in den Zweigen enthalten dann die Frequenzen $1f_1$ und $2f_1$.

Weitergehend ist jedoch die Betrachtung des Kreisstromes und der CM-Spannung erforderlich. Eine umfangreiche Analyse über Frequenzanteile in Strömen und Energien wurde bereits in [55] durchgeführt. Zur Vollständigkeit werden die Ergebnisse hier erneut auf Basis von (3.37) hergeleitet und diskutiert. Die möglichen Frequenzanteile von den Kreisströmen und der CM-Spannung sind in Tab. 3.1 dargestellt.

	Frequenzanteile				
	$0f_1$	$1f_1$	$2f_1$	$3f_1$	$4f_1$
Kreisstromfrequenz f_{CC}	✗	✗	✓	✗	✓
CM-Spannungsfrequenz f_{CM}	✗	✗	✗	✓	✗

Tabelle 3.1: Mögliche Frequenzanteile der Kreisströme und der CM-Spannung für den eingeschwungenen Betrieb.

Die Verwendung der Frequenz $0f_1$ würde im Produkt mit den DC-Variablen eine Energieverschiebung verursachen und kann deshalb nicht für einen eingeschwungenen Betrieb vorgegeben werden.

[1] Nützliche Beziehung: $\cos(x)\cos(y) = \frac{1}{2}\left[\cos(x-y) + \cos(x+y)\right]$.

Ein ähnliches Verhalten ergäbe sich bei Verwendung der Frequenz $1f_1$ im Bezug zu den AC-Variablen, da die Differenzen $\omega_{CC} - \omega_1$ und $\omega_{CM} - \omega_1$ zu einem konstanten Leistungsterm führen würden.

Die Frequenzen $2f_1$, $3f_1$ und $4f_1$ könnten gemäß (3.37) sowohl für f_{CC} als auch für f_{CM} vorgegeben werden, wobei durch die Differenz

$$\omega_{CC} - \omega_{CM} \overset{(3.38)}{\rightarrow} f_{CC} \neq f_{CM} \tag{3.39}$$

gewährleistet werden muss. Demnach ist nur die Vorgabe aus Tab. 3.1 sinnvoll, da nur dadurch eine Reduzierung des Energiehubes und eine Verbesserung der Spannungsaussteuerung erreicht wird [54, 56]. Eine detaillierte Erklärung wird im nachfolgenden Abschnitt 3.2 geliefert, in welchem eine grafische Analyse der Zweigstrom- und Zweigspannungsverläufe durchgeführt wird, um einen optimierten stationären Betrieb zu erreichen.

3.2 Optimierung des stationären Betriebes

Die internen Freiheitsgrade des MMC – die Kreisströme und die CM-Spannung – werden zur Optimierung des stationären Betriebes eingesetzt. Typische Optimierungsziele sind folgende:

1. Reduzierung des Energiehubs[2] der Zweige durch die Kreisströme und die CM-Spannung.
2. Verbesserung der Spannungsaussteuerung der Zweige durch die CM-Spannung.

In Verbindung zu Abb. 3.1 werden diese Punkte auf grafische Art und Weise erklärt. In der Abbildung sind die normierten Zweigspannungen, Zweigströme, Zweigleistungen und Zweigenergien für einen Nennbetriebspunkt für Vollbrücken-SM dargestellt ($k = 1{,}2$; $m = 1{,}667$)[3]. Es werden zwei Fälle unterschieden:

a) Stationärer Betrieb ohne Kreisströme und CM-Spannung ($i_{CC,1/2} = 0$, $u_{CM} = 0$).

b) Stationärer Betrieb mit Kreisströmen $i_{CC,1/2}$ und CM-Spannung u_{CM}.

Das Überlagern einer CM-Spannung dreifacher Grundfrequenz

$$u_{CM} = -\frac{\hat{u}_{AC}}{6}\cos(3\omega_1 t) \tag{3.40}$$

wird in der Literatur vorgeschlagen [11], um das Optimierungsziel 2 zu erfüllen. Es kann mathematisch nachgewiesen werden, dass durch die Vorgabe der Amplitude $\hat{u}_{AC}/6$ die maximale Zweigspannung reduziert wird [57, 58].

Zur grafischen Erklärung von Optimierungsziel 1 wird Abb. 3.1 verwendet. Die Zweigspannungen werden durch Überlagerung der CM-Komponente in Richtung null justiert, wodurch die Zweigleistungen – Produkt aus Strom und Spannung – reduziert werden. Typisch für den MMC ist das Auftreten eines betragsmäßig hohen Zweigstromes in Kombination mit einer betragsmäßig kleinen Zweigspannung. Die Verwendung der CM-Spannung ist deshalb sehr effektiv, da der Einfluss des hohen Zweigstromes auf die Zweigleistung signifikant reduziert werden kann. Aus einer augenscheinlichen Reduzierung der Zweigleistungen darf jedoch nicht geschlussfolgert werden, dass der Energiehub ebenfalls reduziert wird, da dieser aus der zeitlichen Integration der Zweigleistungen über eine AC-Grundschwingungsperiode T_1 resultiert. Im Rahmen dieses Abschnitts wird ausschließlich nachgewiesen, dass die Kombination aus Kreisströmen und CM-Spannung den Energiehub in einem

[2] Als Energiehub w_{hub} wird die Differenz zwischen maximalem und minimalem Zweigenergiewert in einer Grundschwingungsperiode T_1 bezeichnet.

[3] Der Betriebsbereich mit $k > 1$ setzt bipolare SM voraus, da negative Zweigspannungen nötig sind. Dies wurde bereits in Abschnitt 1.1 als generelle Voraussetzung für diese Arbeit festgelegt.

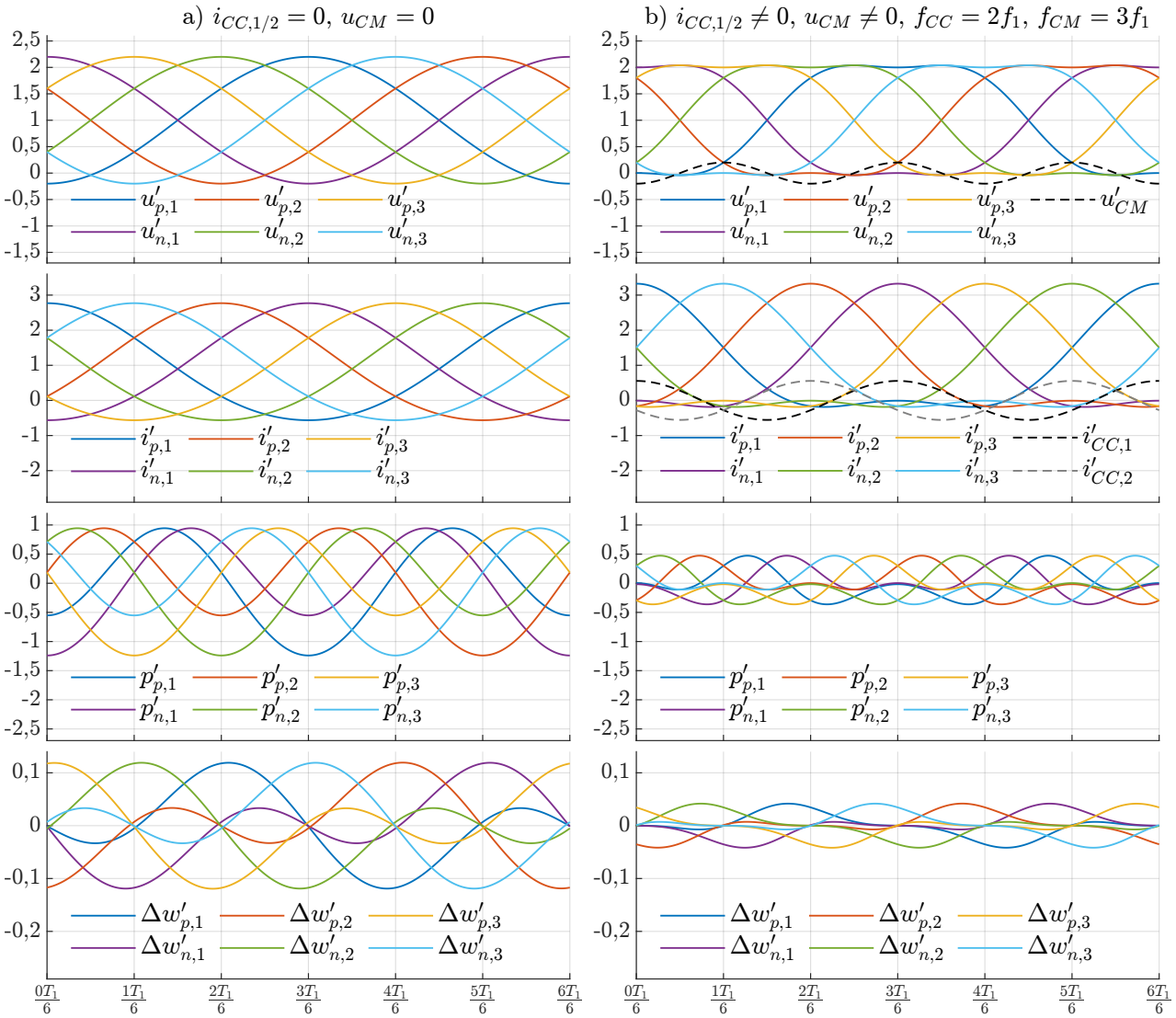


Abbildung 3.1: Nach (3.32) normierte Zweig-Spannungen, -Ströme, -Leistungen und -Energien eines Nennbetriebspunktes für Vollbrücken-SM ($k = 1{,}2$; $m = 1{,}667$; $\cos(\varphi_{ia}) = 1$). Es werden die zwei beschrifteten Fälle a) und b) unterschieden, um die Überlagerung von Kreisströmen und der CM-Spannung auf grafische Art und Weise zu verdeutlichen.

weiten Betriebsbereich reduziert. Aus diesem Grund werden nun die Kreisströme festgelegt

$$\begin{aligned} i_{CC,1} &= \frac{\hat{i}_{AC}}{6} \cos\left(2\omega_1 t - \varphi_{ia}\right) \\ i_{CC,2} &= \frac{\hat{i}_{AC}}{6} \cos\left(2\omega_1 t - \varphi_{ia} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{CC,3} &= \frac{\hat{i}_{AC}}{6} \cos\left(2\omega_1 t - \varphi_{ia} + \frac{4\pi}{3}\right) = -i_{CC,1} - i_{CC,2}. \end{aligned} \tag{3.41}$$

Dabei ist die Amplitude $\hat{i}_{AC}/6$ ein durch die grafische Auswertung von Betriebspunkten entstandener Faktor. Durch diese Definition der Kreisströme werden betragsmäßig kleine Zweigströme in Richtung null korrigiert, um die Zweigleistungen zu reduzieren. Ähnlich wie bei der Zweigspannung treten in diesem Nennpunkt betragsmäßig kleine Zweigströme in Kombination mit hohen Zweigspannungen auf. Die Überlagerung der Kreisströme gemäß (3.41) ist dadurch äußerst effektiv im Hinblick auf die Leistungen. Allerdings wird ebenfalls deutlich, dass der Maximalwert des auftretenden Zweigstromes erhöht wird. Dies betrifft jedoch stets den Zweig, der durch die CM-Spannung auf $u_{arm} \approx 0$ korrigiert wird, wodurch die Stromerhöhung nur einen geringen Leistungseinfluss hat. Des Weiteren wird

ersichtlich, dass die Vorgabe der Kreisströme an die Phasenlage der AC-Ströme φ_{ia} gekoppelt werden muss.

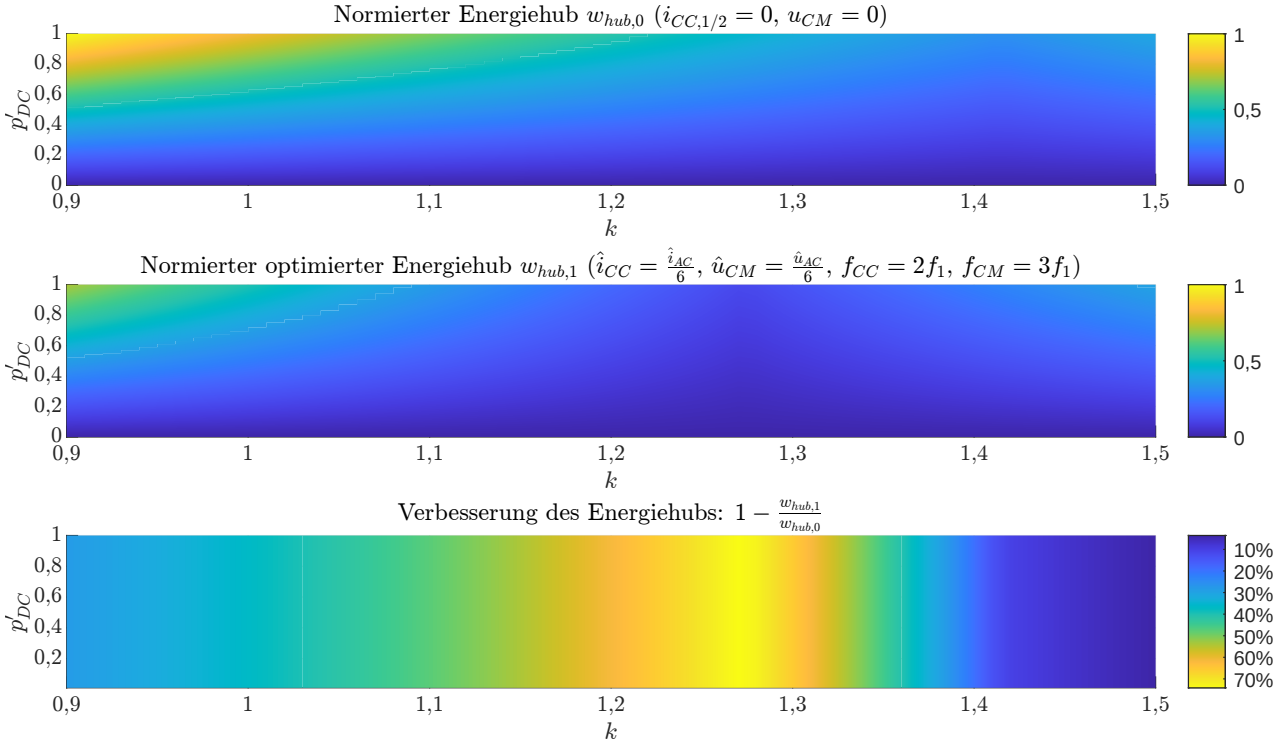
Als nächstes wird der Nachweis über die Reduzierung des Energiehubs durch den Einsatz von Kreisströmen gemäß (3.41) und der CM-Spannung gemäß (3.40) geliefert. Dazu werden relevante Betriebspunkte simuliert und der resultierende Energiehub ausgewertet. Folgendes Szenario wird vorausgesetzt: Der MMC wird am Netz betrieben, wodurch die AC-Spannungsamplitude $\hat{u}_{AC}$ fest vorgegeben ist. Durch Variation der Parameter k, m, $\cos(\varphi_{ia})$, p_{DC}[4] können relevante Betriebszustände konstruiert und analysiert werden.

In Abb. 3.2a wird der Parameter k und die normierte Leistung p'_{DC} variiert und der resultierende normierte Energiehub sowie die prozentuale Verbesserung des Energiehubs bei Verwendung von Kreisströmen und der CM-Spannung dargestellt. Es wird deutlich, dass die Verbesserung unabhängig von der DC-Leistung p_{DC} ist, während der Parameter k einen signifikanten Einfluss hat. Ein besonders günstiger Betriebspunkt ist bei $k = 1{,}25$ gegeben, in welchem der Energiehub um ca. 70 % reduziert wird. Außerdem wird deutlich, dass die Vorgabe von Kreisströmen und der CM-Spannung für $k > 1{,}4$ nur eine geringe Effektivität aufweist. Ganz im Gegenteil bleibt eine ordentliche Verbesserung des Energiehubs auch für kleinere Werte von k erhalten.

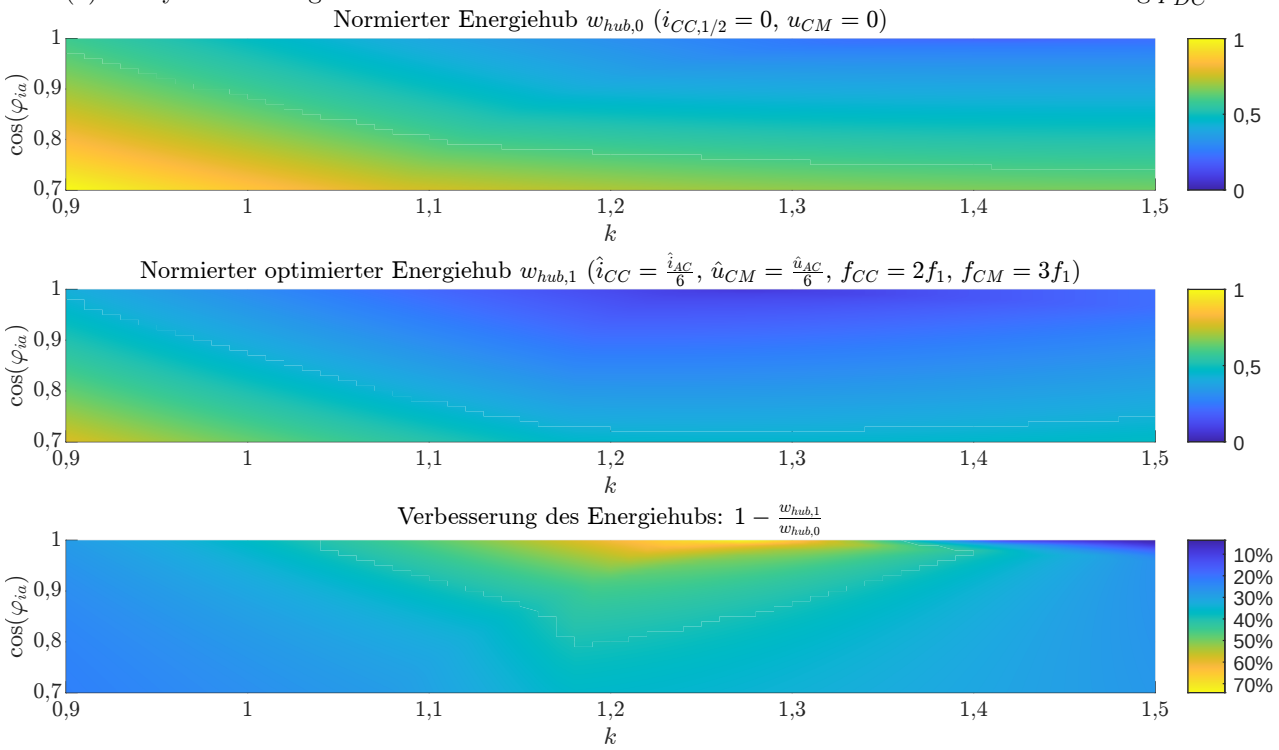
In Abb. 3.2b wird (analog zu Abb. 3.2a) der Parameter k und der Leistungsfaktor $\cos(\varphi_{ia})$ variiert und der resultierende normierte Energiehub sowie die prozentuale Verbesserung des Energiehubs dargestellt. Die Überlagerung von Kreisströmen und der CM-Spannung führt auch bei zunehmender Blindleistung zu einer Verbesserung des Energiehubs. Die generelle Tendenz zu $k \approx 1{,}25$ und die Abnahme der Effektivität zu kleineren und größeren Werten von k ist auch hier ersichtlich.

Zusammenfassend konnte in diesem Abschnitt die Wichtigkeit von Kreisströmen und der CM-Spannung für den stationären Betrieb dargestellt werden. Die Reduzierung des Energiehubs sowie die Verbesserung der Spannungsaussteuerung können in der Dimensionierung des MMC und der SM-Kapazitäten berücksichtigt werden. Dadurch kann eine Reduzierung der Kosten, des Bauvolumens und der Verluste erreicht werden. Es ist offensichtlich, dass weiteres Potential in den Signalformen von Kreisströmen und der CM-Spannung liegt. Die hier verwendeten sinusförmigen $2f_1$ und $3f_1$ Signalformen sind ausschließlich als ein erster Schritt zu einem optimalen Ergebnis zu bewerten. Denkbar ist das Überlagern weiterer sinusförmiger Frequenzanteile oder ganz anderer Signalformen. Dieser Sachverhalt ist Gegenstand zukünftiger Untersuchungen.

[4] Die Variable p_{DC} beschreibt den Leistungsaustausch zwischen DC- und AC-System.



(a) Analyse des Energiehubs bei Variation von Parameter k und der normierten DC-Leistung p'_{DC}.



(b) Analyse des Energiehubs bei Variation von Parameter k und des Leistungsfaktors $\cos(\varphi_{ia})$.

Abbildung 3.2: Variation des Parameters k, der normierten DC-Leistung $p'_{DC} = \frac{p_{DC}}{p_{DC,max}}$ und des Leistungsfaktors $\cos(\varphi_{ia})$ im Hinblick auf die resultierenden Energiehübe $w_{hub,0/1}$. Die Energiehübe $w_{hub,0/1}$ sind auf den maximal auftretenden Energiehub $w_{hub,max}$ bezogen. In der jeweils dritten Grafik ist die prozentuale Verbesserung des Energiehubs bei Verwendung von Kreisströmen gemäß (3.41) und der CM-Spannung gemäß (3.40) dargestellt.

3.3 Stand der Technik zur Energieregelung

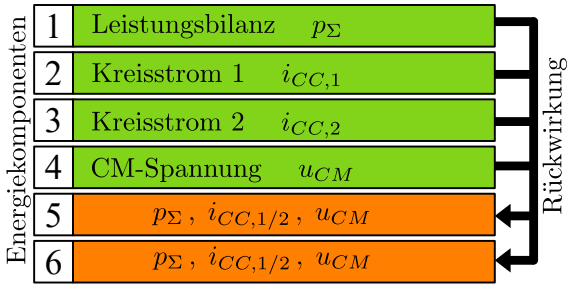


Abbildung 3.3: Die physikalische Struktur des MMC ergibt vier Freiheitsgrade zur Regelung der sechs Energiekomponenten: Die Leistungsbilanz zwischen dem DC- und AC-System p_Σ, zwei Kreisströme $i_{CC,1/2}$, und die Common-Mode Spannung u_{CM}.

Die Ausgangssituation für jeglichen Entwurf von Energiereglern ist durch die physikalische Struktur des MMC gegeben und in Abb. 3.3 dargestellt. Aufgrund der sechs Zweige müssen dem entsprechend sechs Energiekomponenten kontrolliert werden. Es spielt hierbei keine Rolle, ob die Betrachtungen mit zweigbasierten Variablen (p_1, p_2, p_3, n_1, n_2, n_3), mit Clark-transformierten Variablen ($\Sigma/\Delta_{\alpha/\beta/0}$, siehe Abschnitt A.4) oder in ABC-Systemen erfolgen: Es werden – auf den momentanen Zustand bezogen – stets sechs Energiekomponenten durch vier Freiheitsgrade kontrolliert: Die Leistungsbilanz zwischen DC- und AC-System p_Σ, zwei Kreisströme $i_{CC,1/2}$ und die Common-Mode Spannung u_{CM}. Die sechs Energiekomponenten können nicht in jedem Augenblick korrigiert werden, da nur vier Freiheitsgrade zur Verfügung stehen. Die im Stand der Technik formulierten Lösungsansätze „erzeugen“ sich die zusätzlich notwendigen Freiheitsgrade durch die Veränderung der Aufgabenstellung, die Energien nun nicht mehr in jedem Augenblick, sondern innerhalb eines vorgegebenen Zeitintervalls T zu korrigieren.

Die ersten veröffentlichten Techniken verwendeten dafür die einfache oder mehrfache AC-Periodendauer T_1 [59,60]. In [61] wird durch geschickte Definitionen von Kreisströmen und der CM-Spannung für die Zeitdauer T_1 eine individuelle Korrektur aller sechs Energiekomponenten möglich. Diese Technik wird im Anhang A.4 auf die in dieser Arbeit verwendete Notation übertragen und in einem Großteil der Simulationen und experimentellen Ergebnissen in Kapitel 6 verwendet. Als Kritikpunkt an diesem Konzept ist die Wahl der langen AC-Periodendauer T_1 zu nennen, weil diese die dynamischen Eigenschaften des Reglers in Netzanwendungen begrenzt. Diese limitierte Reglerdynamik kann im Hinblick auf sprunghafte/schnelle Fehlerszenarien oder Zustandsänderungen mangelhaft sein.

Aus diesem Grund wurden zahlreiche Regelungskonzepte veröffentlicht, welche diese Abhängigkeit von T_1 eliminieren und kürzere Zeitintervalle vorgeschlagen. In [62,63] basiert die Energieregelung auf dem Zeitintervall $T = {}^{T_1}/_6$. Zusammen mit der Transformation der Variablen in das ABC-System wird dadurch die 60°-Symmetrie des MMC ausgenutzt. Die Kreisströme und die CM-Spannung werden mit Gleich- und Wechselanteilen definiert, um so die notwendigen sechs Freiheitsgrade für die Kontrolle der Energien zu erlangen.

Weiterhin existieren Energieregelungskonzepte, welche eine Trajektorienplanung nutzen [64–67]. Dabei werden die Signalformen für die Freiheitsgrade vorgegeben und für einen Zeitraum T geplant, um die gewünschte Energieverteilung zu erreichen. Der Vorteil liegt dabei in der variablen Vorgabe des Planungszeitraumes T, die sich an den Systemzustand anpassen kann. Abhängig von den gegebenen Stellreserven des MMC können individuell angepasste Zustandsübergange mit minimalen Zeitdauern berechnet werden. Um den Rechenaufwand zu reduzieren, welcher durch die nichtlineare Verkopplung von Kreisströmen und CM-Spannung in den Energiegleichungen (3.25) entsteht, werden in [60,66,68] orthogonale Funktionen als Basis zur Entwicklung des Verlaufs der inneren MMC-Freiheitsgrade während des Übergangszeitraumes verwendet. Die Orthogonalitätsbedingung erlaubt es, die nichtlinearen Beiträge aus $u_{CM} i_{CC,1/2}$ zu eliminieren. Die Lösungsberechnungen vereinfachen sich dadurch auf lineare Gleichungssysteme.

Des Weiteren existieren Energieregelungen auf Basis der modellprädiktiven Regelung (en.: Model Predicitive Control, kurz: MPC) [69, 70]. Konventionell wird die MPC zur Stromregelung (teilweise auch zur Symmetrierung der SM-Kondensatorspannungen) eingesetzt und in Kombination mit einem separaten (übergeordneten) Energieregler verwendet. Derartige MPC-Konzepte werden in Abschnitt 4.2.6 beschrieben. Für die Aufgabe der Energieregelung existieren aber auch Ansätze, bei welchen die Energieterme direkt in die Bewertungsfunktion der MPC aufgenommen werden. In [70] ist die Besonderheit gegeben, dass zusätzliche Leistungsterme in die Bewertungsfunktion eingebunden werden. Damit wird das Ziel verfolgt die dynamischen Eigenschaften der Energieregelung zu verbessern und die Leistungen unmittelbar zu korrigieren.

Auf Grundlage dieser Ideen wird im folgenden Abschnitt ein Momentanleistungsregler vorgestellt, welcher eine Bewertungsfunktion – wie in der modellprädiktiven Regelung üblich – mit Leistungs- und Energietermen verwendet. Es handelt sich hierbei um einen ersten Entwurf, bei dem die Strom- und Spannungssollwerte für nur einen einzigen Zeitschritt berechnet werden. Der Hintergedanke ist die Verwendung dieses Reglers in Kombination mit der in Kapitel 4 beschriebenen MVC.

3.4 Momentanleistungsregler

In diesem Kapitel soll ein Ansatz zur Energieregelung vorgestellt werden, welcher ausschließlich auf den momentanen Systemzustand bezogen ist und jegliche Planung zukünftiger Signalverläufe ausschließt. Dadurch steht dieses Konzept im kompletten Gegensatz zu dem Energieregler aus Abschnitt A.4, welcher auf der AC-Grundfrequenz f_1 basiert. Ziel ist es die Funktionstüchtigkeit und Unabhängigkeit der MVC vom Energieregler nachzuweisen. Dafür werden in Kapitel 6 beide Energieregelungskonzepte in der Simulation und dem Experiment verwendet. Angemerkt sei an dieser Stelle, dass der hier beschriebene Momentanleistungsregler einen ersten Entwurf darstellt und keinesfalls als ein finalisiertes Regelungskonzept angesehen werden darf.

Die Idee ist, alle vier zur Verfügung stehenden Freiheitsgrade in einem Kompromiss für die Regelung der sechs Energie- und Leistungskomponenten einzusetzen. Dafür wird eine Bewertungsfunktion verwendet die einer Normierung bedarf, da Variablen unterschiedlicher Einheiten miteinander verrechnet werden.

$$\text{Normierung 2:} \quad \begin{aligned} u_{norm} &= n u_{C,min} \\ w_{norm} &= n w_{C,nom} \\ p_{norm} &= 6 f_1 w_{norm} \\ i_{norm} &= \frac{p_{norm}}{u_{norm}}. \end{aligned} \tag{3.42}$$

Hier entspricht u_{norm} derjenigen Spannung, welche bei minimaler Ladung der SM-Kondensatoren im Zweig noch erzielbar ist. Die Energien werden auf einen zweigbezogenen Nennwert w_{norm} normiert. Daraus wird die Leistungsnormierung p_{norm} durch Bezug auf die AC-Frequenz f_1 und den Faktor 6 berechnet, welcher ein Resultat der 60°-Symmetrie des MMC ist.

Ausgehend von den Zweigleistungen (3.25) wird die Bewertungsfunktion

$$\begin{aligned} J = \Bigg[&\left(p_{p1,b} - p^*_{p1}\right)^2 + \left(p_{p2,b} - p^*_{p2}\right)^2 + \left(p_{p3,b} - p^*_{p3}\right)^2 \\ &+ \left(p_{n1,b} - p^*_{n1}\right)^2 + \left(p_{n2,b} - p^*_{n2}\right)^2 + \left(p_{n3,b} - p^*_{n3}\right)^2 \Bigg] \frac{1}{p_{norm}^2} + \overbrace{\underbrace{V_{CM}}_{\text{Gewichtung}} \quad \left(u_{CM,alt} - u_{CM}\right)^2}^{\text{Bestrafung von } u_{CM} \text{ Änderungen in aufeinander folgenden Zeitschritten}} \end{aligned} \tag{3.43}$$

als Grundlage für die momentane Leistungsregelung verwendet. Der Eigenschaft „momentan“ soll ausdrücken, dass damit ausschließlich die Sollwerte für einen einzigen Zeitschritt bestimmt werden. Ziel ist es, diejenigen Leistungsterme (Index b, schwarz), welche durch die Kreisströme und die CM-Spannung kontrolliert werden, möglichst genau auf die Soll-Zweigleistungen (blau, markiert mit *)

einzustellen. Um die Nichtlinearität $i_{CC,x}u_{CM}$ in der Lösungssuche zu eliminieren, werden diskrete Werte für die CM-Spannung vorgegeben und die Berechnung der Minimalstelle von J nur mit $i_{CC,1/2}$ durchgeführt. Diese triviale Methode besitzt den Vorteil den Wertebereich der CM-Spannung direkt zu begrenzen, sodass unzulässige Werte gar nicht in Betracht gezogen werden. Der Nachteil ist jedoch, dass die Lösungssuche der u_{CM}-Werte eine Iteration der Berechnung beinhaltet.

Die Gesamtleistung wird in der hier verwendeten Version des Reglers ausschließlich über den DC-Strom kontrolliert:

$$\frac{i_{DC}}{i_{norm}} = \frac{i^*_{DC}}{i_{norm}} - g_{DC}\left(\frac{\overbrace{w_{p,1}+w_{p,2}+w_{p,3}+w_{n,1}+w_{n,2}+w_{n,3}}^{=w_\Sigma} - 6w_{norm}}{w_{norm}}\right). \tag{3.44}$$

Darin ist g_{DC} ein dimensionsloser Verstärkungsfaktor des P-Reglers für den DC-Strom. Dadurch sind die einzigen freien Variablen in (3.43) die Kreisströme $i_{CC,1/2}$. Das Minimum von J kann durch Berechnung der ersten Ableitungen

$$\begin{aligned}
0 = \frac{\partial J}{\partial i_{CC,1}} \Rightarrow & \frac{i_{CC,1}}{i_{norm}}\left(\frac{2u_{DC}^2+4u_{AC,1}^2+4u_{AC,3}^2+8u_{CM}^2+8u_{AC,3}u_{CM}+8u_{AC,1}u_{CM}}{u_{norm}^2}\right) \\
& + \frac{i_{CC,2}}{i_{norm}}\left(\frac{u_{DC}^2+4u_{AC,3}^2+4u_{CM}^2+8u_{AC,3}u_{CM}}{u_{norm}^2}\right) \\
& - \frac{p^*_{p1}}{p_{norm}}\left(\frac{u_{DC}-2u_{AC,1}-2u_{CM}}{u_{norm}}\right) + \frac{p^*_{p3}}{p_{norm}}\left(\frac{u_{DC}-2u_{AC,3}-2u_{CM}}{u_{norm}}\right) \\
& - \frac{p^*_{n1}}{p_{norm}}\left(\frac{u_{DC}+2u_{AC,1}+2u_{CM}}{u_{norm}}\right) + \frac{p^*_{n3}}{p_{norm}}\left(\frac{u_{DC}+2u_{AC,3}+2u_{CM}}{u_{norm}}\right) \\
& + \frac{u_{CM}u_{DC}}{u_{norm}^2}\left(\frac{i_{AC,3}-i_{AC,1}}{i_{norm}}\right) + \frac{4}{3}\frac{i_{DC}u_{CM}}{i_{norm}u_{norm}}\left(\frac{u_{AC,1}-u_{AC3}}{u_{norm}}\right) = 0 \\
0 = \frac{\partial J}{\partial i_{CC,2}} \Rightarrow & \frac{i_{CC,1}}{i_{norm}}\left(\frac{u_{DC}^2+4u_{AC,3}^2+4u_{CM}^2+8u_{AC,3}u_{CM}}{u_{norm}^2}\right) \\
& + \frac{i_{CC,2}}{i_{norm}}\left(\frac{2u_{DC}^2+4u_{AC,2}^2+4u_{AC,3}^2+8u_{CM}^2+8u_{AC,3}u_{CM}+8u_{AC,2}u_{CM}}{u_{norm}^2}\right) \\
& - \frac{p^*_{p2}}{p_{norm}}\left(\frac{u_{DC}-2u_{AC,2}-2u_{CM}}{u_{norm}}\right) + \frac{p^*_{p3}}{p_{norm}}\left(\frac{u_{DC}-2u_{AC,3}-2u_{CM}}{u_{norm}}\right) \\
& - \frac{p^*_{n2}}{p_{norm}}\left(\frac{u_{DC}+2u_{AC,2}+2u_{CM}}{u_{norm}}\right) + \frac{p^*_{n3}}{p_{norm}}\left(\frac{u_{DC}+2u_{AC,3}+2u_{CM}}{u_{norm}}\right) \\
& + \frac{u_{CM}u_{DC}}{u_{norm}^2}\left(\frac{i_{AC,3}-i_{AC,2}}{i_{norm}}\right) + \frac{4}{3}\frac{i_{DC}u_{CM}}{i_{norm}u_{norm}}\left(\frac{u_{AC,2}-u_{AC3}}{u_{norm}}\right) = 0
\end{aligned} \tag{3.45}$$

und Lösen des linearen Gleichungssystems

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}\vec{x} &= \vec{b} \\
\Leftrightarrow \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{i_{CC,1}}{i_{norm}} \\ \frac{i_{CC,2}}{i_{norm}} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{3.46}$$

bestimmt werden.

$$
\begin{aligned}
a_{11} &= \left(2u_{DC}^2 + 4u_{AC,1}^2 + 4u_{AC,3}^2 + 8u_{CM}^2 + 8u_{AC,3}u_{CM} + 8u_{AC,1}u_{CM}\right)/u_{norm}^2 \\
a_{12} = a_{21} &= \left(u_{DC}^2 + 4u_{AC,3}^2 + 4u_{CM}^2 + 8u_{AC,3}u_{CM}\right)/u_{norm}^2 \\
a_{22} &= 2u_{DC}^2 + 4u_{AC,2}^2 + 4u_{AC,3}^2 + 8u_{CM}^2 + 8u_{AC,3}u_{CM} + 8u_{AC,2}u_{CM}/u_{norm}^2 \\
b_1 &= [p_{p1}^* \left(u_{DC} - 2u_{AC,1} - 2u_{CM}\right) - p_{p3}^* \left(u_{DC} - 2u_{AC,3} - 2u_{CM}\right) \\
&\quad + p_{n1}^* \left(u_{DC} + 2u_{AC,1} + 2u_{CM}\right) - p_{n3}^* \left(u_{DC} + 2u_{AC,3} + 2u_{CM}\right) \\
&\quad - u_{CM}u_{DC}\left(i_{AC,3} - i_{AC,1}\right) - \frac{4}{3}i_{DC}u_{CM}\left(u_{AC,1} - u_{AC,3}\right)]/u_{norm}^2 i_{norm} \\
b_2 &= [p_{p2}^* \left(u_{DC} - 2u_{AC,2} - 2u_{CM}\right) - p_{p3}^* \left(u_{DC} - 2u_{AC,3} - 2u_{CM}\right) \\
&\quad + p_{n2}^* \left(u_{DC} + 2u_{AC,2} + 2u_{CM}\right) - p_{n3}^* \left(u_{DC} + 2u_{AC,3} + 2u_{CM}\right) \\
&\quad - u_{CM}u_{DC}\left(i_{AC,3} - i_{AC,2}\right) - \frac{4}{3}i_{DC}u_{CM}\left(u_{AC,2} - u_{AC,3}\right)]/u_{norm}^2 i_{norm}.
\end{aligned}
\tag{3.47}
$$

$$
\begin{aligned}
\begin{pmatrix} \frac{i_{CC,1}}{i_{norm}} \\ \frac{i_{CC,2}}{i_{norm}} \end{pmatrix} &= \underbrace{\frac{1}{a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}} \begin{pmatrix} a_{22} & -a_{12} \\ -a_{21} & a_{11} \end{pmatrix}}_{A^{-1}} \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} \\
\frac{i_{CC,1}}{i_{norm}} &= \frac{a_{22}b_1 - a_{12}b_2}{a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}} \\
\frac{i_{CC,2}}{i_{norm}} &= \frac{-a_{21}b_1 + a_{11}b_2}{a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}}.
\end{aligned}
\tag{3.48}
$$

Dadurch können die Kreisströme direkt für jeden vorgegebenen Wert von u_{CM} berechnet werden. Die Komplexität dieser Gleichungen ist derartig gering, dass diese Iteration selbst in Echtzeitanwendungen keine Schwierigkeit darstellt.

Zuletzt verbleibt die Bedeutung der Soll-Leistungsterme am Beispiel von Zweig p_1 zu klären:

$$
\frac{p_{p1}^*}{p_{norm}} = \overbrace{-\frac{p_{p1,a}}{p_{norm}}}^{\substack{\text{Normierte} \\ \text{Zweigleistung (DC/AC)}}} \overbrace{-V\left(\frac{w_{p1}}{w_{norm}} - \frac{w_\Sigma}{6w_{norm}}\right)}^{\substack{\text{Normierter und gewichteter} \\ \text{Zweigenergiefehler}}}. \tag{3.49}
$$

Die Leistungsterme mit Index a aus (3.25) resultieren aus der Leistungsübertragung zwischen DC- und AC-System. Durch den Einsatz von Kreisströmen und der CM-Spannung sollen diese Leistungsterme kompensiert werden. Das negative Vorzeichen ist ein Resultat der Definition der Bewertungsfunktion (3.43), um die Zielwerte

$$
p_{p/n,1/2/3,a} + p_{p/n,1/2/3,b} \to 0 \tag{3.50}
$$

vorzugeben. Des Weiteren ist ein durch den Verstärkungsfaktor V (P-Regler) gewichteter Energieterm vorhanden. Mit diesem wird im Wesentlichen eine zeitliche Drift der Zweigenergien verhindert. Als Zielwert wird die auf den Zweig bezogene und gemittelte Energie $\frac{w_\Sigma}{6}$ verwendet.

Zusammenfassend wurde in diesem Abschnitt ein einfaches Leistungs- und Energieregelungsverfahren vorgestellt, welches in der Zukunft gewiss weiter verbessert werden kann. Der Nutzen im Hinblick auf die MVC ist, dass durch die auf Momentanwerten basierende Vorgabe der Kreisströme und der CM-Spannung plötzliche Sollwert-/Zustandsänderungen beherrscht werden können, welche sich als Test der Reaktionsgeschwindigkeit der MVC eignen.

4 Multivariable Control

4.1 Einleitung

In diesem Kapitel wird die MVC als zentraler Forschungsbeitrag dieser Arbeit dargelegt. Beginnend wird dafür in Abschnitt 4.2 der Stand der Technik für die Stromregelung, Spannungsmodulation und SM-Selektionskonzepte in MMC-Anwendungen wiedergegeben. Auf Basis dieser Erkenntnisse und einem Anforderungsprofil für zukünftige Hochleistungs-Netzanwendungen wird die Aufgabenstellung für die Entwicklung der MVC in Abschnitt 4.3 definiert. Zur Erfüllung dieser Aufgaben ist es in einem ersten Schritt notwendig die Eingangsgrößen unter Berücksichtigung von physikalischen Randbedingungen festzulegen. Daher wird in Abschnitt 4.4 die Messtechnik thematisiert und die Vorteile von Strommessungen in Hochleistungsanwendungen dargelegt. Mithilfe dieser Eingangsgrößen können Spannungs- und Stromfehler bestimmt werden (siehe Abschnitt 4.4.3), welche das zentrale Element für die Schaltungsauswahl in der MVC sind.

Aufgrund der hohen dynamischen Ansprüche an die Regelung wird in Abschnitt 4.5.1 eine Auswahl von 28 Schalteingriffen festgelegt, welche zur Regelung aller Variablen im MMC eingesetzt werden. Dies gelingt, indem die 28 gewählten Schalteingriffe den geregelten Komponenten (CC, AC, DC, CM) in Form einer Priorisierung zugewiesen werden.

Eine wesentliche Eigenschaft der MVC ist die Einhaltung von individuellen Toleranzbändern, die eine maximale Abweichung von Soll- und Istwert festlegen und für jede Variable individuell vorgegeben werden können. In Abschnitt 4.6.1 werden die Stromtoleranzbänder und in Abschnitt 4.6.2 die Spannungstoleranzbänder beschrieben. Neben der strikten Begrenzung der Abweichungen dienen diese Toleranzbänder zur Normierung der jeweiligen Fehler, was die Umrechnung in Gesamtfehler ermöglicht und in Abschnitt 4.6.3 erklärt wird.

Auf Basis der Auswahl von 28 Schalteingriffen und der Definition von Gesamtfehlern der Komponenten (CC, AC, DC, CM) ist die Verwendung einer Lookup-Table möglich, welche die Entscheidung über auszuführende Schalthandlungen übernimmt und in Abschnitt 4.7 beschrieben wird. Diese hat zwei entscheidende Vorteile: Zum einen wird die Verzögerungszeit für die Schaltentscheidung minimiert, da nur ein Speicher ausgelesen werden muss. Zum anderen können die Schaltentscheidungen offline optimiert werden, wodurch tiefgehende Zustandsanalysen ohne Zeitdruck ermöglicht werden. Zuletzt wird in Abschnitt 4.7.4 das Konzept für die Sortierung und Auswahl der Submodule thematisiert.

4.2 Stand der Technik zur Stromregelung und Modulation

Der MMC ist aufgrund seiner hohen Anzahl an Freiheitsgraden eine komplexe Umrichtertopologie, wodurch im Allgemeinen eine aus mehreren *Ebenen* bestehende Gesamtregelung verwendet wird [11, 14]. Diese lässt sich grob in vier Hauptaufgaben unterteilen:

H1) Energieregelung;

H2) Stromregelung;

H3) Spannungsmodulation;

H4) Symmetrierung der SM-Kondensatorspannungen.

Bereits in Kapitel 3 wurde die Leistungs- und Energieregelung (H1) beschrieben, welche die Aufgabe hat Sollwerte für die Ströme (DC, AC, CC) und die CM-Spannung vorzugeben, um die Energieverteilung der Zweige zu regeln. Diese Sollwerte müssen durch weitere Regelungskonzepte (H2, H3,

H4) eingestellt werden. Für deren hierarchische Anordnung bzw. Reihenfolge in der Gesamtstruktur existieren zahlreiche Ansätze. Ebenfalls werden in der Literatur in diversen Ansätzen mehrere Hauptaufgaben in einer einzigen Reglerebene zusammengefasst. Im Allgemeinen kann zwischen zwei Gruppen unterschieden werden, die im Folgenden mit A und B bezeichnet werden.

Die Konzepte der Gruppe A beinhalten übergeordnete Regelerebenen (H1, H2), welche mit einem Modulationsverfahren (H3) und einer SM-Sortierung/Selektion (H4) kombiniert werden. Die übergeordneten Reglerebenen (H1, H2) der Gruppe A reichen von PI-Regelkreisen über Mehrgrößenregelungen (MIMO-Regelung) und modellprädiktive Regelungsansätze bis hin zu erweiterten nichtlinearen Regelungskonzepten [71–77]. Eine gemeinsame Charakteristik der Konzepte der Gruppe A ist die Übersetzung von Stromtrajektorien (Sollwerte bzw. Sollverläufe der Ströme), zu Sollwerten für die Zweigspannungen. Diese werden durch untergeordnete Modulations- und SM-Auswahlverfahren (H3, H4) eingestellt, indem die Schaltzustände der Submodule vorgegeben werden. Für die Verwendung von Modulationsverfahren sind überlagerte Stromregler eine notwendige Voraussetzung, was die Bandbreite und Leistungsfähigkeit der Konzepte der Gruppe A deutlich einschränkt.

Konzepte der Gruppe B basieren auf der modellprädiktiven Regelung (en.: Model Predictive Control, MPC), die in Abschnitt 4.2.6 beschrieben wird. Dabei werden mehrere Hauptaufgaben (im Regelfall H2, H3, H4) kombiniert und Optimierungsziele mithilfe einer Bewertungsfunktion definiert. Im Allgemeinen hat sich die modellprädiktive Regelung in leistungselektronischen Anwendung wegen der hervorragenden dynamischen Eigenschaften etabliert.

Im Folgenden werden einige aus dem Stand der Technik bekannte Konzepte genauer dargelegt und im Hinblick auf die Verwendung für den MMC bewertet:

1) Abschnitt 4.2.1: Nearest-Level-Modulation;
2) Abschnitt 4.2.2: Space-Vector-Modulation;
3) Abschnitt 4.2.3: Toleranzbandmodulation;
4) Abschnitt 4.2.4: Phase-Shifted Carrier und Level-Shifted Carrier;
5) Abschnitt 4.2.5: Prädiktive Modulation;
6) Abschnitt 4.2.6: Modellprädiktive Regelung;
7) Abschnitt 4.2.7: Symmetrierung der Kondensatorspannungen im Zweig.

Abschließend erfolgt in Abschnitt 4.3 die Spezifizierung der Aufgabenstellung für die Entwicklung der MVC, welche sich deutlich vom Stand der Technik unterscheidet.

4.2.1 Nearest-Level-Modulation

In [11], [78], [79] wird das Nearest-Level-Modulationsverfahren beschrieben, welches in seiner Grundform die Aufgabe der Spannungsmodulation (H3) übernimmt. Die grundsätzliche Idee ist, immer genau diejenige Anzahl an Spannungsstufen zu schalten, welche am nächsten zum Sollwert liegt. Dieses Verfahren generiert einen typischen treppenförmigen Zweigspannungsverlauf, der in den Simulationsergebnissen in Abb. 4.1 dargestellt ist. Es besteht jedoch die Notwendigkeit die integrierten Spannungsfehler – Differenz zwischen Sollwert und Istwert – auszuregeln, da diese maßgebend für die Stromdynamik sind. Im ungeregelten Fall würde die Energiepulsation der Zweige in das Spannungssignal moduliert werden. Aus diesem Grund wurden erweiterte Nearest-Level-Modulationsverfahren [80–87] entwickelt, welche durch zusätzliche Pulsweitenmodulation die Restfehler korrigieren. Im Wesentlichen werden dabei die beiden nächstliegenden Spannungsstufen zum Sollwert über eine kurze Schaltperiode T_p gemittelt, um den Sollwert zu realisieren.

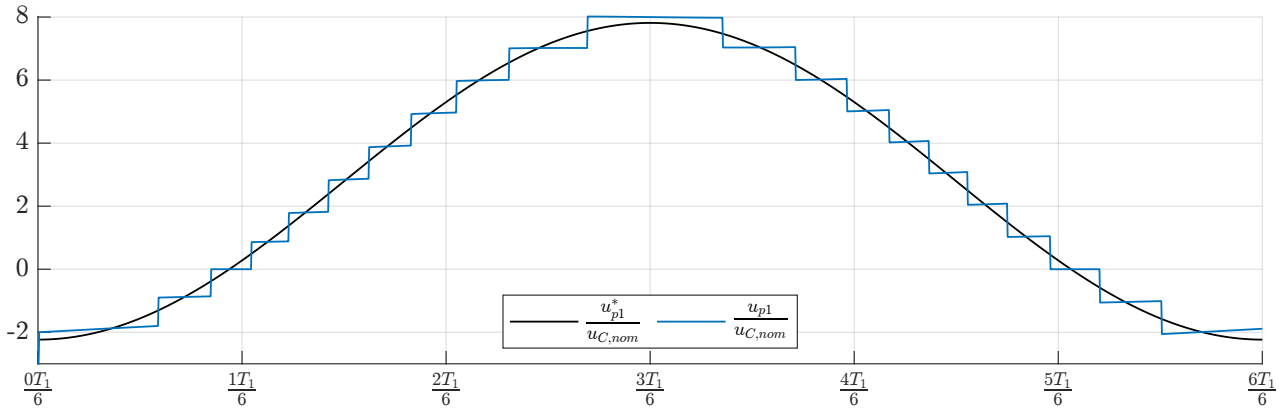


Abbildung 4.1: Normierte Zweigspannungen (Soll und Ist) bei Verwendung des Nearest-Level-Modulationsverfahrens.

4.2.2 Space-Vector-Modulation

Die Raumzeigermodulation (en.: Space-Vector-Modulation) ist ein bekanntes Verfahren zur Steuerung von Zwei- und Mehrpunktumrichtern, welches in [83,88–90] auf den MMC übertragen wird und die Aufgabe der Spannungsmodulation übernimmt (H3). Abhängig von der Anzahl an Submodulen ergibt sich ein Sechseck gemäß Abb. 4.2 a), welches den möglichen Stellbereich für AC-Spannungen beinhaltet. Ein Soll-Spannungszeiger (grün) wird dabei z.B. durch Verwendung der drei nächstgelegenen einstellbaren Spannungszeiger $s_{v,1}$, $s_{v,2}$ und $s_{v,3}$ erzeugt. Dafür werden für diese Spannungszeiger relative Einschaltdauern in einem Zeitintervall T_p berechnet, um im Mittel den Sollzeiger zu stellen. Die Schwierigkeit der Raumzeigermodulation im Bezug zum MMC liegt bei den individuellen SM-Kondensatorspannungen. In Abb. 4.2 b) und c) wird deutlich, dass die relativen Einschaltdauern Abhängig von den geschalteten SM-Kondensatorspannungen sind. Dies setzt genaue Messwerte und eine Vorhersage über den Einfluss der Zweigströme voraus. Außerdem ist damit die Aufgabe eines Sortierers, welcher die Symmetrierung der SM-Kondensatorspannungen sicherstellt, direkt in das Modulationsverfahren integriert. Daraus resultiert eine signifikante Erhöhung der Komplexität bei einer steigenden Anzahl an SM. Aus diesem Grund wurden vereinfachte Konzepte zur Raumzeigermodulation [91–93] entwickelt, welche zusätzlich die Regelung der Kreisströme und der CM-Spannung thematisieren.

4.2.3 Toleranzbandmodulation

In [11], [94], [95] wird die Toleranzbandmodulation beschrieben. Bei diesem Verfahren wird ein Toleranzband Ψ_{TB} für den zweigbezogenen Flussfehler

$$\Delta\Psi_{p1} = \int \left(u_{p1}^* - u_{p1}\right) \mathrm{d}t \tag{4.51}$$

vorgegeben. Immer wenn $\Delta\Psi_{p1}$ das vorgegebene Toleranzband Ψ_{TB} verlässt wird eine korrigierende Schalthandlung ausgeführt. Dadurch werden die Spannungs-Zeitflächenfehler ausgeregelt, welche durch die Energiepulsation der Zweige und die diskreten Spannungsstufen entstehen. Die Simulationsergebnisse für dieses Verfahren sind in Abb. 4.3 dargestellt.

Problematisch ist bei diesem sowie anderen Verfahren, dass jeder Zweigstrom aus einer Superposition des CC-, AC- und DC-Stroms besteht. Diese Stromdynamiken werden aber durch die Kombinationen aller sechs Zweigspannungen kontrolliert. Die Regelung der Spannungs-Zeitflächenfehler jedes einzelnen Zweiges ist demnach nicht optimal. Aus diesem Grund werden im Regelfall übergeordnete Stromregler eingesetzt, um die Referenzsignale der Spannungen zu justieren. Das Resultat ist eine Verschachtelung mehrerer Regelkreise, die tendenziell träger als eine direkte Regelung reagieren. Das Ziel für die Entwicklung der MVC ist daher eine direkte Regelung der Ströme.

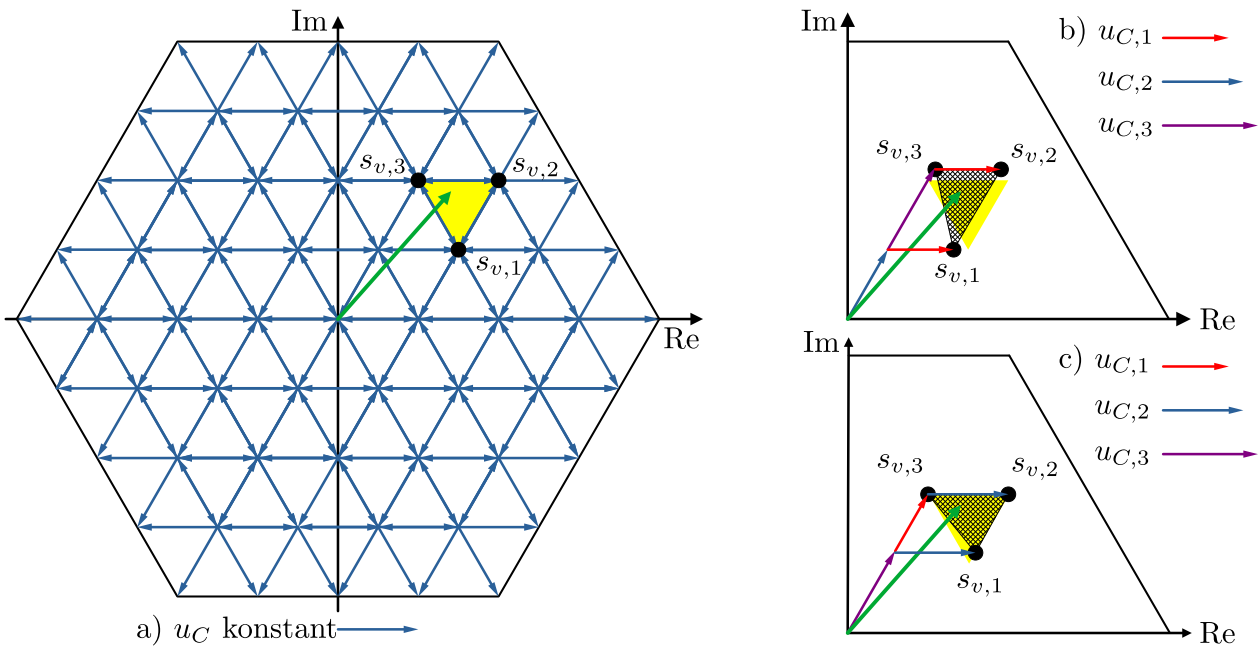


Abbildung 4.2: Der Sollwert des AC-Spannungzeigers (grüner Pfeil) wird durch eine beliebige Kombination von Schaltzeigern (hier z.B. $s_{v,1/2/3}$) über einer Zeitspanne T_p moduliert. In a) sind die geschalteten SM-Kondensatorspannungen u_C konstant, was ein symmetrisches Muster aus Dreiecken ergibt. In b) und c) ist der reale Fall, nämlich unterschiedliche Kondensatorspannungen u_C (rot<blau<lila), dargestellt. Die nun durch die Schaltvektoren $s_{v,1/2/3}$ aufgespannte schraffierte Fläche unterscheidet sich deutlich von der ursprüngliche Fläche (gelb).

4.2.4 Phase-Shifted Carrier und Level-Shifted Carrier

In [11,96–99] werden Trägerfrequenzverfahren (en.: Carrier Based Modulation) vorgestellt. Aufgrund der Vielzahl an unterschiedlichen Ansätzen wird im Folgenden das grundsätzliche Konzept dieser Techniken anhand von zwei Beispielen erläutert.

Zuerst das *Phase-Shifted-Carrier*Verfahren, welches in Abb. 4.4 dargestellt ist. Das Referenzsignal r wird mit $2n$ Trägersignalen[1] verglichen. Abhängig von der Anzahl an Trägersignalen, welche größer und kleiner als das Referenzsignal sind, wird die Anzahl an zu schaltenden Submodulen festgelegt. Analog wird beim *Level-Shifted-Carrier* Verfahren vorgegangen, welches in Abb. 4.5 dargestellt ist.

In beiden Verfahren wird die Schaltfrequenz der Submodule durch die Frequenz der Trägersignale definiert. Auch in diesen Techniken muss der auftretende Energiehub im Zweig, also die unterschiedlichen SM-Kondensatorspannungen, ausgeregelt werden. Diesbezüglich werden in [100] Informationen über die Verläufe der Kondensatorspannungen in das Referenzsignal eingefügt. Eine oftmals in der Literatur vorgeschlagene Verbesserung des Verfahrens ist die Erweiterung auf eine Phase, wodurch die Trägersignale des positiven und negativen Zweiges in Abhängigkeit voneinander vorgegeben werden. Durch die Synchronisierung der Schaltzustandsänderungen ist weiteres Optimierungspotenzial gegeben, da dies die Regelung der Phasenspannung erleichtert und eine verbesserte Regelung der Kreisströme und des DC-Stroms ermöglicht [101]. In [102,103] werden die Trägersignale des positiven und negativen Zweiges so zueinander phasenverschoben, dass ausgewählte harmonische Frequenzanteile reduziert werden.

Die Trägerfrequenzverfahren benötigen überlagerte Stromregelkreise, die entweder das Referenzsignal r oder die Trägersignale kontrollieren. Die Zeitdauer, bis diese Korrekturen umgesetzt werden (d.h. tatsächlich in die Zweigspannung moduliert sind), ist stark von der Trägerfrequenz abhängig. Daraus leitet sich eine grundlegende Aufgabenstellung für die MVC ab, diese Totzeit zu minimieren

[1] Jeweils ein Trägersignal für positive und negative Ausgangsspannungen der vorausgesetzten bipolaren Submodultopologie.

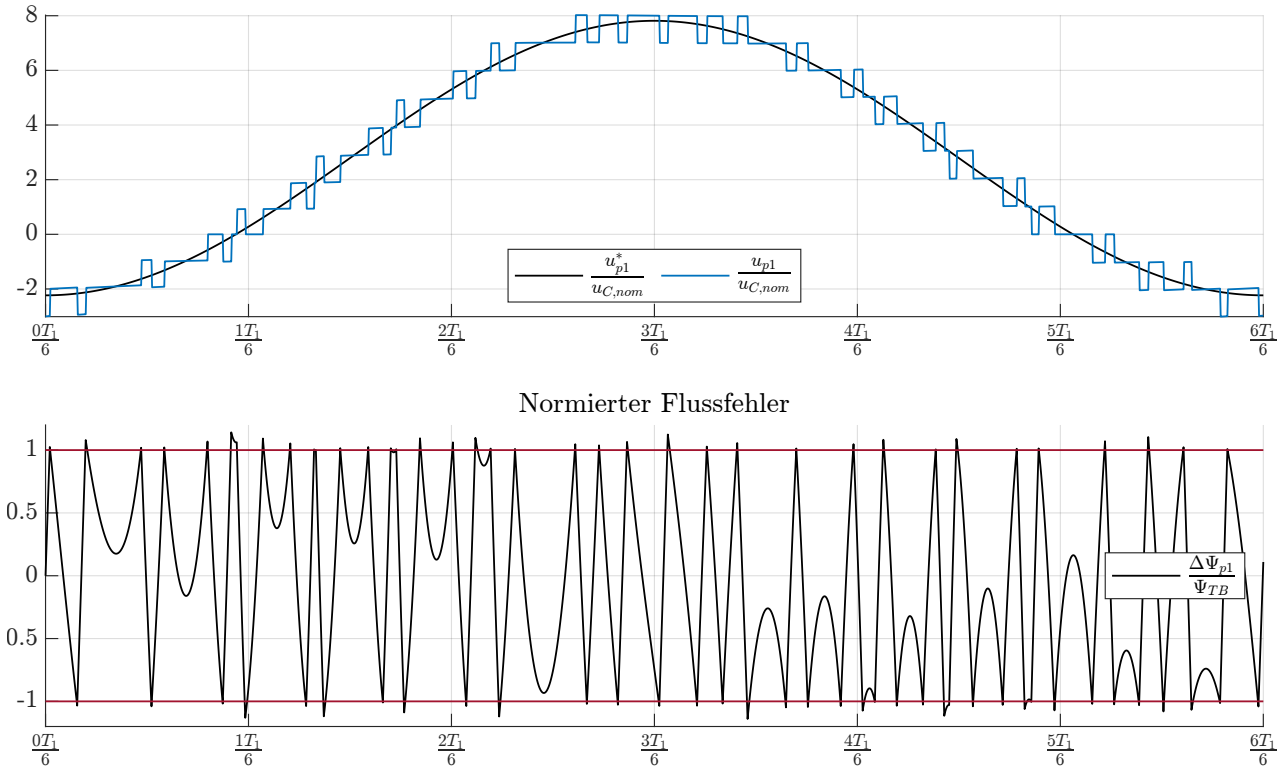


Abbildung 4.3: Normierte Zweigspannungen (Soll- und Istwerte) und Flussfehler bei Verwendung der Toleranzbandmodulation.

und eine direkte Regelung der Ströme zu ermöglichen.

4.2.5 Prädiktive Modulation

Im Allgemeinen nutzen prädiktive Modulationsverfahren Informationen über den stationären Betrieb des MMC, um eine Planung der zukünftigen Dynamik vorzunehmen. In [104], [105] wird jeweils eine Grundschwingungperiode T_1 in die Vorausberechnung einbezogen, um einen minimalen Kondensatorspannungshub der Submodule zu erreichen. Dafür werden zunächst die Schaltzeitpunkte bestimmt und erst danach den Submodulen zugewiesen. Ein weiterer Ansatz wird in [106] beschrieben, welcher das Schalten der Submodule in Grundfrequenz ermöglicht. Die Zielstellung für die Planung mehrerer Perioden T_1 umfasst die Eliminierung bestimmter harmonischer Frequenzanteile sowie die Minimierung des Kondensatorspannungshubes. In [107] wird die Technik der *Selective-Harmonic-Elimination* (SHE) für den MMC vorgestellt. Dabei werden Grundschwingungsperioden so geplant, dass ausgewählte harmonische Frequenzen eliminiert werden.

Modulationsverfahren, die ganze Grundschwingungsperioden planen, bringen Schwierigkeiten mit sich. Im Wesentlichen ist dies der Verlust an Flexibilität und eine schlechtere Reaktionsfähigkeit auf Zustandsänderungen des Systems, was insbesondere für die Fehlerbeherrschung und Kurzschlussstrombegrenzung erfordert wird. Treten derartige Szenarien auf, muss die Planung aufgehoben und neu durchgeführt werden. Dies setzt voraus, dass der Fehler frühzeitig erkannt und eine unmittelbare Korrektur der gestellten Zweigspannungen durchgeführt wird. Ein weiterer kritischer Aspekt ist hohe Berechnungskomplexität bei steigender Anzahl an Submodulen. Oftmals können die Lösungen von prädiktiven Modulationsverfahren nur durch numerische (iterative) Techniken ermittelt werden.

4.2.6 Modellprädiktive Regelung

Die modellprädiktive Regelung (en.: Model Predictive Control, kurz: MPC) wurde im Stand der Technik gründlich untersucht und hat sich in diversen leistungselektronischen Anwendungen als vorteilhafte Technik mit guten dynamischen Eigenschaften erwiesen [108–110]. Auch im Bereich der

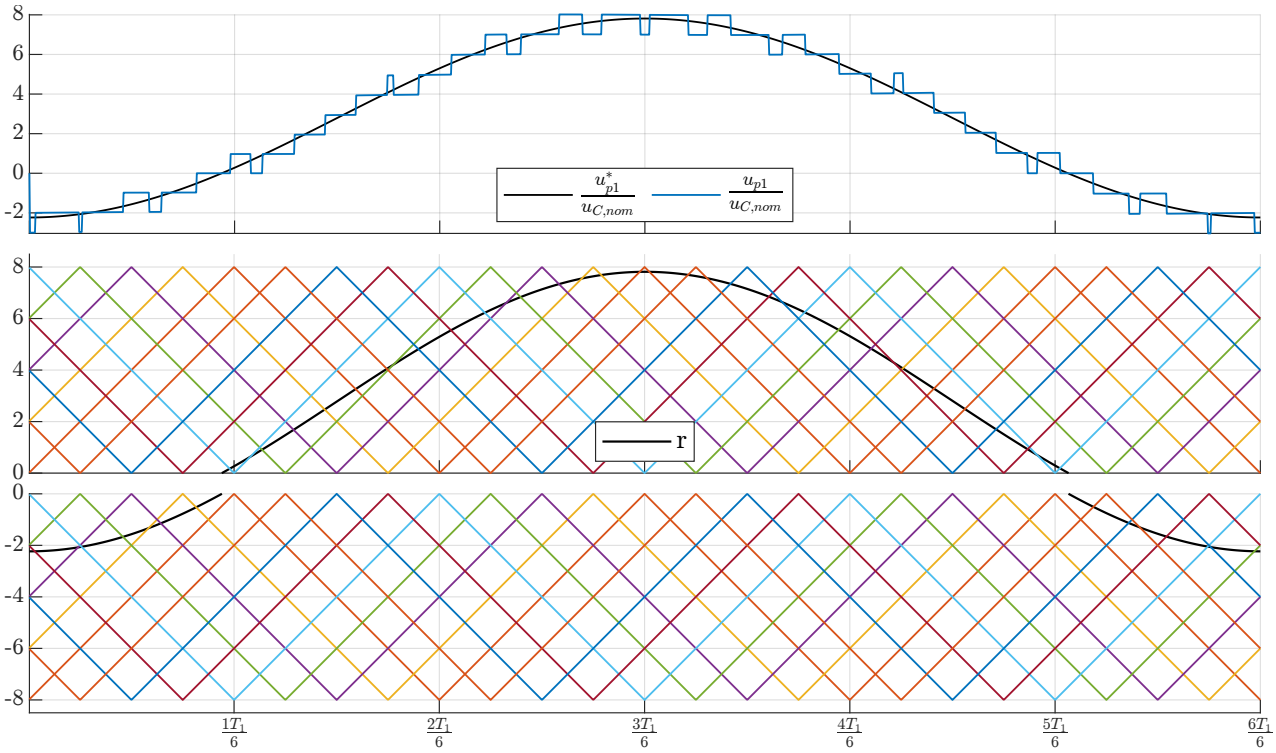


Abbildung 4.4: Normierte Soll- und Istwerte einer Zweigspannung sowie das im *Phase-Shifted-Carrier* Verfahren verwendete Referenzsignal r mit den $2n = 16$ Trägersignalen.

MMC-Anwendungen hat sich die MPC etabliert und wird deshalb innerhalb dieses Abschnitts genauer beschrieben.

Die grundsätzliche Funktionsweise ist in Abb. 4.6a dargestellt. Auf Basis der diskretisierten Systemdynamik werden Zeitschritte definiert, wobei mit k der aktuelle Zeitschritt bezeichnet wird und die Variable x den Systemzustand repräsentiert, welcher im Regelfall aus einer Vielzahl an unterschiedlichen Zustandsgrößen besteht. Bezogen auf den MMC sind dies beispielsweise SM-Kondensatorenergien, Zweigströme und Zweigspannungen.

Das Ziel der MPC ist die Eingangsgrößen des Systems $u_{k+1}, \ldots u_{k+k_p}$ für einen Prädiktionshorizont k_p so zu bestimmen, dass die zukünftigen Istwerte $x_{k+1}, \ldots x_{k+k_p}$ den vorgegebenen Sollwerten x^*_{k+1}, $\ldots x^*_{k+k_p}$ möglichst genau folgen. Für die Vorausrechnung bzw. Abschätzung des Istwertverlaufs $\tilde{x}_{k+1}$, $\ldots \tilde{x}_{k+k_p}$ wird ein diskretes Prädiktionsmodell verwendet, welches die reale Dynamik möglichst exakt abbildet. Durch die Minimierung einer Bewertungsfunktion, z.B.

$$J = \sum_{p=1}^{k_p} V_p \left(x^*_{k+p} - \tilde{x}_{k+p} \right)^2 \tag{4.52}$$

wird diejenige Kombination aus Eingangsgrößen u bestimmt, welche die gewünschten Optimierungsziele am besten erfüllt. Üblicherweise werden zur Definition der Optimierungsziele quadratische Terme mit Gewichtungsfaktoren[2] V_p eingesetzt. Des Weiteren können Nebenbedingungen (en.: Constraints) formuliert werden, die kein Gegenstand der Optimierung sind und immer eingehalten werden. Typische Optimierungsziele der MPC für MMCs sind:

1) Regelung der Ströme (CC, AC, DC) und der CM-Spannung.

2) Symmetrierung und Regelung der SM-Kondensatorspannungen.

3) Reduktion des SM-Kondensatorspannungsrippels.

[2] Im Regelfall sind Gewichtungsfaktoren nicht nur auf den Zeitschritt p bezogen, sondern individuell auf die Zustandsgrößen x angepasst.

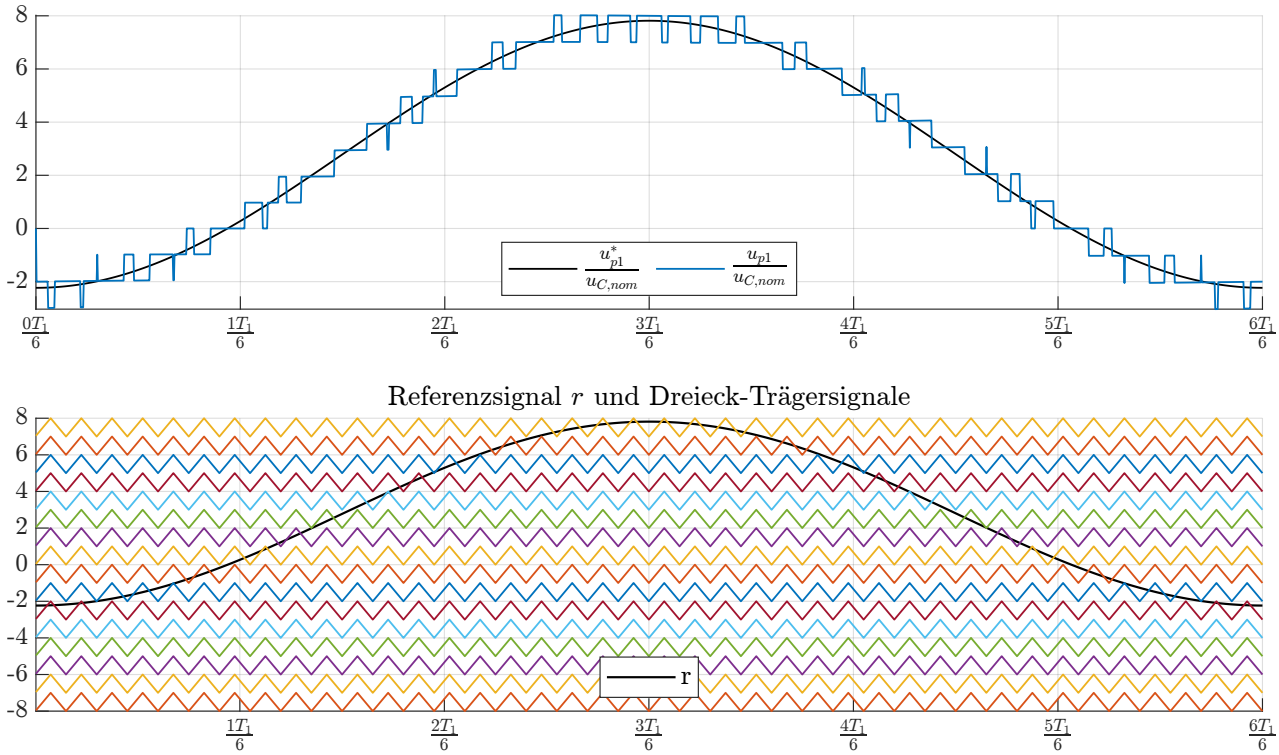


Abbildung 4.5: Normierte Soll- und Istwerte einer Zweigspannung sowie das im *Level-Shifted-Carrier* Verfahren verwendete Referenzsignal r mit den $2n = 16$ Trägersignalen.

In Abb. 4.6b ist das Strukturbild der ursprünglichen MPC für MMCs dargestellt [111]. Hierbei wird die Bewertungsfunktion genutzt, um den Schaltzustand jedes einzelnen Submoduls zu bestimmen. Ein Problem dieser Variante ist die hohe Berechnungskomplexität, die exponentiell mit der Anzahl an Submodulen pro Zweig steigt. Folglich ist ein Einsatz in HGÜ-Anwendungen, bei denen mehrere hundert Submodule pro Zweig eingesetzt werden, als nicht realistisch einzustufen. In der Literatur werden daher neben den dreiphasigen MPC-Konzepten auch einphasige MPC-Konzepte untersucht, wodurch die Anzahl an zu berechnenden Schaltzuständen deutlich reduziert wird [112]. Dadurch ist aber die Kreisstromregelung nicht enthalten, weshalb dieser Ansatz in dieser Arbeit nicht weiter behandelt wird.

Zur Reduzierung der Berechnungskomplexität wurden in den letzten Jahren zahlreiche Ansätze vorgestellt, die in Abb. 4.6c angedeutet sind. Eine Strategie ist mithilfe der Bewertungsfunktion sogenannte Einfügeindizes (en.: Insertion Indices) zu bestimmen, welche die Anzahl der zu schaltenden Submodule im Zweig definieren [69, 70, 113, 114]. Ein nachfolgendes Sortier- und Selektionskonzept setzt diese Einfügeindizes in die Schaltzustände der Submodule um.

Durch die Eliminierung der kaskadierten Strom- und Spannungsregelung wird durch die MPC eine deutliche Verbesserung der dynamischen Leistungsfähigkeit und schnellere Reaktionszeiten erreicht [115]. Allerdings ist es durch den Optimierungsprozess, welcher in jedem diskreten Zeitschritt ausgeführt werden muss, nahezu unmöglich Abtastperioden kleiner als 50 µs bis 100 µs zu erreichen. Beispielsweise beträgt die Dauer der Abtastperiode 100 µs in [70], wo ein Experiment mit zwei Submodulen pro Zweig präsentiert wird, und 125 µs in [111], wo ein einphasiger MMC mit zwei Submodulen pro Zweig verwendet wird.

Zusätzlich wird in [111] eine besondere Variante der MPC verwendet, indem Toleranzbänder für die AC-Ströme eingeführt werden. Dabei wird die Abweichung der AC-Ströme nicht als Summand in der Bewertungsfunktion, sondern als Nebenbedingung eingebunden. Obwohl diese Variante eine direkte AC-Stromregelung erreicht, verbleiben die anderen Stromkomponenten (DC-Strom und Kreisströme) weiterhin innerhalb der Bewertungsfunktion, wodurch die strikte Begrenzung der Abweichungen mithilfe von Toleranzbändern für diese nicht erreicht wird. In der Aufgabenstellung für die Entwicklung der MVC sollen Toleranzbänder für alle Freiheitsgrade im MMC vorgebbar sein, um eine strikte

Limitierung der Differenz zwischen den Soll- und Istwerten zu gewährleisten.

In [116] wird die MPC in Kombination mit einem Trägerfrequenzverfahren zur Spannungsmodulation eingesetzt. Durch die Bewertungsfunktion werden optimale Aussteuergrade bzw. Zweigspannungen bestimmt die durch den zusätzlichen Modulator eingestellt werden. Im Rückblick auf die Klassifizierung der Methoden ist dieser Ansatz der Gruppe A zuzuordnen und weist dem entsprechend ähnliche Eigenschaften auf. Die Bewertungsfunktion enthält hier neben den Strömen auch die Kondensatorspannungs-Symmetrierung. Im Experiment mit einem einphasigen MMC mit drei Submodulen je Zweig wurde eine zeitliche Abtastperiode von 100 µs erreicht.

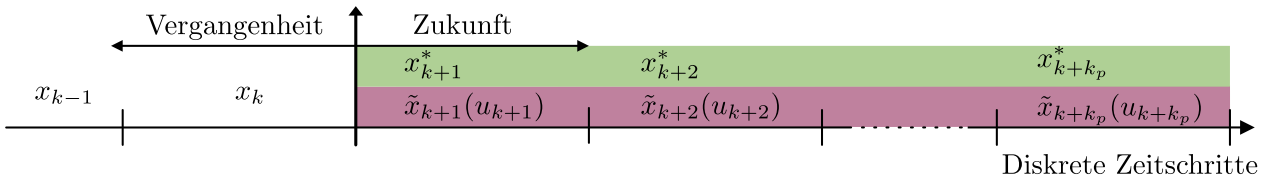
In [117] wird die MPC zur Stromregelung in Kombination mit einer Symmetrierung der SM-Kondensatorspannungen vorgestellt, womit der Berechnungsaufwand reduziert wird. Das zeitliche Abtastintervall in den darin gezeigten experimentellen Ergebnissen (MMC mit vier Submodulen pro Zweig) liegt bei 200 µs.

Zusammenfassend weist die MPC gute Ergebnisse in MMC-Anwendungen auf. Insbesondere die dynamischen Eigenschaften und die Mehrzieloptimierung durch die Bewertungsfunktion und Nebenbedingungen werden oft als Vorteil genannt. Ein kritisches Hinterfragen dieser Argumente zeigt aber auch einige Schwächen des MPC-Konzeptes:

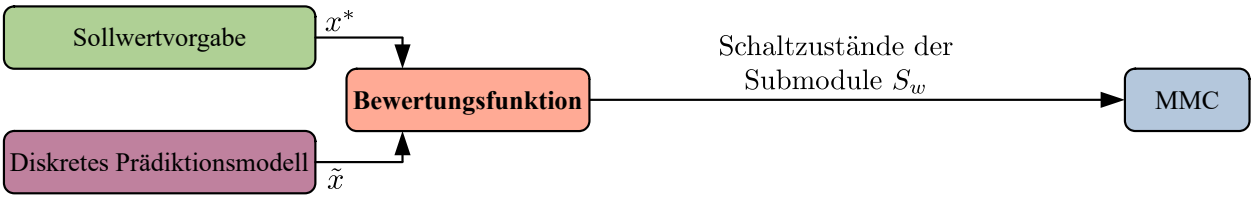
- **Diskrete Zeitschritte** sind die fundamentale Basis der MPC. Ein üblicher aus dem aktuellen Stand der Technik abgeleiteter Wert ist 100 µs. Die dadurch eingeprägte Totzeit im Regelkonzept kann bei Fehlerfällen in niederinduktiven Systemen bereits große Stromabweichungen verursachen. Daraus leitet sich ein Ziel für die Entwicklung der MVC ab, die Totzeit bzw. Reaktionszeit auf weniger als 10 µs zu begrenzen. Um dies zu erreichen ist ein neuartiger Ansatz und eine angepasste Messtechnik erforderlich.

- Das **diskrete Prädiktionsmodell** muss genau bekannt sein und ist sensibel gegenüber Parameteränderungen. Es kann nicht vorausgesetzt werden, dass die externen Systeme und Parameter exakt bekannt sind. Das Ziel für die Entwicklung der MVC ist folglich eine Robustheit gegenüber externen Parametervariationen in einem weiten Bereich (siehe Abschnitt 6.5).

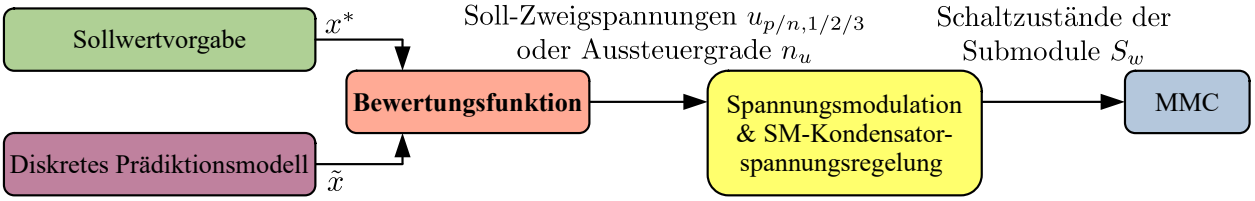
- Die **Bewertungsfunktion** besteht aus einer Vielzahl an Termen verschiedenster Einheiten, um ein Optimierungsziel zu definieren. Daher werden **Gewichtungsfaktoren** eingesetzt, welche die Terme zueinander in Beziehung setzen und zum Teil nur heuristisch bestimmt werden können. Das Ergebnis der Optimierung (Minimierung der Bewertungsfunktion) ist ein skalarer Wert, welcher die Güte einer Mehrzieloptimierung beschreibt. Dabei kann nicht gewährleistet werden, dass vordefinierte Limitierungen für die Abweichungen der einzelnen Variablen (Toleranzbänder) eingehalten werden. Das Ziel für die Entwicklung der MVC ist die gleichzeitige, direkte und unabhängige Regelung aller Freiheitsgrade des MMC sowie individuelle Toleranzbänder für jede Variable vorgeben zu können.



(a) Diskretisiertes Systemmodell mit den Sollzuständen x^* und den vorausberechneten (erwarteten) Zustanden $\tilde{x}$ in Abhängigkeit von den Eingangsgrößen u.



(b) Ursprüngliche MPC-Reglerstruktur für MMC-Anwendungen. Die Bewertungsfunktion gibt die Schaltzustände jedes einzelnen Submoduls aus, wodurch die Komplexität exponentiell mit der Anzahl an Submodulen erhöht wird.



(c) Auf MMC-Anwendungen angepasste MPC-Reglerstruktur zur Reduzierung der Berechnungskomplexität.

Abbildung 4.6: Strukturbilder der modellprädiktiven Regelung in MMC-Anwendungen [108].

4.2.7 Symmetrierung der Kondensatorspannungen im Zweig

Ein weiterer essentieller Bestandteil der unteren (hardwarenahen) Reglerebene ist die Kontrolle der SM-Kondensatorspannungen im Zweig (Hauptaufgabe H4). Im Prinzip ist damit die Aufteilung der Zweigenergie auf die Submodule gemeint. Um diese Aufgabe besser zu verdeutlichen wird das Beispiel in Abb. 4.7 verwendet.

Es ist ein einzelner Zweig des MMC mit $n = 8$ Vollbrücken-Submodulen dargestellt. In Abb. 4.7 a) ist die Ausgangssituation zu erkennen. Vier Submodule stellen ihre positive Kondensatorspannung und die anderen vier Submodule befinden sich im Nullzustand. Daraus ergibt sich die effektive Anzahl an geschalteten Submodulen von $n_{on} = 4$. Für die Selektion von Submodulen ist die Information über den aktuellen Energiezustand unerlässlich und ist deshalb in normierter Form durch die Werte $u'_{C,1}$, $\ldots$, $u'_{C,8}$ angegeben. Ebenfalls wird sich in diesem Beispiel auf den Fall eines positiven Zweigstromes ($i > 0$) beschränkt, da die gewonnenen Erkenntnisse in analoger Form für negative Zweigströme gültig sind.

In Abb. 4.7 b) beträgt die effektive Anzahl an geschalteten Submodulen ebenfalls $n_{on} = 4$. Der Unterschied ist jedoch, dass sich nun eine Spannungsstufe durch ein positiv und negativ geschaltetes Submodul nahezu aufhebt. Der geringfügige Unterschied der Kondensatorspannungen wird zunächst vernachlässigt. Auf dem ersten Blick erscheint dieser Zustand des Zweiges als vorteilhaft, da durch das negativ geschaltete Submodul die größte Kondensatorspannung mit der Zeit reduziert wird ($\frac{\mathrm{d}u_{c,1}}{\mathrm{d}t} < 0$) und so an die Spannungen der anderen Submodule angeglichen wird. Ein solcher Zustand verursacht jedoch auch einige Schwierigkeiten, welche berücksichtigt werden müssen:

- Die Minimierung der Schaltfrequenz ist ein Gütekriterium für Modulationsverfahren. Submodule so zu schalten, dass sich deren Ausgangsspannung gegenseitig aufhebt, setzt (im Regelfall) „unnötige“ zusätzliche Schalthandlungen voraus.

- Insgesamt befinden sich in Abb. 4.7 b) sechs der acht Submodule in einem Zustand, welcher eine

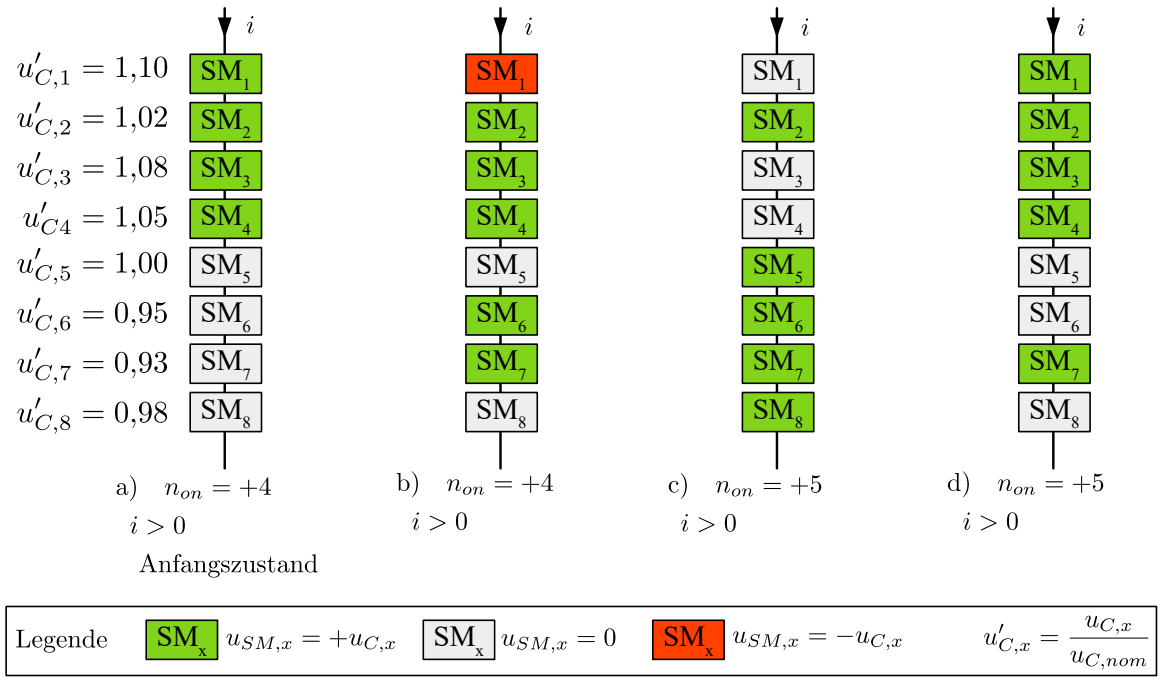


Abbildung 4.7: Beispiel für die Symmetrierung der Kondensatorspannungen eines Zweiges mit $n_{SM} = 8$ Submodulen. Abhängig von den SM-Energien zum Anfangszustand a) werden unterschiedliche Selektionstechniken verwendet, um die Erhöhung der effektiv geschalteten Submodule von $n_{on} = 4$ auf $n_{on} = 5$ zu realisieren.

Änderung der Kondensatorspannung bewirkt. Die Aufgabe des Sortier- und Auswahlverfahrens wurde dadurch im Vergleich zu a) komplizierter. Die favorisierte Verwendung von Nullzuständen liegt nahe, da dadurch die Kondensatorspannungen auf einem Wert festgehalten werden.

Zweigstrom	Priorität	pos. Schalthandlung	neg. Schalthandlung
> 0	1	SM mit $\min(u_C)$ in Zustand -1	SM mit $\max(u_C)$ in Zustand +1
	2	SM mit $\min(u_C)$ in Zustand 0	SM mit $\max(u_C)$ in Zustand 0
< 0	1	SM mit $\max(u_C)$ in Zustand -1	SM mit $\min(u_C)$ in Zustand +1
	2	SM mit $\max(u_C)$ in Zustand 0	SM mit $\min(u_C)$ in Zustand 0

Tabelle 4.1: Prioritätentabelle des Standardsortierers [35, 81].

Auf Basis dieser Erkenntnisse wurde bereits in [35,81] ein Sortier- und Auswahlverfahren gemäß Tab. 4.1 vorgestellt. Die Idee dieser Technik ist abhängig von der Polarität des Zweigstromes Submodule mit maximalen oder minimalen Energien auszuwählen, um diese untereinander anzugleichen. Anzumerken ist an dieser Stelle die zusätzliche Priorisierung in den Nullzustand zu schalten. Bei der Suche nach einem Submodul für eine positive oder negative Spannungsänderung werden diejenigen Submodule favorisiert, welche sich in den Zuständen $+1$ bzw. -1 befinden. Der Vorteil des Nullzustandes ist, dass keine Kondensatorspannungsänderung auftritt.

In Abb. 4.7 c) und d) wurde das Sortier- und Auswahlverfahren aus Tab. 4.1 angewendet, um die effektive Anzahl an Submodulen von $n_{on} = 4$ auf $n_{on} = 5$ zu erhöhen. Eine solche Aktion ist als Standardfall anzusehen und tritt statistisch gesehen am häufigsten auf. Die Fälle c) und d) unterscheiden sich jedoch in der Ausführung:

- In c) wurde eine vollständige Neuauslegung der Schaltzustände des Zweiges durchgeführt. Aufgrund des positiven Zweigstromes ($i > 0$) ist die Änderung der Kondensatorspannung der positiv geschalteten Submodule ebenfalls positiv. Es werden also die fünf geringsten Konden-

satorspannungen herausgesucht und in den Zustand $+u_c$ umgeschaltet. Der Übergang von a) zu c) erfordert sieben Schaltzustandsänderungen.

- In d) wurden die bereits positiv geschalteten Submodule beibehalten. Es wurde nur ein einziges Submodul mit der geringsten Kondensatorspannung umgeschaltet. Der Übergang von a) zu d) erfordert eine Schaltzustandsänderung.

Offensichtlich erzielt der Zustand c) eine bessere Symmetrierung der Kondensatorspannungen. Allerdings wird dafür auch eine höhere Schaltfrequenz benötigt. Kompromisse aus den Zuständen c) und d) sind ebenfalls denkbar. An dieser Stelle wird die hohe Anzahl an Möglichkeiten deutlich, und dass selbst ein Sortier- und Auswahlalgorithmus keinesfalls trivial ist. In MMCs für HGÜ-Anwendungen werden hunderte Submodule pro Zweig verwendet. Bei der Entwicklung muss also die steigende Komplexität bei Erhöhung der Anzahl der Submodule berücksichtigt werden.

In [11, 94, 95] werden zwei erweiterte Sortier- und Auswahlverfahren vorgestellt:

- Beim **ATB**-Verfahren wird ein dynamisches Toleranzband verwendet, welches um die mittlere SM-Kondenstorspannung im Zweig herum gelegt wird.
- Das **CTB**-Verfahren nutzt ein festes Toleranzband.

Beim ATB-Verfahren wird der Mittelwert aus allen Kondensatorspannungen im Zweig berechnet. Um diesen Mittelwert wird ein Toleranzband gelegt. Verlässt eine SM-Kondensatorspannung diesen erlaubten Wertebereich wird dieses in den Nullzustand geschaltet und durch ein anderes Submodul ersetzt.

Das CTB-Verfahren nutzt ebenfalls ein Toleranzband. Jedoch wird dieses nun fest vorgegeben und nicht mehr an dem Mittelwert der Kondensatorspannungen des Zweiges angepasst. Die Reaktion bei Über-/Unterschreitung erfolgt analog zum ATB-Verfahren. Diese Verfahren ermöglichen eine Reduzierung der benötigten Schalthandlungen, welche ausschließlich für die Symmetrierung der Kondensatorspannungen durchgeführt werden. Ebenfalls wird durch die Einführung von Toleranzbändern der Wertebereich der Kondensatorspannungen eingegrenzt.

4.3 Aufgabenstellung und Ziele der MVC

Die direkte Multivariablenregelung (en.: Direct Multivariable Control, kurz: MVC) wurde erstmalig in [30] vorgestellt, in [31, 32] verfeinert und in [33] vollendet. Das Konzept der MVC wurde zur Erfüllung der folgenden Herausforderungen entwickelt:

1) Schnelle Beherrschung von Netzfehlern.
2) Elektronischer Schutz der verbundenen AC- und DC-Netze, einschließlich der Fähigkeit die Kurzschlussströme zu limitieren und freizügig einzustellen.
3) Begrenzung der Halbleiterströme in den Submodulen.
4) Erreichen einer minimalen Schaltfrequenz im stationären Betrieb.
5) Dämpfung von Oszillationen und Resonanzen zum Netz durch eine hohe Eingangsimpedanz und hohe Bandbreite der Stromregelung.
6) Das Potential zur Minimierung der Zweiginduktiviäten und Submodulkapazitäten.

Für Punkt 1) ist eine direkte Stromregelung optimal, die ohne Spannungssollwerte funktioniert – anstelle der Methoden zur Spannungsregelung/-modulation aus dem Stand der Technik, welche durch übergeordnete Stromregler ergänzt werden. In Fehlerszenarien ist der Systemzustand der externen Netze für die übergeordnete Reglerebene nicht bekannt, wodurch eine Vorgabe der Spannungssollwerte nicht möglich ist.

Zur Erfüllung von Punkt 2) ist die hochdynamische Regelung des DC- und AC-Stroms mit minimaler Totzeit erforderlich. Zu jeder Zeit, aber insbesondere während Fehlerzuständen, muss die vollständige Kontrolle über die DC- und AC-Ströme gewährleistet werden.

Für Punkt 3) muss berücksichtigt werden, dass die Zweigströme aus einer Überlagerung von CC-, AC- und DC-Strom bestehen. Um eine Limitierung der Halbleiterströme zu ermöglichen, müssen alle drei Stromkomponenten gleichzeitig und unabhängig voneinander mit hoher Bandbreite kontrolliert werden. Die hochdynamische Regelung der Kreisströme ist auch aus Sicht des Energiereglers als vorteilhaft zu bewerten, da dadurch Zweigenergien symmetriert und Zweigleistungen auf Basis des momentanen Systemzustand minimiert werden können.

Neben der Fehlerbeherrschung, bei der temporäre Schaltfrequenzerhöhungen unerlässlich sind, muss ein stationärer Betrieb mit geringen Schaltverlusten gewährleistet werden. Zur Erfüllung von Punkt 4) werden nur dann Schalthandlungen ausgeführt, wenn ein vordefiniertes Toleranzband von mindestens einer Variable nicht eingehalten wird.

Punkt 5) nimmt eine wichtige Rolle in modernen, leistungselektronisch dominierten Netzen ein. Umfangreiche Stabilitätsanalysen bezüglich Eingangsimpedanzen von Umrichtern in Netzanwendungen wurden in [118, 119] durchgeführt. Dieser Sachverhalt wurde im Entwicklungsprozess der MVC berücksichtigt, wird allerdings nur teilweise innerhalb dieser Arbeit validiert. Ein einzelner MMC-Prototyp ist unzureichend eine finale Aussage über die Stabilität in Netzen zu treffen.

Punkt 6) beschreibt eine wichtige Zielstellung in der Zukunft, wenn die Ausgangsleistungen der Umrichter weiter ansteigen und die passiven Komponenten (L_e, C) in ihrem Bauvolumen limitiert sind. Aus diesem Grund müssen Regelungskonzepte flexibel und anpassungsfähig sein, also erstens mit sehr kleinen Zweigdrosseln L_e funktionieren und zweitens mit einem großen Spannungshub in den SM-Kondensatorspannungen zurecht kommen. Die schnelle Regelung und enge Führung der internen Variablen (Kreisströme und CM-Spannung) ist dabei essentiell, um eine solide Basis zur Regelung der Zweigenergien bereit zu stellen.

Aus diesen Punkten ergeben sich die Anforderungen an die MVC:

1. Schnelle und unabhängige Regelung der AC-, CC-Stromzeiger und des DC-Stromes in engen Toleranzbändern.

2. Schnelle und unabhängige Regelung der CM-Spannung in einem engen Toleranzband.

3. Minimierung der Totzeit der Stromregelung (typ. 5 µs, max. 10 µs) und hohe Bandbreite der Stromregelung (> 100 kHz).

4. Adaption der Schaltfrequenz der Halbleiter. D.h. minimale Schaltfrequenz im stationären Betrieb und automatische, temporäre Erhöhung zur Handhabung von dynamischen Zustandsänderungen.

5. Robustheit gegenüber Parameterveränderungen und Ungenauigkeiten in den externen Systemen (DC- und AC-Netz).

6. Robustheit gegenüber großen Variationen der SM-Kondensatorspannungen.

7. Anwendbarkeit in MMC-Anlagen mit hoher Anzahl an Submodulen.

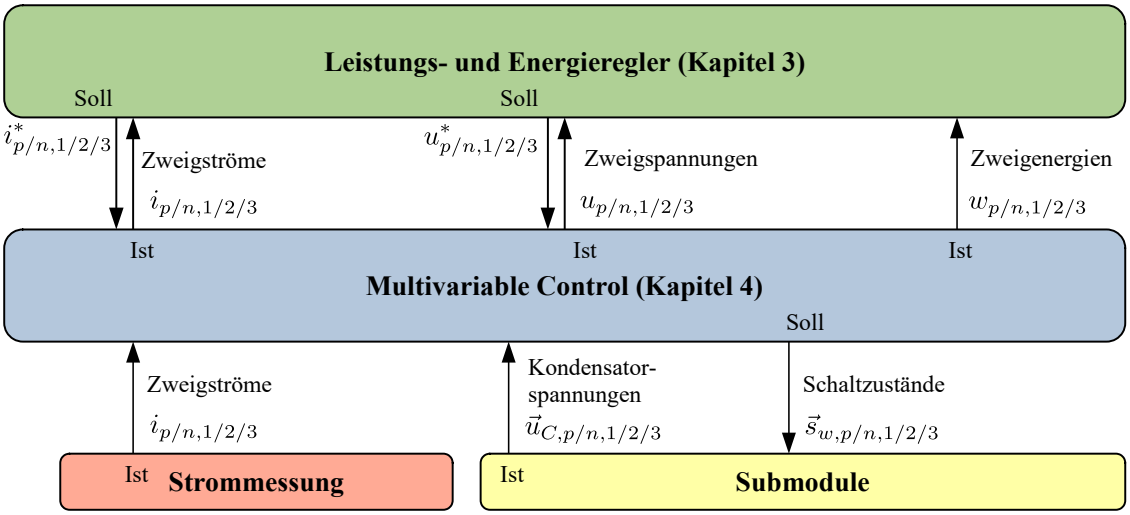


Abbildung 4.8: Hierarchie der Reglerstruktur.

In Abb. 4.8 ist die Hierarchie und der Signalfluss der gesamten MMC-Regelungsstruktur dargestellt. Der übergeordnete Leistungs- und Energieregler wurde bereits in Kapitel 3 beschrieben und gibt Sollwerte für die Zweigströme $i^*_{p/n,1/2/3}$ und Zweigspannungen $u^*_{p/n,1/2/3}$ vor. In der MVC werden diese zweigbasierten Variablen mithilfe der Matrizen (2.20) und (2.22) in die Kontrollvariablen umgerechnet. Die Trennung der Reglerebenen an dieser Stelle durchzuführen lässt sich im Wesentlichen mit den unterschiedlichen Anforderungen an die erforderliche Reglerbandbreite begründen. Da die Energiedynamik deutlich langsamer als die Stromdynamik ist, genügt eine feste Abtastfrequenz f_s ($f_s \leq 20\,\text{kHz}$), was die Implementierung vereinfacht und die Auswahl an einsetzbarer Hardware und Software vergrößert. Hingegen erfordert die Stromregelung deutlich höhere Eingriffsfrequenzen ($f > 100\,\text{kHz}$) mit extrem kurzen Reaktions- und Totzeiten ($< 10\,\mu\text{s}$), um auch in Fehlerszenarien die Ströme regeln zu können. Der Fokus dieser Arbeit liegt auf der MVC, welche die untere Reglerebene bildet und in diesem Kapitel beschrieben wird. Anhand von Abb. 4.8 wird deutlich, dass die MVC eine zentrale Position einnimmt und zudem alle Submodule des MMC verwaltet (Kondensatorspannungen $\vec{u}_{C,p/n/1/2/3}$ und Schaltzustände $s_{w,p/n/1/2/3}$). Zusätzlich werden die Messwerte der Zweigströme verarbeitet und Zweigspannungen aus Schaltzuständen und SM-Kondensatorspannungen rekonstruiert, die zusammen mit den Zweigenergien an den Energieregler weitergeleitet werden. Der Grund die MVC im Zentrum der Gesamtregelung zu positionieren (sternförmige Anordnung) lässt sich mit den Dynamikgleichungen der zu regelnden Ströme (2.14), (2.15), (2.18) begründen, die jeweils von einer Superposition der sechs Zweigspannungen kontrolliert werden. Eine phasenweise oder zweigweise Aufteilung wäre daher nicht zielführend.

4.4 Eingangsgrößen der MVC

Zur Erfüllung des Anforderungsprofils der MVC sind sorgfältig ausgewählte Eingangsgrößen erforderlich. Dazu wird in Abschnitt 4.4.1 die Spannungs- und Strommessung in Hochspannungsanswendungen beschrieben und in Abschnitt 4.4.2 Voraussetzungen für die direkte Stromregelung thematisiert. Auf Basis der bis dahin erarbeiteten Randbedingungen werden in Abschnitt 4.4.3 Spannungs- und Stromfehler eingeführt, welche essentiell für die Auswahl der Schalteingriffe der MVC sind. Diese stehen in einem unmittelbaren Zusammenhang zu den effektiven Induktivitäten, der in Abschnitt 4.4.4 beschrieben wird.

4.4.1 Messwerterfassung und Verarbeitung

Eine grundsätzliche Voraussetzung für ein schnell agierendes Kontrollsystem ist die sorgfältige Auswahl der Eingangsgrößen. Dies umfasst die Berücksichtigung der Qualität und technischen Durch-

führbarkeit von Messungen.

Für Systeme mit niedrigen Spannungen ist eine präzise Spannungsmessung mit hoher Bandbreite technisch realisierbar. In Hochspannungsanwendungen kann diese messtechnische Qualität jedoch nicht mehr beibehalten werden. Der Grund sind die weit voneinander entfernten Messpunkte, welche zu räumlich großen Schleifen führen. Dadurch sind die Spannungsmessungen sensibel für Störeinkopplungen und benötigen im Allgemeinen eine zusätzliche Tiefpassfilterung. Aus diesem Grund sind präzise Spannungsmessungen in Hochspannungsanwendungen in der erzielbaren Bandbreite begrenzt.

Im Gegensatz dazu zeigen Strommessungen diese physikalischen Limitierungen nicht. Zusätzlich ist die Strommessung lokal, und die Unvollkommenheit steigt nicht mit der Größe und dem Spannungsniveau des Umrichters. Präzision und Bandbreite werden durch neue Technologien der Stromwandler stetig verbessert. Das „Fluxgate“ Konzept [120, 121] stellt zurzeit die beste Technologie für Stromwandler in Hochleistungsanwendungen dar.

Daher basiert der Kern der MVC ausschließlich auf Zweigstrommessungen mit geeigneter digitaler Filterung (siehe Abschnitt 5.2.2). Selbstverständlich sind auch Spannungsmessungen weiterhin notwendig. Insbesondere zur Bestimmung der CM-Spannung und zur Meldung der Zweigspannungen an die übergeordnete Reglerebene. Hierfür sind konventionelle Messeinrichtungen ausreichend, da nur ein geringer Anspruch an die Bandbreite und Präzision besteht. Im Bezug zum skalierten MMC-Hardwareprotoypen hat sich gezeigt, dass auch eine Rekonstruktion der Zweigspannungen (durch Verwendung der Schaltzustände und der Messwerte der SM-Kondensatorspannungen gemäß (2.2)) gut realisierbar und ausreichend ist.

4.4.2 Voraussetzungen für die Stromregelung

Eine Hauptaufgabe der MVC ist die schnelle und genaue Regelung der CC-, AC- und DC-Ströme. Dafür werden sogenannte Toleranzbänder eingeführt (siehe Abschnitt 4.6), welche eine maximal zulässige Abweichung der Istwerte von den Sollwerten vorgeben. Diese Definition der Toleranzbänder eröffnen der MVC die notwendigen Freiheiten für die Regelung: MVC mit definierten Toleranzbändern bedeutet nicht, dass die Funktion ähnlich wie bei einem Hystereseregler (oder en.: Bang-Bang Controller) ist. Ganz im Gegenteil, es handelt sich um einen wichtigen Freiheitsgrad, wie genau das Toleranzband „durchquert“ und ausgenutzt wird.

Im Hinblick auf das zu erfüllende Aufgabenspektrum der MVC hat sich die Einführung von Toleranzbändern als äußerst vorteilhaft erwiesen. Insbesondere bei MMC-Anlagen mit sehr hohen Anzahlen an Submodulen werden extrem hohe Ansprüche an die Qualität der generierten Ströme gestellt. Um diese Anforderungen zu erfüllen werden zwei Arten von Fehlersignalen benötigt:

1) Der Stromfehler Δi (Raumzeiger für CC und AC, Skalar für DC).

2) Die erste Ableitung des Stromfehlers $\frac{\mathrm{d}\Delta i}{\mathrm{d}t}$ (Raumzeiger für CC und AC, Skalar für DC).

Beide Fehlersignale müssen innerhalb weniger Mikrosekunden (< 10 µs) messtechnisch erfassbar sein sowie eine angemessene Genauigkeit aufweisen, damit die MVC-Regelung stabil arbeiten kann. Während der erste Punkt für eine Stromregelung selbsterklärend ist, bedarf der zweite Punkt einer weiteren Erläuterung.

Das Ziel ist eine möglichst exakte Kontrolle der ersten Stromableitung $\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$. In Abhängigkeit von der Anzahl an Submodulen und deren Kondensatorspannungen kann dadurch eine hohe Qualität der Zweigspannungen erreicht werden. Der Spezialfall, dass die gewünschte erste Ableitung der Ströme $\frac{\mathrm{d}i^*}{\mathrm{d}t} = 0$ vorgegeben wird, soll beispielhaft erläutert werden:

In diesem Fall hat die MVC die Aufgabe, die Spannungszeiger „möglichst nah“ an den Wert der äquivalenten Gegenspannung (siehe Abb. 2.6) anzupassen, um dadurch den $\frac{\mathrm{d}\Delta i}{\mathrm{d}t}$ Fehler zu minimieren. Dies bedeutet, dass die Abweichung zwischen dem Soll-Spannungszeiger und Ist-Spannungszeiger in der Größenordnung einer einzelnen SM-Kondensatorspannung liegt. Die erforderliche Bestimmung der $\frac{\mathrm{d}\Delta i}{\mathrm{d}t}$-Fehler erscheint zunächst technisch schwierig. In dieser Arbeit konnte jedoch eine gut geeignete und technisch realisierbare Methode entwickelt werden (Abschnitt 5.2.2). In Kapitel 6 wird gezeigt, dass diese in Kombination mit eigens entwickelten Interface-Platinen (Analog-Digital Umsetzung) und FIR-Filtern gute Signale ermöglicht.

4.4.3 Spannungs- und Stromfehler

Entsprechend der vorangegangenen Überlegungen werden nun die Stromfehler

$$\begin{aligned} \Delta i_{DC} &= -\left(i^*_{DC} - i_{DC}\right) \\ \Delta i_{CC,x} &= \quad i^*_{CC,x} - i_{CC,x} \\ \Delta i_{AC,xy} &= \quad i^*_{AC,xy} - i_{AC,xy} \end{aligned} \tag{4.53}$$

definiert. Diese beschreiben die Differenz aus Sollwerten i^*_{DC}, $i^*_{CC,x}$, $i^*_{AC,xy}$, welche durch die übergeordnete Reglerebene vorgegeben werden, und den gemessenen Strömen i_{DC}, $i_{CC,x}$, $i_{AC,xy}$. Für diese Stromfehler werden in Abschnitt 4.6 auf Systemparametern basierende Toleranzbänder definiert, welche gleichzeitig als Normierung dienen.

Des Weiteren benötigt die MVC zur Erfüllung des Aufgabenspektrums die Spannungsfehler

$$\begin{aligned} \Delta u_{DC} = u^*_{DC} - u_{DC} \quad &= -L_{DC}\left(\frac{\mathrm{d}i^*_{DC}}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}i_{DC}}{\mathrm{d}t}\right) \\ \Delta u_{CC,x} = u^*_{CC,x} - u_{CC,x} \quad &= \quad L_{CC}\left(\frac{\mathrm{d}i^*_{CC,x}}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}i_{CC,x}}{\mathrm{d}t}\right) \\ \Delta u_{AC,xy} = u^*_{AC,xy} - u_{AC,xy} &= \quad L_{AC}\left(\frac{\mathrm{d}i^*_{AC,xy}}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}i_{AC,xy}}{\mathrm{d}t}\right) \\ \Delta u_{CM} = u^*_{CM} - u_{CM} \end{aligned} \tag{4.54}$$

die wie besprochen durch die ersten Ableitungen der Soll- und Istströme berechnet werden. Zusätzlich sind in den Gleichungen die effektiven Induktivitäten enthalten, deren Bedeutung im nachfolgenden Abschnitt 4.4.4 erklärt wird. Auch für die Spannungsfehler werden in Abschnitt 4.6 Toleranzbänder vorgegeben.

Zusätzliche Bemerkungen zu der Definition der Stromfehler (4.53) und der Spannungsfehler (4.54) befinden sich im Anhang A.2.

4.4.4 Bedeutung der effektiven Induktivitäten

Die effektiven Induktivitäten sind als Faktoren in den Gleichungen der Spannungsfehler (4.54) enthalten.

$$\begin{aligned} L_{CC} &= 3L_e \\ L_{AC} &= \frac{L_e}{2} + L_a \\ L_{DC} &= \frac{2L_e}{3} + L_d. \end{aligned} \tag{4.55}$$

Die Zweiginduktivität L_e befindet sich innerhalb des MMC, wodurch der Wert exakt bestimmbar ist. Diese Aussage kann jedoch nicht über L_a, L_d getroffen werden, da diese räumlich entfernt zum MMC liegen und äquivalente Induktivitäten in den externen Netzen beschreiben. Zudem handelt es sich hierbei um keine real existierenden Induktivitäten, sondern um das induktive Verhalten des Gesamtsystems. Es kann deshalb nicht vorausgesetzt werden, dass die Werte von L_a, L_d zu jedem Zeitpunkt exakt bekannt sind. Es bleibt daher zu klären, wie sich Ungenauigkeiten auf die Spannungsfehler auswirken.

Grundsätzlich bleibt durch die Voraussetzung $L_a > 0$, $L_d > 0$ das Vorzeichen des Spannungsfehlers immer richtig. Durch die Zielstellung $\Delta u = 0$ kann gewährleistet werden, dass die Eingriffe der MVC den Spannungsfehler immer in die korrekte Richtung korrigieren. Daraus resultiert eine grundlegende Stabilität des Konzeptes.

Sollten L_a, L_d Abweichungen zu ihren wahren Werten aufweisen, kommt es zu Amplitudenfehlern der Spannungsfehler. Angenommen, der festgelegte Wert für L_a, L_d ist größer als der wahre Wert. In diesem Fall würde ein Schalteingriff der MVC einen deutlich geringeren Effekt auf die erste Ableitung

der gemessenen Ströme $\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$ haben, als erwartet wird. Die Erwartung ist aufgrund der vorhandenen Information über die geschaltete SM-Spannung relativ präzise. Es ist also möglich einen Abgleich zwischen dem gemessenen und dem erwarteten Einfluss der Schalteingriffe durchzuführen. Da die einzige unbekannte Größe die Induktivitäten L_a, L_d sind, ist eine Korrektur während des Betriebes möglich.

Angenommen, der festgelegte Wert für L_a, L_d ist kleiner als der wahre Wert. Hierbei würde der Abgleich zwischen gemessenem Spannungsfehler und erwarteten Spannungsfehler ergeben, dass der getätigte Schalteingriff zu einem (betragsmäßig) größeren $\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$ geführt hat. Auch in diesem Fall kann eine Korrektur der Werte für L_a, L_d durchgeführt werden.

Insgesamt zeigt sich, dass die Definition der Spannungsfehler auf Basis der ersten Ableitungen der Ströme zusätzlich deutliche Vorteile im Hinblick auf unbekannte externe Systeme aufweist. Es wird eine natürliche Stabilität erreicht: Einerseits besteht keine Abhängig zu exakten Induktivitätswerten und andererseits kann auf Basis von lokal gemessenen Größen eine Korrektur der Parameter während des Betriebs durchgeführt werden.

Ein Spezialfall sind niederinduktive externe Netze ($L_a \approx 0$, $L_d \approx 0$). Anhand von (4.55) wird deutlich, dass trotzdem ein Induktivitätsbeitrag durch L_e für die DC- und AC-Komponenten erhalten bleibt. Die eingangs formulierte Annahme, externe Systeme durch eine äquivalente Induktivität und eine äquivalente Gegenspannung zu modellieren, ist deshalb weiterhin gültig. Die Definition der Spannungsfehler (4.54) bleibt weiterhin gültig und weist eine Flexibilität auf sich ändernde externe Systeme auf.

Die bisherigen Überlegungen haben die Wichtigkeit der Dimensionierung von L_e herausgestellt. Eine falsche Schlussfolgerung wäre, die Zweigdrosseln L_e absichtlich groß auszulegen, um dadurch Kurzsschlussströme passiv zu begrenzen. Ganz im Gegenteil, diese Maßnahme würde die hochdynamische Regelung aller Stromkomponenten (CC, AC, DC) einschränken, was im Hinblick auf die elektrische Handhabung externer Fehlerfälle und die schnelle Umverteilung von Zweigenergien hinderlich ist. Voraussetzung dafür ist jedoch ein gut funktionierendes MVC-Konzept, das eine hochdynamische Stromregelung sicherstellt.

4.5 Auswahl von vordefinierten Spannungszeigern

4.5.1 Einzel-, Zweier- und Dreierschaltungen

Die Umschaltung eines einzigen Submoduls im MMC ist die kleinstmögliche und permanent verfügbare Option zur Korrektur der Zweigspannungen, was im Folgenden als Einzelschaltung (Abkürzung: ES) bezeichnet wird[3]. In Tab. 4.2 sind die Einflüsse auf die Spannungen der Kontrollvariablen für die insgesamt 12 Schaltoptionen (je eine positive und negative Schaltung für jeden Umrichterzweig) dargestellt. Aufgrund der Verkopplung der Komponenten und aufgrund der diskreten SM-Kondensatorspannungen u_C ist es nicht möglich den Spannungsfehler für alle Kontrollvariablen exakt auf null zu stellen. Folglich müssen Spannungsfehler akzeptiert und „stehen gelassen“ werden. Dies wird u.a. durch die Einführung und Definition von Stromfehlern und deren Toleranzbändern ermöglicht. Diese sind essentieller Bestandteil der direkten Stromregelung, deren Vorzüge bereits in Abschnitt 4.3 begründet wurden.

Für eine Verbesserung der Übersicht werden im Folgenden die dreiphasigen Variablen (CC und AC) mithilfe der Clark-Transformation als Raumzeiger dargestellt:

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{pmatrix}}_{C_t} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix}, \qquad \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{pmatrix}}_{C_t^{-1}} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{pmatrix} \tag{4.56}$$

$$\underline{x} = x_\alpha + \mathrm{j} x_\beta .$$

Die resultierenden CC- und AC-Spannungszeiger $\underline{u}$ und $\underline{i}$ sind in Abb. 4.9 dargestellt. Dort sind positive Einzelschaltungen (Nr. 1 bis Nr. 6) durch grüne Markierungen und negative Einzelschaltungen (Nr. 7 bis Nr. 12) durch braune Markierungen angedeutet. Insgesamt ergeben sich sechs CC-Spannungszeiger und sechs AC-Spannungszeiger mit individuellen Winkellagen, welche durch die farbliche Nummerierung in den Kacheln ausgedrückt werden und in Tab. 4.3 zusammengefasst sind. Die Möglichkeit einen Spannungszeiger durch zwei unterschiedliche Einzelschaltungen zu generieren ergibt weitere Freiheiten bei der Auswahl. Beispielsweise führen Nr. 1 ($+p_1$) und Nr. 4 ($+n_1$) zum gleichen CC-Spannungszeiger 4. Die damit gekoppelten AC-Spannungszeiger liegen immer etwa phasengleich (Zeiger 4, 30° verschoben) oder entgegengesetzt (Zeiger 1, 210° verschoben), was im Folgenden genutzt wird.

In Abb. 4.9 sind ebenfalls die Wirkungen auf die DC- und CM-Spannungen dargestellt. Es handelt sich hierbei um rein reelle Zeiger, die farblich auf die positiven (grün) und negativen (braun) ES bezogen sind.

Es wird deutlich, dass Einzelschaltungen allein nicht genügend Freiheitsgrade bieten um alle sechs kontrollierte Spannungen (CC, AC, DC, CM) individuell vorzugeben. Aus diesem Grund wurden zweifache Umschaltungen im MMC untersucht, welche im Folgenden als Zweierschaltungen (Abkürzung: ZS) bezeichnet werden.

In Tab. 4.4 sind die Einflüsse auf die Spannungen der Kontrollvariablen der relevanten 60 Schaltoptionen dargestellt. Theoretisch existieren $12^2 = 144$ Kombination, von denen jedoch die Hälfte ausgeschlossen werden kann, weil die Reihenfolge bei gleichzeitiger Ausführung der Schaltungen irrelevant ist. Von den verbleibenden 72 Kombinationen können die zwölf gleichartigen Schaltungen im gleichen Zweig ebenfalls ausgeschlossen werden, weil diese nur den Spezialfall einer doppelten Einzelschaltung darstellen.

In Tab. 4.4 sind nur diejenigen Felder farblich ausgefüllt, die eine Wirkung auf die Spannungen der Komponenten haben. Auf dem ersten Blick erscheinen ZS mit vielen unausgefüllten Felder als sehr günstig, da diese an weniger Kontrollvariablen gekoppelt sind. Die Nummern ZS 13 bis ZS 24

[3] Grundsätzlich ist es auch möglich zwei Submodule eines Zweiges miteinander auszutauschen. Haben diese Submodule unterschiedliche Kondensatorspannungen, so hat sich die Zweigspannung um deren Differenz geändert. Diese Änderung ist kleiner als die Nennspannung $u_{C,nom}$, jedoch stark Betriebspunktabhängig. Dieser Ansatz wird genauer im Anhang B.2 beschrieben.

Nr.	Schaltung 1	$\frac{u_{CC,1}}{u_C}$	$\frac{u_{CC,2}}{u_C}$	$\frac{u_{CC,3}}{u_C}$	$\frac{u_{DC}}{u_C}$	$\frac{u_{AC,12}}{u_C}$	$\frac{u_{AC,23}}{u_C}$	$\frac{u_{AC,31}}{u_C}$	$\frac{u_{CM}}{u_C}$	Name
1	$+p_1$	-1	$1/2$	$1/2$	$1/3$	$-1/2$	0	$1/2$	$-1/6$	Einzelschaltungen
2	$+p_2$	$1/2$	-1	$1/2$	$1/3$	$1/2$	$-1/2$	0	$-1/6$	
3	$+p_3$	$1/2$	$1/2$	-1	$1/3$	0	$1/2$	$-1/2$	$-1/6$	
4	$+n_1$	-1	$1/2$	$1/2$	$1/3$	$1/2$	0	$-1/2$	$1/6$	
5	$+n_2$	$1/2$	-1	$1/2$	$1/3$	$-1/2$	$1/2$	0	$1/6$	
6	$+n_3$	$1/2$	$1/2$	-1	$1/3$	0	$-1/2$	$1/2$	$1/6$	
7	$-p_1$	1	$-1/2$	$-1/2$	$-1/3$	$1/2$	0	$-1/2$	$1/6$	
8	$-p_2$	$-1/2$	1	$-1/2$	$-1/3$	$-1/2$	$1/2$	0	$1/6$	
9	$-p_3$	$-1/2$	$-1/2$	1	$-1/3$	0	$-1/2$	$1/2$	$1/6$	
10	$-n_1$	1	$-1/2$	$-1/2$	$-1/3$	$-1/2$	0	$1/2$	$-1/6$	
11	$-n_2$	$-1/2$	1	$-1/2$	$-1/3$	$1/2$	$-1/2$	0	$-1/6$	
12	$-n_3$	$-1/2$	$-1/2$	1	$-1/3$	0	$1/2$	$-1/2$	$-1/6$	

Tabelle 4.2: Resultierende Spannungsänderungen der Kontrollvariablen bei Ausführung der zwölf möglichen Einzelschaltungen. Eine Einzelschaltung entspricht der Änderung einer einzigen SM-Kondensatorspannung u_C innerhalb des gesamten MMC.

weisen diese Charakteristik auf und werden als Σ- und Δ-Schaltungen bezeichnet. Diese basieren auf der oftmals in der Literatur beschriebenen Summen- und Differenzbildung der Zweige in den Phasen [54]. Bei einer Ausführung einer Σ-Schaltung ist die Spannungsänderung für AC und CM gleich null. Analog ist die Spannungsänderung der Δ-Schaltungen in den CC und DC Komponenten gleich null. Dadurch wäre zumindest die Σ-Gruppe (CC, DC) und die Δ-Gruppe (AC, CM) voneinander entkoppelt. Jedoch geht damit der Nachteil einher, dass der Betrag bzw. die Amplitude der Spannungseingriffe verdoppelt wird. Für die Regelung des Spannungsfehlers bedeutet dies größere Abweichungen, welche zu einer betragsmäßigen Erhöhung der Stromableitungen $\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$ führen. Würden also ausschließlich diese Schaltkombinationen verwendet werden, wird der Vorteil der ES (als betragsmäßig kleinster Spannungseingriff) nicht effektiv genutzt.

Wird die Gesamtheit der 60 Schaltkombinationen aus Tab. 4.4 betrachtet, so ist die Verdopplung der Stellamplitude im Vergleich zur Einzelschaltung immer in mindestens einer Komponente vorhanden. Es ist demnach bereits an dieser Stelle klar, dass Mehrfachschaltungen nur eine Ergänzung zu den ES darstellen können. Die MVC sollte statistisch am häufigsten ES verwenden. Denn eine Serie aus zeitlich hintereinander folgenden *kleineren* Eingriffen ist bezogen auf die benötigte Schaltfrequenz grundsätzlich besser als die Verwendung von *größeren* Spannungseingriffen mit Mehrfachschaltungen.

Mit diesen Erkenntnissen spricht zunächst nichts für die Nutzung von Dreierschaltungen (Abkürzung: DS). Dennoch sind in Tab. 4.5 und Abb. 4.10 vier DS mit deren Spannungsänderungen dargestellt. Diese beeinflussen die CC- und AC-Spannungen nicht. Allerdings sind die Stellamplituden für DC und CM im Vergleich zur Einzelschaltung verdreifacht worden, was gerade für den stationären (ungestörten) Betrieb eher unerwünscht ist und zu einer unnötig hohen Schaltfrequenz führt. Im Bezug zu Störfällen auf der DC-Seite kann die Dreierschaltung aber vorteilhaft eingesetzt werden. Diese ermöglicht nämlich die Kontrolle der DC-Spannung ohne Rückwirkung auf CC- und AC-Komponenten. Dies ist essentiell, da gerade in Fehlerfällen die interne Energiesymmetrierung eine hochdynamische Einstellbarkeit der Kreisströme voraussetzt. Ebenfalls darf die Regelbarkeit des AC-Systems nicht gestört werden. Zusammenfassend sollten Dreierschaltungen zumindest im Konzept der MVC vorgesehen sein, auch wenn diese statistisch gesehen im stationären Betrieb seltener verwendet werden.

Nr.	Schaltung 1	$\frac{u_{CC,\alpha}}{u_C}$	$\frac{u_{CC,\beta}}{u_C}$	$\frac{\lvert u_{CC}\rvert}{u_C}$	α_{CC}	Zeiger	$\frac{u_{AC,\alpha}}{u_C}$	$\frac{u_{AC,\beta}}{u_C}$	$\frac{\lvert u_{AC}\rvert}{u_C}$	α_{AC}	Zeiger
1	$+p_1$	-1	0	1	$180°$	4	$-1/2$	$-1/2\sqrt{3}$	$1/\sqrt{3}$	$210°$	4
2	$+p_2$	$1/2$	$-\sqrt{3}/2$	1	$300°$	6	$1/2$	$-1/2\sqrt{3}$	$1/\sqrt{3}$	$330°$	6
3	$+p_3$	$1/2$	$\sqrt{3}/2$	1	$60°$	2	0	$1/\sqrt{3}$	$1/\sqrt{3}$	$90°$	2
4	$+n_1$	-1	0	1	$180°$	4	$1/2$	$1/2\sqrt{3}$	$1/\sqrt{3}$	$30°$	1
5	$+n_2$	$1/2$	$-\sqrt{3}/2$	1	$300°$	6	$-1/2$	$1/2\sqrt{3}$	$1/\sqrt{3}$	$150°$	3
6	$+n_3$	$1/2$	$\sqrt{3}/2$	1	$60°$	2	0	$-1/\sqrt{3}$	$1/\sqrt{3}$	$270°$	5
7	$-p_1$	1	0	1	$0°$	1	$1/2$	$1/2\sqrt{3}$	$1/\sqrt{3}$	$30°$	1
8	$-p_2$	$-1/2$	$\sqrt{3}/2$	1	$120°$	3	$-1/2$	$1/2\sqrt{3}$	$1/\sqrt{3}$	$150°$	3
9	$-p_3$	$-1/2$	$-\sqrt{3}/2$	1	$240°$	5	0	$-1/\sqrt{3}$	$1/\sqrt{3}$	$270°$	5
10	$-n_1$	1	0	1	$0°$	1	$-1/2$	$-1/2\sqrt{3}$	$1/\sqrt{3}$	$210°$	4
11	$-n_2$	$-1/2$	$\sqrt{3}/2$	1	$120°$	3	$1/2$	$-1/2\sqrt{3}$	$1/\sqrt{3}$	$330°$	6
12	$-n_3$	$-1/2$	$-\sqrt{3}/2$	1	$240°$	5	0	$1/\sqrt{3}$	$1/\sqrt{3}$	$90°$	2

Tabelle 4.3: Resultierende CC- und AC-Spannungszeiger bei Ausführung der zwölf Einzelschaltungen. Die Tabelle umfasst die Clark-Tansformierte Darstellung $\underline{u} = u_\alpha + \mathrm{j}u_\beta$ und die Polardarstellung $|u|e^{\mathrm{j}\alpha}$. Die Spannungszeiger sind in Abb. 4.9 grafisch visualisiert.

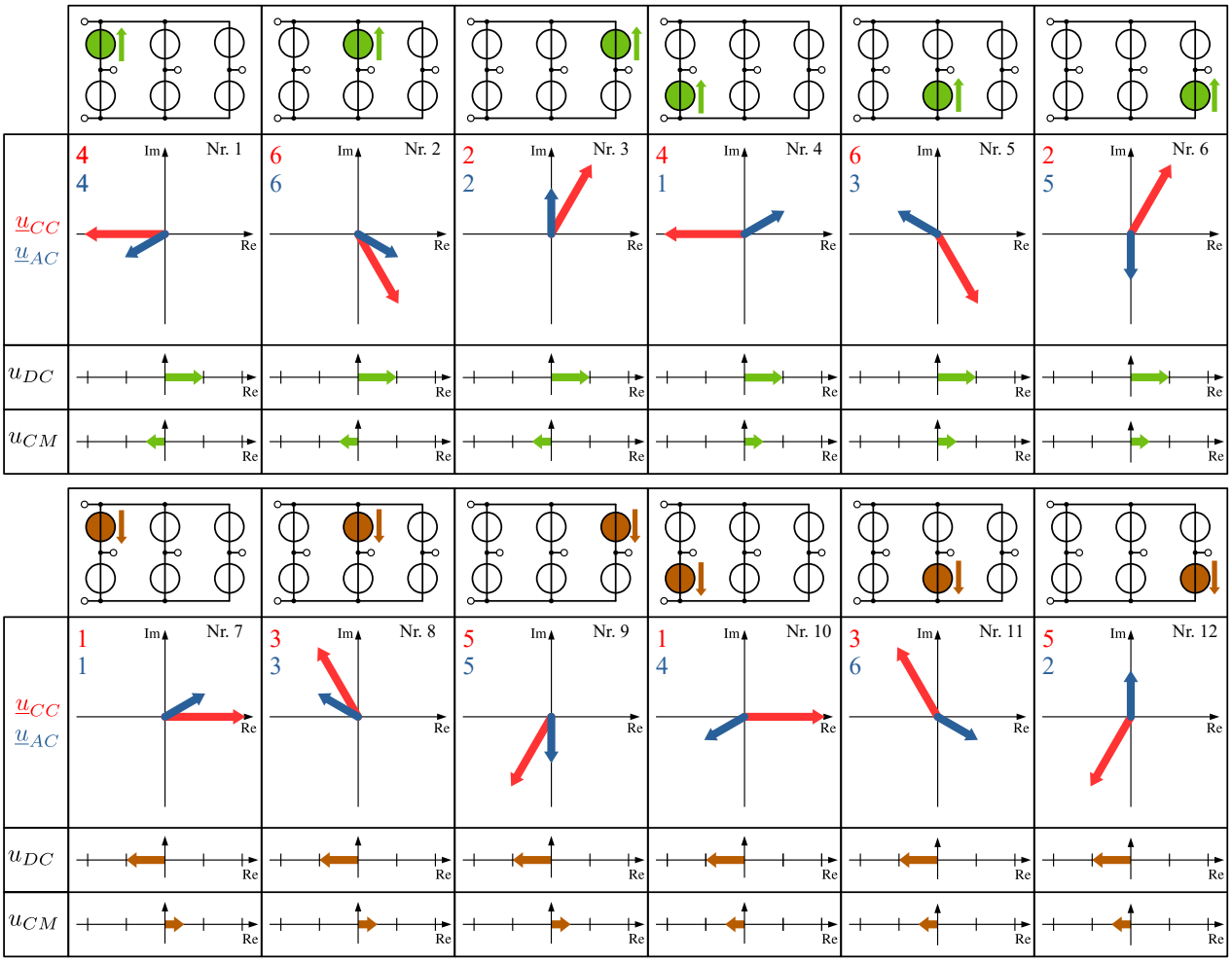


Abbildung 4.9: Darstellung der CC- und AC-Spannungszeiger sowie der skalaren Spannungsänderungen (DC, CM) bei den sechs positiven Einzelschaltungen (grün) und sechs negativen Einzelschaltungen (braun).

Nr.	Schaltung 1	Schaltung 2	$\frac{u_{CC,1}}{u_C}$	$\frac{u_{CC,2}}{u_C}$	$\frac{u_{CC,3}}{u_C}$	$\frac{u_{DC}}{u_C}$	$\frac{u_{AC,12}}{u_C}$	$\frac{u_{AC,23}}{u_C}$	$\frac{u_{AC,31}}{u_C}$	$\frac{u_{CM}}{u_C}$	Name
ZS 1	$-p_2$	$-p_3$	-1	$1/2$	$1/2$	$-2/3$	$-1/2$	0	$1/2$	$1/3$	Gleichartige Schaltungen in p- oder n-Zweigen
ZS 2	$-p_1$	$-p_3$	$1/2$	-1	$1/2$	$-2/3$	$1/2$	$-1/2$	0	$1/3$	
ZS 3	$-p_1$	$-p_2$	$1/2$	$1/2$	-1	$-2/3$	0	$1/2$	$-1/2$	$1/3$	
ZS 4	$-n_2$	$-n_3$	-1	$1/2$	$-/2$	$-2/3$	$1/2$	0	$-1/2$	$-1/3$	
ZS 5	$-n_1$	$-n_3$	$1/2$	-1	$1/2$	$-2/3$	$-1/2$	$1/2$	0	$-1/3$	
ZS 6	$-n_1$	$-n_2$	$1/2$	$1/2$	-1	$-2/3$	0	$-1/2$	$1/2$	$-1/3$	
ZS 7	$+p_2$	$+p_3$	1	$-1/2$	$-1/2$	$2/3$	$1/2$	0	$-1/2$	$-1/3$	
ZS 8	$+p_1$	$+p_3$	$-1/2$	1	$-1/2$	$2/3$	$-1/2$	$1/2$	0	$-1/3$	
ZS 9	$+p_1$	$+p_2$	$-1/2$	$-1/2$	1	$2/3$	0	$-1/2$	$1/2$	$-1/3$	
ZS 10	$+n_2$	$+n_3$	1	$-1/2$	$-1/2$	$2/3$	$-1/2$	0	$1/2$	$1/3$	
ZS 11	$+n_1$	$+n_3$	$-1/2$	1	$-1/2$	$2/3$	$1/2$	$-1/2$	0	$1/3$	
ZS 12	$+n_1$	$+n_2$	$-1/2$	$-1/2$	1	$2/3$	0	$1/2$	$-1/2$	$1/3$	
ZS 13	$+p_1$	$-n_1$	0	0	0	0	-1	0	1	$-1/3$	Δ Schaltungen
ZS 14	$+p_2$	$-n_2$	0	0	0	0	1	-1	0	$-1/3$	
ZS 15	$+p_3$	$-n_3$	0	0	0	0	0	1	-1	$-1/3$	
ZS 16	$-p_1$	$+n_1$	0	0	0	0	1	0	-1	$1/3$	
ZS 17	$-p_2$	$+n_2$	0	0	0	0	-1	1	0	$1/3$	
ZS 18	$-p_3$	$+n_3$	0	0	0	0	0	-1	1	$1/3$	
ZS 19	$+p_1$	$+n_1$	-2	1	1	$2/3$	0	0	0	0	Σ Schaltungen
ZS 20	$+p_2$	$+n_2$	1	-2	1	$2/3$	0	0	0	0	
ZS 21	$+p_3$	$+n_3$	1	1	-2	$2/3$	0	0	0	0	
ZS 22	$-p_1$	$-n_1$	2	-1	-1	$-2/3$	0	0	0	0	
ZS 23	$-p_2$	$-n_2$	-1	2	-1	$-2/3$	0	0	0	0	
ZS 24	$-p_3$	$-n_3$	-1	-1	2	$-2/3$	0	0	0	0	
ZS 25	$+p_1$	$+n_2$	$-1/2$	$-1/2$	1	$2/3$	-1	$1/2$	$1/2$	0	Gleichartige Schaltungen in je einem p- und n-Zweig
ZS 26	$+p_1$	$+n_3$	$-1/2$	1	$-1/2$	$2/3$	$-1/2$	$-1/2$	1	0	
ZS 27	$+p_2$	$+n_1$	$-1/2$	$-1/2$	1	$2/3$	1	$-1/2$	$-1/2$	0	
ZS 28	$+p_2$	$+n_3$	1	$-1/2$	$-1/2$	$2/3$	$1/2$	-1	$1/2$	0	
ZS 29	$+p_3$	$+n_1$	$-1/2$	1	$-1/2$	$2/3$	$1/2$	$1/2$	-1	0	
ZS 30	$+p_3$	$+n_2$	1	$-1/2$	$-1/2$	$2/3$	$-1/2$	1	$-1/2$	0	
ZS 31	$-p_1$	$-n_2$	$1/2$	$1/2$	-1	$-2/3$	1	$-1/2$	$-1/2$	0	
ZS 32	$-p_1$	$-n_3$	$1/2$	-1	$1/2$	$-2/3$	$1/2$	$1/2$	-1	0	
ZS 33	$-p_2$	$-n_1$	$1/2$	$1/2$	-1	$-2/3$	-1	$1/2$	$1/2$	0	
ZS 34	$-p_2$	$-n_3$	-1	$1/2$	$1/2$	$-2/3$	$-1/2$	1	$-1/2$	0	
ZS 35	$-p_3$	$-n_1$	$1/2$	-1	$1/2$	$-2/3$	$-1/2$	$-1/2$	1	0	
ZS 36	$-p_3$	$-n_2$	-1	$1/2$	$1/2$	$-2/3$	$1/2$	-1	$1/2$	0	
ZS 37	$-p_1$	$+p_2$	$3/2$	$-3/2$	0	0	1	$-1/2$	$-1/2$	0	Komplementäre Schaltungen in p- oder n-Zweigen
ZS 38	$-p_1$	$+p_3$	$3/2$	0	$-3/2$	0	$1/2$	$1/2$	-1	0	
ZS 39	$-p_2$	$+p_3$	0	$3/2$	$-3/2$	0	$-1/2$	1	$-1/2$	0	
ZS 40	$-n_1$	$+n_2$	$3/2$	$-3/2$	0	0	-1	$1/2$	$1/2$	0	
ZS 41	$-n_1$	$+n_3$	$3/2$	0	$-3/2$	0	$-1/2$	$-1/2$	1	0	
ZS 42	$-n_2$	$+n_3$	0	$3/2$	$-3/2$	0	$1/2$	-1	$1/2$	0	
ZS 43	$+p_1$	$-p_2$	$-3/2$	$3/2$	0	0	-1	$1/2$	$1/2$	0	
ZS 44	$+p_1$	$-p_3$	$-3/2$	0	$3/2$	0	$-1/2$	$-1/2$	1	0	
ZS 45	$+p_2$	$-p_3$	0	$-3/2$	$3/2$	0	$1/2$	-1	$1/2$	0	
ZS 46	$+n_1$	$-n_2$	$-3/2$	$3/2$	0	0	1	$-1/2$	$-1/2$	0	
ZS 47	$+n_1$	$-n_3$	$-3/2$	0	$3/2$	0	$1/2$	$1/2$	-1	0	
ZS 48	$+n_2$	$-n_3$	0	$-3/2$	$3/2$	0	$-1/2$	1	$-1/2$	0	
ZS 49	$-p_1$	$+n_2$	$3/2$	$-3/2$	0	0	0	$1/2$	$-1/2$	$1/3$	Komplementäre Schaltungen in p- und n-Zweigen
ZS 50	$-p_1$	$+n_3$	$3/2$	0	$-3/2$	0	$1/2$	$-1/2$	0	$1/3$	
ZS 51	$-p_2$	$+n_1$	$-3/2$	$3/2$	0	0	0	$1/2$	$-1/2$	$1/3$	
ZS 52	$-p_2$	$+n_3$	0	$3/2$	$-3/2$	0	$-1/2$	0	$1/2$	$1/3$	
ZS 53	$-p_3$	$+n_1$	$-3/2$	0	$3/2$	0	$1/2$	$-1/2$	0	$1/3$	
ZS 54	$-p_3$	$+n_2$	0	$-3/2$	$3/2$	0	$-1/2$	0	$1/2$	$1/3$	
ZS 55	$+p_1$	$-n_2$	$-3/2$	$3/2$	0	0	0	$-1/2$	$1/2$	$-1/3$	
ZS 56	$+p_1$	$-n_3$	$-3/2$	0	$3/2$	0	$-1/2$	$1/2$	0	$-1/3$	
ZS 57	$+p_2$	$-n_1$	$3/2$	$-3/2$	0	0	0	$-1/2$	$1/2$	$-1/3$	
ZS 58	$+p_2$	$-n_3$	0	$-3/2$	$3/2$	0	$1/2$	0	$-1/2$	$-1/3$	
ZS 59	$+p_3$	$-n_1$	$3/2$	0	$-3/2$	0	$-1/2$	$1/2$	0	$-1/3$	
ZS 60	$+p_3$	$-n_2$	0	$3/2$	$-3/2$	0	$1/2$	0	$-1/2$	$-1/3$	

Tabelle 4.4: Schalttabelle der Zweierschaltungen (ZS).

Nr.	Schaltung 1	2	3	$\frac{u_{CC,1}}{u_C}$	$\frac{u_{CC,2}}{u_C}$	$\frac{u_{CC,3}}{u_C}$	$\frac{u_{DC}}{u_C}$	$\frac{u_{AC,12}}{u_C}$	$\frac{u_{AC,23}}{u_C}$	$\frac{u_{AC,31}}{u_C}$	$\frac{u_{CM}}{u_C}$	Name
13	$+p_1$	$+p_2$	$+p_3$	0	0	0	1	0	0	0	$-1/2$	Dreierschaltungen
14	$+n_1$	$+n_2$	$+n_3$	0	0	0	1	0	0	0	$1/2$	
15	$-p_1$	$-p_2$	$-p_3$	0	0	0	-1	0	0	0	$1/2$	
16	$-n_1$	$-n_2$	$-n_3$	0	0	0	-1	0	0	0	$-1/2$	

Tabelle 4.5: Schalttabelle der ausgewählten Dreierschaltungen.

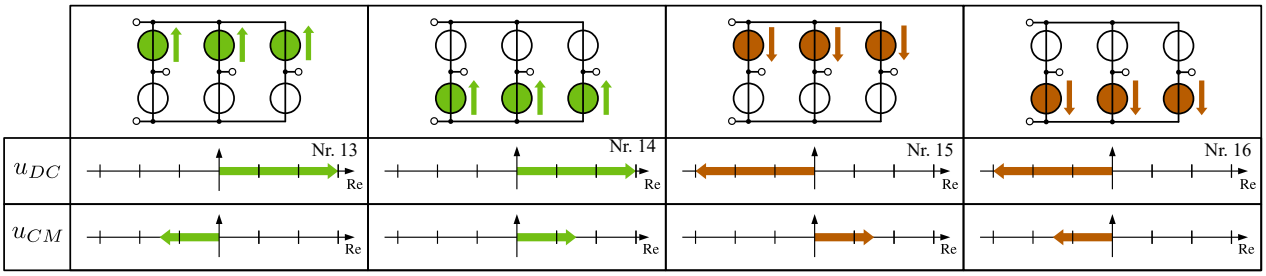


Abbildung 4.10: Ausgewählte Dreierschaltungen mit Einfluss auf die DC- und CM-Spannungen.

4.5.2 Priorisierung der Freiheitsgrade

Das Ergebnis der im Vorfeld durchgeführten Analyse von Schaltkombinationen hat deutlich herausgestellt, dass die am häufigsten eingesetzten Eingriffe Einzelschaltungen seien sollten. Durch die Verkopplung der sechs Kontrollvariablen bei Einzelschaltungen muss im Vorfeld eine Auswahl bzw. Priorisierung vorgenommen werden. Aufgrund der geringen Spannungsamplitude der ES-Eingriffe ist es zielführend kritische Variablen zuzuweisen, welche mit besonders geringem Spannungs- und Stromfehler geführt werden sollten.

- Der Kreisstrom (CC, 2 Komponenten) und der AC-Strom (2 Komponenten) bilden Raumzeiger und müssen demnach in Betrag und Phase korrigiert werden. Dies ist anspruchsvoller als die Kontrolle der skalaren Variablen DC und CM.
- Eine hohe Qualität der AC-Ströme mit kleinen Rippeln und geringen (ungewünschten) harmonischen Frequenzanteilen ist ein wesentliches Ziel.
- Wird die CC-Spannung mit geringem Spannungsfehler geführt, können die inneren Induktivitäten L_e des MMC reduziert werden. Eine Reduzierung dieser Induktivitäten ermöglicht zudem eine hochdynamische Kreisstromregelung.

Aus diesen Gründen werden Einzelschaltungen ausschließlich zur Regelung von CC und AC verwendet. In Abb. 4.11 ist dies durch die grüne Fläche gekennzeichnet.

Die auf Basis von CC und AC festgelegten Einzelschaltungen haben eine Rückwirkung auf die DC- und CM-Spannung. Entspricht dies bereits der gewünschten Korrektur, ist kein zusätzlicher Aufwand nötig. Im Regelfall kann jedoch nicht davon ausgegangen werden, weshalb Bedarf an zusätzlichen Schaltoptionen besteht. Es verbleibt nun zu klären, wie die skalaren Komponenten – DC und CM – ohne störende Rückwirkung auf die CC- und AC-Spannungen kontrolliert werden können.

In Tab. 4.5 und Abb. 4.10 wurden bereits vier Dreierschaltungen ohne Rückwirkung auf CC und AC identifiziert. Nun soll explizit vermieden werden, dass die Einzelschaltung plus die Dreierschaltung, also insgesamt 4 Umschaltungen, durchgeführt werden. Vielmehr kann die Auswahl so geschehen, dass sich die Einzelschaltung in Kombination mit der Dreierschaltung aufhebt und effektiv nur zwei Submodule ihren Zustand ändern.

Beispiel: Es wurde die Einzelschaltung $+p_1$ (Nr. 1) zur Korrektur der CC- und AC-Spannung festgelegt. Die daraus resultierende DC-Spannungsänderung beträgt $\frac{u_C}{3}$. Um die Polarität ins Negative zu korrigieren wird die Dreierschaltung $-p_1$, $-p_2$, $-p_3$ (Nr. 15) überlagert. Da sich $+p_1$ und $-p_1$ gegenseitig aufheben, verbleibt effektiv die Zweierschaltung $-p_2$, $-p_3$ (Nr. ZS 1 in Tab. 4.4).

Im Rückblick auf die analysierten Zweierschaltungen in Tab. 4.4 entsprechen diese Kombinationen von Einzel- und Dreierschaltungen den Nummern ZS 1 bis ZS 12. Diese sind in ihrer Wirkung auf CC und AC identisch zu Nr. 1 bis Nr. 12 in Tab. 4.2. Die gemeinsame grafische Darstellung von Einzel- und Zweierschaltungen erfolgt in Abb. 4.12. Es handelt sich hierbei um eine Erweiterung der Abb. 4.9. In jedem Feld sind individuelle CC- und AC-Spannungszeiger ($\underline{u}_{CC}$ und $\underline{u}_{AC}$) dargestellt, welche alternativ durch eine ES oder ZS erreicht werden können. Die Änderung der DC-Spannung u_{DC} und CM-Spannung u_{CM} ist jedoch abhängig davon, ob eine ES oder ZS ausgeführt wird. Allgemein bewirkt die Erweiterung einer ES zu einer ZS eine Verdopplung und Invertierung der Spannungskorrektur.

Folglich kann durch Verwendung von Zweierschaltungen eine weitere Komponente kontrolliert werden. Aus folgenden Gründen wurde dafür die DC-Komponente gewählt:

- Die CM-Spannung hat eine geringere Priorität, da sie keinen Stromfehler treibt bzw. verursacht.
- Der Stromrippel in der DC-Komponente ist ein Qualitätskriterium. Eine genauere Regelung der Spannungsfehler ermöglicht die Vorgabe kleinerer DC-Stromtoleranzbänder.

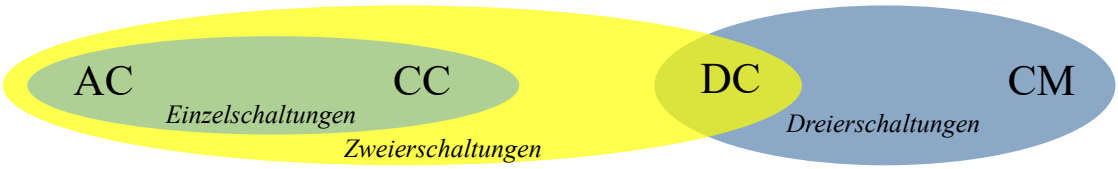


Abbildung 4.11: Zuordnung von Schaltkombinationen zur Regelung der Kontrollvariablen.

Zur Regelung des noch verbliebenen Freiheitsgrades, nämlich der CM-Spannung, werden die Dreierschaltungen aus Abb. 4.10 eingesetzt. Da es jeweils zwei Auswahlmöglichkeiten für eine positive und negative CM-Spannungsänderung gibt, kann die DC-Komponente gleichzeitig berücksichtigt werden. Wird also eine Dreierschaltung ausgeführt, so werden wie in Abb. 4.11 durch die blaue Fläche angezeigt, die beiden skalaren Variablen in den Entscheidungsprozess einbezogen.

Wie bereits bei der Analyse der Schaltkombinationen erwähnt, haben Dreierschaltungen die negative Eigenschaft, dass bei häufiger Nutzung die Schaltfrequenz unverhältnismäßig stark erhöht wird. Nun beinhaltet die reine Spannungsregelung der CM-Komponente aber die Besonderheit, dass eine *gelegentliche Justierung* vollkommen ausreicht und diese deutlich seltener als CC- oder AC-Korrekturen auftritt. Bezüglich der Korrektur der CM-Spannung sind jedoch noch weitere Varianten denkbar, welche ebenfalls gut Ergebnisse ermöglichen.

Zusammenfassend wurde in diesem Abschnitt aus einer Vielzahl an verschiedenen Schaltmöglichkeiten ein Satz besonders gut geeigneter Eingriffe identifiziert und den einzelnen Variablen auf Basis ihrer Priorität zugewiesen. Insgesamt werden 28 Schaltkombinationen ausgewählt: Zwölf Einzelschaltungen, zwölf Zweierschaltungen und vier Dreierschaltungen.

Die ausgewählten Eingriffe sind absichtlich nicht vollständig rückwirkungsfrei, weil eine vollständige Entkopplung zu einer erheblichen Erhöhung der Stellamplituden und Schaltfrequenz führen würde. Der theoretische Vorteil einer idealen Entkopplung würde zudem bereits durch die unvermeidlichen Spannungstoleranzen der Submodulkondensatoren zunichte gemacht. Wie bereits erläutert, ist ein weiteres wichtiges Ziel der entwickelten MVC den stabilen Betrieb mit großen Spannungstoleranzen der SM-Kondensatoren zu ermöglichen.

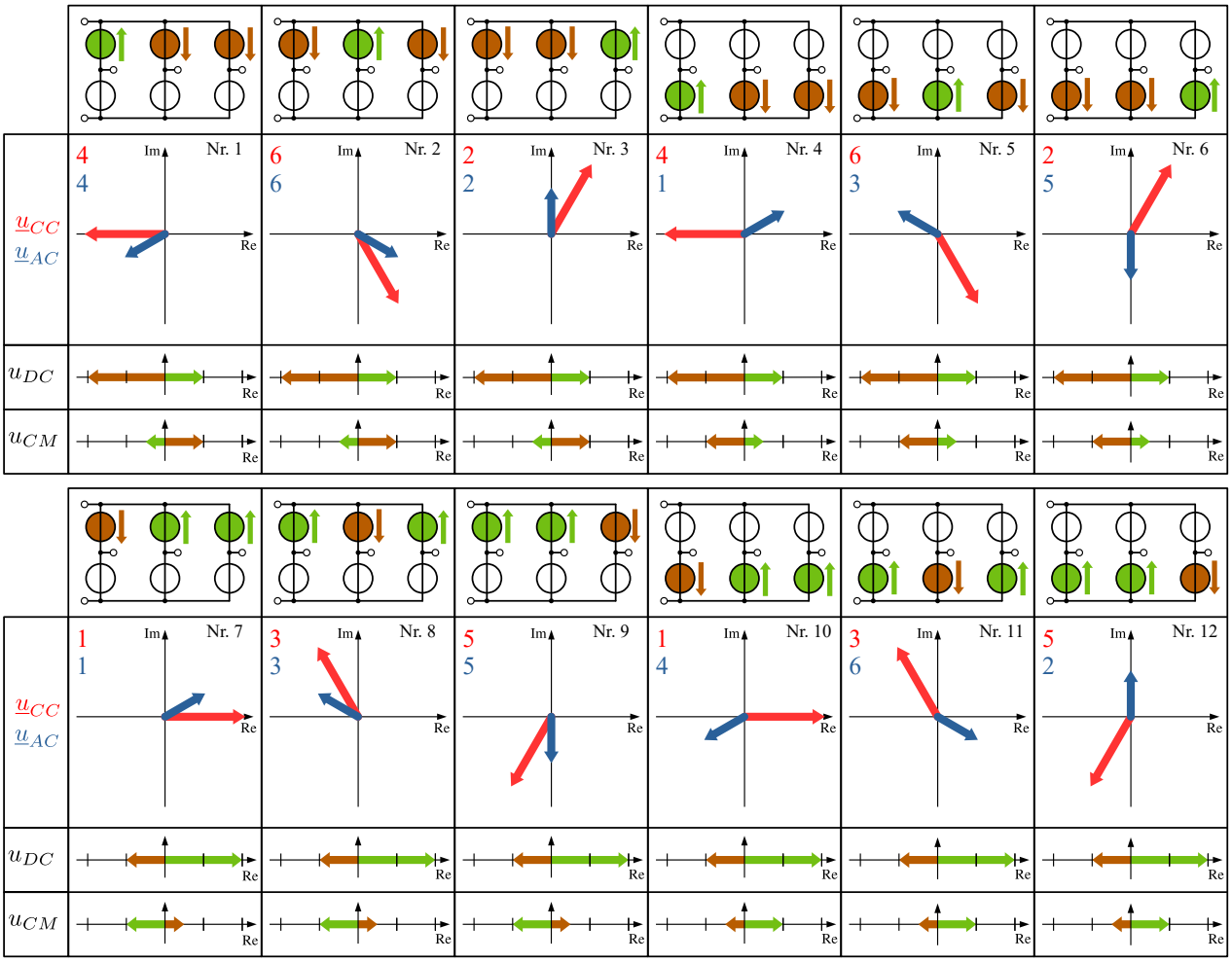


Abbildung 4.12: Darstellung der Spannungszeiger bei Erweiterung der Einzelschaltung auf eine Zweierschaltung. Die CC- und AC-Zeiger bleiben unverändert, während die DC- und CM-Spannungen in der Polarität invertiert werden und die Amplitude verdoppelt wird.

4.6 Toleranzbänder und Normierung

In diesem Abschnitt werden die Toleranzbänder (Abkürzung: TB) für die Strom- und Spannungsfehler der Kontrollvariablen beschrieben. Für eine allgemeingültige Dimensionierung dieser TB werden einheitenlose Parameter ξ und κ eingeführt, welche auf gegebenen Systemparametern sowie vordefinierten Schaltvektoren der MVC basieren.

4.6.1 Stromtoleranzbänder

Die Stromtoleranzbänder geben einen zulässigen Wertebereich vor, in welchem die Stromfehler (4.53) liegen dürfen. Erst durch diese Maßnahme ist es möglich die Spannungsfehler temporär zu akzeptieren und Schalteingriffe nur bei Notwendigkeit, also der Überschreitung eines Toleranzbandes, auszuführen.

Da es sich bei den CC- und AC-Stromfehlern um Raumzeiger handelt, ist ein in der komplexen Ebene liegendes Toleranzband erforderlich. Dazu wird zunächst dasjenige TB bestimmt, welches sich

bei konstanter Limitierung der CC- und AC-Ströme in 123-Koordinaten ergibt.

$$\frac{\vec{i}}{i_{TB}} = \begin{pmatrix} 1 \\ -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad \Rightarrow \frac{\vec{i}_{\alpha/\beta}}{i_{TB}} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \Rightarrow \frac{|i|}{i_{TB}} = 1\,, \qquad \gamma = 0^\circ\,. \tag{4.57}$$

$$\frac{\vec{i}}{i_{TB}} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{pmatrix} \quad \Rightarrow \frac{\vec{i}_{\alpha/\beta}}{i_{TB}} = \begin{pmatrix} 1 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix} \quad \Rightarrow \frac{|i|}{i_{TB}} = \frac{2}{\sqrt{3}}\,, \qquad \gamma = 30^\circ\,. \tag{4.58}$$

$$\frac{\vec{i}}{i_{TB}} = \begin{pmatrix} \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} \\ -1 \end{pmatrix} \quad \Rightarrow \frac{\vec{i}_{\alpha/\beta}}{i_{TB}} = \begin{pmatrix} \frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \quad \Rightarrow \frac{|i|}{i_{TB}} = 1\,, \qquad \gamma = 60^\circ\,. \tag{4.59}$$

$$\frac{\vec{i}}{i_{TB}} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ -1 \end{pmatrix} \quad \Rightarrow \frac{\vec{i}_{\alpha/\beta}}{i_{TB}} = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{2}{\sqrt{3}} \end{pmatrix} \quad \Rightarrow \frac{|i|}{i_{TB}} = \frac{2}{\sqrt{3}}\,, \qquad \gamma = 90^\circ\,. \tag{4.60}$$

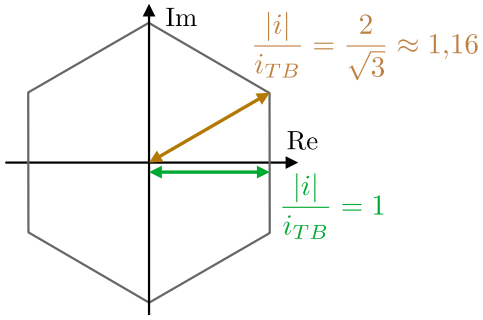


Abbildung 4.13: Lage des Toleranzbandes in der komplexen Ebene bei konstanter Stromfehlervorgabe in 123-Koordinaten.

Es ergibt sich das sechseckige Toleranzband in Abb. 4.13 für die CC- und AC-Ströme. Die Schwierigkeit mit dieser Form des Toleranzbandes ist der sich mit dem Winkel ändernde Betrag. Die Normierung der Stromfehler würde damit auch eine unerwünschte Winkelabhängigkeit besitzen. Aus diesem Grund werden die TB als Radien von Kreisen vorgegeben, wodurch die Winkelabhängigkeit eliminiert wird. Diese sind in Abb. 4.14 dargestellt.

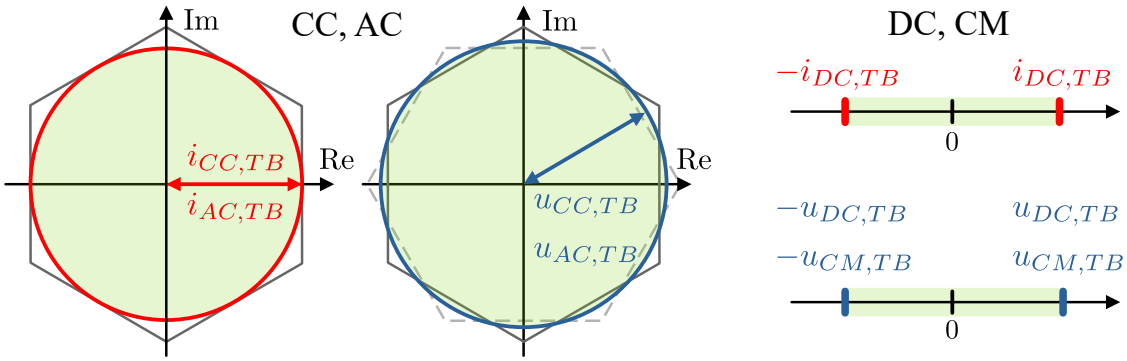


Abbildung 4.14: Qualitative Definitionen der Strom- und Spannungstoleranzbänder.

Nun ist es erwünscht diese Radien so zu wählen, dass eine Aussagekraft über die Stromfehler in 123-Koordinaten erhalten bleibt. Schließlich ergeben diese die Strombelastung der Zweige und sind damit ein wichtiges Element bei der Dimensionierung des MMC. Aus diesem Grund werden die Toleranzkreise mit den Radien $i_{CC,TB}$ und $i_{AC,TB}$ innerhalb des Sechsecks positioniert. Dadurch entspricht der Radius ebenfalls dem maximalen Stromfehler der jeweiligen Kontrollvariable in 123-Koordinaten.

Hierbei wird akzeptiert, dass die Ecken des Sechsecks nicht vollständig ausgenutzt werden, wodurch in gewissen Winkellagen (z.B. 30°, 90°) die CC- und AC-Ströme „etwas enger“ geführt werden.

Als nächstes bleibt zu klären, welche Werte den Radien $i_{CC,TB}$, $i_{AC,TB}$ und dem Skalar $i_{DC,TB}$ zugewiesen werden. Ziel ist es eine allgemeingültige Dimensionierung herzuleiten, welche auf Systemparametern der MMC-Anlagen sowie grundlegenden Eigenschaften der MVC basiert. Es ist naheliegend dafür die induktive Stromdynamik

$$u = L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \Leftrightarrow \Delta i = \frac{u \cdot \Delta t}{L} \tag{4.61}$$

zu verwenden, da diese eine physikalische Grundlage im ESB der MVC aus Abb. 2.5 ist. Die Spannung u steht in Abhängigkeit zu den SM-Kondensatorspannungen u_C und den Schalteingriffen, die den Kontrollvariablen zugewiesen wurden (siehe ES, ZS, DS aus Abb. 4.9 und 4.10). Zudem wurden effektive Induktivitäten definiert, welche auch in diesem Zusammenhang eingesetzt werden können.

Es verbleibt die Festlegung einer für die Dimensionierung relevanten Zeit Δt. Zielführend ist hier die Verwendung einer Verweildauer T_v, welche einen gemittelten Zeitabstand der aufeinander folgenden Eingriffe der MVC beschreibt. Die Zeit kann explizit durch den Anwender vorgegeben werden und definiert (in Kombination mit weiteren Parametern) die Schaltfrequenz der MMC-Anlage. Nun ist die Eingriffsfrequenz $f_v = {}^1/_{T_v}$ im Konzept der MVC nicht konstant, weshalb die angestrebte Schaltfrequenz typischerweise nicht exakt erreicht wird.

Die Dimensionierung der Stromtoleranzbänder ergibt sich zu:

$$\begin{aligned} i_{CC,TB} &= \xi_{CC}\frac{u_C \cdot \tilde{T}_v}{L_{CC}} \\ i_{AC,TB} &= \xi_{AC}\frac{u_C \cdot \tilde{T}_v}{\sqrt{3}L_{AC}} \\ i_{DC,TB} &= \xi_{DC}\frac{u_C \cdot \tilde{T}_v}{L_{DC}}. \end{aligned} \tag{4.62}$$

Hier sind $\xi_{CC/AC/DC} \geq 1$ einheitenlose Einstellparameter, welche zur individuellen Anpassung der TB genutzt werden. Die Zeit $\tilde{T}_v$ beschreibt die gewünschte mittlere Verweildauer, die in Abschnitt 6.1 analysiert wird.

4.6.2 Spannungstoleranzbänder

Die Spannungstoleranzbänder u_{TB} geben einen zulässigen Wertebereich vor, in welchem die Spannungsfehler (4.54) liegen dürfen. Analog zu dem Vorgehen bei den Strom-TB wird hier in einem ersten Schritt die Form der Spannungs-TB erarbeitet und anschließend eine allgemeingültige Dimensionierung vorgestellt. Dafür wird ein einheitenloser Einstellparameter κ eingeführt, welcher eine Abhängigkeit zu den maximalen SM-Kondensatorspannungen $u_{C,max}$ und den Kontrollvariablen zugewiesenen Schalteingriffen (ES, DS) besitzt:

$$\kappa_{CC} = \frac{u_{CC,TB}}{|u_{CC}|} \qquad \text{mit} \quad |u_{CC}| = 1 \cdot u_{C,max} \tag{4.63}$$

$$\kappa_{AC} = \frac{u_{AC,TB}}{|u_{AC}|} \qquad \text{mit} \quad |u_{AC}| = 1 \cdot \frac{u_{C,max}}{\sqrt{3}} \tag{4.64}$$

$$\kappa_{DC} = \frac{u_{DC,TB}}{u_{DC}} \qquad \text{mit} \quad u_{DC} = 3 \cdot \frac{u_{C,max}}{3} = u_{c,max} \tag{4.65}$$

$$\kappa_{CM} = \frac{u_{CM,TB}}{u_{CM}} \qquad \text{mit} \quad u_{CM} = 3 \cdot \frac{u_{C,max}}{6} = \frac{u_{c,max}}{2}. \tag{4.66}$$

Zur Erklärung der Bedeutung der κ-Parameter wird Abb. 4.15 verwendet, welche sich auf die Analyse der komplexen TB beschränkt. In jedem der vier Felder befindet sich ein CC- (links) und AC- (rechts) Spannungs-TB. Die orangen Punkte markieren die Lagen der aktuellen Spannungsfehler, welche mit den in Abb. 4.9 definierten Zeigern (Einzelschaltungen) korrigiert werden.

Beginnend wird in Abb. 4.15 a), in welcher $\kappa_{CC} = \kappa_{AC} = 1$ gewählt wurde, die absolute Minimalgrenze für die Toleranzbandauslegung gezeigt. Die Form des Spannungs-TB wird zunächst auf Basis des Sechsecks aus Abb. 4.13 vorgegeben. Grundsätzlich können die orangen Spannungsfehler beliebige Positionen in den Toleranzbändern einnehmen. Die sechs grauen Zeiger entsprechen den möglichen Korrekturen durch Einzelschaltungen. In dem gezeigten Fall ist eine Korrektur der AC-Komponente erforderlich, weil das Toleranzband berührt wird. Durch die Verkopplung ist aber stets eine Wirkung auf den CC-Spannungsfehler vorhanden. Es kann demnach nicht vermieden werden, dass der CC-Spannungsfehler vom Mittelpunkt (kein Fehler) nach außen zu einem größeren Fehler geändert wird. Im Falle von $\kappa_{CC} = 1$ wird dieser sprunghaft auf das Toleranzband verschoben und triggert damit einen weiteren Schalteingriff, wenn das geschaltete Submodul die Spannung $u_{C,max}$ besitzt. Das resultierende hochfrequente Umschalten muss durch die Wahl von größeren κ-Werten verhindert werden. Als eine erste Forderung kann

$$\kappa_{CC/AC/DC/CM} > 1 \tag{4.67}$$

festgehalten werden.

In Abb. 4.15 b) wurde die soeben gewonnene Erkenntnis umgesetzt und $\kappa_{CC} = \kappa_{AC} = 1{,}5$ gewählt. In der gezeigten Situation liegt der CC-Spannungsfehler am Toleranzband, wodurch eine Schalthandlung getriggert wird. Generell kann durch die geometrische Anordnung von Toleranzband und vorhandenen Schaltzeigern festgestellt werden, dass immer exakt zwei Richtungen zur Korrektur des CC-Fehlers möglich sind. Beide Richtungen können so gewählt werden, dass sie den Fehler ins Innere des Toleranzbandes zurückführen, also den Betrag des Fehlers reduzieren. Außerdem ist bekannt, dass jede dieser Richtungen durch zwei unterschiedliche Einzelschaltungen erzeugt werden kann. In Abb. 4.15 b) wurden dafür verschiedene Farben gewählt, um eine Unterscheidung der Einflüsse im Hinblick auf die AC-Spannungsfehler zu ermöglichen. Im Fall b1) können aus dem Pool von vier Einzelschaltungen zwei unmittelbar ausgeschlossen werden, da diese den AC-Spannungsfehler weiter aus dem Toleranzband heraus führen würden. Das Verbleiben von zwei Optionen, welche grundsätzlich beide zur Korrektur von CC- und AC-Spannungsfehler eingesetzt werden können, ermöglicht die Regelung eines weiteren Spannungsfehlers (DC oder CM). Generell ist ein solche Situation als sehr günstig für die MVC zu bewerten, da mit einer einzigen Schalthandlung fünf der sechs Freiheitsgrade korrigiert werden können.

Es ist aber notwendig jegliche Lagen der Spannungsfehler zu betrachten, um eine Stabilität der MVC zu gewährleisten. In Abb. 4.15 b2) liegt der AC-Fehler in einer Ecke des Sechsecks und kann durch die vorhandenen Zeiger nur tangential zum Toleranzband umgelenkt werden. Diese Optionen führen auch zu einer Reduzierung des Betrages des Spannungsfehlers, sind aber als ungünstig zu bewerten, da die Lage am Toleranzband beibehalten wird. Ein zeitlich kurz darauf folgender weiterer Schalteingriff würde getriggert werden. Besser wäre es, wenn es mindestens eine einzige Lösung gäbe, die den Fehler stärker ins Innere des Toleranzbandes korrigiert und einen gewissen Abstand dazu gewährleistet. Um dies zu erreichen, kann die Form des Toleranzbandes verändert werden. Grundsätzlich gibt es nämlich bei den Spannungen keine Vorschrift über die Formwahl der Toleranzbänder. Selbst die Bedingung, eine Limitierung der Fehler in 123-Koordinaten zu erzwingen, ist im Bezug zu den Spannungsfehlern unerheblich. Folgende allgemeine Regeln zur Festlegung der Form der TB müssen aber eingehalten werden:

1) Die Symmetrische Anordnung um den Nullpunkt und

2) eine 60° Symmetrie.

Das in Abb. 4.15 c) dargestellte AC-Toleranzband wurde um 30° gedreht. Die Lage c1) wird analog zu dem beschriebenen Fall b1) gehandhabt. Jedoch hat sich durch die Drehung die Handhabung der Lage c2 verbessert, da die Spannungsfehler nun ins Innere des Toleranzbandes korrigiert werden. Dadurch ist gewährleistet, dass der erreichte Zustand nicht durch eine weitere (zeitlich unmittelbar folgende) Schaltung korrigiert werden muss. Im Hinblick auf Lage c3) kann ebenfalls festgestellt werden, dass die Anzahl der möglichen Eingriffe von der Lage der CC- und AC-Komponenten in den

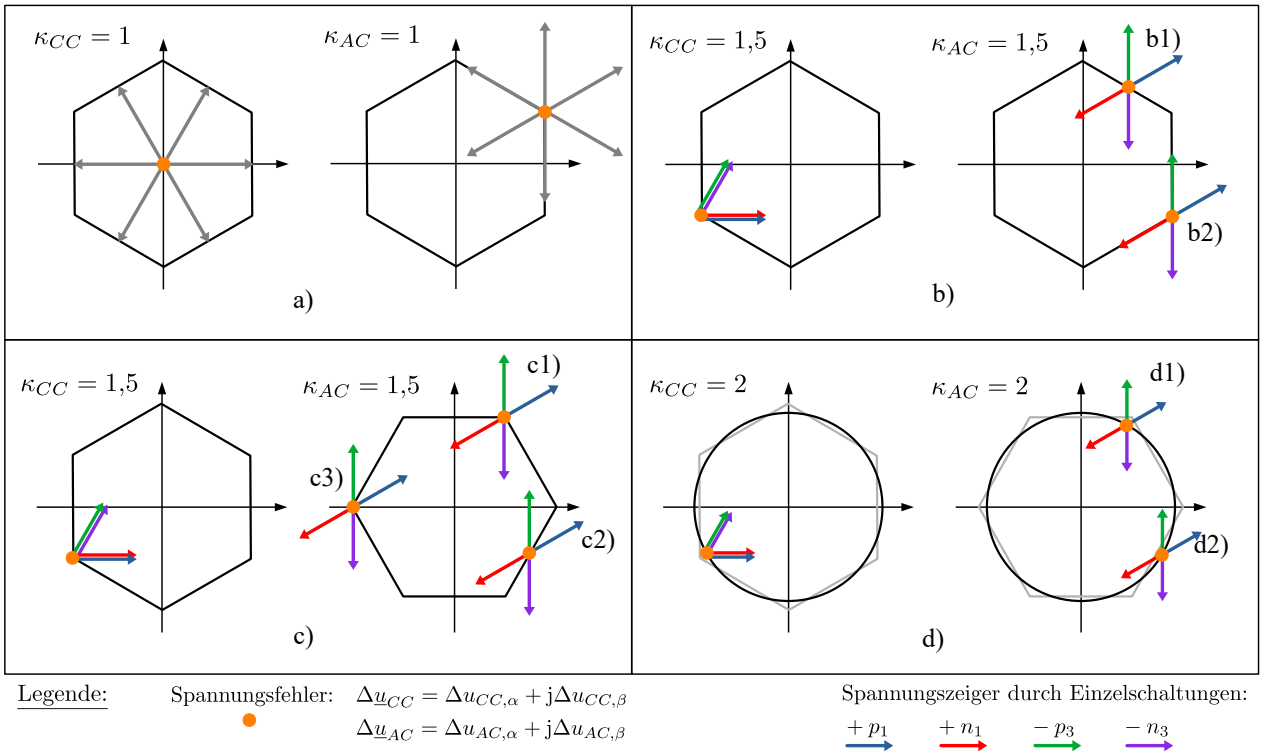


Abbildung 4.15: Herleitung der Spannungstoleranzbänder in mehreren Schritten unter Berücksichtigung der Skalierungsfaktoren κ und unterschiedlicher TB-Formen.

Toleranzbändern abhängt. In diesem Fall würde die Korrektur der CC- und AC-Komponente eine eindeutige Lösung ergeben und keine Freiheiten für DC oder CM übrig lassen. Dieser Sachverhalt wird im Abschnitt 4.7 behandelt, in welchem eine Lookup-Table für die Auswahl der Schalteingriffe beschrieben wird.

Für die vereinfachte Realisierung einer Überprüfung der Toleranzbänder bietet sich der Übergang zu Kreisen an. Dies ist in Abb. 4.15 d) dargestellt. Die Mittelpunkte der Kreise werden auf die Nullpunkte der Fehler gelegt, wodurch die geforderte 60°-Symmetrie ebenfalls erfüllt ist. Dadurch wird das Toleranzband unabhängig von der Winkellage der Fehler und ist vollständig mit dem Radius beschreibbar. Im Vergleich zu der umfangreicheren Überprüfung von sechseckigen Toleranzbändern (genaue Herleitung siehe Abschnitt A.3), wird die Implementierung in der Hardware (FPGA) durch Verwendung von Kreisen deutlich vereinfacht. Gleichzeitig sind die auftretenden Abweichungen gering, wenn die Kreise zwischen den Ecken und den Seiten der Sechsecke positioniert werden. Mithilfe von Abb. 4.13 kann der Faktor 1,08 bestimmt werden, welcher eine gute Approximation der sechseckigen TB durch Kreise ermöglicht.

Neben der Formänderung der Toleranzbänder wurde in Abb. 4.15 d) $\kappa_{CC} = \kappa_{AC} = 2$ gewählt. Es verbleibt nämlich noch die Spezifikation eines Maximalwertes für die κ-Einstellparameter. Allgemein formuliert führen größere κ-Werte dazu, dass größere Spannungsfehler zugelassen werden. Dies ist aus mehreren Gründen zu vermeiden. Zum einen führen höhere Spannungsfehler zu schnelleren Stromänderungen, wodurch öfter mit korrigierenden Schalteingriffen reagiert werden muss (höhere Schaltfrequenz). Zum anderen würde durch hohe Werte ($\kappa > 2$) das Potential der MVC verschlechtert werden, da damit auf die enge Führung der Spannungsfehler und folglich auf die Anforderung an eine gute Qualität der Ausgangsspannungen verzichtet würde. Aus diesen Gründen lässt sich der sinnvolle Wertebereich

$$1{,}2 < \kappa_{CC/AC/DC/CM} < 2 \tag{4.68}$$

angeben. Die Spannungs-TB für die skalaren Komponenten DC und CM werden analog zu dem beschriebenen Vorgehen festgelegt. Da es sich um rein reelle Variablen handelt, sind die Toleranzbänder

eindimensional.

$$
\begin{aligned}
u_{CC,TB} &= \kappa_{CC} \cdot u_{C,max} \cdot 1{,}08 \\
u_{AC,TB} &= \kappa_{AC} \cdot \frac{u_{C,max}}{\sqrt{3}} \cdot 1{,}08 \\
u_{DC,TB} &= \kappa_{DC} \cdot u_{C,max} \\
u_{CM,TB} &= \kappa_{CM} \cdot \frac{u_{C,max}}{2}.
\end{aligned}
\tag{4.69}
$$

4.6.3 Gesamtfehler und Toleranzbandüberprüfung

In den vorherigen Abschnitten wurden Toleranzbänder für die Spannungs- und Stromfehler getrennt voneinander hergeleitet. Diese Einzelbetrachtung hat als ersten Schritt die Aufgabe erfüllt, die jeweiligen Formen und Dimensionierungen zu klären. Die Aufgabe der MVC ist jedoch die gleichzeitige Regelung von Strom- und Spannungsfehlern. Dazu wird ein Gesamtfehler aus der Summe von Spannungsfehler und bewertetem Stromfehler gebildet, welcher die Basis für eine Auswahl der Schalteingriffe bildet. In diesem Abschnitt wird dabei insbesondere auf die Hintergründe einer solchen Definition und auf die angesprochene Bewertung eingegangen.

Zur Erklärung eignen sich die in Abb. 4.16 darstellten beispielhaften Betriebszustände. Für eine verbesserte Übersichtlichkeit ist hier ausschließlich die CC-Komponente vorhanden. In der linken Spalte sind die Stromfehler als pinke Zeiger in ihrem Toleranzband dargestellt. Mittig befinden sich Spannungsfehler (orange) im Toleranzband mit vier vorausgewählten und vektoriell addierten Spannungszeigern zur Korrektur des aktuellen Zustandes.

In Abb. 4.16 a) ist der Fall aufgetreten, dass Strom- und Spannungsfehler gleichzeitig ihr Toleranzband berühren. Demzufolge wird ein Eingriff getriggert, welcher nun auch beide Größen korrigieren muss. Um das weitere Weglaufen des Stromes aufzuhalten bzw. umzukehren, muss der orange Spannungsfehler mindestens auf Null (Mittelpunkt), besser sogar in den grauen Zeiger geändert werden. Es wird sofort deutlich, dass die dafür zur Verfügung stehenden Einzelschaltungen nicht ausreichen, um dieses Ziel zu erreichen. Zwar wird der Spannungsfehler betragsmäßig reduziert, was das Weglaufen des Stromfehlers bremst, eine vollständige Umkehrung der Richtung wird aber nicht erreicht.

Grundsätzlich können Schalthandlungen mit der MVC schnell hintereinander ausgeführt werden. Der beschriebene Betriebspunkt würde also durch eine Serie an zeitlich schnell nacheinander ausgeführten Einzelschaltungen korrigiert werden. Da die Stromdynamik langsamer als der zeitliche Abstand zwischen diesen Eingriffen ist, wird der Strom auch nicht nennenswert aus dem Toleranzband herauslaufen. Dadurch ist die Stabilität selbst bei diesen ungünstigen Betriebszuständen gewährleistet. Trotzdem sollte berücksichtigt werden, dass dieses Feature hauptsächlich wegen der Handhabung von Fehlerfällen oder Transienten im Konzept vorhanden ist. Das Zulassen solcher Betriebszustände im stationären Betrieb würde die Schaltfrequenz unverhältnismäßig stark erhöhen.

Ein viel bessere Methode wäre in dem vorgestellten Beispiel eine frühzeitige Korrektur des Spannungsfehlers, wodurch die Geschwindigkeit des Weglaufens des Stromfehlers reduziert wird. Dieser Gedanke ist in Abb. 4.16 b) dargestellt. Der Stromfehler liegt zum betrachteten Zeitpunkt noch zentral im Toleranzband und bedarf, alleine betrachtet, keiner Korrektur. Es ist aber durch den vorhanden Spannungsfehler klar, in welche Richtung der Strom mit der Zeit abdriften wird. Werden diese beiden normierten Zeiger vektoriell addiert, ergibt sich der Gesamtfehler, welcher in der rechten Spalte der Abbildung dargestellt ist. Da grundsätzlich nur normierte Variablen verwendet werden, entspricht das TB des Gesamtfehlers dem Einheitskreis für CC und AC, sowie dem Skalar ± 1 bei DC und CM.

In dem dargestellten Beispiel würde eine Einzelschaltung genutzt werden, um frühzeitig den Spannungsfehler zu reduzieren und damit die Änderungsgeschwindigkeit des Stromes gering zu halten. Im Mittel kann mit dieser Maßnahme die benötigte Schaltfrequenz abgesenkt werden, da die Fehlerzustände von Spannung und Strom in Kombination betrachtet und kontinuierlich justiert werden.

Nun wird in Abb. 4.16 b) ebenfalls deutlich, dass der Stromfehler trotz der zentralen Lage im Toleranzband mit einer Einzelschaltung korrigiert wird. Tendenziell erscheint dieser Eingriff verfrüht, da der Stromfehler im Gegensatz zum Spannungsfehler nicht sprungfähig ist, könnte dieser Zustand

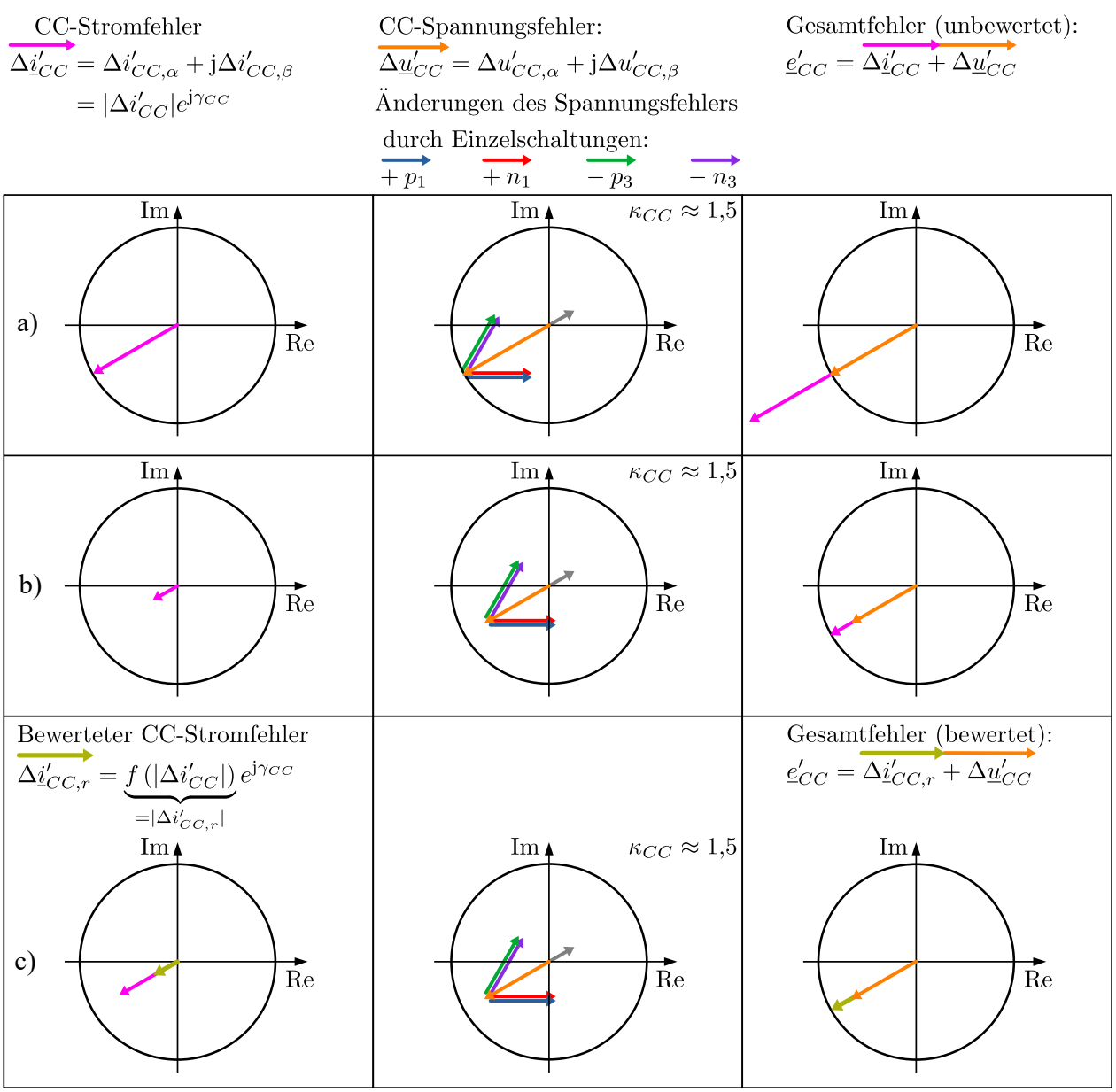


Abbildung 4.16: Beispiele zur Verdeutlichung des Zusammenhangs zwischen Spannungs- und Stromfehler.

noch länger beibehalten werden, um die Schaltfrequenz weiter zu reduzieren. Außerdem sollen die Toleranzbänder vollständig ausgenutzt werden, was in diesem Fall nicht gegeben ist. Aus diesem Grund wird eine zusätzliche Bewertung des Stromfehlers eingeführt, bevor dieser vektoriell zum Spannungsfehler addiert wird. Betragsmäßig große Stromfehler sollen einen stärkeren Beitrag für das Triggern einer Schaltentscheidung haben, während kleine Stromfehler geringer gewichtet werden.

Das Blockdiagramm für den schematischen Ablauf dieser Bewertung ist in Abb. 4.18 dargestellt. Die normierten Stromfehler $\Delta i'_{CC,1/2}$, $\Delta i'_{AC,1/2}$ werden aus den Zweigströmen (Differenz aus Soll- und Istwert) sowie den Toleranzbändern berechnet. Es folgt die Clark-Transformation und die Umrechnung in Polarkoordinaten. Nun kann eine Bewertung der Beträge der Stromfehler $|\Delta i'_{CC}|$, $|\Delta i'_{AC}|$ durchgeführt werden, während die Winkellagen γ_{CC}, γ_{AC} beibehalten werden. Mögliche Bewertungsfunktionen sind in Abb. 4.17 dargestellt. Darin werden die normierte Beträge der Stromfehler im relevanten Wertebereich $[-1, 1]$ durch die angegebenen Funktionen in

$$\frac{|\Delta i'_{CC,r}|}{i_{CC,TB}} \quad \text{und} \quad \frac{|\Delta i'_{AC,r}|}{i_{AC,TB}} \tag{4.70}$$

umgerechnet. Dabei drückt der Index r die Bewertung aus (en.: *rated*). Grundsätzlich ist der Zweck all dieser Bewertungsfunktionen die Reduktion des Einflusses von geringen Stromfehlern auf den Gesamtfehler, wodurch verfrühte korrigierende Schaltaktionen unterbunden werden. Hingegen werden maximale Stromfehler ($|i'| \approx 1$) verhältnismäßig größere Beitrage zum Gesamtfehler beisteuern und tragen deshalb deutlich zur Entscheidung bei, welcher Schalteingriff ausgewählt wird. Die Bedeutung dieser Maßnahme ist in Abb. 4.16 c) grafisch dargestellt.

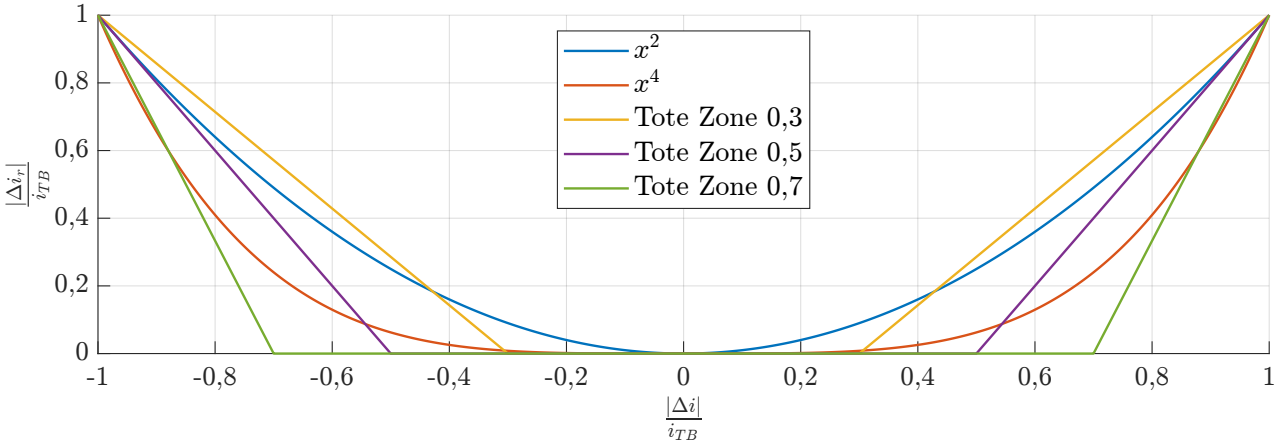


Abbildung 4.17: Mögliche Funktionen zur Bewertung der Stromfehler.

Im Entwicklungsprozess der MVC hat sich herausgestellt, dass die quadratische Bewertung die besten Ergebnisse erzielt. Die Kriterien für diese Schlussfolgerung waren die Schaltfrequenz, die Ausnutzung der Toleranzbänder und die in realen Anwendungen auftretenden Messabweichungen bzw. das Messrauschen.

Nach der Strombewertung in Abb. 4.18, wird die Umformung in $\alpha\beta$-Koordinaten vorgenommen. Dadurch können die bewerteten Stromfehler $\Delta i'_{CC,\alpha/\beta,r}$, $\Delta i'_{AC,\alpha/\beta,r}$ zu den normierten Spannungsfehlern $\Delta u'_{CC,\alpha/\beta}$, $\Delta u'_{AC,\alpha/\beta}$ addiert werden. Analog wird mit der skalaren DC-Komponente verfahren. Die CM-Spannung bildet die Ausnahme und besitzt ausschließlich den Spannungsfehler.

Damit sind die Gesamtfehler e vollständig definiert, welche die Eingangsgrößen für die im nächsten Abschnitt beschriebene Auswahl der Schalteingriffe bilden.

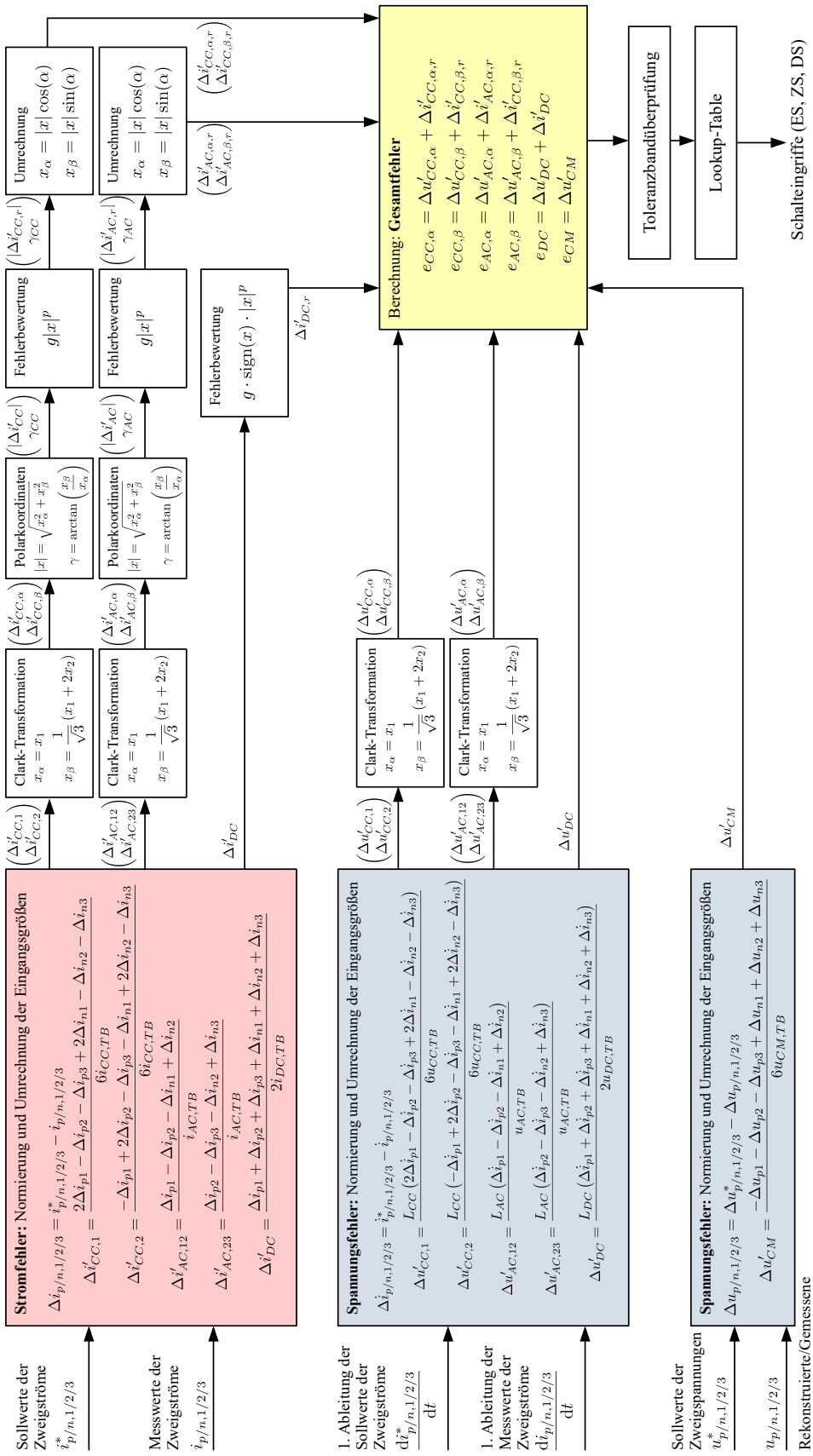


Abbildung 4.18: Blockdiagramm für die Berechnung der normierten Gesamtfehler e.

4.7 Lookup-Table zur Auswahl von Schaltkombinationen

4.7.1 Verwendung vordefinierter CC- und AC-Spannungszeiger

In Abschnitt 4.5.1 wurde eine Vorauswahl getroffen, welche Schaltungen überhaupt zur Regelung der Kontrollvariablen eingesetzt werden. Insgesamt wurden dafür 28 Schalteingriffe festgelegt (zwölf Einzelschaltungen, zwölf Zweierschaltungen und vier Dreierschaltungen). Für die Regelung der CC- und AC-Spannungen, welche die Variablen mit höchster Priorität darstellen und daher zuerst behandelt werden, stehen jeweils sechs diskrete Raumzeiger zur Verfügung. Diese sind in den Tabellen 4.6, 4.7 aufgelistet und in Abb. 4.12 grafisch dargestellt. Im Folgenden wird ein effizientes Auswahlverfahren für Schaltkombinationen beschrieben, welches auf den sechs Spannungszeigern je Kontrollvariable basiert.

Zeiger Nr.	$\frac{u_{CC,\alpha}}{u_C}$	$\frac{u_{CC,\beta}}{u_C}$	$\frac{\lvert u_{CC}\rvert}{u_C}$	α_{CC}
1	1	0	1	0°
2	$\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	1	60°
3	$-\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	1	120°
4	-1	0	1	180°
5	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	1	240°
6	$\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	1	300°

Tabelle 4.6: Sechs diskrete CC-Spannungszeiger, welche zur Regelung des CC-Gesamtfehlers eingesetzt werden.

Zeiger Nr.	$\frac{u_{AC,\alpha}}{u_C}$	$\frac{u_{AC,\beta}}{u_C}$	$\frac{\lvert u_{AC}\rvert}{u_C}$	α_{AC}
1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	30°
2	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	90°
3	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	150°
4	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	210°
5	0	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	270°
6	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	330°

Tabelle 4.7: Sechs diskrete AC-Spannungszeiger, welche zur Regelung des AC-Gesamtfehlers eingesetzt werden.

Besonders gut geeignet ist ein Spannungszeiger dann, wenn er den Betrag des im vorherigen Kapitels definierten Gesamtfehlers stark reduziert. Aus diesem Grund werden für die CC- und AC-Komponente die Spannungszeiger aus den Tabellen 4.6 und 4.7 vektoriell zu deren Gesamtfehler addiert und der Betrag des resultierenden Zeigers berechnet. Daraus ergibt sich je ein Zeiger, der den vorliegenden Gesamtfehler minimiert und damit der bestmögliche Eingriff für den aktuellen Betriebspunkt ist. Diese Zeiger werden im Folgenden unterstrichen und farblich zugeordnet dargestellt (Beispiel: CC-Zeiger 3, AC-Zeiger 6). Es kann aus kombinatorischer Sicht nicht sichergestellt werden, dass immer eine Einzelschaltung existiert, welche die beiden besten Zeiger realisiert. Aus diesem Grund benötigt das Auswahlverfahren ebenfalls die zweitbesten Zeiger zur Korrektur des Gesamtfehlers. Diese liegen immer um 60°-Winkel versetzt zum besten Zeiger. Außerdem liegen die durch eine Einzelschaltung generierten CC- und AC-Spannungszeiger entweder etwa phasengleich oder entgegensetzt, siehe Abb. 4.12. Aufgrund dieser geometrischen Eigenschaft kann garantiert werden, dass immer mindestens eine Einzelschaltung eine Schnittmenge mit den ausgewählten Zeigern für beide Komponenten (CC und AC) besitzt.

Im Folgenden soll anhand von drei Beispielen beschrieben werden, welche Fälle auftreten können und inwiefern diese für die MVC nutzbar sind. Basis für diese Diskussion ist Tab. 4.8, die diejenigen Kombinationen von CC- und AC-Zeigern auflistet, welche durch Einzelschaltungen realisierbar sind.

Beispiel für Fall 1: Für CC werden die Zeiger 1 und 6 und für AC die Zeiger 2 und 3 als mögliche Korrekturen ausgewählt. Gemäß Tab. 4.8 ergibt sich die Einzelschaltung $+n_2$ (Kombination 6, 3) als einzige Lösung.

Wenn nur eine Einzelschaltung die Schnittmenge erfüllt, wird von Fall 1 gesprochen. Die Auswahl ist eindeutig und eröffnet keine weiteren Wahlmöglichkeiten. Das obige Beispiel beschreibt den Worst-Case, dass nur sekundäre (also die zweitbesten) Zeiger eingestellt werden können.

CC-Zeiger Nr.	4	6	2	4	6	2	1	3	5	1	3	5
AC-Zeiger Nr.	4	6	2	1	3	5	1	3	5	4	6	2
DC-Vorzeichen	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-
CM-Vorzeichen	-	-	-	+	+	+	+	+	+	-	-	-
Schaltung	1	2	3	4	5	6	-1	-2	-3	-4	-5	-6
„	$+p_1$	$+p_2$	$+p_3$	$+n_1$	$+n_2$	$+n_3$	$-p_1$	$-p_2$	$-p_3$	$-n_1$	$-n_2$	$-n_3$

Tabelle 4.8: Auswahltabelle für Einzelschaltungen mit den Vorzeichen der DC- und CM-Spannungsänderung.

Beispiel für Fall 2: Für CC werden die Zeiger 1 und 6 und für AC die Zeiger 4 und 3 als mögliche Korrekturen ausgewählt. Gemäß Tab. 4.8 ergeben sich zwei mögliche Einzelschaltungen, nämlich $+n_2$ (Kombination 6, 3) und $-n_1$ (Kombination 1, 4).

In diesem Beispiel können grundsätzlich zwei unterschiedliche Einzelschaltungen verwendet werden. Allerdings ist eine Einzelschaltung als deutlich besser anzusehen, weil diese die bestmöglichen (primären) Zeiger für beide Komponenten ermöglicht. Im Entwicklungsprozess der MVC hat sich herausgestellt, dass es im Hinblick auf die Schaltfrequenz vorteilhaft ist, diese angesprochene optimale Einzelschaltung zu verwenden und auf die zweite Option zu verzichten.

Beispiel für Fall 3: Für CC werden die Zeiger 1 und 6 und für AC die Zeiger 3 und 4 als mögliche Korrekturen ausgewählt. Gemäß Tab. 4.8 ergeben sich zwei mögliche Einzelschaltungen, nämlich $+n_2$ (Kombination 6, 3) und $-n_1$ (Kombination 1, 4).

Auch in diesem Beispiel können grundsätzlich zwei unterschiedliche Einzelschaltungen verwendet werden. Im Gegensatz zu Beispiel 2 werden jedoch durch die Einzelschaltungen je ein primärer und ein sekundärer Zeiger realisiert. Dementsprechend können beide Optionen als gleichwertig angesehen werden. Einzelschaltungen, welche diesem Fall zugeordnet werden können, werden zur Kontrolle der DC- oder CM-Spannung verwendet. Dies wird im nächsten Abschnitt berücksichtigt, welcher die Regelung dieser beiden Komponenten beschreibt.

4.7.2 Regelung des DC- und CM-Gesamtfehlers

Für die Regelung des DC- und CM-Gesamtfehlers wurden bereits mehrere Möglichkeiten vorgestellt, die an dieser Stelle kurz zusammengefasst werden:

1) Einzelschaltungen gemäß Fall 3 des Abschnitts 4.7.1 ermöglichen die Berücksichtigung der DC- und CM-Komponente ohne zusätzliche Schaltaktion.

2) In Abschnitt 4.5.1 wurde die Möglichkeit zur Erweiterung der Einzelschaltung zu einer Zweierschaltung beschrieben. Dabei werden die festgelegten CC- und AC-Zeiger nicht beeinflusst, aber die Stellamplitude der DC- und CM-Spannung verdoppelt und invertiert.

3) In Abschnitt 4.5.1 wurden Dreierschaltungen beschrieben, welche ausschließlich die DC- und CM-Spannungen ändern. Dadurch können diese individuell eingesetzt werden, ohne eine Rückwirkung auf CC und AC zu erzeugen[4]. Es wurde jedoch die Forderung gestellt, die Dreierschaltung statistisch gesehen im stationären Betrieb selten zu verwenden, um die Schaltfrequenz nicht unverhältnismäßig zu erhöhen. In Fehlerfällen existiert diese Forderung wiederum nicht.

[4] In der Realität sind die drei geschalteten SM-Kondensatorspannungen unterschiedlich (Regelfall), sodass sich doch eine geringe Rückwirkung auf die CC- und AC-Spannung ergibt. Im Vergleich zu der Spannungsänderung durch eine ES ist diese aber als gering zu bewerten.

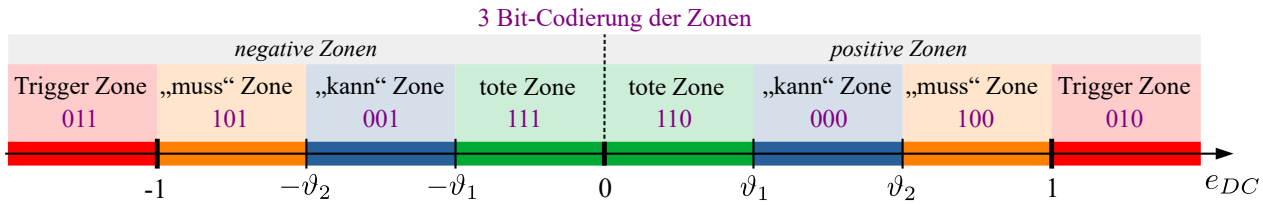


Abbildung 4.19: Zoneneinteilung des DC-Toleranzbandes mit binärer 3 Bit Codierung als Eingang für die Lookup-Table.

Zusammenfassend muss für DC und CM eine Regelungsstrategie entworfen werden, welche im Wesentlichen auf den Maßnahmen 1) und 2) basiert und nur selten auf Maßnahme 3) ausweicht. Aus diesem Grund wird das DC-Toleranzband gemäß Abb. 4.19 in mehrere Zonen unterteilt, deren Nutzen im Folgenden erörtert wird.

Liegen geringe DC-Gesamtfehler vor, so gibt es keinen Grund einen korrigierenden Spannungseingriff durchzuführen. Aus diesem Grund wird dieser Bereich des Toleranzbandes **tote Zone** genannt. In dieser triggert DC keine Schaltaktion, und es werden auch keine Erweiterungen von Einzel- zu Zweierschaltungen durchgeführt. Es kann aber durchaus der beschriebene Fall 3 auftreten, welcher mit einer CC- und AC-Gesamtfehlerkorrektur einhergeht. Dieser wird dann zur Regelung der CM-Spannung genutzt.
In der nebenliegenden **„kann“ Zone** triggert DC ebenfalls keine Schaltaktion. Jedoch würde hier beim Auftreten von Fall 3 bei Einzelschaltungen der DC-Fehler korrigiert und der CM-Fehler ignoriert werden.

Liegt der DC-Gesamtfehler außerhalb des Toleranzbandes $e_{DC} > 1$ oder $e_{DC} < -1$, so befindet sich dieser in der **trigger Zone** und es werden Dreierschaltungen getriggert, welche zur gleichzeitigen Regelung von DC und CM genutzt werden. Diesen sollen jedoch, wie beschrieben, nur selten im stationären Betrieb eingesetzt werden. Aus diesem Grund ist die Einführung der **„muss“ Zone** zwingend notwendig. Darin werden keine Schaltaktionen getriggert, jedoch wird bei Durchführung einer Korrektur der CC- und AC-Komponente der DC-Gesamtfehler auf jeden Fall mitkorrigiert. Dies muss entweder durch Auftreten des dritten Falles oder durch die Erweiterung der Einzelschaltung auf eine Zweierschaltung erfolgen. Da die „muss“ Zone mit der äußeren Seite am Toleranzband bei $e_{DC} = \pm 1$ liegt, wird durch diese Maßnahme bereits frühzeitig in den DC-Gesamtfehler eingegriffen, um die Notwendigkeit einer Dreierschaltung abzufangen.

Mit der Festlegung, das DC-Toleranzband in mehrere Zonen zu unterteilen, wurde die höhere Priorität des DC-Gesamtfehlers gegenüber der CM-Spannung durchgesetzt. Die Zoneneinteilung der CM-Komponente im Bezug zum Toleranzband ist in Abb. 4.20 dargestellt. Dieses enthält lediglich die „kann“ und trigger Zonen.

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass alle innerhalb des Toleranzbandes liegenden Zonen keine Schaltaktionen triggern, aber im Zusammenspiel mit Einzelschaltungen individuelle Kontrolleingriffe in die DC und CM Komponente ergeben. Da die Einzelschaltungen von vier der sechs Freiheitsgrade ausgelöst werden, kommen diese auch dementsprechend häufiger vor. Damit ist gewährleistet, dass DC- und CM-Gesamtfehler bereits im Inneren ihrer Toleranzbänder kontinuierlich mitkorrigiert werden.

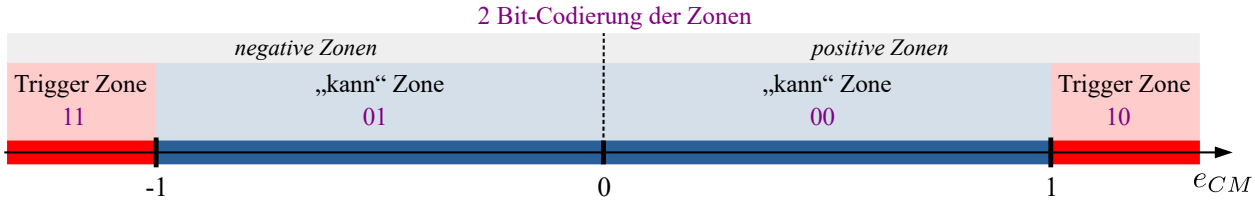


Abbildung 4.20: Zoneneinteilung des CM-Toleranzbandes mit binärer 2 Bit Codierung als Eingang für die Lookup-Table.

Anmerkung: Damit die Entscheidungen über Schalteingriffe anhand der Zoneneinteilung der DC- und CM-Komponenten durchgeführt werden kann, ist eine Unterteilung in positive und negative Zonen erforderlich. Beispielsweise könnte der CC-Gesamtfehler das Toleranzband verlassen, was eine Einzelschaltung triggert. Für die zusätzliche Korrektur des DC- oder CM-Fehlers ist dann eine Vorzeicheninformation erforderlich.

4.7.3 Lookup-Table

Dieser Abschnitt beinhaltet die Herleitung und Anwendung einer Lookup-Table (Abkürzung: LUT) für die Auswahl der Schalteingriffe. Dafür werden in einem ersten Schritt die Eigenschaften und Vorteile einer LUT beschrieben und anschließend auf die MVC angewendet.

Der grundlegende Aufbau einer LUT ist in Abb. 4.21 dargestellt. Die m Eingangsbits bilden eine Adresse, an welcher Daten abgespeichert und durch die a Ausgangsbits ausgegeben werden. Die Anzahl der Adressen beträgt 2^m. Da das m im Exponenten auftritt, muss eine sorgfältige Auswahl der Eingangsbits vorgenommen werden, um für die Lookup-Table nicht unnötig viele Ressourcen zu verwenden und diese überhaupt realisierbar zu halten. Im Gegensatz dazu besteht für die Ausgangsbits eine solche Forderung nur in abgeschwächter Form, da sich eine Erhöhung nur linear auf die zu speichernden Daten auswirkt.
Im Bezug zur MVC, insbesondere der Schaltungsauswahl, kann eine solche LUT vorteilhaft eingesetzt werden. Sie ermöglicht das Abspeichern von optimierten und offline berechneten Schaltentscheidungen. Dadurch wird die Zeit, welche während des Onlinebetriebes für die Entscheidungsprozesse eingesetzt werden muss, vernachlässigbar klein[5].

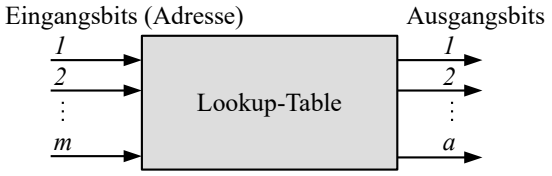


Abbildung 4.21: Allgemeine Darstellung der Lookup-Table.

Festlegung der Ausgangsbits a: Die Ausgabe einer einzelnen Schalthandlung umfasst die Information über den Zweig und die Art der Umschaltung (z.B. $-p_1$ als Kurzform einer negativen Schaltung $-u_C$ in Zweig p_1). Insgesamt ergeben sich dadurch 12 Optionen. Folglich werden vier Ausgangsbits benötigt, wodurch $2^4 = 16$ Fälle unterschieden werden könnten. Nun muss weiterhin berücksichtigt werden, dass eine DS aus drei einzelnen Schalthandlungen besteht, weshalb die Anzahl der Ausgangsbits mindestens zwölf betragen muss. In der hier entwickelten Lookup-Table besteht zusätzlich die Möglichkeit gleichzeitig eine ES und eine DS auszugeben, wodurch vier Schalthandlungen ausgegeben werden können.

Festlegung der Eingangsbits m: Für die Bestimmung der minimal benötigten Anzahl an Eingangsbits ist es notwendig die erforderlichen Zustandsinformationen zusammenzufassen. Bezüglich der DC- und CM-Komponente ist dies bereits in Abschnitt 4.7.2 durch die Zoneneinteilung erfolgt. Die Tabellen 4.9, 4.10 enthalten die Bitcodierungen der Abbildungen 4.19, 4.20.

[5] Die verbleibende Zeit zum Auslesen der Lookup-Table liegt im Bereich einer Taktperiode des FPGA. Für den entwickelten Hardwareaufbau sind dies 12,5 ns.

dezimal	binär	Beschreibung
0	000	pos. „kann“ Zone
1	001	neg. „kann“ Zone
2	010	pos. trigger Zone
3	011	neg. trigger Zone
4	100	pos. „muss“ Zone
5	101	neg. „muss“ Zone
6	110	pos. tote Zone
7	111	neg. tote Zone

Tabelle 4.9: Binäre Codierung der für den DC-Gesamtfehler definierten Zonen. Diese enthalten alle für die Schaltungsauswahl durch den Lookup-Table notwendigen Informationen.

dezimal	binär	Beschreibung
0	00	pos. „kann“ Zone
1	01	neg. „kann“ Zone
2	10	pos. trigger Zone
3	11	neg. trigger Zone

Tabelle 4.10: Binäre Codierung der für den CM-Gesamtfehler definierten Zonen. Diese enthalten alle für die Schaltungsauswahl durch den Lookup-Table notwendigen Informationen.

Aufgrund der Zusammengehörigkeit (gleiche Priorität) und gemeinsamen Regelung durch Einzelschaltungen bietet es sich bei der CC- und AC-Variable an, eine einheitliche Codierung zu definieren. Eine Möglichkeit ist in Tab. 4.12 dargestellt, welche auf Basis der in Abschnitt 4.7.1 entwickelten Tabelle 4.8 basiert. Die zwölf Kombinationsmöglichkeiten aus primären und sekundären Spannungszeigern erfordern vier Bits. Zusätzlich ist ein weiteres Bit notwendig, durch welches die Einhaltung des CC- und AC-Toleranzbandes mitgeteilt wird (1: TB nicht eingehalten; 0: TB eingehalten).

Die vollständige – auf die MVC zugeschnittene – Lookup-Table ist in Abb. 4.22 dargestellt. Die 14 Eingangsbits führen zu einer Gesamtzahl von 16384 Adressen mit je 2 Byte Dateninhalt. Die zur Realisierung der Lookup-Table erforderliche Speichergröße ist aus Sicht des heutigen Standes der Technik als sehr gering zu bewerten.

Codierung		Schaltungen	
dezimal	binär	Art	Zweig
-8	1000		
-7	1001		
-6	1010	neg.	n_3
-5	1011	neg.	n_2
-4	1100	neg.	n_1
-3	1101	neg.	p_3
-2	1110	neg.	p_2
-1	1111	neg.	p_1
0	0000	keine Schaltung	
1	0001	pos.	p_1
2	0010	pos.	p_2
3	0011	pos.	p_3
4	0100	pos.	n_1
5	0101	pos.	n_2
6	0110	pos.	n_3
7	0111		

Tabelle 4.11: Codierung der Schalthandlungen mit vier Ausgangsbits, welche sich aus der Art (positiv, negativ, keine) und dem Zweig (p_1, p_2, p_3, n_1, n_2, n_3) zusammensetzen.

Codierung		Zeiger	
dezimal	binär	primär	sekundär
0	0000		
1	0001	1	2
2	0010	2	3
3	0011	3	4
4	0100	4	5
5	0101	5	6
6	0110	6	1
7	0111	1	6
8	1000	2	1
9	1001	3	2
10	1010	4	3
11	1011	5	4
12	1100	6	5
13	1101		
14	1110		
15	1111		

Tabelle 4.12: Codierung der primären und sekundären Zeiger zur Regelung des CC- und AC-Gesamtfehlers mit je vier Eingangsbits.

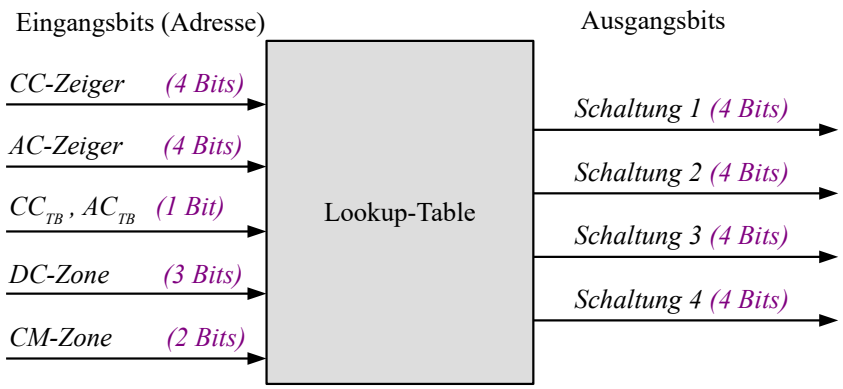


Abbildung 4.22: Vollständige Lookup-Table der MVC mit 14 Eingangs- und 16 Ausgangsbits.

4.7.4 Sortier- und Selektionsalgorithmus

Durch die Verwendung von vordefinierten Spannungszeigern und einer Lookup-Table werden Schalteingriffe durch die MVC mit minimaler zeitlicher Verzögerung festgelegt. Diese Eingriffe geben den Zweig und die Art (positiver oder negativer Spannungssprung) der Schaltung vor. Die Auswahl des jeweiligen Submoduls findet in einem unterlagerten Sortierer statt, dessen Signalfluss in Abb. 4.23 dargestellt ist. Der Sortierer ist ein zentrales Element, in welchem alle SM-Kondensatorspannungen und Schaltzustände verwaltet werden. Mithilfe dieser Informationen können Prioritätslisten auf Basis des „Standardsortierers“ aus Tab. 4.1 erstellt werden. Nun ist die zeitliche Ausführung der Sortierung der Submodule nicht an die Schaltungsauswahl der MVC gekoppelt, da die Energiedynamik der SM deutlich langsamer als die Stromdynamik ist. Daher werden die Prioritätslisten in festgelegten zeitlichen Abständen aktualisiert, um dadurch auf mögliche Schalteingriffe der MVC vorbereitet zu sein und eine Umsetzung mit minimaler zeitlicher Verzögerung zu ermöglichen.

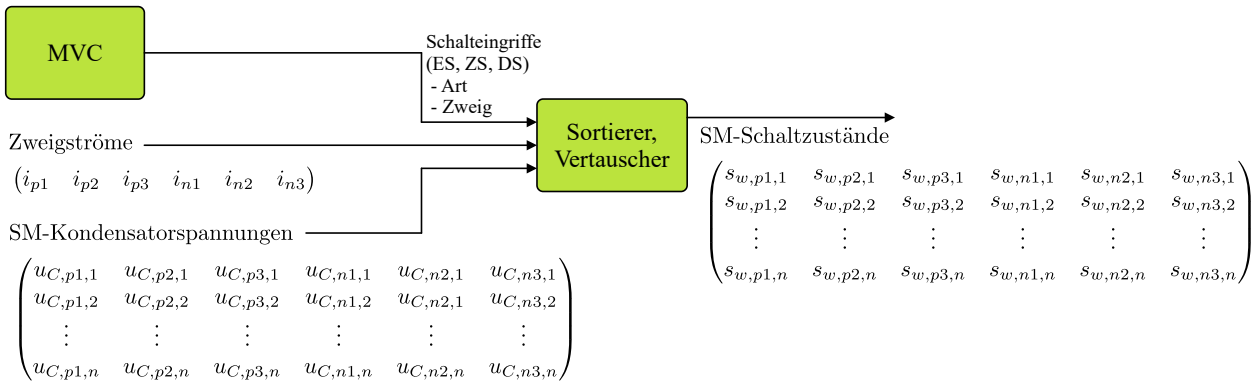


Abbildung 4.23: Signalfluss und Aufgabenteilung zwischen der MVC und dem Sortierer/Vertauscher.

Der Sortierer nutzt für die Auswahl der SM ausschließlich momentane Zustandsinformationen und verzichtet vollständig auf eine zukünftige Planung, die insbesondere in Fehlerfällen nicht möglich ist. Außerdem sind die Schaltzeitpunkte der MVC nicht bekannt, da Eingriffe immer nur bei Notwendigkeit – also einer TB-Verletzung – durchgeführt werden. Dadurch kann nicht sichergestellt werden, dass die SM-Kondensatorspannungen in einem zulässigen Wertebereich gehalten werden. Aus diesem Grund ist ein sogenannter Vertauscher erforderlich, dessen generelles Konzept in Abb. 4.24 dargestellt ist und bereits im Stand der Technik (siehe Abschnitt 4.2.7) beschrieben wurde.

Für die SM-Kondensatorspannungen wird ein Minimalwert $u_{C,min}$ und ein Maximalwert $u_{C,max}$ vorgegeben, was ähnlich wie ein TB fungiert und bei Verletzung einen Austauschprozess triggert. Sollte ein SM mit Index a eine unzulässige Kondensatorspannung $u_{C,a}$ aufweisen, wird der Schaltzu-

stand $s_{w,a}$ in 0 – also den Nullzustand – geändert. Dadurch erfährt dieses kritische SM keine weitere Kondensatorspannungsänderung und kann zu einem späteren Zeitpunkt – also bei umgekehrter Energieänderung – wieder verwendet werden.

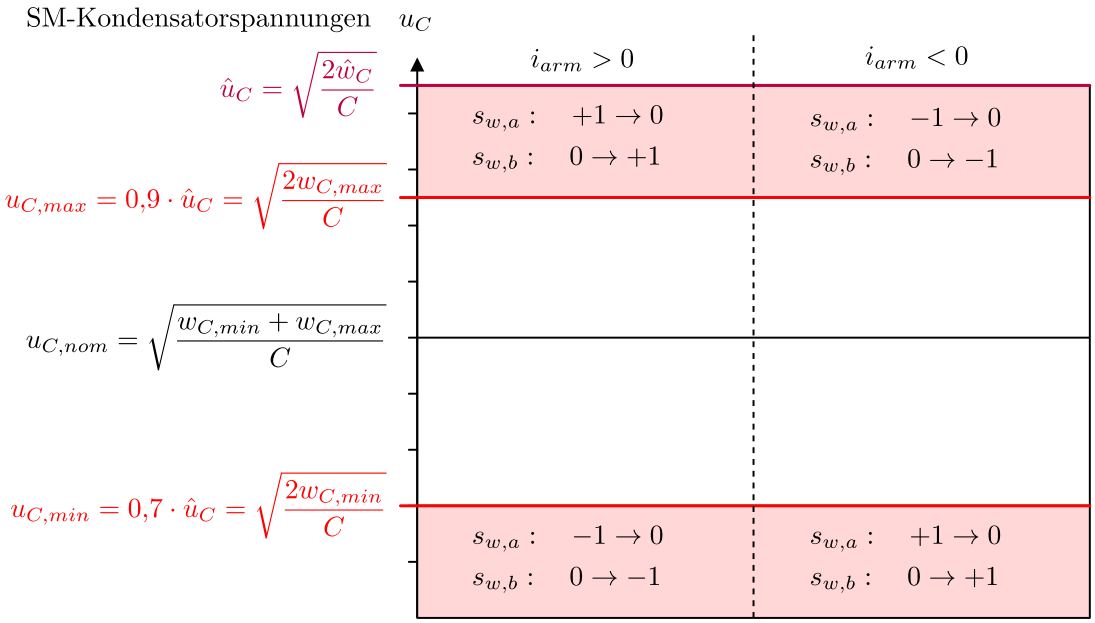


Abbildung 4.24: Definition von minimalen und maximalen SM-Kondensatorspannungen $u_{C,min}$, $u_{C,max}$ auf Basis eines absoluten Limits $\hat{u}_C$. Submodule mit Index a, welche in den rot gekennzeichneten Zonen liegen, werden in den Nullzustand geschaltet und durch Austausch-Submodule mit Index b ersetzt.

Nun führt das Schalten eines Submoduls zu einem Sprung in den Spannungsfehlern Δu, welche in der MVC für Schaltentscheidungen genutzt werden. Um die Rückwirkung der Vertauschungen auf die Spannungsfehler zu reduzieren, wird stets ein weiteres SM mit Index b als Austausch bzw. zur Korrektur dieses Sprunges eingesetzt. Dadurch verbleibt ausschließlich die Spannungsdifferenz $|u_{C,a} - u_{C,b}|$ der beiden SM als Rückwirkung auf die Spannungsfehler.

In Abb. 4.24 ist ebenfalls eine Dimensionierung des zulässigen SM-Spannungsbereichs enthalten. Durch Vorgabe eines absoluten Limits $\hat{u}_C$ und Verwendung der Faktoren 0,9 und 0,7 (beispielhafte Werte für die in dieser Arbeit verwendete Auslegung), werden die minimalen und maximalen Spannungen $u_{C,min}$, $u_{C,max}$ bestimmt. Dadurch wird etwa 50% der Nominalenergie $w_{C,nom}$ als Hub zugelassen:

$$\begin{aligned} w_{C,nom} &= \frac{w_{C,min} + w_{C,max}}{2} \\ w_{C,hub} &= \frac{1}{2} C \left(u_{C,max}^2 - u_{C,min}^2 \right) \approx \frac{w_{C,nom}}{2}. \end{aligned} \tag{4.71}$$

Die Selektion von Submodulen erst nach der Schaltentscheidung der MVC durchzuführen hat den signifikanten Vorteil, dass eine Entkopplung der Aufgaben erreicht wird. Eine Erhöhung der Anzahl an Submodulen bewirkt damit nur eine unwesentliche Erhöhung der Komplexität im Sortierer/Vertauscher. Die MVC wird nicht beeinflusst, da die Schaltentscheidungen auf Basis von nominalen SM-Spannungen $u_{C,nom}$ getroffen werden und die Informationen über die exakt geschalteten Spannungen nicht erforderlich sind. Die Regelung des Spannungsfehlers Δu aus Abschnitt 4.4.3 hat diese Option eröffnet, da die Winkellagen der Spannungszeiger essentieller als deren Beträge sind, welche durch die jeweiligen Kondensatorspannungen u_C vorgegeben sind. Das Ziel $\Delta u \to 0$ wird im Wesentlichen durch Auswahl der besten Winkellagen der Raumzeiger – bzw. Vorzeichen bei den Skalaren DC und CM Komponenten – erreicht. Ein zu geringer Betrag der Spannungszeiger kann stets durch Wiederholung des Eingriffs korrigiert werden.

5 Realisierung

Für die Validierung der hergeleiteten MVC wird in Abschnitt 5.1 ein Simulationsmodell und in Abschnitt 5.2 ein experimenteller Hardwareaufbau vorgestellt. Es folgt ein Vergleich und eine Auswertung der Ergebnisse in Kapitel 6.

5.1 Entwicklung eines Simulationsmodells

Auf Basis der Software Matlab/Simulink [122] wurde das Simulationsmodell aus Abb. 5.1 erstellt, welches im Wesentlichen aus vier Subsystemen besteht:

1) Energieregler: Auf Basis der gemessenen Zweigspannungen, -ströme und -energien berechnet dieses Subsystem Sollwerte für die Zweigspannungen und -ströme, welche zur Symmetrierung der Zweigenergien im MMC eingesetzt werden. Ebenfalls wird der Leistungsaustausch zwischen DC- und AC-Seite kontrolliert. Im Rahmen dieser Arbeit werden zwei unterschiedliche Energieregler verwendet, die in Anhang A.4 und im Abschnitt 3.4 beschrieben werden.

2) MVC: Die Aufgaben der MVC wurden in Kapitel 4 beschrieben. Kurz zusammengefasst: Die vom Energieregler vorgegebenen Sollwerte mit den zur Verfügung stehenden diskreten Schaltzuständen in den Zweigen einzustellen.

3) Externe Systeme (DC,AC): In diesem Subsystem werden die externen Systeme definiert. Die eingangs formulierte Forderung, dass deren Gegenspannungen unbekannt sind und lediglich ein induktives Verhalten aufweisen, wurde in dieser Simulation umgesetzt. Die Ausgänge des Subsystems der externen Systeme werden weder an die Energieregelung, noch an die MVC übertragen.

4) Systemmodell MMC: In diesem Subsystem befindet sich das Energiemodell der Vollbrücken-submodule, welches abhängig von den Schaltzuständen und Zweigströmen ist. Außerdem ist die gesamte Systemdynamik enthalten, welche mithilfe der Toolbox *Simscape* programmiert wurde.

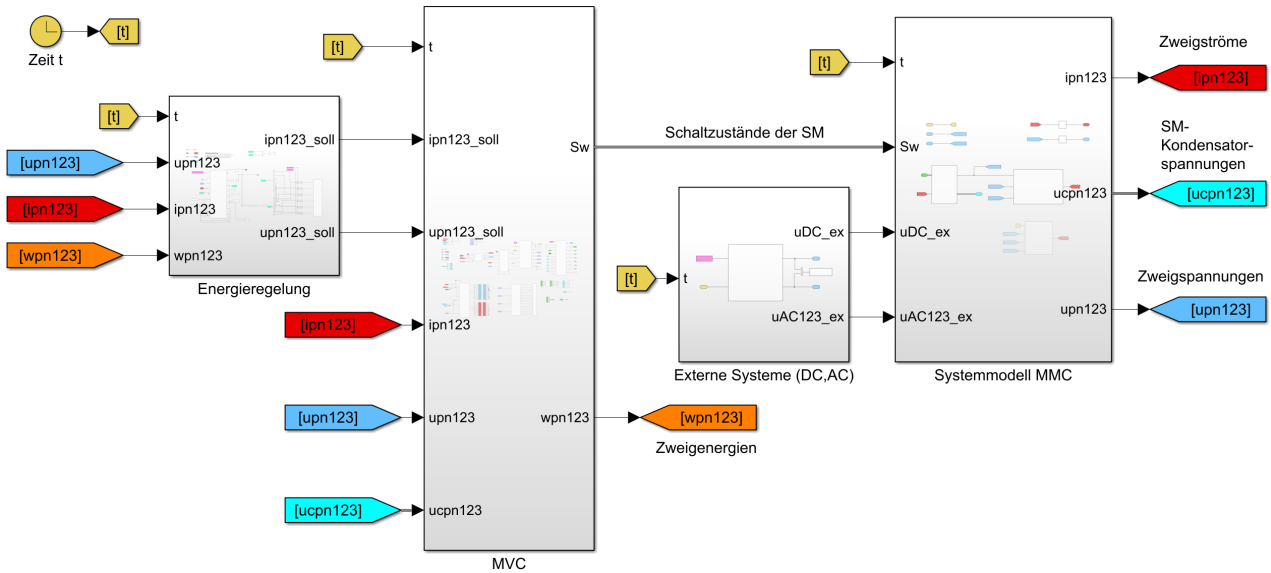


Abbildung 5.1: Simulationsmodell auf Basis der Software Matlab/Simulink [122].

Grundlegende Systemparameter und Toleranzbänder für die Simulation sind in Tab. 5.1 dokumentiert. Bei der Festlegung wurde beabsichtigt den Hardwareaufbau möglichst gut zu repräsentieren, der im Kapitel 5.2 beschrieben wird. Dadurch können die simulierten und experimentellen Ergebnisse

miteinander verglichen werden. In diesem Zusammenhang wurde auch T_{MVC} aus Tab. 5.1 festgelegt. Dadurch wird ein zeitlicher Mindestabstand zwischen den Schalteingriffen (ES, ZS, DS) festgelegt, welche durch die MVC getriggert werden. Im realen Hardwareaufbau benötigt eine messtechnische Erfassung der Istwerte, insbesondere der Ableitungen der Zweigströme, digitale Filter mit einer ausreichenden Ordnung. Der Parameter T_{MVC} soll eben diese Messzeit simulieren.

Tabelle 5.1: Parameter der Simulationen.

Name	Wert	Einheit	Beschreibung
Δt	1	µs	Diskreter Simulationszeitschritt
T_{MVC}	6	µs	Mindest-Zeitabstand zwischen Schalteingriffen
n	16		Anzahl der Submodule pro Zweig
C	2	mF	SM-Kapazität
$u_{C,nom}$	46	V	Nominale SM-Kondensatorspannung

5.2 Entwicklung eines Hardwareprototypen

Zur Verifizierung der theoretischen Erkenntnisse wurde neben einem Simulationsmodell auch ein experimenteller Aufbau entwickelt. Abb. 5.2 enthält ein Strukturbild dieses Aufbaus, dessen einzelne Elemente im Folgenden genauer beschrieben werden.

Im Zentrum steht der MMC mit insgesamt 96 Vollbrücken-SM, die in Abschnitt 5.2.1 beschrieben werden. Dies ergibt bei gleichmäßiger Aufteilung eine Anzahl von 16 Vollbrücken-SM je Zweig. Die Kommunikation zwischen den SM und der MVC erfolgt über eine bidirektionale (zweisträngige) optische Verbindung, die in Abschnitt 5.2.3 beschrieben wird.

In Kapitel 4 wurde klar herausgearbeitet, dass die Zweigstrommessung zentrales Element der Schaltungsauswahl ist, weshalb dahingehend erhöhte Anforderungen an Genauigkeit und Bandbreite bestehen. Aus diesem Grund wird jeder Zweigstrom des MMC durch eine eigene Messeinrichtung erfasst. Diese besteht im Wesentlichen aus einem Stromwandler, einer Interface-Platine mit Analog-Digital-Umsetzer sowie geeigneten Filtern, was in Abschnitt 5.2.2 beschrieben wird.

Im Rahmen der Arbeit wurde eine Entkopplung von Regelungsebenen erreicht, was eine individuelle Zuweisung von geeigneter Hardware für das jeweils zu erfüllende Aufgabenspektrum erlaubt. Im Folgenden sollen die Hintergründe dieser Hardwareauswahl erörtert werden:

- Die MVC stellt die hardwarebezogene Regelungsebene dar, wodurch im Wesentlichen zwei Anforderungen bestehen. Zum einen muss eine Reglerbandbreite $> 100\,\text{kHz}$ erreicht werden, damit die hochdynamische Stromregelung insbesondere in Fehlerfällen optimal funktioniert. Zum anderen werden in der MVC jegliche hardwarebezogenen Daten wie z.B. Schaltzustände und Kondensatorspannungen der SM verarbeitet. Eine hohe Anzahl an SM, wie es in modernen MMC-Anwendungen üblich ist, erfordert daher die parallele Verarbeitung von Daten, akkurates Timing und eine hohe Anzahl digitaler IO (en.: Inputs/Outputs). Aus den genannten Gründen wurde ein FPGA zur Erfüllung dieses Aufgabenspektrums ausgewählt. Die in Kapitel 4 beschriebene MVC wurde mithilfe der Programmiersprache VHDL (en.: Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language) implementiert.

- Die Regelung der Zweigenergien und des Leistungsaustausches zwischen DC- und AC-System geschieht in einer übergeordneten Regelungsebene. Da die Energiedynamik wesentlich langsamer als die Stromdynamik ist, besteht hier nur eine reduzierte Anforderung an die Reglerbandbreite ($< 20\,\text{kHz}$). Da diese Regelungsebene zum aktuellen Zeitpunkt noch Gegenstand der Forschung ist und stets neuartige Techniken entwickelt werden, wird hier der Fokus bei der Hardwareauswahl auch auf die individuelle Konfigurierbarkeit gelegt. Dabei sollen Programmiersprachen und Software einer höheren Abstraktionsebene verwendet werden können, mit welchen zeitnahe und vom Aufwand her deutlich geringere Implementierungen als beispiels-

weise in VHDL möglich sind. Aus den genannten Gründen wird hierfür eine Realtime Box verwendet.

In Abschnitt 5.2.4 wird der Datenaustausch zwischen der MVC und der Realtime Box beschrieben. Für den Leistungsteil des experimentellen Aufbaus wird zum einen ein dreiphasiges AC-System benötigt. Dieses wurde durch eine Sternschaltung von ohmsch-induktiven Impedanzen realisiert. Es handelt sich um ein rein passives AC-System. Hingegen wird das DC-System durch ein bidirektionales Netzteil mit Arbiträrgenerator[1] und 2-Quadranten Betrieb (pos. Spannung, pos./neg. Strom) abgebildet. Dadurch können Fehlerszenarien im DC-System abgebildet werden.

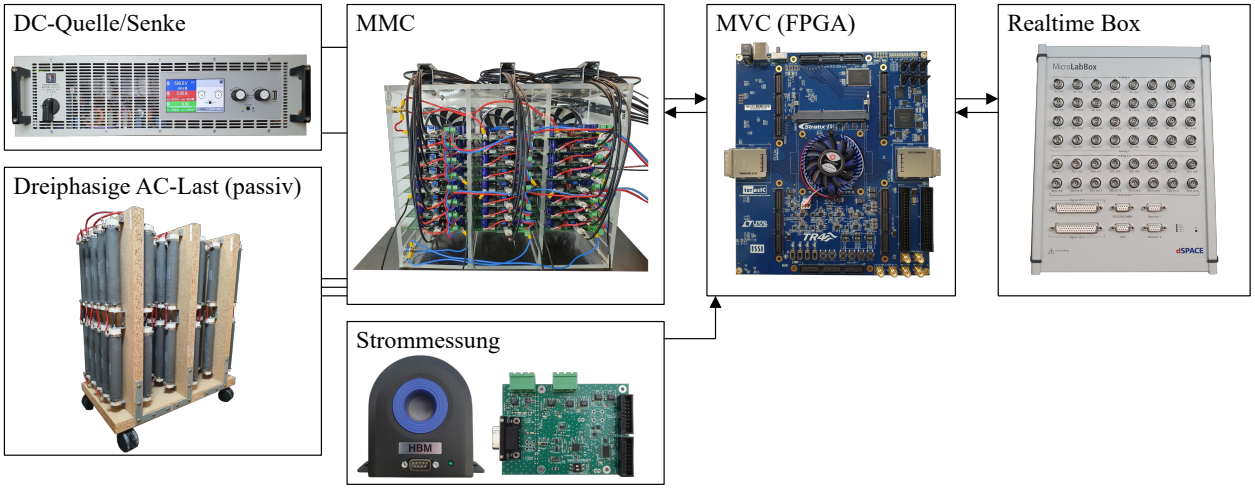


Abbildung 5.2: Strukturbild des Hardwareaufbaus mit den verwendeten Komponenten, die in Tab. 5.2 detailliert aufgelistet sind.

Typ	Hersteller	Bezeichnung/Kenndaten
EA-PSB 91500-30	EA Elektro-Automatik	Bidirektionales DC-Netzteil 1500 V, 30 A, 15 kW
MicroLabBox	dSPACE	Realtime Box
TR4	Terasic	Stratix IV, FPGA Development Board
CTS50ID	HBM	Stromwandler, Bandbreite 1 MHz, 50 A (rms)
LTC2387-16	Linear-Technology	16-Bit, 15 $\frac{\text{MS}}{\text{s}}$ SAR ADC

Tabelle 5.2: Detaillierte Liste der verwendeten Hardwarekomponenten.

5.2.1 Submodule und MMC

Für den skalierten MMC-Prototypen werden Submodule auf Platinen- bzw. PCB-Basis (en.: Printed-Circuit-Board) verwendet, welche in ihrer Grundform in [123, 124] entwickelt wurden. Im Rahmen dieser Arbeit wurden diese Platinen um eine bidirektionale optische Kommunikationsschnittstelle erweitert, wodurch jede Platine einen optischen Sender (Tx) und Empfänger (Rx) erhalten hat. Ebenfalls wurden die verbauten Kapazitäten von 6 mF auf 2 mF reduziert. In Abb. 5.3 ist eine vollständig umgebaute Platine mit Beschriftung gezeigt. Diese besteht grundsätzlich aus vier baugleichen Gruppen mit folgendem Elementen:

- Einer Vollbrücke aus MOSFET-Halbleiterschaltern und Gate-Treibern.
- Einer Submodulkapazität $C_{SM} = 2\,\text{mF}$ auf Basis von Elektrolytkondensatoren.
- Einer Induktivität von 20 µH.

[1] Mit Arbiträrgenerator ist die Funktion zur dynamischen Einstellbarkeit der Ausgänge (Spannung oder Strom) gemeint. Beispielsweise können rampen- oder sinusförmige Signalverläufe eingestellt werden.

- Einer galvanisch getrennten Messeinrichtung für die SM-Kondensatorspannungen.

Im Zentrum der Platine befindet sich ein FPGA, welcher alle Gatesignale der MOSFETs steuert, die Messungen der SM-Kondensatorspannungen verarbeitet und die Kommunikation zur MVC beinhaltet. Für diesen FPGA sowie die umliegenden Steuerungselemente ist eine explizite 12 V Hilfsspannungsversorgung vorgesehen. Der Vorteil gegenüber der Option, die SM-Kondensatorspannungen als Spannungsversorgung für die Steuerelektronik einzusetzen, ist, dass selbst bei vollständig entladenen Kapazitäten die Kommunikation, Gate-Treiber und Messeinrichtungen aktiv sind. Für einen Laborprototypen, an welchem neuartige Regelungskonzepte getestet werden, ist dies eine hilfreiche Ergänzung.

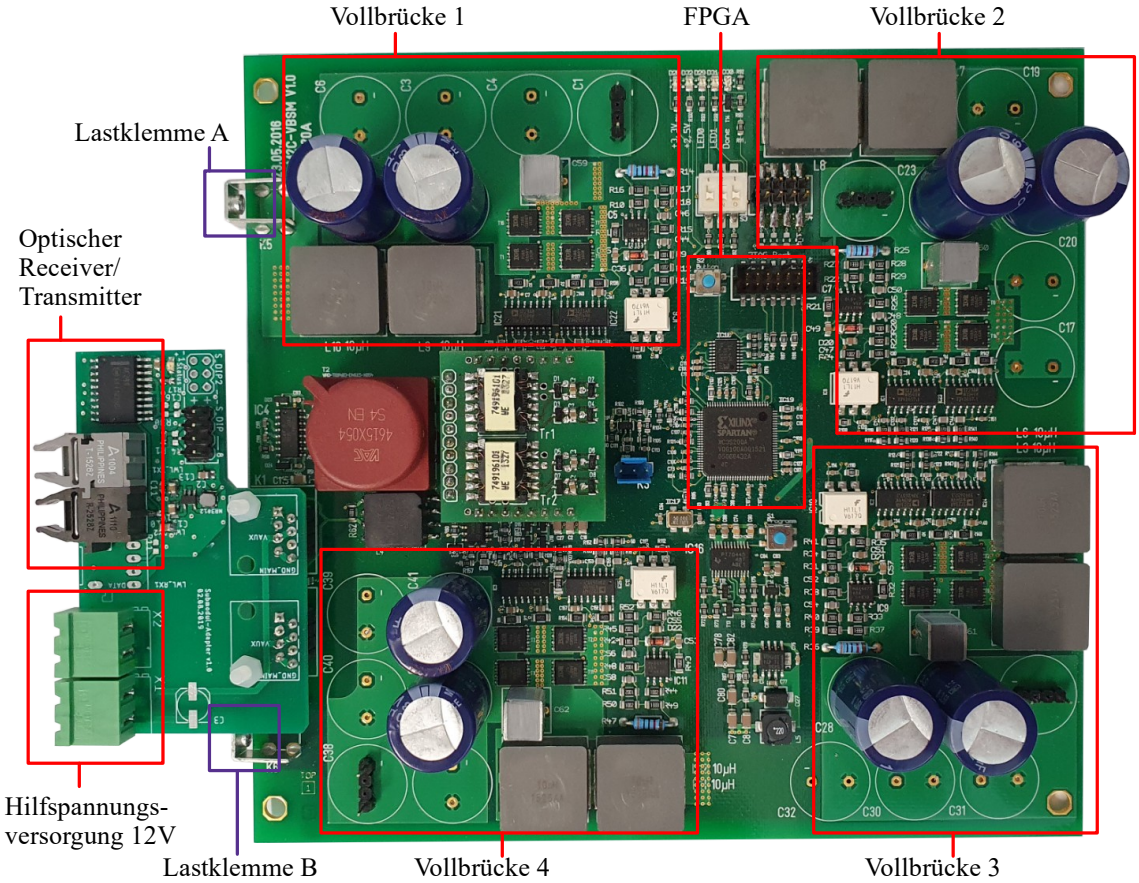


Abbildung 5.3: Bild der verwendeten Platinen mit jeweils vier Baugruppen (Vollbrücken-SM und Peripherie) [123, 124].

Die Submodulplatinen aus Abb. 5.3 wurden zu einem MMC verschaltet, welcher in Abb. 5.4 dargestellt ist. Die genaue Verschaltung der SM bzw. Platinen, kann dabei dem rechten Bildteil entnommen werden, der ein überlagertes Strukturbild enthält. Je vier Platinen ergeben einen Zweig, was einer Anzahl von 16 Vollbrückensubmodulen entspricht. An den Klemmen (P, N) wird das DC-System angeschlossen. Die Zweigenden jeder Phase, welche in Abb. 5.4 (rechts) offen dargestellt sind, werden mit einer Zweiginduktivität in Serie verbunden und dann zu den dreiphasigen AC-Klemmen (U, V, W) zusammengeschlossen.

Auf dem oberen Bildteil ist eine Haltevorrichtung der Lichtwellenleiter (LWL) montiert, wodurch eine vereinfachte Verteilung an die Platinen ermöglicht wird.

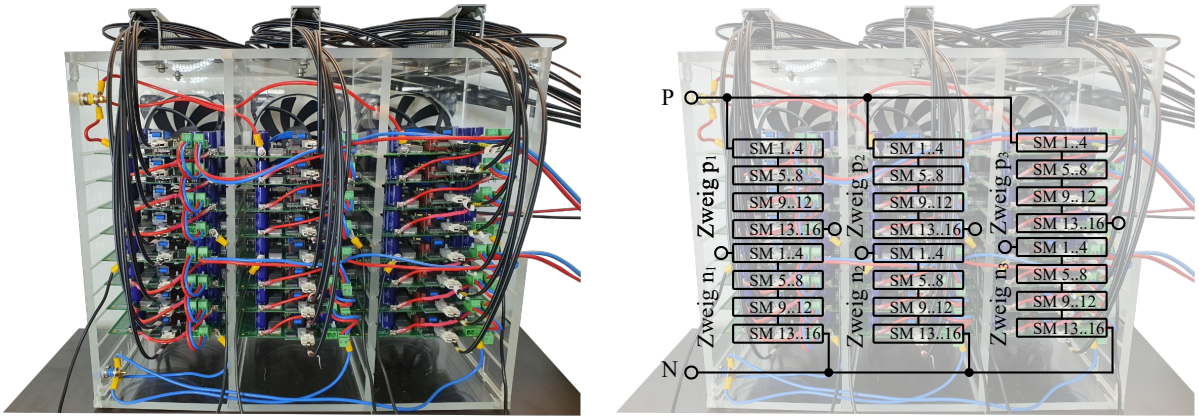


Abbildung 5.4: Experimentellen Aufbau des MMC mit vier Platinen je Zweig. Jede Platine enthält vier Vollbrücken-SM, wodurch die Anzahl an Submodulen je Zweig 16 beträgt. Auf dem rechten Bild ist ein überlagertes Schaltbild zur Verdeutlichung der Anordnung dargestellt.

5.2.2 Zweigstrommessung und digitale Filterung

Grundlegende Eingangsgrößen der MVC, welche für Schaltentscheidungen verwendet werden, sind Messwerte der Zweigströme, aus welchen durch geeignete Filterung auch die erste Ableitung berechnet wird. Aus diesem Grund wurde bei der Entwicklung der Strommessung auf gute Genauigkeit und hohe Bandbreite Wert gelegt.

In Abb. 5.5 ist die dafür verwendete Hardware dargestellt. Die eigens entwickelte Interface-Platine wird mithilfe eines D-Sub Anschlusses mit dem Stromwandler verbunden, über welche der Stromwandler seine Spannungsversorgung ($\pm 15\,\mathrm{V}$) erhält. Ebenfalls wird diese Schnittstelle zur Durchführung der Messung genutzt. Abhängig vom Primärstrom, gibt der Stromwandler einen proportionalen Sekundärstrom aus, dessen Spannungsabfall über einem Messwiderstand vom ADC aufgenommen wird. Über eine LVDS-Schnittstelle (en.: Low Voltage Differential Signaling) werden die abgetasteten Werte an den FPGA der MVC übertragen. Da der Stromwandler laut Datenblatt eine Grenzfrequenz von 1Mhz (-3dB) besitzt, wurde der ADC so ausgewählt, dass eine zehnfache Überabtastung ($f_s = 10\,\mathrm{MHz}$) durchgeführt werden kann.

Der genaue Ablauf für die Aufnahme der Abtastwerte x und die anschließende Filterung ist in Abb. 5.6 dargestellt. Mithilfe eines Schieberegisters werden die aktuellsten n Abtastwerte abgespeichert. Dabei beschreibt Index k den neuesten Abtastwert. Die durchgeführte Berechnung vom Strom i bzw. Stromableitung $\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$ basiert dabei auf FIR-Mittelwertfiltern (en.: Finite Impulse Response). Für den experimentellen Aufbau wurde die Filterordung $n = 50$ festgelegt. Mit dieser Vorgabe können rauscharme Messwerte für die Stromableitungen erfasst werden, welche die sensibleren und damit kritischeren Messwerte sind. Die benötigte Messdauer nach einer Systemzustandsänderung, wie es beispielsweise nach einer Schalthandlung der Fall ist, beträgt damit $5\,\mu\mathrm{s}$.

5.2.3 Kommunikation (SM-MVC)

Zu Beginn der Entwicklung des experimentellen Aufbaus musste festgelegt werden, in welcher Form die Datenübertragung zwischen Submodulen und Hauptsteuerung (MVC) erfolgt. Neben dem am häufigsten genutzten Übertragungsweg via Lichtwellenleitern (LWL) werden in der Literatur auch Ansätze präsentiert, welche eine drahtlose Übertragungsstrecke untersuchen [125]. Es wurde darin bewiesen, dass die drahtlose Datenübertragung durchführbar ist, allerdings im Bezug auf Latenzzeiten (en.: Latency) und Paketverlust (en.: Packet Loss) Schwierigkeiten verursachen kann. Aus diesen Gründen wird für den in dieser Arbeit entwickelten Laborprotoypen eine optische Übertragungsstrecke verwendet. Die wesentlichen Hauptgründe hierfür sind:

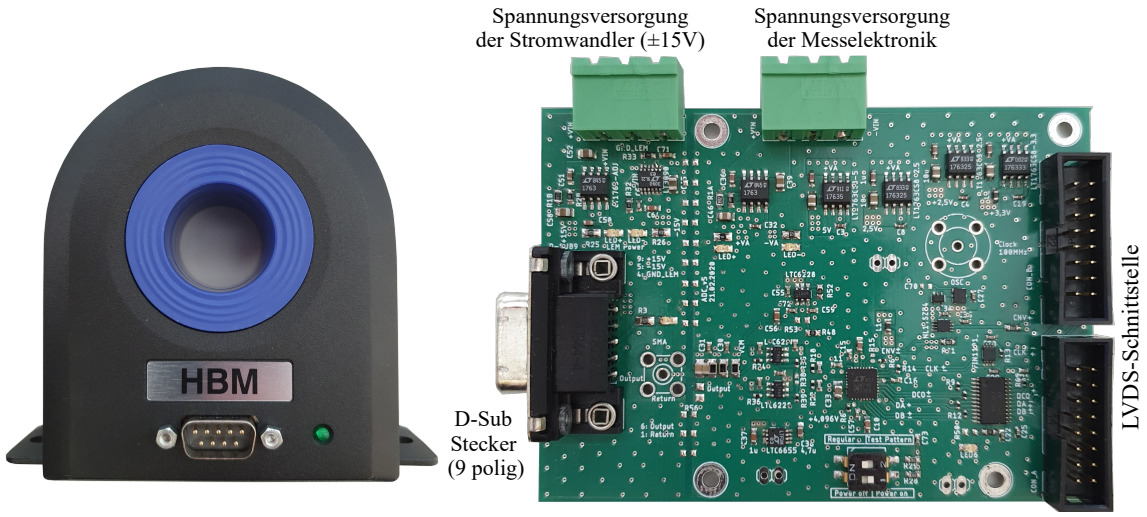


Abbildung 5.5: Stromwandler und Interface-Platine, welche die Spannungsversorgung, einen Analog-Digital-Umsetzer und die LVDS-Kommunikationsschnittstelle enthält.

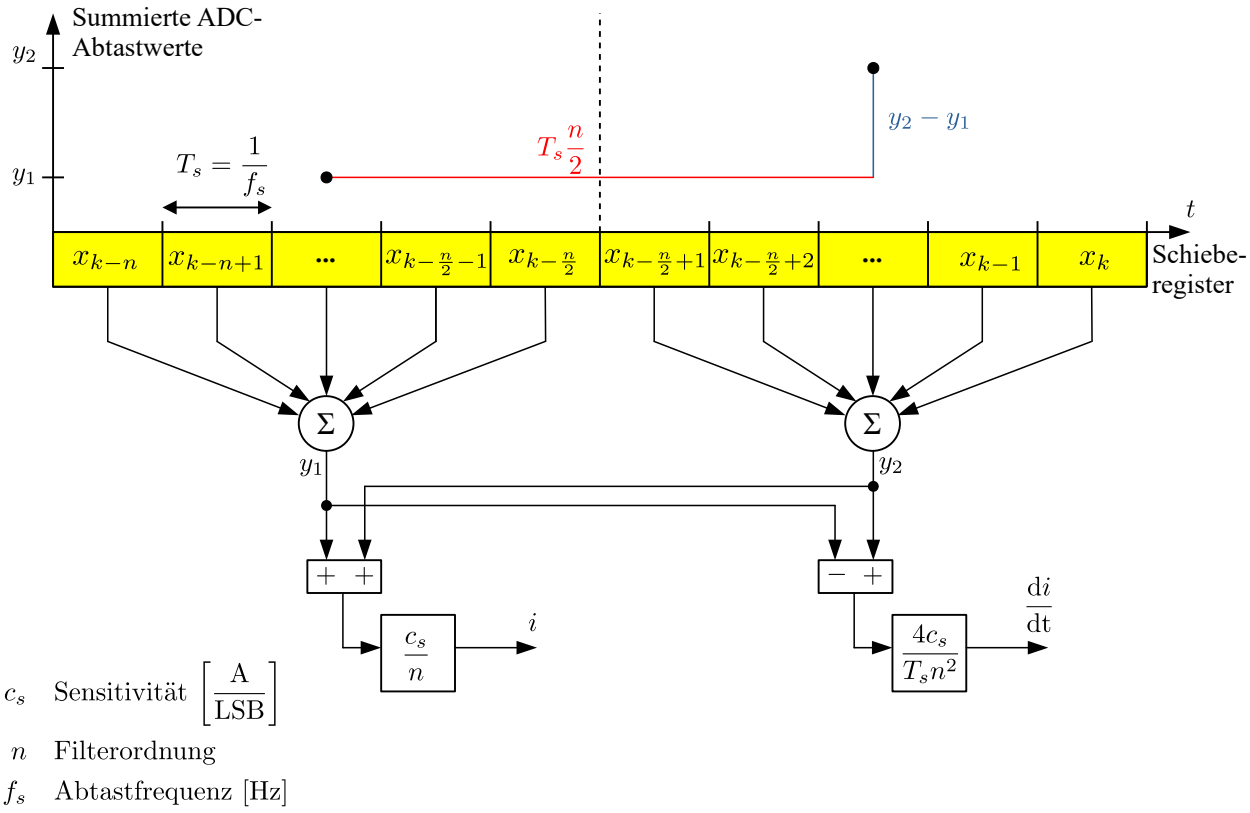


Abbildung 5.6: Digitaler FIR-Mittelwertfilter auf Basis eines Schieberegisters zur Berechnung der Stromwerte und deren erster Ableitung.

- Die räumliche Distanz zwischen MVC und Submodulen ist sehr flexibel. Der Laufzeitunterschied, welcher durch eine Verlängerung der LWL auftritt, ist vernachlässigbar klein gegenüber dem Kehrwert der Übertragungsfrequenz.
- EMV-Probleme (Elektromagnetische Verträglichkeit) bzw. Störeinkopplungen auf der Übertragungsstrecke werden vermieden.
- Eine galvanische Trennung von Sender und Empfänger wird erreicht.
- Der einfache, zuverlässige und robuste Aufbau reduziert den Entwicklungsaufwand.

Aus diesen Gründen erhält jede Submodulplatine eine eigene optische Verbindung zur Hauptsteuerung (MVC), die eine zentrale Position einnimmt (sternförmige Struktur). Diese Verbindung umfasst je einen Sender und einen Empfänger mit einer Baudrate von 10 $\frac{\text{Mbit}}{\text{s}}$. Diese Konfiguration wird als bidirektional bezeichnet, weil für jede Datenrichtung eine eigene Leitung zur Verfügung steht. Dadurch können Zeitverzögerungen verhindert werden, welche bei nur einer einzigen Leitung durch ein „Abwarten“ auf den nächsten freien Übertragungszeitraum entstehen würden. Insbesondere die zeitnahe Übertragung von Schaltzustandsänderungen hat oberste Priorität und sollte nicht verzögert werden, da dadurch die gesamte Reglerbandbreite der MVC reduziert würde.

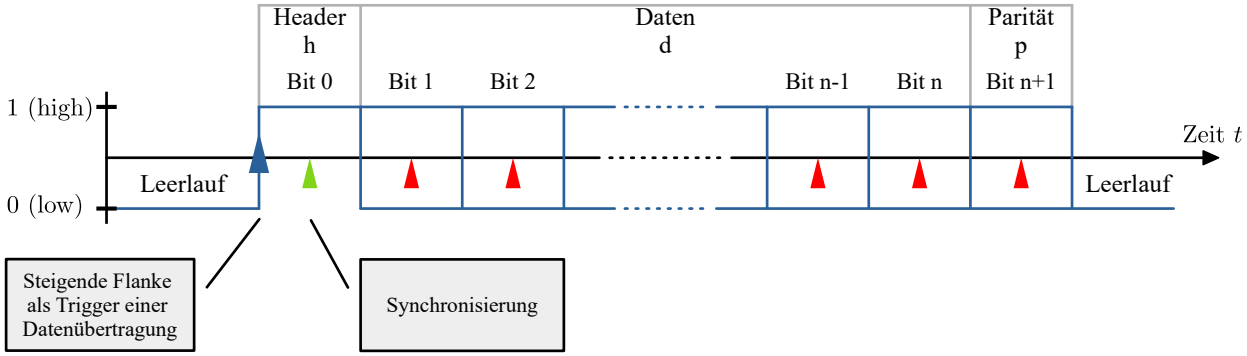


Abbildung 5.7: Kommunikationsprotokoll der bidirektionalen optischen Verbindung zwischen den Submodulen und der Hauptsteuerung (MVC).

Die Verwendung einer einzigen Datenleitung je Übertragungsrichtung erfordert jedoch ein erweitertes Kommunikationsprotokoll, welches in Abb. 5.7 visualisiert ist und im Folgenden beschrieben wird.

Das blaue Signal stellt ein durch den Sender des Kommunikationsprotokolls generiertes digitales Signal dar. Grundsätzlich wird dieses Signal im Empfänger zunächst durch eine Mehrfachabtastung und Mittelung mit deutlich größerer Frequenz als die der Datenübertragung gefiltert. Konkret für diesen Aufbau wurde die Übertragungsfrequenz von 5 MHz im Empfänger-FPGA mit 100 MHz abgetastet. Diese Filterung reduziert Bitwechsel aufgrund von Störeinkopplungen und „glättet“ die Flanken (Bitwechsel) bei der Übertragung des Datenworts.

Jeder Beginn einer Datenübertragung muss zunächst erkannt werden, was in dem verwendeten Protokoll durch eine steigende Flanke erreicht wird. Der sogenannte Header ist damit stets eine logische 1 (high) und wird zur Synchronisation verwendet. Im Prinzip ist damit die Justierung des grünen Pfeils gemeint, welcher die Mitte der darauf folgenden Datenbits (rote Pfeile) definiert. Ziel ist, die Abfrage des Datenbits (rote Pfeile) möglichst weit von den Flanken (Zeitpunkte an denen Wertänderungen der Bits vorkommen können) zu entfernen[2].

Mithilfe der Information über die genaue Bitlänge des gesamten Worts, können die Daten d und Paritätsbit p abgetastet und auf eventuelle Fehler kontrolliert werden. Am Ende einer Übertragung

[2]Selbstverständlich ist eine genauere Synchronisation bei Nutzung mehrerer Headerbits möglich. Hier wird jedoch absichtlich darauf verzichtet, um die Dauer der gesamten Übertragung nicht weiter zu erhöhen. Die Synchronisation, bei Verwendung eines einzigen Headerbits, hat sich als ausreichend dargestellt, da nur kurze Datenwörter mit einer vergleichsweise geringen Frequenz übertragen werden.

wird die logische 0 (low), welche den Leerlauf darstellt, für eine kurze Zeit beibehalten, bis eine weitere Datenübertragung möglich wird.

In Abb. 5.8 sind Sender (com_tx) und Empfänger (com_rx) des jeweiligen FPGA dargestellt. Jede Kommunikationsrichtung besitzt eine eigene Wortlänge, welche auf die zu übertragenen Daten angepasst ist. Von der MVC werden die Schaltzustände aller vier Vollbrücken $s_{w,1/2/3/4}$ gemeinsam in einer einzigen Übertragung an die SM-Platinen gesendet. Für die Anzahl von acht Datenbits und je einem Header- und Paritätsbit wird eine Zeitdauer von 1 µs benötigt.

Die Submodule müssen neben den Schaltzuständen[3] auch die vier Kondensatorspannungen an die MVC senden. Die Messung der Kondensatorspannungen $u_{C,1/2/3/4}$ erfolgt asynchron mit einer Frequenz von 6,5 kHz. Aus diesem Grund ist die Wortlänge der Kommunikation so ausgelegt, dass eben nur der eine neue Messwert in der Übertragung gesendet wird. Dadurch hat die MVC genaue Informationen über den Zeitpunkt der Messung und kann diesen im Beobachter, welcher abhängig von Schaltzustand der SM und Zweigstrom die Kondensatorspannungen rekonstruiert, berücksichtigen. Die Datenbits d_1, d_2 und d_3 enthalten den übertragenen Fall, damit die Daten d_4 bis d_{14} richtig zugewiesen werden können. Für die Anzahl von 14 Datenbits und je einem Header- und Paritätsbit wird eine Zeitdauer von 1,6 µs benötigt.

Ein bisher noch nicht angesprochenes Thema ist der Umgang mit Übertragungsfehlern, welche die Funktionstüchtigkeit der Anlage nicht einschränken dürfen. Generell muss zwischen einfachen und mehrfachen Bitfehlern unterschieden werden:

- Einfache Bitfehler werden durch die Paritätsprüfung erkannt, sodass die übertragenen Daten nicht verwendet werden.
- Mehrfache Bitfehler können zu einer Erfüllung der Paritätsprüfung führen und daher eine fehlerhafte Verwendung der Daten hervorrufen.

Auch wenn diese Fehlerszenarien statistisch gesehen sehr unwahrscheinlich sind, muss eine Erkennung und Korrektur immer gewährleistet sein. Gerade im Bezug auf die Schaltzustände $s_{w,1/2/3/4}$ reagiert die Anlage sehr sensibel. Sollten Submodule in falsche Zustände geschaltet werden, können sich Strom- und Spannungsfehler vergrößern, wodurch die Einhaltung der Toleranzbänder nicht mehr gewährleistet werden kann. Aus diesem Grund wird ein Handshake-Verfahren für die Übertragung der Schaltzustände verwendet.

Sobald die Daten der Schaltzustände vom FPGA an der Submodulplatine vollständig empfangen wurden, werden die erhaltenen Schaltzustände unmittelbar an die MVC zurückgesendet. Dort wird ein Abgleich der gesendeten und empfangenen Daten durchgeführt. Im Falle von Bitfehlern in der Übertragung wird die Sendung der Schaltzustände erneut durchgeführt. Durch diese Maßnahme können einfache und mehrfache Bitfehler korrigiert werden.

Angemerkt sei an dieser Stelle, dass im Falle von mehrfachen Bitfehlern mit erfüllter Paritätsprüfung die falschen Schaltzustände zunächst eingestellt werden und erst durch die erneute Sendung korrigiert werden. Für einen kurzen Zeitraum $t < 4\,\mu s$ befindet sich das System in einem ungewollten Zustand. In diesem Worst-Case Szenario kann es zu einer temporären Nichteinhaltung der Spannungs-TB kommen. Jedoch verschiebt sich der Stromfehler während dieser kurzen Zeit nur marginal und der Spannungsfehler kann durch die Korrektur sprunghaft korrigiert werden. Folglich ist dieser temporäre Fehlerzustand von vernachlässigbarer Bedeutung.

5.2.4 Kommunikation (MVC-Realtime Box)

Für die Kommunikation von MVC zur RT-Box bestehen geringere Anforderungen hinsichtlich Baudrate und Timing. Aus diesem Grund werden vier SPI (en.: Serial-Peripheral-Interface) Protokolle mit einer Taktfrequenz von 2,5 MHz für den Datenaustausch verwendet. Diese sind in Abb. 5.9 dargestellt. Da die RT-Box als *Master* des SPI-Protokolls festgelegt ist, muss die Kommunikation auf den festen Zeitschritt (en.: Fixed Time Step) bezogen werden.

[3] Diese Istzustände werden für einen permanenten Abgleich mit den Sollzuständen verwendet.

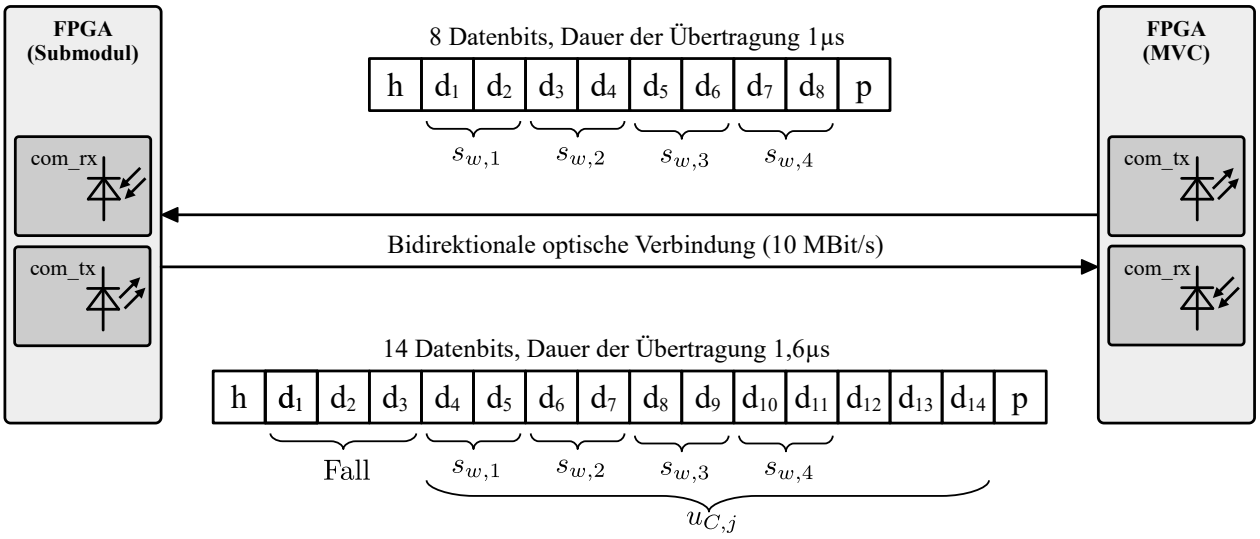


Abbildung 5.8: Binärer Datenfluss zwischen der Hauptsteuerung (MVC) und den Submodulplatinen. Der Index j, $j \in \{1, 2, 3, 4\}$, bezeichnet das jeweilige Vollbrückensubmodul der Submodulplatine. Die Schaltzustände $s_{w,j}$ ($\pm u_C$, 0, passiv) sind durch zwei Bits codiert. Die Kondensatorspannungen $u_{C,j}$ werden mit 11 Bit vom Typ *unsigned* übertragen.

Die RT-Box stellt für jeden Zeitschritt aktualisierte Sollwerte für Zweigströme und Zweigspannungen zur Verfügung, welche durch die MVC realisiert werden. Die Ableitungen der Soll-Zweigströme werden im FPGA der MVC berechnet und müssen deshalb nicht übertragen werden. Zusätzlich werden Steuerungsbefehle CMD übertragen, welche für die Kontrolle der Anlage vorgesehen sind und in Abschnitt 5.2.6 beschrieben werden.

Im FPGA der MVC erfolgt die Regelung mit einer deutlich höheren Bandbreite als in der RT-Box. Aus diesem Grund werden die Istwerte von Zweigströmen, Zweigspannungen und Zweigenergien vor der Übertragung über den festen Zeitschritt der RT-Box gemittelt. Da die Datenmenge der Kondensatorspannungen (96 Submodule mit je 11 Bit Spannungswerten) zu groß ist, werden diese nacheinander übertragen.

5.2.5 Vorladen der Submodulkondensatoren

Das Hochfahren eines vollständig entladenen MMC am Netz (DC oder AC) erfordert eine individuelle Steuerung. Aufgrund der gut nutzbaren passiven Zustände des MMC entstehen hierbei jedoch keine signifikanten Schwierigkeiten. In der Literatur ist dieses Themengebiet ebenfalls gut erforscht, und verschiedene Lösungsansätze stehen zur Verfügung [126–131]. In dem hier entwickelten experimentellen Aufbau wird das Vorladen über das angeschlossene DC-System durchgeführt, da AC-seitig nur ein rein passives System verbunden ist.

In Abb. 5.10 a) wird der MMC mit beispielsweise $n = 6$ Submodulen je Zweig über einen Ladewiderstand R_L mit einer externen DC-Spannung ($u_{DC,ex} > 0$) verbunden. Alle SM-Kondensatoren sind im Augenblick des Anschlusses an das DC-System vollständig entladen, und die Vollbrücken befinden sich im passiven Zustand. Die Dioden der Submodule blockieren Kreisströme und AC-Ströme. Ausschließlich der durch den Ladewiderstand R_L begrenzte DC-Strom wird zu einem kontrollierten Aufladen der SM-Kondensatoren genutzt. Unter der Voraussetzung, dass alle SM-Kapazitäten gleich sind und der Spannungsabfall über den Dioden mit u_F bezeichnet wird, ergeben sich die SM-Kondensatorspannungen

$$u_C = \frac{u_{DC,ex}}{2n} - 2u_F \tag{5.72}$$

als Endzustand. Hier ist die SM-Spannung ein Resultat der nicht kontrollierbaren externen DC-Spannung $u_{DC,ex}$ und der fest vorgegebenen Parametern wie n und u_F. Dies ist unzureichend, da keineswegs garantiert werden kann, dass Mindestwerte $u_{C,min}$ erreicht werden, welche für den aktiven

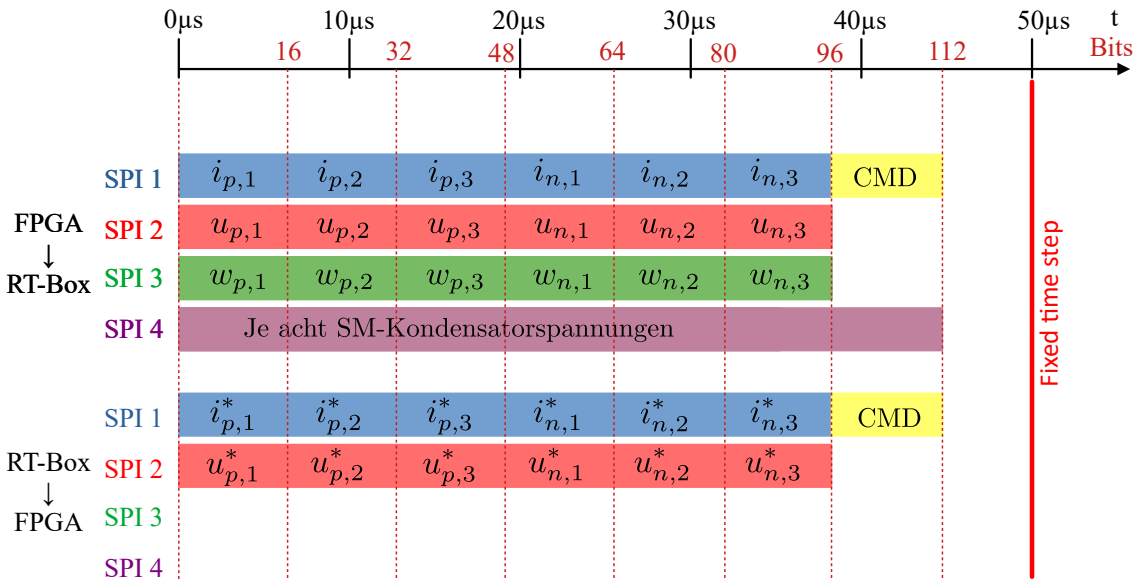


Abbildung 5.9: Vier SPI-Protokolle (en.: Serial-Peripheral-Interface) werden zur Kommunikation zwischen der Realtime-Box (Master) und der MVC (FPGA, Slave) verwendet. Die Clock-Frequenz beträgt 2,5 MHz. Die Bitlänge der Daten wurde so gewählt, dass die Übertragung innerhalb eines festen Zeitschrittes der RT-Box von 50 µs vollständig abgeschlossen ist.

Betrieb notwendig sind. Aus diesem Grund muss die Vorladesteuerung flexibler gestaltet werden. Die prinzipielle Erweiterung ist in Abb. 5.10 b) dargestellt. In dem dort gezeigten Zustand teilt sich die externe DC-Spannung ausschließlich auf die SM der p-Zweige auf, weil die SM der n-Zweige in den Nullzustand geschaltet sind. Mit einem periodischen Austausch der Schaltzustände der p- und n-Zweige, verdoppelt sich das u_C im Vergleich zu (5.72) bzw. Abb. 5.10 a). An dieser Stelle sei angemerkt, dass stets nur p- oder nur n-Zweige in den passiven Zustand geschaltet werden, damit $u_{AC,12} \approx 0$ und $u_{AC,23} \approx 0$ bestehen bleibt.

Dieses Konzept zum Vorladen der SM wird nun durch Einführen des Parameters κ verallgemeinert:

$$\kappa = \frac{n_{passiv}}{n}. \tag{5.73}$$

Dabei beschreibt n_{passiv} diejenige Anzahl an SM im Zweig, welche in den passiven Zustand geschaltet sind. Alle restlichen Submodule $n - n_{passiv}$ im Zweig bleiben im Nullzustand. Durch zyklischen Wechsel der passiven SM, können individuelle Kondensatorspannungen eingestellt werden. Beispiele für $\kappa = 1$, $\kappa = 1/2$ und $\kappa = 1/3$ sind in Abb. 5.11 dargestellt. Darin sind die Perioden T_L in $2/\kappa$ Abschnitte unterteilt. Die mittlere Kondensatorspannung in Abhängigkeit von κ lässt sich mit der Gleichung

$$\bar{u}_C = \frac{u_{DC,ex} - 2n_{passiv}u_F}{n_{passiv}} = \frac{u_{DC,ex}}{n_{passiv}} - 2u_F = \frac{u_{DC,ex}}{\kappa \cdot n} - 2u_F \tag{5.74}$$

berechnen. Typischerweise besitzen die SM leicht unterschiedliche Kapazitätswerte, was zu einer unsymmetrischen Spannungsaufteilung führt, obwohl alle SM eines Zweiges vom gleichen Strom durchflossen werden. Die Einführung einer mittleren Kondensatorspannung $\bar{u}_c$ soll hier Abhilfe schaffen und diesen Effekt im Rahmen des Vorladevorganges ausblenden. Sobald der Betrieb mit aktiver Regelung der Zweigenergien und Symmetrierung der SM-Kondensatorspannungen beginnt, werden diese kleinen Spannungsdifferenzen korrigiert.

5.2.6 State Machine und Sicherheitsfunktionen

Das Hoch- und Herunterfahren des MMC wird durch einen Zustandsautomaten (en.: State Machine) kontrolliert, welcher in Abb. 5.12 dargestellt ist. Dieser ist im FPGA (MVC) implementiert und enthält Transitionen (schwarze Pfeile), die ausschließlich in Pfeilrichtung durchlaufen werden können.

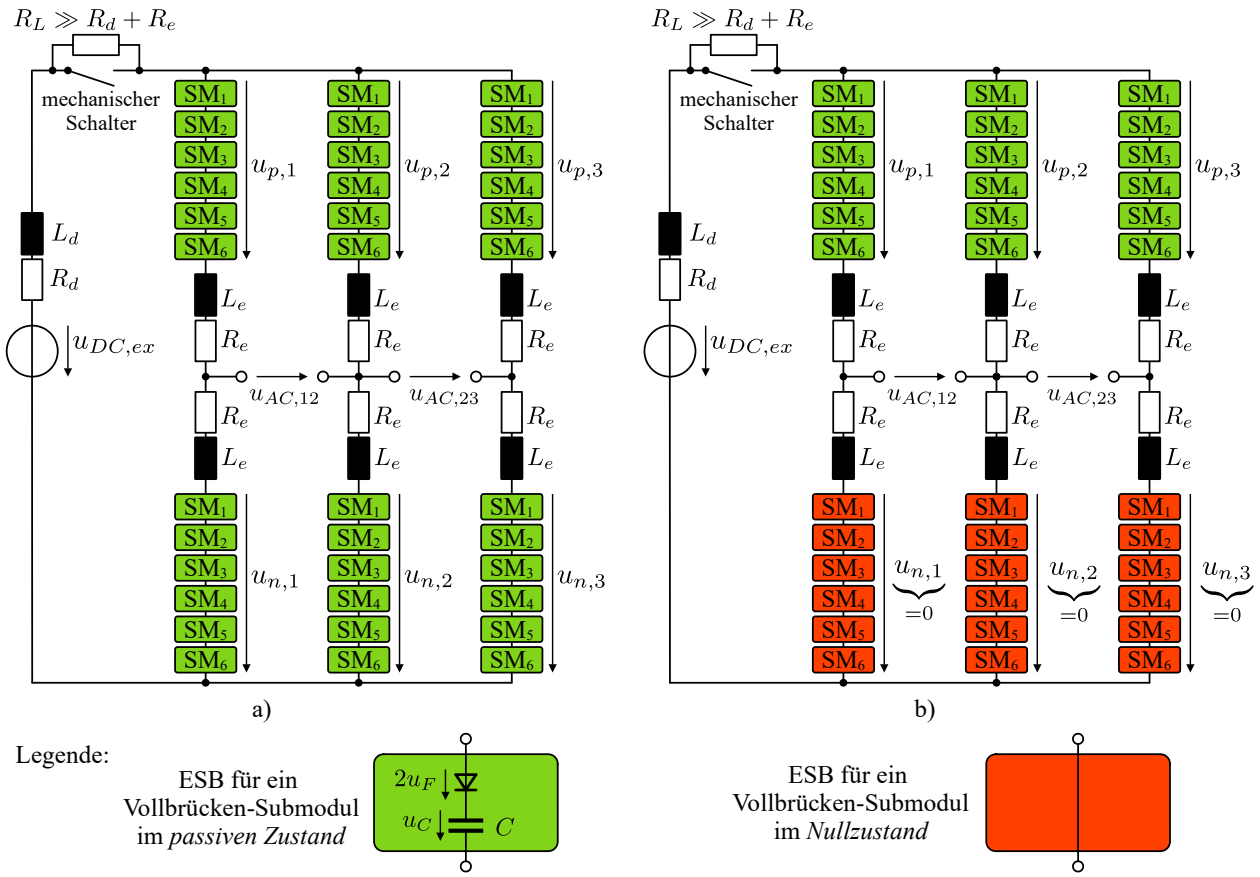


Abbildung 5.10: Temporäre Schaltzustände während des Vorladevorganges der Submodul-Kondensatorspannungen der p-Zweige bei $n = 6$ und $\kappa = 1$. Der Ladewiderstand R_L ($R_L \gg R_d, R_e$) kann über einen mechanischen Schalter in die DC-Masche zu- und wegschaltet werden und dient zur Strombegrenzung.

Generell werden Zustandsänderungen durch die RT-Box angefragt und von der MVC quittiert, um unzulässige Transitionen zu verhindert. Dazu werden die mit CMD bezeichneten Bits im Kommunikationsprotokoll aus Abb. 5.9 verwendet. Angemerkt sei außerdem, dass jeder Zustand eine Zuweisung in *aktiv* oder *passiv* erhalten hat. Nur in den aktiven Zuständen wird die MVC verwendet.

Im vorherigen Abschnitt 5.2.5 wurde das Vorladen der SM-Kondensatoren beschrieben, was auch der Initialzustand *Startup* in diesem Zustandsautomaten ist. Sind alle SM durch Spezifikation eines passenden κ-Wertes aufgeladen, kann der Ladewiderstand R_L durch den mechanischen Schalter kurzgeschlossen (siehe Abb. 5.10) und eine Transition durchgeführt werden.

Der nächste Zustand *Initial Set Point* dient als Vorbereitung für den aktiven Betrieb der Anlage, bei welchem keine passive Schaltzustände der SM zugelassen sind. Außerdem muss ein Anfangszustand hergestellt werden, welcher die Spannungsfehler aller Kontrollvariablen minimiert. Im Bezug auf die DC-Spannung bedeutet dies, dass die externe DC-Spannung möglichst gut getroffen wird, um ein sofortiges Weglaufen des Stromes $\frac{\mathrm{d}i_{DC}}{\mathrm{d}t}$ zu verhindern. Dies ist einfach durchführbar, wenn der κ-Wert vom Vorladen zur Bestimmung der Anzahl an SM für den Schaltzustand $+u_C$ herangezogen wird. Werden diese SM zusätzlich gleichmäßig auf p- und n-Zweige verteilt, wird $u_{AC,12} \approx 0$, $u_{AC,23} \approx 0$ und $u_{CM} \approx 0$ erreicht. Auch der CC-Spannungsfehler ist gering und wie bei den anderen Variablen im Wesentlichen ein Resultat der leicht unterschiedlichen SM-Spannungen, welche durch die unterschiedlichen Kapazitätswerte während des Vorladens vorhanden sind. Fakt ist, dass die Spannungsfehler zwar minimiert aber eben nicht exakt gleich null sind. Um ein Weglaufen der Ströme zu verhindern, wird dieser Zustand deshalb nur temporär beibehalten und automatisch nach Ablauf einer definierten Zeit eine Transition initiiert.

Im nächsten Zustand *Hold* ist die MVC aktiv, um die eventuell aufgetretenen Spannungsfehler zu

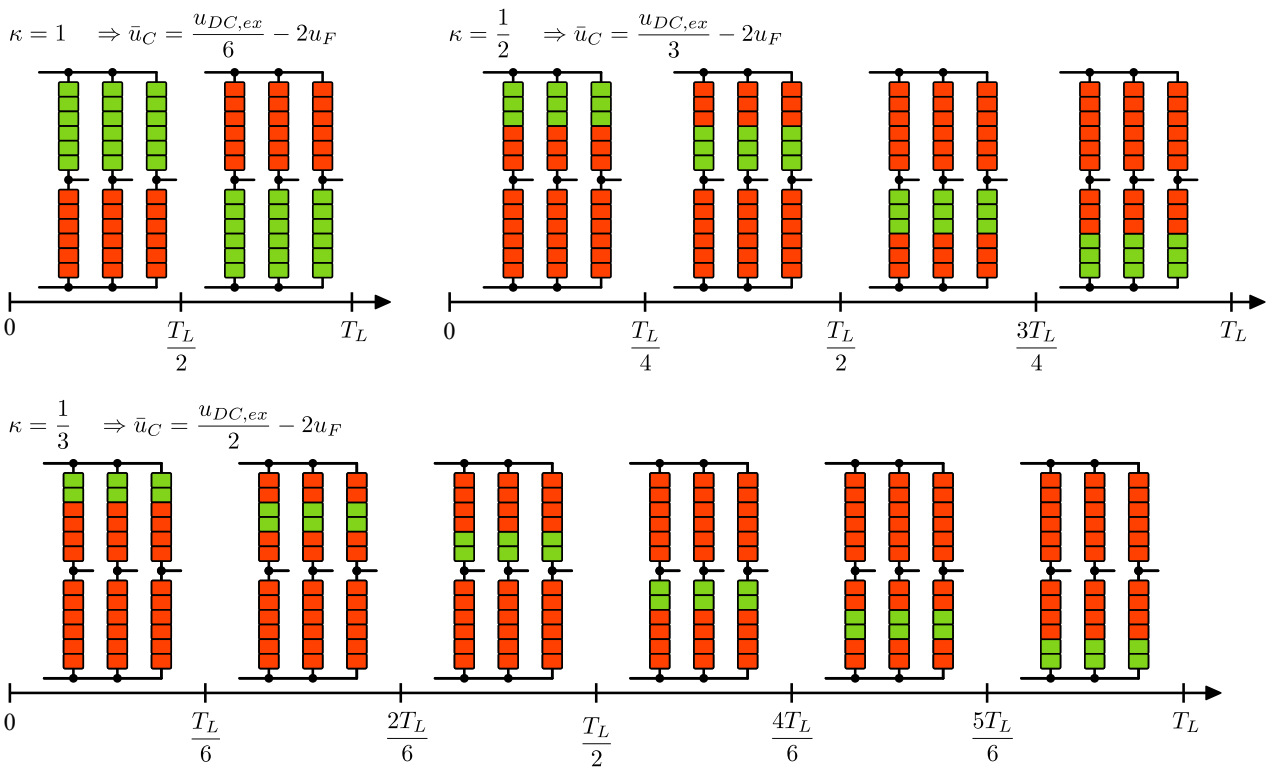


Abbildung 5.11: Beispiele für Vorladevorgänge bei $n = 6$ Submodulen pro Zweig und unterschiedlichen Werten von κ. Grüne Submodule befinden sich im *passiven Zustand*. Rote Submodule befinden sich im *Nullzustand*. Die Zeitdauer eines Vorladezyklus wird mit T_L bezeichnet.

korrigieren. Die Vorgabe von Sollwerten gleich null hat dabei den Hintergrund, die Anlage zu stabilisieren. Da die Verwaltung der Schaltzustände nun von der MVC übernommen wird, ist grundsätzlich 0, $+u_c$ und $-u_c$ je SM möglich, was durch die gelben Kästchen angedeutet wird.

Erst wenn der Zustandsautomat in *Normal Operation* wechselt, sind alle Reglerebenen aktiv. Sollwerte für die Kontrollvariablen werden von der Energieregelung in der RT-Box berechnet und von der MVC eingestellt. Die gesamte Anlage ist nun vollständig hochgefahren.

Zum Herunterfahren der Anlage wird der *Hold*-Zustand als temporärer Zwischenschritt verwendet, um die Ströme zu reduzieren bevor der passive Zustand *Shutdown* eingestellt wird. Dieser ist vom Ablauf her ähnlich zum *Startup*, bei welchem ebenfalls ein zyklischer Wechsel mehrerer passiver Zustände eingestellt wird. Allerdings wird hier immer ein festgesetztes $\kappa = 1$ verwendet. Dadurch soll verhindert werden, dass eine mögliche Erhöhung der externen DC-Spannung während des Betriebs in *Normal Operation* nun zu einer Überladung der SM führt. Ein erneutes Hochfahren der Anlage – nach dem gleichen Schema – kann durch Transition in den Zustand *Startup* durchgeführt werden.

Eine besondere Bedeutung hat der Fehlerzustand in Abb. 5.12, welcher grundsätzlich von jedem anderen Zustand erreicht werden kann (rote Pfeile). Dieser dient zum Schutz der Anlage vor unzulässigen Werten von Zweigströmen und SM-Kondensatorspannungen, welche Beschädigungen hervorrufen könnten. Eine einzige Verletzung eines definierten Wertebereichs genügt, damit in den Fehlerzustand gewechselt wird. Die Überprüfung, ob eine Verletzung stattgefunden hat, wird im FPGA (MVC) durchgeführt, und es sind keine Kommandobefehle der RT-Box erforderlich. Abhängig vom Fehlertyp sind zwei verschiedene passive Zustände vorgesehen (kein zyklischer Wechsel), welche in Abb. 5.12 dargestellt sind. Da ein Verletzung der Wertebereiche grundsätzlich zu jedem Zeitpunkt auftreten kann, also auch während des Betriebs mit Nennströmen, muss durch die Auswahl von einem der beiden passiven Zustände sichergestellt werden, dass durch das Abklingen der Ströme keine weiteren unzulässigen Überschreitungen entstehen.

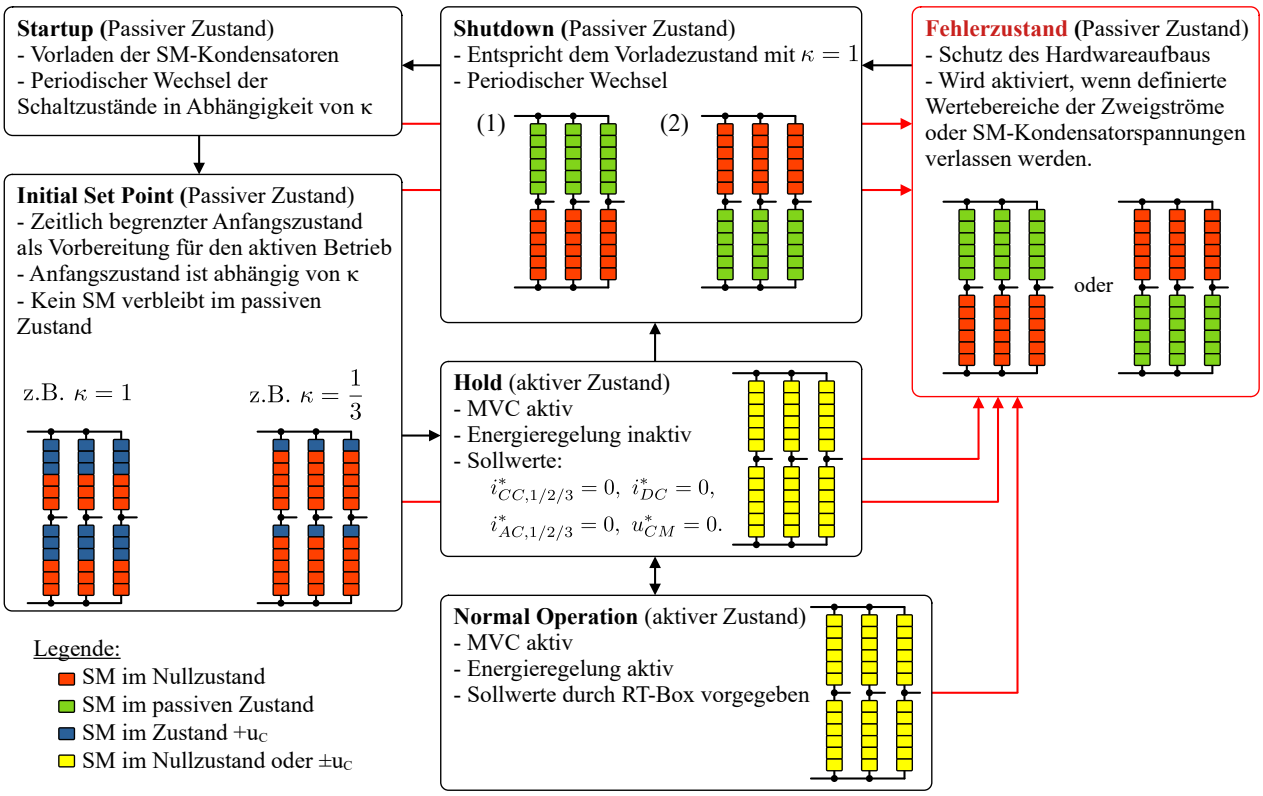


Abbildung 5.12: Zustandsautomat zum kontrollierten Hoch- und Herunterfahren des MMC Hardwareaufbaus. Die Zustände sind in aktiv/passiv gegliedert und können ausschließlich in Pfeilrichtung gewechselt werden. Zur Visualisierung der Auswirkung auf die Schaltzustände der SM sind exemplarische Skizzen für einen MMC mit $n = 6$ SM pro Zweig enthalten. Als Beispiel für den Zustand *Startup* ist Abb. 5.11 vorgesehen.

5.2.7 Reglerbandbreite und Timing

Nachdem alle Elemente des experimentellen Aufbaus beschrieben wurden, folgt eine Analyse der erreichten Reglerbandbreite der MVC. Diesbezüglich ist eine Visualisierung der zeitlichen Abläufe in Abb. 5.13 a) dargestellt. Wenn zum Zeitpunkt t_0 eine Schalthandlung (ES, ZS, DS) durchgeführt wird, treten sprunghafte Änderungen der Spannungsfehler auf. Diese Spannungsfehler resultieren in sprunghaften Änderungen der Ableitungen der Zweigströme. Als Konsequenz müssen entsprechend der beschriebenen FIR-Mittelwertfilter (Ordnung $n_o = 50$, Abtastfrequenz $f_s = 10\,\text{MHz}$) neue Messdaten aufgenommen werden, um die aktualisierten Spannungsfehler zu bestimmen. Streng genommen wäre diese intensive Filterung zur Berechnung der Stromfehler Δi nicht notwendig, da keine sprunghaften Änderungen auftreten können. Dennoch wird durch Vorgabe der gleichen Filterordnung die Bestimmung synchron zueinander durchgeführt.

Nach etwa 5 µs stehen der MVC aktualisierte Eingangsgrößen zur Verfügung, und es werden die in Kapitel 4 beschriebenen Berechnungsschritte durchgeführt. Diese umfassen u.a. die Umrechnung von zweigbezogenen Variablen in Kontrollvariablen, Normierungen auf die jeweiligen Toleranzbänder, Stromfehlerbewertungen, Berechnung von Gesamtfehlern, Toleranzbandprüfungen und die Auswahl von Schalthandlungen durch die Lookup-Table. Die dafür benötigte Zeitdauer beträgt etwa 0,6 µs. Falls ein Schalteingriff ausgewählt wurde, benötigt die Übertragung der Schaltbefehle an die jeweiligen SM eine weitere Mikrosekunde.

Schlussendlich beträgt die mindestens benötigte Zeitdauer zwischen zwei aufeinander folgenden Schalteingriffen etwa 6,6 µs, was einer Frequenz $f \approx 150\,\text{kHz}$ entspricht. Insbesondere für die Fehlerbeherrschung ist diese hohe Reglerbandbreite essentiell und stellt ein wichtiges Kriterium in der Entwicklung dar. Aus diesem Grund wurde ein zweistufiges Auswahlverfahren für Schaltentscheidungen implementiert, welches in Abb. 5.13 b) dargestellt ist.

Zu dem Zeitpunkt, wenn die MVC ein oder mehrere Submodule und deren Schalthandlung festgelegt hat, kann aufgrund der bekannten SM-Kondensatorspannungen vorausgesehen werden, welche Änderungen in den Spannungsfehlern auftreten. Mit dieser Information werden die Eingangsgrößen der MVC aktualisiert und ein weiterer Durchlauf gestartet. Während des zweiten Durchlaufs werden die bereits getroffenen Schaltentscheidungen an die SM übermittelt. Grundsätzlich wird mit dieser Maßnahme erreicht, dass auf Basis eines Satzes an Messdaten zwei Schalteingriffe (jeweils ES, ZS, DS möglich) durchgeführt werden können (aber nicht müssen). Da sich die Gesamtdauer dabei nur um 0,6 µs erhöht, wird die Reglerbandbreite signifikant verbessert. Derartige zweifache Schalteingriffe kommen im stationären Betrieb nicht vor und sind eine Verbesserungsmaßnahme zur Handhabung von Fehlerszenarien.

Generell könnten auch dreifache oder vierfache Schalteingriffe implementiert werden. Dies widerspricht aber dem Konzept der MVC aus zwei Gründen:

- Die Vorhersage der Änderung der Spannungsfehler wird mit jedem weiteren Schalteingriff ungenauer.
- Mit der MVC sollen hochfrequente Schalteingriffe mit geringer Spannungsamplitude ausgeführt und die Reaktion des System jeweils messtechnisch erfasst werden. Zu große Schalteingriffe können negative Wirkung haben, da die dynamischen Änderungen des Systems während eines Fehlerfalls nicht vorhergesagt werden können.

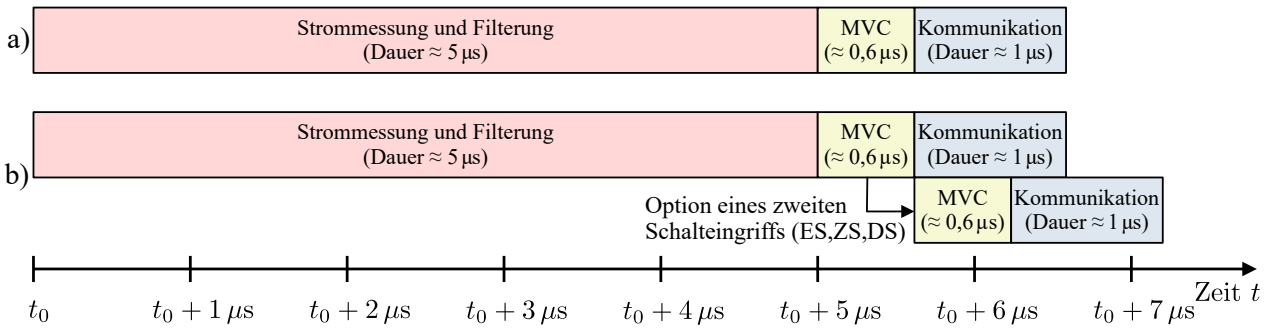


Abbildung 5.13: Zeitdauern der einzelnen Prozessschritte. In a) wird der minimale zeitliche Abstand zwischen einer ausgeführten Schalthandlung bei t_0 und einer darauffolgenden Schalthandlung dargestellt. Bildteil b) zeigt die Option eines zweifachen Schalteingriffs auf Basis eines Satzes an Messdaten.

6 Auswertung

Für die Analyse und die Überprüfung der Leistungsfähigkeit der MVC werden das beschriebene Simulationsmodell und der entwickelte Hardwareaufbau verwendet. Der Fokus liegt hier auf dem Vergleich zwischen einem *idealen* Simulationsmodell, welches dadurch den Benchmark (optimalen Vergleichsmaßstab) vorgibt, und einem Experiment, welches durch real auftretende Effekte beeinflusst wird. Aus diesem Grund sind die Ergebnisse jeweils in gleichartigen Abbildungen gegenüber gestellt.

Es werden verschiedene Betriebsszenarien untersucht, um zu belegen, dass die MVC das formulierte Aufgabenspektrum aus Abschnitt 4.3 erfüllt.

1) Eine umfangreiche Schaltfrequenzanalyse wird in Abschnitt 6.1 durchgeführt, welche den Zusammenhang zu den Dimensionierungsparametern verdeutlicht.

2) Der stationäre Betrieb wird in Abschnitt 6.2 untersucht. Neben einer Analyse der harmonischen Frequenzanteile der Kontrollvariablen wird ein detaillierter Einblick in die Auswahl der Schalthandlungen gegeben.

3) Dynamische Sollwertänderungen werden in Abschnitt 6.3 untersucht.

4) Ein DC-seitiger Fehlerfall (externer Spannungseinbruch) wird in Abschnitt 6.4 analysiert.

5) Die Robustheit der MVC gegenüber Parametrierungsfehlern der externen Größen wird in Abschnitt 6.5 nachgewiesen.

6) Zuletzt wird in Abschnitt 6.6 ein AC-Phasensprung vorgegeben und analysiert, um diesbezüglich das gute dynamische Verhalten nachzuweisen.

6.1 Schaltfrequenzanalyse

Für die Durchführung einer Schaltfrequenzanalyse muss in einem ersten Schritt festgelegt werden, wie die Begriffe *MVC-Eingriffsfrequenz* und *Halbleiter-Schaltfrequenz* definiert sind:

Definitionen: Verweildauer und Schaltfrequenz

Die **Verweildauer** T_v beschreibt die Zeitdauer zwischen zwei aufeinander folgenden Eingriffen der MVC (ES, ZS, DS). Eine mittlere Verweildauer

$$\overline{T}_v = \frac{1}{n_v} \sum_{j=1}^{n_v} T_{v,j} \tag{6.75}$$

wird zur Auswertung angegeben. Der Kehrwert der mittleren Verweildauer entspricht der Eingriffsfrequenz der MVC:

$$f_{MVC} = \frac{1}{\overline{T}_v} \,. \tag{6.76}$$

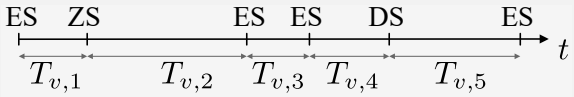


Abbildung 6.1: Definition der Verweildauer.

Für die Berechnung der **Halbleiterschaltfrequenzen** werden die verlustbehafteten Schaltvorgänge n_{sw} über einen Zeitraum T_{sw} gezählt und auf die Anzahl an Halbleitern im Zweig/im MMC bezogen.
Halbleiterschaltfrequenz im Zweig x, $x \in \left\{p_1,\ p_2,\ p_3,\ n_1,\ n_2,\ n_3\right\}$:

$$f_{sw,x} = \frac{n_{sw,x}}{4 \cdot n \cdot T_{sw}} \,. \tag{6.77}$$

Halbleiterschaltfrequenz im MMC:

$$\begin{aligned} f_{sw} &= \frac{1}{6} \sum_x f_{sw,x} \\ &= \frac{1}{4 \cdot 6 \cdot n \cdot T_{sw}} \sum_x n_{sw,x} . \end{aligned} \tag{6.78}$$

Bemerkung

Eine Umrechnung von Verweildauern $T_{v,j}$ in die HL-Schaltfrequenz f_{sw} ist möglich, wenn die relativen Häufigkeiten von ES, ZS und DS bekannt sind. Da dies der Fall ist, erfolgt die nachfolgende Analyse ausschließlich auf Basis der Verweildauern bzw. der MVC-Eingriffsfrequenz. Die gezählten verlustbehafteten Schalthandlungen $n_{sw,x}$ enthalten weniger Informationen über die genaue Funktionsweise der MVC und werden daher als zweite Priorität betrachtet.

Im Allgemeinen ist die Schaltfrequenz für Regler der unteren Kontrollebene ein wichtiges Gütekriterium. Mit einer Reduzierung können Schaltverluste reduziert werden, wodurch der Wirkungsgrad verbessert wird. Aus diesem Grund wird eine umfangreiche Analyse der Eingriffsfrequenz der MVC durchgeführt. Es wurde explizit im Entwicklungsprozess darauf geachtet, dass eine sogenannte *adaptive Eingriffsfrequenz* erreicht wird. Damit ist gemeint, dass nur zu den Zeitpunkten geschaltet wird, wenn definierte Toleranzbänder verlassen werden und korrigierende Schalthandlungen fällig sind. Für den stationären Betrieb kann dadurch eine minimale Schaltfrequenz bei gleichbleibender Qualität der Kontrollströme und -spannungen erreicht werden. Der Einsatz von MMCs in modernen Netzen verlangt aber viel mehr als nur einen optimalen stationären Betrieb. Vielmehr müssen sprunghafte Sollwertänderungen eingestellt werden können, welche von übergeordneten Regelungsebenen zur Regelung der Zweigenergien vorgegeben werden (siehe Abschnitt 6.3). Außerdem ist bei plötzlichen externen Fehlern, wie z.B. einem DC-Spannungseinbruch (siehe Abschnitt 6.4), die elektrische Handhabung in wenigen Mikrosekunden von höchster Priorität. Aus diesem Grund sind temporäre Eingriffsfrequenzerhöhungen im Konzept der MVC vorgesehen.

Daraus folgt, dass eine Analyse der MVC-Eingriffsfrequenz nur für den stationären Betrieb zielführend ist, dessen Parameter in Tab. 6.1 aufgelistet sind. Angemerkt sei hier der Wert $k = 1{,}24$ in Kombination mit $\cos(\varphi) = 1$ und optimalen Vorgaben für Kreisstrom und CM-Spannung, welche zu sehr geringen Energiehüben in den Zweigen führen. Grundsätzlich ist dieser Betriebspunkt der Standard für jegliche MMC-Anlagen mit bipolaren Submodulen und ist deshalb ein gute Grundlage für

die nachfolgende Analyse. Die erlangten Ergebnisse sind dadurch allgemein gültig und bilden keinen Spezialfall. Außerdem wird durch den geringen Energiehub in den Zweigen keine Vertauschung von Submodulen durchgeführt, weshalb dieser Anteil an der Schaltfrequenz auch nicht betrachtet wird.

Tabelle 6.1: Parameter des stationären Betriebspunktes für die Analyse der MVC-Eingriffsfrequenz.

Name	Wert	Einheit	Beschreibung
$u_{DC,ex}$	405	V	Externe DC-Spannung
i^*_{DC}	14,8	A	DC-Strom
p^*_{DC}	6	kW	DC-Leistung
$\hat{i}^*_{AC}$	16	A	AC-Stromamplitude
$\hat{v}^*_{AC}$	250	V	AC-Spannungsamplitude
f_1	50	Hz	AC-Frequenz
$\hat{i}^*_{CC}$	2,7	A	CC-Stromamplitude
f_{CC}	100	Hz	CC-Frequenz
$\hat{v}^*_{CM}$	42	V	CM-Spannungsamplitude
f_{CM}	150	Hz	CM-Frequenz
k	1,24		$k = {}^{2\hat{u}_{AC}}/_{u_{DC}}$
m	1,62		$m = {}^{3\hat{i}_{AC}}/_{2i_{DC}}$
$\cos(\varphi)$	≈ 1		Leistungsfaktor
L_e	2,64	mH	Zweiginduktivität
L_a	1,67	mH	AC-Induktivität
L_d	2,36	mH	DC-Induktivität
L_{CC}	7,93	mH	Effektive CC-Induktivität
L_{AC}	2,99	mH	Effektive AC-Induktivität
L_{DC}	4,12	mH	Effektive DC-Induktivität

Für eine umfassende Analyse der MVC-Eingriffsfrequenzen müssen zunächst die Parameter identifiziert werden, welche einen Einfluss darauf haben:

- Die Dimensionierung der Stromtoleranzbänder: ξ_{CC}, ξ_{AC}, ξ_{DC}.
- Die Dimensionierung der Spannungstoleranzbänder: κ_{CC}, κ_{AC}, κ_{DC}, κ_{CM}.
- Die DC-Toleranzbandaufteilung: ϑ_1, ϑ_2.

Die Definition der Variablen ξ und κ erfolgte in Abschnitt 4.6. Es wurde eine allgemeingültige Dimensionierung vorgestellt, die eine Verbindung zwischen den Freiheiten in der Auslegung und den physikalischen Systemparametern herstellt. Die Parameter der DC-Toleranzbandaufteilung – ϑ_1 und ϑ_2 – wurden in Abb. 4.19 erklärt.

Die Anzahl von sieben einstellbaren Parametern für die Toleranzbanddimensionierung (ξ und κ) und zwei weiteren Parametern für DC-Toleranzbandaufteilung führen zu einer zunächst unübersichtlichen Menge an Kombinationsmöglichkeiten. Aus diesem Grund wird die nachfolgende Analyse über den Einfluss auf die MVC-Eingriffsfrequenz in mehrere Gruppen aufgeteilt.

- Abschnitt 6.1.1: Einfluss von ξ_{CC}, ξ_{AC} und κ_{CC}, κ_{AC}
- Abschnitt 6.1.2: Einfluss von ξ_{DC} und κ_{DC}
- Abschnitt 6.1.3: Einfluss von κ_{CM}
- Abschnitt 6.1.4: Einfluss der Zweiginduktivitäten L_e

Es werden immer nur die genannten Parameter in den jeweiligen Abschnitten variiert, während der Rest konstant gehalten wird. Durch diese Gruppenaufteilungen werden allgemeingültige Aussagen über den Einfluss der jeweiligen Parameter auf die MVC-Eingriffsfrequenz ermöglicht. Genauere Informationen über diese Gruppenauswahl befinden sich in den jeweiligen Abschnitten.

Eine Analyse über den Einfluss der Parameter $\vartheta_{1/2}$, welche die DC-Toleranzbandaufteilung beschreiben, ist nicht vorgesehen. Im Wesentlichen kann dadurch das Verhältnis von ZS zu DS kontrolliert werden. Vorangegangene Untersuchungen haben $\vartheta_1 = 0{,}3$ und $\vartheta_1 = 0{,}45$ als eine solide Parametereinstellung identifiziert.

6.1.1 Einfluss von ξ_{CC}, ξ_{AC} und κ_{CC}, κ_{AC}

Zuerst wird der Einfluss der CC- und AC-Toleranzbänder – also $\xi_{CC} = \xi_{AC}$ und $\kappa_{CC} = \kappa_{AC}$ – untersucht. Beide Kontrollvariablen werden gemeinsam im Hinblick auf ihren Beitrag zur gesamten Eingriffsfrequenz analysiert, da in der MVC die simultane Regelung durch ES vorgesehen ist. Eine ungleiche Toleranzbandaufteilung ($\xi_{CC} \neq \xi_{AC}$ und $\kappa_{CC} \neq \kappa_{AC}$) zwischen diesen zwei Kontrollvariablen würde nur dazu führen, dass die enger geführte Variable einen Großteil aller ES triggert und dadurch die zweite Variable ebenfalls korrigiert wird. Dadurch würde das zweite Toleranzband nicht gleichmäßig und vor allem nicht im gesamten Umfang ausgenutzt werden, wodurch das Potential der MVC nicht im vollen Umfang genutzt werden würde.

Die Abb. 6.2 enthält die Simulationsergebnisse und Abb. 6.3 die experimentellen Ergebnisse der CC- und AC-Toleranzbandanalyse. In der obersten Reihe ist die MVC-Eingriffsfrequenz bei Variation von ξ_{CC}, ξ_{AC} und κ_{CC}, κ_{AC} dargestellt. Darin wurde eine Unterteilung in ES (blau), ZS (rot) und DS (gelb) vorgenommen und deren prozentuale Anteile an der gesamten MVC-Eingriffsfrequenz in die Balken eingetragen. Insgesamt sind 15 nummerierte Toleranzbandeinstellungen für den Vergleich zwischen Simulation und Experiment dargestellt. Zu jeder Nummer existiert ein weiteres Histogramm, welches die relativen Häufigkeiten der aufgetretenen Verweildauern beinhaltet. Bei der Auslegung der Zählintervalle im Histogramm muss der zeitliche Mindestabstand zwischen zwei aufeinanderfolgenden Eingriffen $T_{MVC} = 6{,}6\,\mu s$ für das Experiment (siehe Abschnitt 5.2.7) und $T_{MVC} = 6\,\mu s$ für die Simulation berücksichtigt werden. Aus diesem Grund wurde eine Intervallbreite von $5\,\mu s$ mit einem Beginn bei $2{,}5\,\mu s$ festgelegt. Insgesamt wurden mindestens 6000 Datensätze j mit Verweildauer $T_{v,j}$ und gewählter Art des Eingriffs (ES,ZS,DS) für jede Nummer ausgewertet.

Beim Vergleich von Abb. 6.2 und 6.3 fällt zuerst auf, dass die Eingriffsfrequenzen der experimentellen Ergebnisse etwa 10% höher als die der Simulationen sind. Dieser Unterschied lässt sich durch das *ideale* Verhalten der Simulation und die *realen* Effekte im Experiment begründen. Des Weiteren wird deutlich, dass die Eingriffsfrequenz bei Vergrößerung von ξ_{CC} und ξ_{AC} deutlich abnimmt, während die Veränderung von κ_{CC} und κ_{AC} keinen signifikanten Einfluss hat. Diese Beobachtung deckt sich mit den theoretischen Überlegungen. Die Spannungstoleranzbänder begrenzen den Spannungsfehler genau deshalb, damit im Falle eines Korrektureingriffes die geschaltete SM-Kondensatorspannung u_C ausreicht, um einen spürbaren Effekt auf die Bewegungsrichtung der Zeiger der Stromfehler zu haben. Offensichtlich ist es nahezu irrelevant, welche genaue Werte für κ_{CC} und κ_{AC} vorgegeben werden, solange diese im vorher überlegten Wertebereich $[1{,}2 \ldots 1{,}8]$ liegen.

Die Robustheit der MVC-Eingriffsfrequenz gegenüber den durch κ_{CC} und κ_{AC} definierten Spannungstoleranzbändern ist in mehrerlei Hinsicht als vorteilhaft zu bewerten. Da die externen Systeme als unbekannt angesehen werden, können sprungartige Änderungen der Induktivitäten L_d und L_a auftreten, welche die effektiven Induktivitäten für die DC- und AC-Komponente verändern. Dadurch würden die Spannungsfehler, welche das Produkt aus effektiven Induktivitäten und ersten Ableitungen der Ströme sind, Abweichungen zum wahren Wert aufweisen. Diese Abweichungen haben einen ähnlichen Einfluss wie die Veränderung der Spannungstoleranzbänder durch κ_{CC} und κ_{AC}. Mit den vorliegenden Ergebnissen wird also bewiesen, dass die Veränderung der externen Induktivitäten keinen signifikanten Einfluss auf die MVC-Eingriffsfrequenz hat und die Stabilität des gesamten Reglerkonzeptes nicht negativ beeinflusst.

Es fällt ebenfalls in den Abbildungen 6.2 und 6.3 auf, dass die Abnahme der MVC-Eingriffsfrequenz durch Vergrößerung von ξ_{CC} und ξ_{AC} im Wesentlichen bei der Schaltungsart der ES verzeichnet wird.

Der absolute Frequenzbeitrag von ZS und DS bleibt nahezu konstant. Diese Beobachtung entspricht den theoretischen Überlegungen, da die Toleranzbänder für DC und CM konstant gehalten werden, wodurch keine Veränderung der Frequenzbeiträge erwartet wird.

Werden zusätzlich die individuellen Anteile von ZS und DS angeschaut, dann wird eine Abnahme von ZS bei Vergrößerung von ξ_{CC} und ξ_{AC} festgestellt. Dies hängt mit der reduzierten Anzahl an Eingriffen mit ES zusammen. Eine ZS ist eine Erweiterung von ES zur zusätzlichen Korrektur der DC-Komponente und wird nicht von selbst getriggert. Nimmt die Anzahl an ES ab, so ergeben sich auch weniger Korrekturmöglichkeiten der DC-Komponente mit ZS. Folglich steigt die Häufigkeit der DS.

Des Weiteren wird deutlich, dass sehr kleine Stromtoleranzbänder mit $\xi_{CC} = \xi_{AC} = 1$ die Tendenz aufweisen, einen sofortigen weiteren Eingriff nach Ablauf des minimalen Zeitabstandes T_{MVC} auszulösen. Die Funktion der MVC bleibt selbstverständlich erhalten und ein stabiler Betrieb wird gewährleistet. Allerdings ist es fragwürdig, ob eine solche Auslegung im Hinblick auf eine Fehlerbeherrschung sinnvoll ist, da die „Reserven“ an MVC-Eingriffsfrequenz natürlich geringer sind. Temporäre Nichteinhaltungen von Toleranzbändern könnten in derartigen Szenarien auftreten. Aus diesem Grund erscheint die Wahl von $\xi_{CC} = \xi_{AC} \approx 1{,}4$ als ein tendenziell guter Kompromiss. Hier ist genügend Reserve an Eingriffsfrequenz vorhanden und ein geringer Stromrippel, im Vergleich zu $\xi_{CC} = \xi_{AC} = 1{,}8$, wird beibehalten.

6.1.2 Einfluss von ξ_{DC} und κ_{DC}

Als nächstes wird der Einfluss der Parameter ξ_{DC} und κ_{DC} auf die MVC-Eingriffsfrequenz analysiert, während die restlichen Parameter konstant gehalten werden. Diese Art des Vorgehens soll fokussierte Informationen über die Regelung der DC-Komponente vermittelt.

Die Simulationsergebnisse sind in Abb. 6.4 und die experimentellen Ergebnisse in Abb. 6.5 dargestellt. Eine etwa 10% geringere MVC-Eingriffsfrequenz in der idealen Simulation ist auch hier zu beobachten. Ebenfalls ist der deutliche Einfluss von ξ_{DC} auf die MVC-Eingriffsfrequenz zu erkennen, während κ_{DC} nahezu keine Rolle spielt. Wie schon in Abschnitt 6.1.1 beschrieben, ist dies ein äußerst vorteilhaftes Reglerverhalten im Bezug auf unbekannte externe Systeme. Insgesamt weisen Simulation und Experiment deutliche Gemeinsamkeiten auf, welche im Folgenden diskutiert werden.

Die absolute Häufigkeit der ES in jeglichen Variationen von ξ_{DC} und κ_{DC} ist nahezu konstant. Dieser Anteil an der MVC-Eingriffsfrequenz wird demnach nur durch die Parameter ξ_{CC}, ξ_{AC} und κ_{CC}, κ_{AC} definiert, welche in Abb. 6.4 und 6.5 konstant sind. Zudem wird dadurch bestätigt, dass die anfangs durchgeführte Gruppeneinteilung zur individuellen Frequenzauswertung einzelner Parameter sich als gültig erweist. Vielmehr erscheint es mit diesen Ergebnissen möglich, eine Faustformel zur Bestimmung der MVC-Eingriffsfrequenz anzugeben, welche aus einer Superposition mehrerer Anteile besteht.

Als nächstes wird der Frequenzbeitrag der ZS analysiert. Hier ist ein leichter Unterschied zwischen Simulation und Experiment ersichtlich. Während der absolute Frequenzbeitrag der ZS in der Simulation bei Reduzierung von ξ_{DC} ganz gering ansteigt, ist dieser im Experiment nahezu konstant. Grundsätzlich ist dieser Unterschied aber als marginal zu bewerten und kann den natürlichen Charakteristiken eines Vergleichs von *idealen* und *realen* Ergebnissen zugeschrieben werden. Dennoch verbleibt zu klären, weshalb der absolute Anteil an ZS eben dieses Verhalten zeigt. Grundsätzlich werden mit einem kleineren ξ_{DC} mehr Kontrolleingriffe für die DC-Komponente notwendig. Tendenziell sollten also bei kleinerem ξ_{DC} statt einer ES häufiger die (DC-regelnde) ZS ausgeführt werden. Allerdings sind ZS nur eine Erweiterung von ES und werden nicht von selbst getriggert. Da der absolute Frequenzbeitrag an ES nahezu konstant ist, liegt die Schlussfolgerung nahe, dass auch die absolute Anzahl an ZS nicht signifikant ansteigt.

Zuletzt verbleibt die Analyse der DS, welche mit sinkendem ξ_{DC} deutlich ansteigen. Natürlich sind bei kleiner werdendem Toleranzband auch mehr Eingriffe notwendig, weshalb sich dieses Verhalten mit den theoretischen Überlegungen deckt.

Abschließend sollte noch die Frage beantwortet werden, welche Werte für die Parameter ξ_{DC} und κ_{DC} eine günstige Dimensionierung darstellen. Da κ_{DC} keinen signifikanten Einfluss auf die MVC-

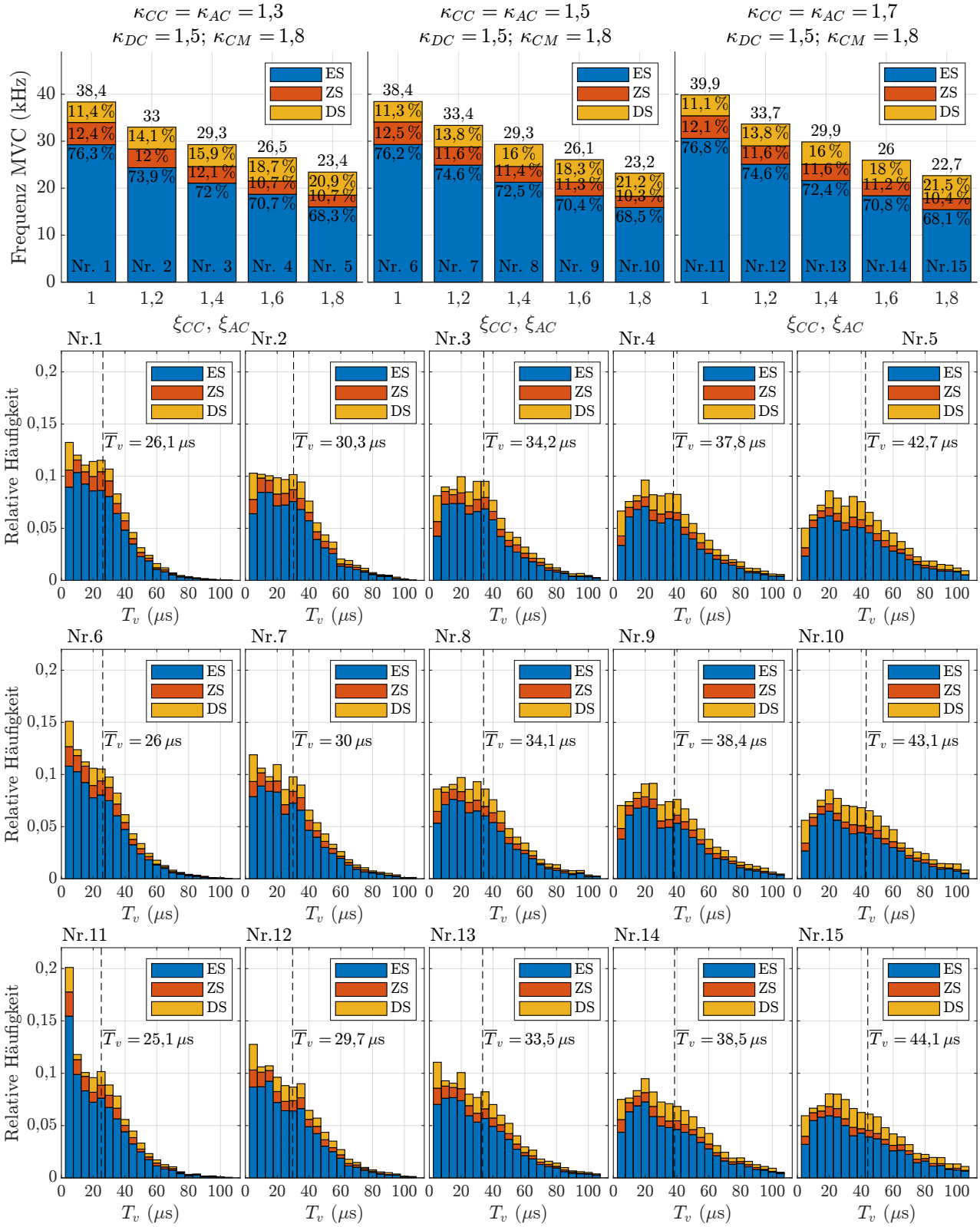


Abbildung 6.2: Simulationsergebnisse zur Analyse der Abhängigkeit von CC und AC Toleranzbändern (ξ_{CC}, ξ_{AC}, κ_{CC}, κ_{AC}) auf die MVC-Eingriffsfrequenz und Verweildauern T_v. Folgende Parameter sind konstant: $\xi_{DC} = 1{,}4$; $\kappa_{DC} = 1{,}5$; $\kappa_{CM} = 1{,}8$.

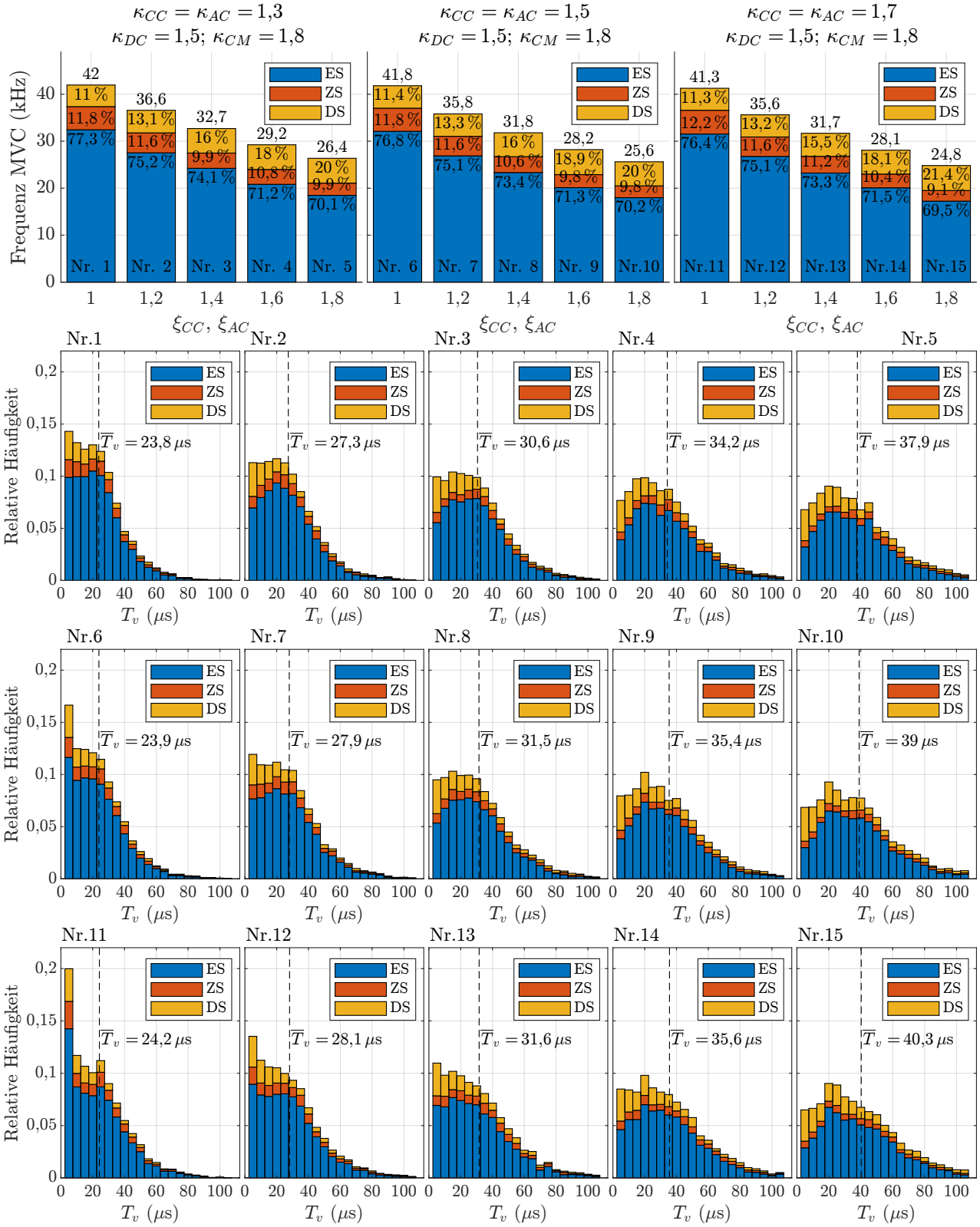


Abbildung 6.3: Experimentelle Ergebnisse zur Analyse der Abhängigkeit von CC und AC Toleranzbändern (ξ_{CC}, ξ_{AC}, κ_{CC}, κ_{AC}) auf die MVC-Eingriffsfrequenz und Verweildauern T_v. Folgende Parameter sind konstant: $\xi_{DC} = 1{,}4$; $\kappa_{DC} = 1{,}5$; $\kappa_{CM} = 1{,}8$.

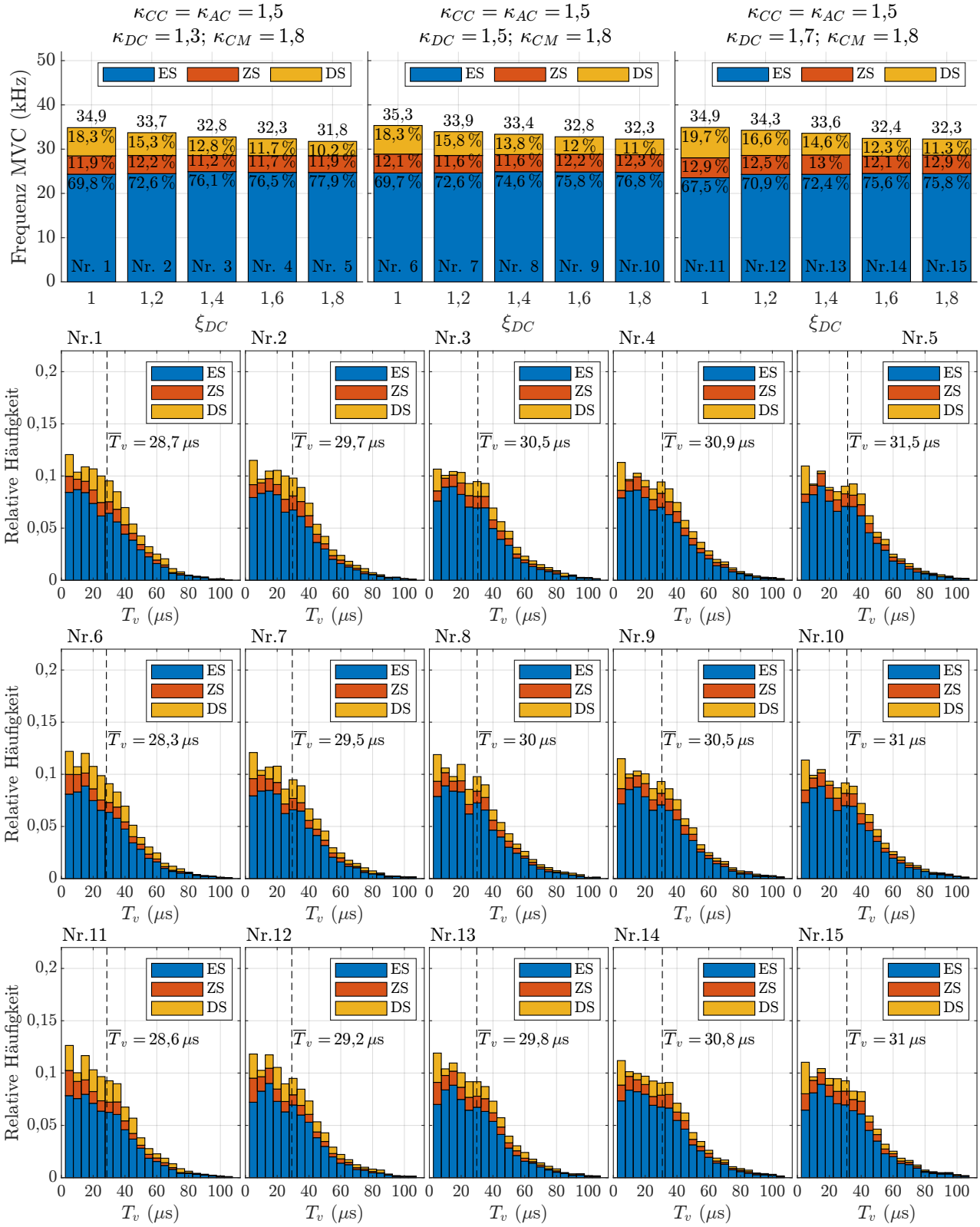


Abbildung 6.4: Simulationsergebnisse zur Analyse der Abhängigkeit von DC Toleranzbändern (ξ_{DC}, κ_{DC}) auf die MVC-Eingriffsfrequenz und Verweildauern T_v. Folgende Parameter sind konstant: $\xi_{CC} = \xi_{AC} = 1{,}2$; $\kappa_{CC} = \kappa_{AC} = 1{,}5$; $\kappa_{CM} = 1{,}8$.

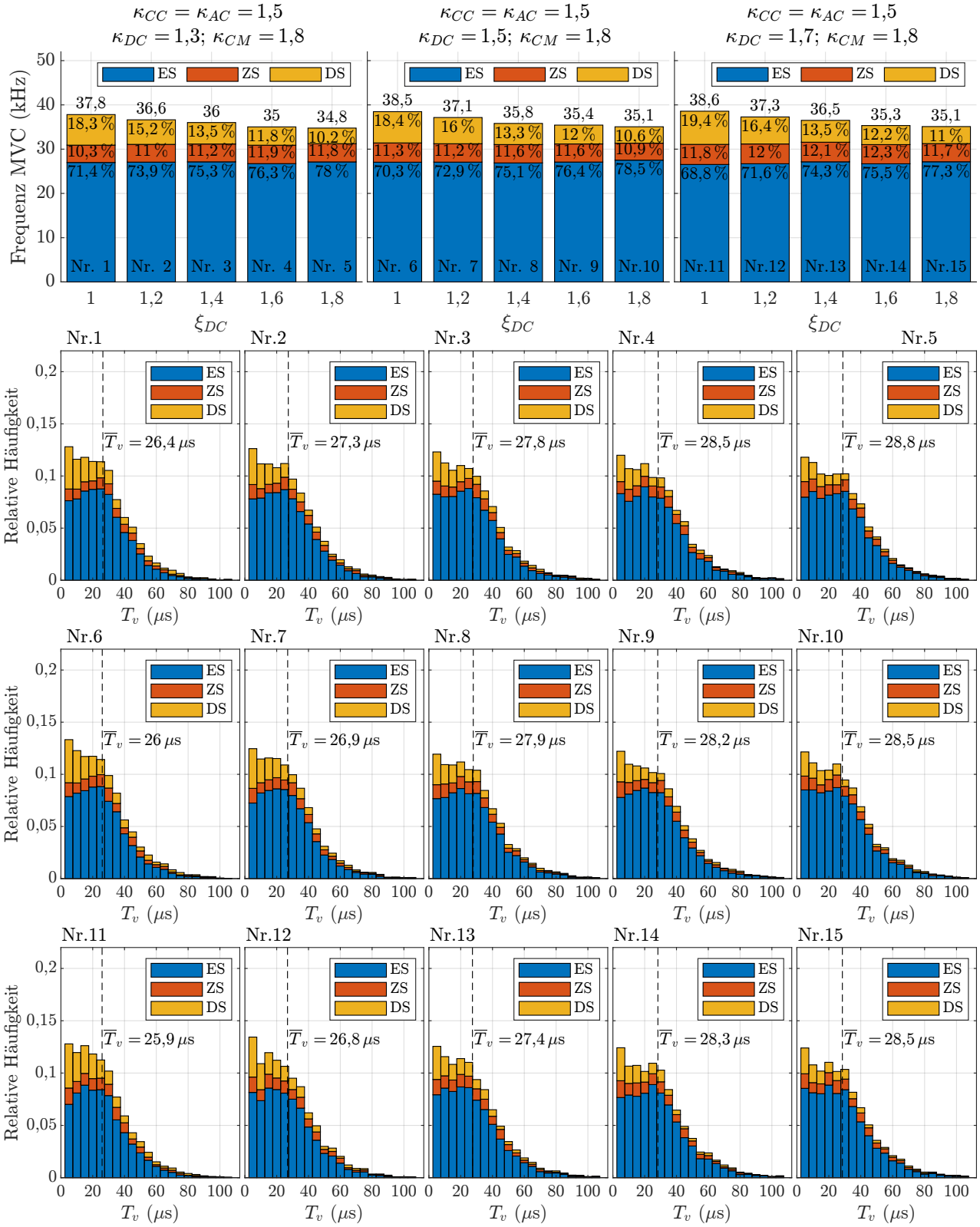


Abbildung 6.5: Experimentelle Ergebnisse zur Analyse der Abhängigkeit von DC Toleranzbändern (ξ_{DC}, κ_{DC}) auf die MVC-Eingriffsfrequenz und Verweildauern T_v. Folgende Parameter sind konstant: $\xi_{CC} = \xi_{AC} = 1{,}2$; $\kappa_{CC} = \kappa_{AC} = 1{,}5$; $\kappa_{CM} = 1{,}8$.

Eingriffsfrequenz hat, kann die Festlegung zur Verbesserung der Robustheit gegenüber Änderungen in den externen Induktivitäten genutzt werden. Aus diesem Grund wird $\kappa_{DC} = 1{,}5$ als ein mittlerer Wert gewählt. Hingegen kann der Parameter ξ_{DC} individuell auf die Systemanforderungen bezogen werden. Hier wird $\xi_{DC} = 1{,}4$ als ein Kompromiss aus Qualität des DC-Stromes und der notwendigen MVC-Eingriffsfrequenz vorgegeben.

6.1.3 Einfluss von κ_{CM}

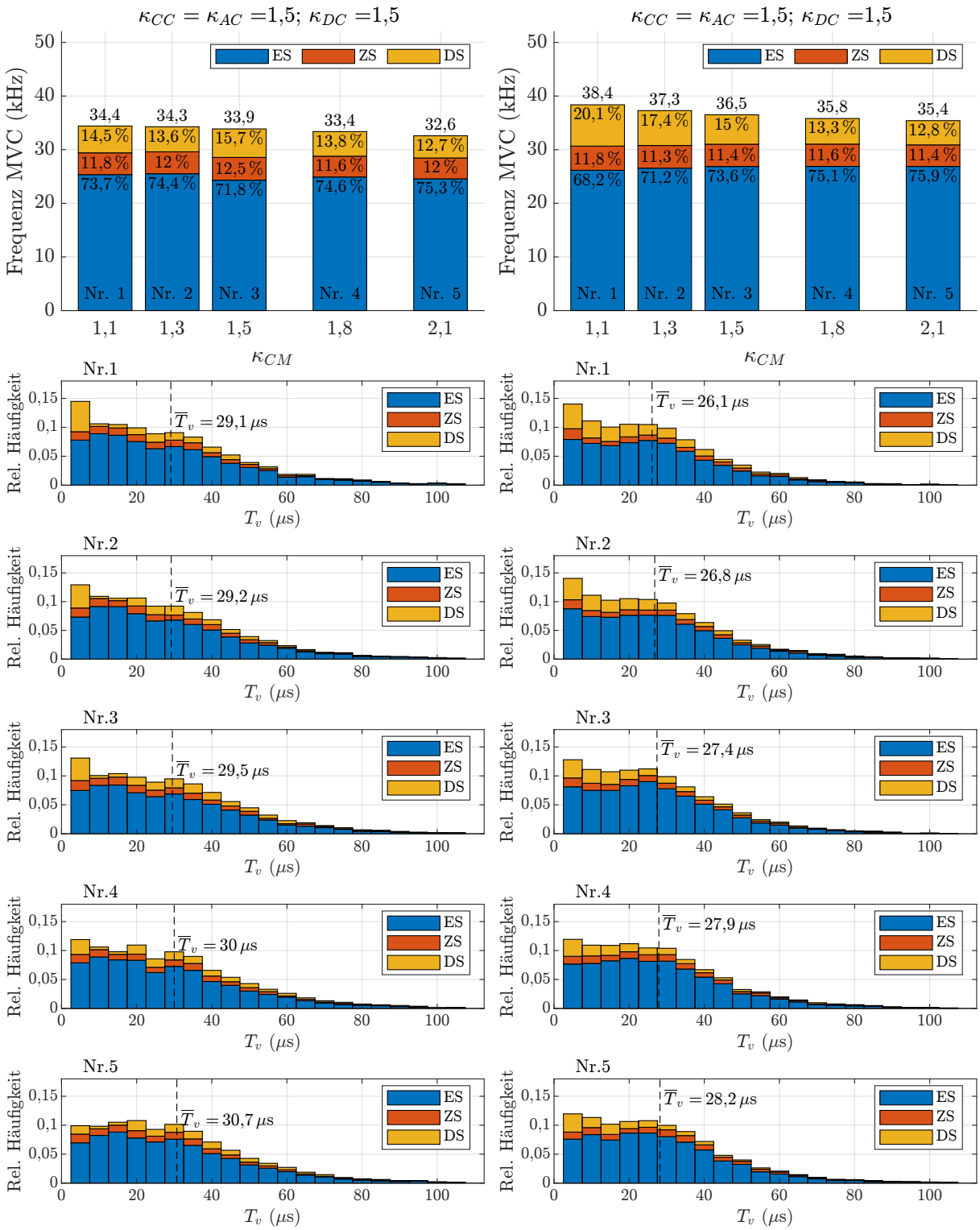
Die Regelung der CM-Spannung besitzt im Konzept der MVC die geringste Priorität und ausschließlich ein Spannungstoleranzband, welches durch κ_{CM} vorgegeben wird. In Abb. 6.6a sind die Simulationsergebnisse und in Abb. 6.6b die experimentellen Ergebnisse für Variationen von κ_{CM} dargestellt.

Die absolute Häufigkeit der ES ist nahezu konstant. Dies ist ein weiterer Beleg, dass der Anteil an der MVC-Eingriffsfrequenz nur durch die Parameter ξ_{CC}, ξ_{AC} und κ_{CC}, κ_{AC} definiert wird, welche hier konstant sind.

Zudem ist die absolute Häufigkeit der ZS auch nahezu konstant, was sich mit den theoretischen Überlegungen deckt. ZS werden zur Regelung der DC-Komponente eingesetzt, dessen Toleranzbänder durch ξ_{DC} und κ_{DC} definiert sind. Da diese Parameter konstant gehalten wurden, war keine Veränderung an der Häufigkeit der ZS zu erwarten.

Der zuletzt verbliebene Eingriffstyp, die DS, weist eine Erhöhung für kleiner werdende Werte von κ_{CM} auf. Da DS der hauptsächliche Eingriffstyp zur Regelung der CM-Spannung ist, war dieses Verhalten zu erwarten. Die Erhöhung der Häufigkeit der DS ist im Experiment größer als in der Simulation. Insbesondere fällt auf, dass die DS tendenziell im ersten Intervall zwischen $T_v = 2{,}5\,\mu\text{s}$ und $T_v = 7{,}5\,\mu\text{s}$ stärker ansteigen. Dies ist ein Effekt, welcher der Zuweisung der geringsten Priorität an die CM-Spannung geschuldet ist. Falls beispielsweise eine ES oder ZS durchgeführt wird, so kann diese die CM-Spannung aus dem Toleranzband „werfen“, welche dann durch eine DS korrigiert werden muss. Wird das CM-Spannungstoleranzband durch κ_{CM} verkleinert, tritt dieser Fall dementsprechend häufiger auf.

Abschließend wird auch für κ_{CM} ein günstiger Wert für die nachfolgenden Untersuchungen gesucht. Da für die CM-Komponente eben kein Stromtoleranzband vorhanden ist, liegt es nahe, die Spannung etwas enger zu führen. Aus diesem Grund wird $\kappa_{CM} = 1{,}4$ als ein Kompromiss aus notwendiger Eingriffsfrequenz und Spannungsqualität gewählt.



(a) Simulationsergebnisse (b) Experimentelle Ergebnisse

Abbildung 6.6: Analyse der Abhängigkeit vom CM-Spannungstoleranzband κ_{CM}. Folgende Parameter sind konstant: $\xi_{CC} = \xi_{AC} = 1{,}2$; $\xi_{DC} = 1{,}4$; $\kappa_{CC} = \kappa_{AC} = \kappa_{DC} = 1{,}5$.

6.1.4 Einfluss der Zweiginduktivität L_e

Die bisherigen Analysen zur MVC-Eingriffsfrequenz beinhalteten die Variation der Parameter κ und ξ, welche die Toleranzbänder der Kontrollvariablen in normierter Form definieren. Diese Normierung hat sich als äußerst nützlich erwiesen, da dadurch eine allgemeine Gültigkeit der Toleranzbanddimensionierung erreicht wird. Im nächsten Schritt sollen die erarbeiteten Parametervorgaben aus den vorherigen Kapiteln

- $\kappa_{CC} = \kappa_{AC} = \kappa_{DC} = 1{,}5$; $\kappa_{CM} = 1{,}4$
- $\xi_{CC} = \xi_{AC} = \xi_{DC} = 1{,}4$

konstant gehalten werden und im Hinblick auf eine Veränderung der Zweiginduktivität L_e analysiert werden. Da durch den Parameter ξ das Produkt $L_{eff} \cdot i_{TB}$ konstant gehalten wird, vergrößert sich das absolute Stromtoleranzband bei Verkleinerung der effektiven Induktivitäten. Da die Zweiginduktivität einen Anteil in allen drei effektiven Induktivitäten L_{CC}, L_{AC} und L_{DC} hat, wirkt sich eine Veränderung auf das CC-, AC- und DC-Stromtoleranzband aus.

Die Veränderung der Zweiginduktivität L_e hat keinen direkten Einfluss auf die Spannungstoleranzbänder, welche durch κ definiert sind. Allerdings wird die Berechnung der Spannungsfehler beeinflusst. Durch geringere effektive Induktivitäten steigt das durch die Schaltvorgänge verursachte $\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$[1]. Ein größeres $\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$ ist messtechnisch besser zu erfassen. Im Wesentlichen verbessert sich dadurch das Verhältnis zwischen Rauschanteil und wahrem Messsignal, wodurch die Ordnungszahlen der digitalen Filter verkleinert werden könnten und als Resultat eine geringere Messzeit für Schaltentscheidungen benötigt werden würde. Für die hier vorgestellten Ergebnisse wird keine Veränderung an den Filtern vorgenommen, da die eingestellte Messdauer von 5 µs als ausreichend klein angesehen wird.

In Abb. 6.8a sind die Simulationsergebnisse und in Abb. 6.8b die experimentellen Ergebnisse für die Veränderung der Zweiginduktivitäten L_e dargestellt. Angemerkt sei an dieser Stelle, dass $L_e = 2{,}64\,\mathrm{mH}$ (Nr.4) der Ausgangswert ist, mit dem die vorherigen Abb. 6.2 bis 6.6b erstellt wurden.

Insgesamt weisen die Ergebnisse von Simulation und Experiment, neben der bereits mehrfach genannten 10% höheren Eingriffsfrequenz im Experiment, eine deutliche Übereinstimmung auf. Eine ganz klare Tendenz zu sinkenden Eingriffsfrequenzen bei Reduzierung der Zweiginduktivität L_e ist vorhanden. Dies widerspricht im ersten Augenblick dem erwarteten Ergebnis, da durch die allgemeingültigen Parameter κ und ξ eine konstante Eingriffsfrequenz vermutet werden könnte. An dieser Stelle greift aber ein Effekt zweiter Ordnung, welcher nicht sofort ersichtlich ist. Zur Erklärung wird Abb. 6.7a verwendet, die diesen Sachverhalt qualitativ verdeutlichen soll:

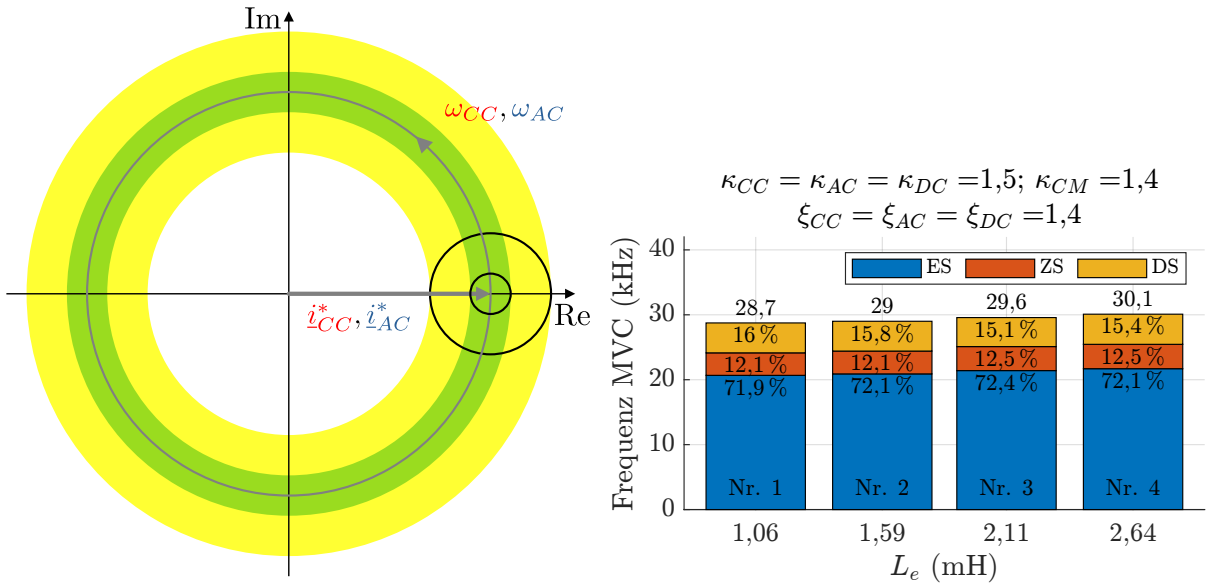
Die Sollwertvorgaben für die dreiphasigen Kontrollvariablen (CC und AC) können als ein Raumzeiger (grau) angesehen werden, welcher mit einer Frequenz (ω_{CC} und ω_{AC}) entgegen des Uhrzeigersinnes auf einer Kreisbahn rotiert. Dieser Sollwert besitzt nun durch die Verkleinerung von L_e unterschiedliche absolute Stromtoleranzbänder. Der kleinere Kreis, welcher auf dem grünen Kreisband verläuft, entspricht einem großen Wert von L_e (z.B. Nr.4). Der größere Kreis, welcher auf dem gelben Kreisband verläuft, entspricht einem kleinen Wert von L_e (z.B. Nr.1). Wird nun die Bewegung des Sollzeigers berücksichtigt, so beinhaltet das größere Stromtoleranzband einen längeren Zeitraum und ist demnach „leichter“ einzuhalten als das kleinere Toleranzband. Das Resultat ist eine abnehmende MVC-Eingriffsfrequenz bei Reduzierung der Zweiginduktivitäten L_e. Da der DC-Strom im hier untersuchten stationären Betrieb keine wesentlichen Sollwertänderungen erfährt, basiert der beschriebene Effekt ausschließlich auf den CC- und AC-Komponenten.

Für eine Verifizierung der Erklärung kann die Amplitude des Kreisstromsollwertes auf null gesetzt werden ($\hat{i}^*_{CC} = 0$), während die restlichen Betriebsparameter beibehalten werden. Die diesbezüglich simulierten Ergebnisse sind in Abb. 6.7b dargestellt. Im Vergleich zu Abb. 6.8a ist dieses Mal nur eine geringere Abnahme der MVC-Eingriffsfrequenz bei Verkleinerung der Zweiginduktivität zu beobachten. Vollständig konnte der Effekt natürlich nicht eliminiert werden, da der AC-Sollzeiger beibehalten wurde und weiterhin Kreisstromvorgaben durch den Energieregler benötigt wurden[2].

[1] An dieser Stelle wird vorausgesetzt, dass der Wertebereich für die SM-Kondensatorspannungen u_C nicht verändert wird.

[2] Es handelt sich hierbei um kleine Kreisstromvorgaben, welche eine langsame Drift der Zweigenergien verhindern.

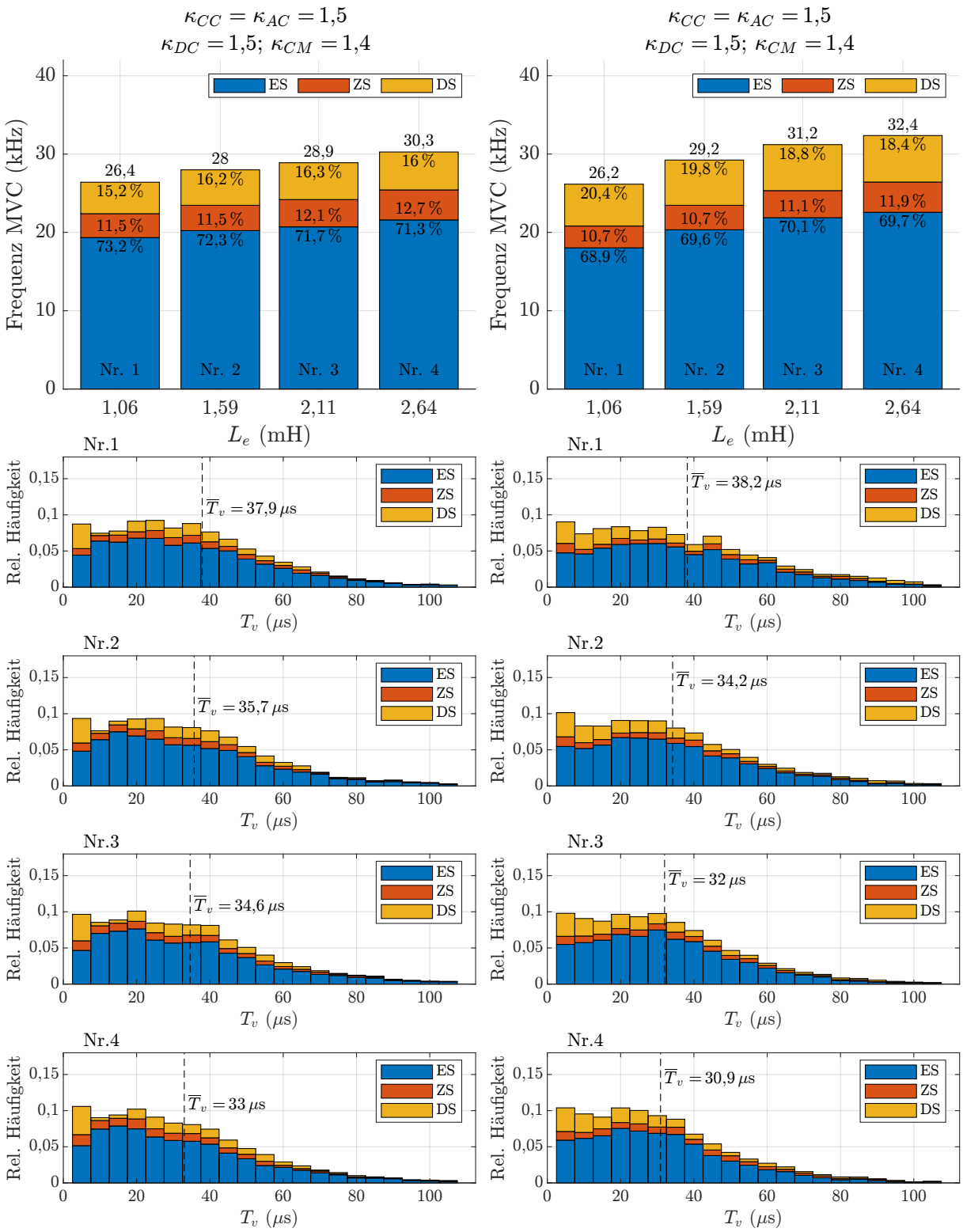
Zusammenfassend hat sich die Variation der Zweiginduktivitäten als völlig unkritisch für die Funktionstüchtigkeit der MVC herausgestellt. Die allgemeingültigen Definitionen der Toleranzbänder durch κ und ξ haben sich als robust und zuverlässig erwiesen. Ein geringer Effekt zweiter Ordnung konnte ebenfalls geklärt werden.



(a) Der graue Soll-Stromzeiger für die CC- oder AC- Komponente rotiert mit der Frequenz ω_{CC} oder ω_{AC} auf einer Kreisbahn entgegen des Uhrzeigersinnes. Eine Reduzierung der Zweiginduktivitäten führt bei konstanten ξ zu einer Vergrößerung der absoluten Stromtoleranzbänder, welche durch die schwarzen Kreise angedeutet sind. Da der größere Kreis „mehr Strecke“ der Sollwertänderung abdeckt, kann dieser einfacher eingehalten werden und führt deshalb zu einer geringeren Eingriffsfrequenz der MVC.

(b) Simulationsergebnisse der Abhängigkeit von den Zweiginduktivitäten L_e bei der Sollwertvorgabe des Kreisstromes: $\hat{i}^*_{CC} = 0$. Im Vergleich zu Abb. 6.8a ist die Abnahme der MVC-Eingriffsfrequenz nun geringer, was im Wesentlichen an dem weiterhin rotierenden AC-Sollzeiger liegt.

Abbildung 6.7: Begründung und Kontrollsimulation bzgl. der abnehmenden MVC-Frequenz in Abb. 6.6a und 6.6a bei Verkleinerung der Zweiginduktivitäten L_e.



(a) Simulationsergebnisse (b) Experimentelle Ergebnisse

Abbildung 6.8: Analyse der Abhängigkeit von den Zweiginduktivitäten L_e. Folgende Parameter sind konstant: $\xi_{CC} = \xi_{AC} = \xi_{DC} = 1{,}4$; $\kappa_{CC} = \kappa_{AC} = \kappa_{DC} = 1{,}5$ und $\kappa_{CM} = 1{,}4$.

6.2 Stationärer Betrieb

Ein wichtiges Betriebsszenario ist der stationäre Zustand, in welchem sich die Anlage zum Großteil der Betriebszeit befinden wird. Die Parameter des hier vorgegebenen stationären Betriebes sind in Tab. 6.2 aufgelistet, welche einer kurzen Erläuterung bedürfen:

Ziel ist es, einen sehr großen Energiehub einzustellen, um die MVC bei erheblichen Kondensatorspannungsrippeln zu testen. Neben der Möglichkeit, die verbauten Submodulkapazitäten C zu verringern, kann auch die Grundfrequenz reduziert werden. Hier wurde die übliche Grundfrequenz von $f_1 = 50\,\text{Hz}$ auf $f_1 = 25\,\text{Hz}$ abgesenkt, was den Energiehub verdoppelt. Des Weiteren ist der gewählte Betriebspunkt mit $k = 1{,}06$ als ungünstig für einen Vollbrücken-MMC anzusehen, wodurch der Energiehub zusätzlich erhöht ist. Insgesamt wird durch die gewählten Parameter in Tab. 6.2 ein erheblicher Kondensatorspannungsrippel forciert.

Tabelle 6.2: Betriebsparameter für den stationären Betrieb (Abb. 6.9 bis 6.13).

Name	Wert	Einheit	Beschreibung	Name	Wert	Einheit	Beschreibung
$u_{DC,ex}$	555	V	Externe DC-Spannung	L_e	2,11	mH	Zweiginduktivität
i^*_{DC}	15,3	A	DC-Strom	L_a	1,67	mH	AC-Induktivität
p^*_{DC}	8,5	kW	DC-Leistung	L_d	2,36	mH	DC-Induktivität
$\hat{i}^*_{AC}$	19	A	AC-Stromampl.	L_{CC}	6,33	mH	Eff. CC-Induktivität
$\hat{u}^*_{AC}$	298	V	AC-Spannungsampl.	L_{AC}	2,73	mH	Eff. AC-Induktivität
f_1	25	Hz	AC-Frequenz	L_{DC}	3,77	mH	Eff. DC-Induktivität
$\hat{i}^*_{CC}$	3,16	A	CC-Stromampl.	ξ_{CC}	1,4		Auslegung $i_{CC,TB}$
f_{CC}	50	Hz	CC-Frequenz	ξ_{AC}	1,4		Auslegung $i_{AC,TB}$
$\hat{u}^*_{CM}$	50	V	CM-Spannungsamplitude	ξ_{DC}	1,4		Auslegung $i_{DC,TB}$
f_{CM}	75	Hz	CM-Frequenz	$i_{CC,TB}$	268	mA	CC-Strom-TB
k	1,06		$k = {}^{2\hat{u}_{AC}}/_{u_{DC}}$	$i_{AC,TB}$	360	mA	AC-Strom-TB
m	1,88		$m = {}^{3\hat{i}_{AC}}/_{2i_{DC}}$	$i_{DC,TB}$	451	mA	DC-Strom-TB
$\cos(\varphi)$	≈ 1		Leistungsfaktor	ϑ_1	0,3		DC-TB Zone 1
				ϑ_2	0,45		DC-TB Zone 2
κ_{CC}	1,5		Auslegung $u_{CC,TB}$	$u_{CC,TB}$	83,8	V	CC-Spannungs-TB
κ_{AC}	1,5		Auslegung $u_{AC,TB}$	$u_{AC,TB}$	48,4	V	AC-Spannungs-TB
κ_{DC}	1,5		Auslegung $u_{DC,TB}$	$u_{DC,TB}$	77,6	V	DC-Spannungs-TB
κ_{CM}	1,4		Auslegung $u_{CM,TB}$	$u_{CM,TB}$	36,2	V	CM-Spannungs-TB

Die nachfolgende Analyse der Ergebnisse umfasst den Vergleich von Simulation und Experiment. Dazu müssen im Vorfeld einige Randbedingungen geklärt werden. Die Simulation verwendet einen festen Zeitschritt $\Delta t = 1\,\mu\text{s}$, während die experimentellen Ergebnisse über die RT-Box aufgezeichnet werden, mit welcher nur Mittelwerte über $50\,\mu\text{s}$ in Echtzeit abgespeichert werden. Die experimentellen Ergebnisse müssen also beim Vergleich mit der Simulation als zusätzlich tiefpassgefiltert wahrgenommen werden.

Im ersten Schritt werden die Ergebnisse von Zweigspannungen, -strömen, -energien und SM-Kondensatorspannungen verglichen. Die Simulationsergebnisse sind dazu in Abb. 6.9 und die experimentellen Ergebnisse in Abb. 6.10 dargestellt.

In den Zweigspannungen sind die Charakteristiken eines MMC gut erkennbar. Die Spannungsstufen sind durch die Kondensatorspannungen der Submodule vorgegeben und unterliegen durch den energetisch ungünstigen Betriebspunkt sichtbaren Änderungen. Insbesondere während hoher Ausgangsspannungen kann dieser Einfluss beobachtet werden. An dieser Stelle sollte erneut bemerkt werden, dass die Zweigspannungen keinen direkten Sollwert besitzen, sondern ein Ergebnis der Stromregelung durch die MVC sind. Ausschließlich die CM-Spannung besitzt einen Sollwert, der explizit mit Amplitude $\hat{u}^*_{CM} = {}^{\hat{u}^*_{AC}}/_{6}$ und Frequenz $3f_1$ eingesetzt wird, um den Aussteuerbereich der Zweigspannungen zu verbessern.

In den zweiten Graphen sind die Zweigströme dargestellt, welche durch Vorgabe der Stromtoleranzbänder für CC, AC und DC ebenfalls in einem definierten Bereich geführt werden. Die Ergebnisse bestätigen, dass durch die direkte Regelung der Kontrollvariablen auch eine gute Qualität der Zweigströme erreicht wird.

Zuletzt sind in Abb. 6.9 und 6.10 die Zweigenergien und alle 96 SM-Kondensatorspannungen dar-

gestellt. Diese Graphen beinhalten ebenfalls Toleranzbänder, welche durch graue Bereiche und gestrichelte schwarze Linien angedeutet sind. Diesbezüglich sind einige weitere Erklärungen im Hinblick auf die Dimensionierung dieser Toleranzbänder notwendig (siehe Abb. 4.24):

Es wird eine absolute Limitierung $\hat{u}_C$ für die SM-Kondensatorspannungen u_C angegeben, welche in die jeweiligen Grenzen umgerechnet wird.

$$\begin{aligned}
u_{C,max} &= 0{,}9\hat{u}_C = 51{,}3\,\mathrm{V}, & w_{C,max} &= \frac{1}{2}Cu_{C,max}^2 = 2{,}63\,\mathrm{J} \\
u_{C,min} &= 0{,}7\hat{u}_C = 39{,}9\,\mathrm{V}, & w_{C,min} &= \frac{1}{2}Cu_{C,min}^2 = 1{,}59\,\mathrm{J} \\
u_{C,nom} &= \sqrt{\frac{2w_{C,nom}}{C}} = 46\,\mathrm{V}, & w_{C,nom} &= \frac{w_{C,max} + w_{C,min}}{2} = 2{,}12\,\mathrm{J} \\
u_{C,arm,max} &= nu_{C,max} = 821\,\mathrm{V}, & w_{C,arm,max} &= nw_{C,max} = 42{,}1\,\mathrm{J} \\
u_{C,arm,min} &= nu_{C,min} = 638\,\mathrm{V}, & w_{C,arm,min} &= nw_{C,min} = 25{,}4\,\mathrm{J}.
\end{aligned} \tag{6.79}$$

Durch diese Dimensionierung wird 50% der Nominalenergie $w_{C,nom}$ als Arbeitsbereich vorgegeben, was einer realistischen Auslegung für unskalierte MMC-Anlagen entspricht.

Mit diesen Informationen kann die Analyse der Abb. 6.9 und 6.10 fortgesetzt werden. Die Zweigenergien $w_{p/n,1/2/3}$ liegen in dem definierten Arbeitsbereich zwischen 28 J und 40 J. Der verbleibende Abstand zu den Energiegrenzen beträgt damit etwa 2,5J und kann als Puffer für die SM-Energien angesehen werden. Würden die Zweigenergien den gesamten Arbeitsbereich ausnutzen, so wären unverhältnismäßig viele Vertauschungen von SM notwendig, um deren Spannungsgrenzen $u_{C,max}$ und $u_{C,min}$ einzuhalten. Bereits in diesem Betriebspunkt sind einige solcher Vertauschungen zu erkennen, welche eine Tendenz zur oberen Spannungsgrenze $u_{C,max}$ aufweisen. Dies lässt sich am Beispiel von Zweig p_1 in Abb. 6.10 erklären. Während des Zeitraumes $t = 5\,\mathrm{ms} \ldots 15\,\mathrm{ms}$ fließt ein hoher Zweigstrom bei geringer Zweigspannung. Dies hat zur Folge, dass einzelne SM durch den Zweigstrom ein hohes $\frac{\mathrm{d}u_C}{\mathrm{d}t}$ erfahren. Ab ca. $t = 15\,\mathrm{ms}$ führt die steigende Zweigspannung im Produkt mit dem noch relativ hohen Zweigstrom zu einer signifikanten Zweigleistung, die auf die wenigen SM im Zustand $+u_C$ verteilt wird. Außerdem bewirkt die steigende Zweigspannung eine Tendenz zum Schalten weiterer SM in den Zustand $+u_C$, wodurch nun statistisch gesehen weniger SM von $+u_C$ zum Nullzustand geschaltet werden. Die Kombination dieser beiden Effekte führt in manchen Fällen zu einer Überschreitung der oberen SM-Kondensatorspannungsgrenze $u_{C,max}$.

Im Gegensatz dazu kann Zweig n_1 in Abb. 6.10 betrachtet werden. Bei ca. $t = 60\,\mathrm{ms}$ erreicht dieser Zweig ein Minimum in der Zweigenergie. Zuvor war jedoch ein betragsmäßig kleiner Zweigstrom bei hoher Zweigspannung aktiv. Aus Sicht der SM-Symmetrierung ist dies als sehr günstig zu bewerten.

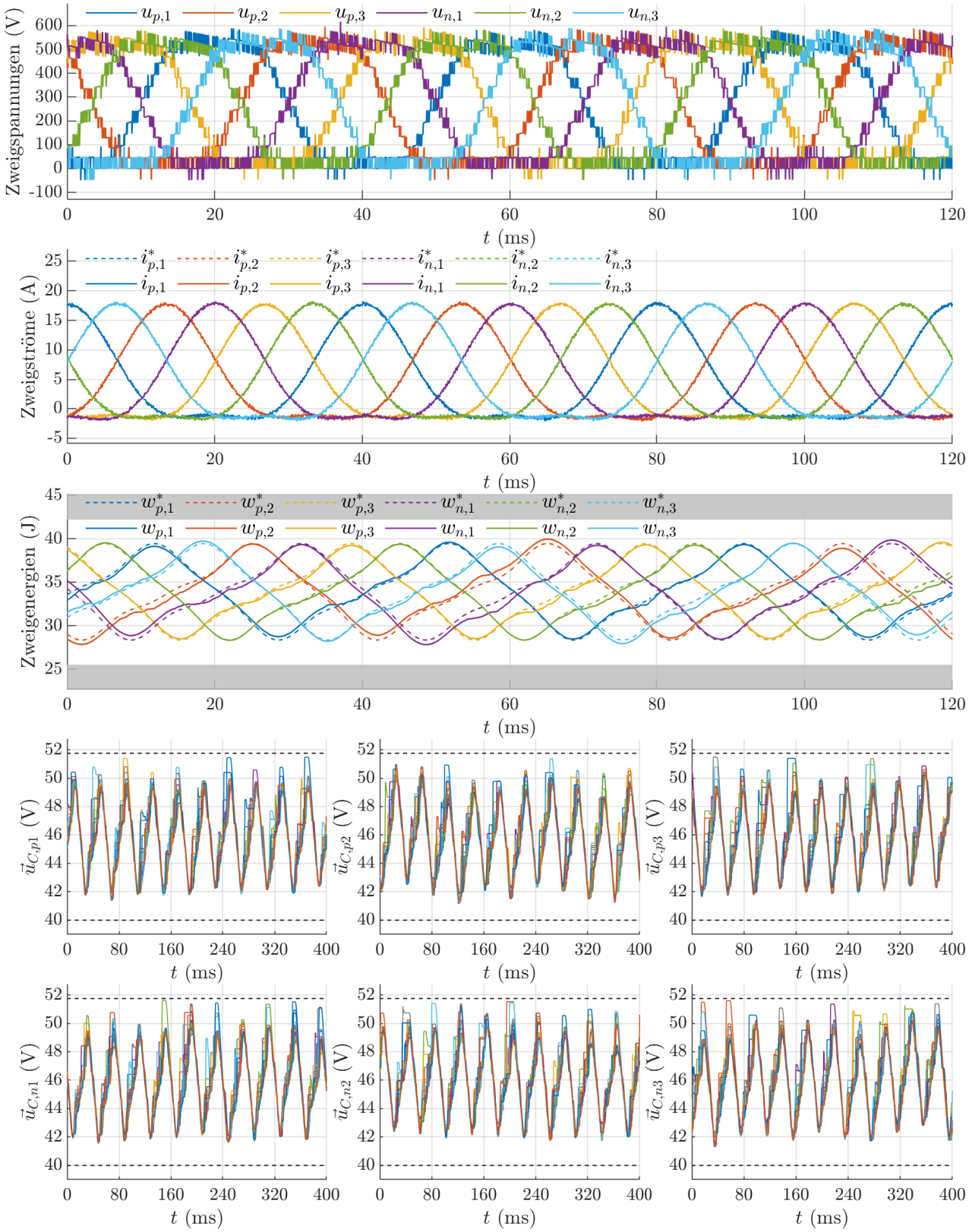


Abbildung 6.9: Simulationsergebnisse zu Zweigspannungen, -strömen und -energien für den Zeitraum von 140 ms. Zusätzlich sind alle 96 SM-Kondensatorspannungen zweigweise für eine Dauer von 400 ms dargestellt.

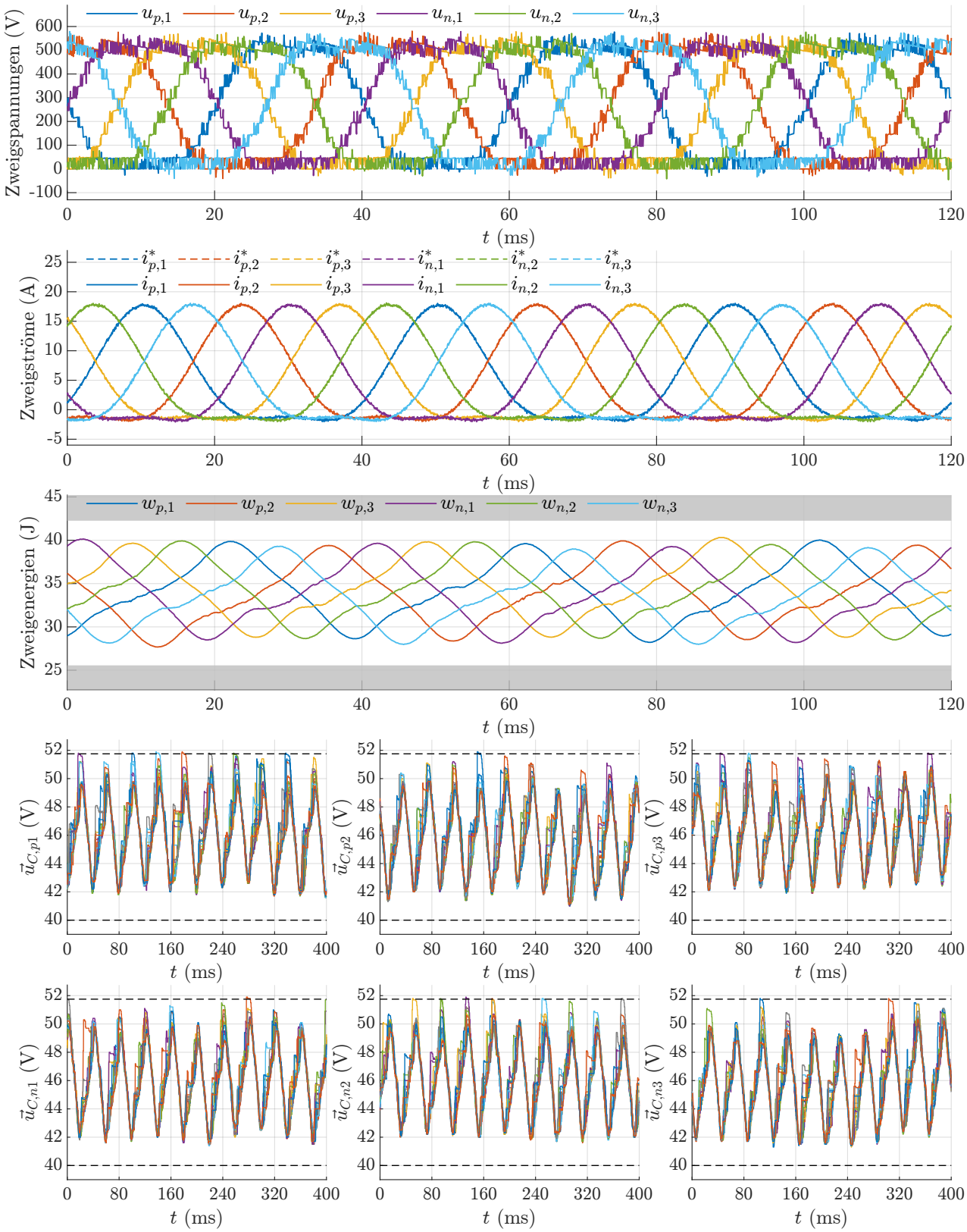


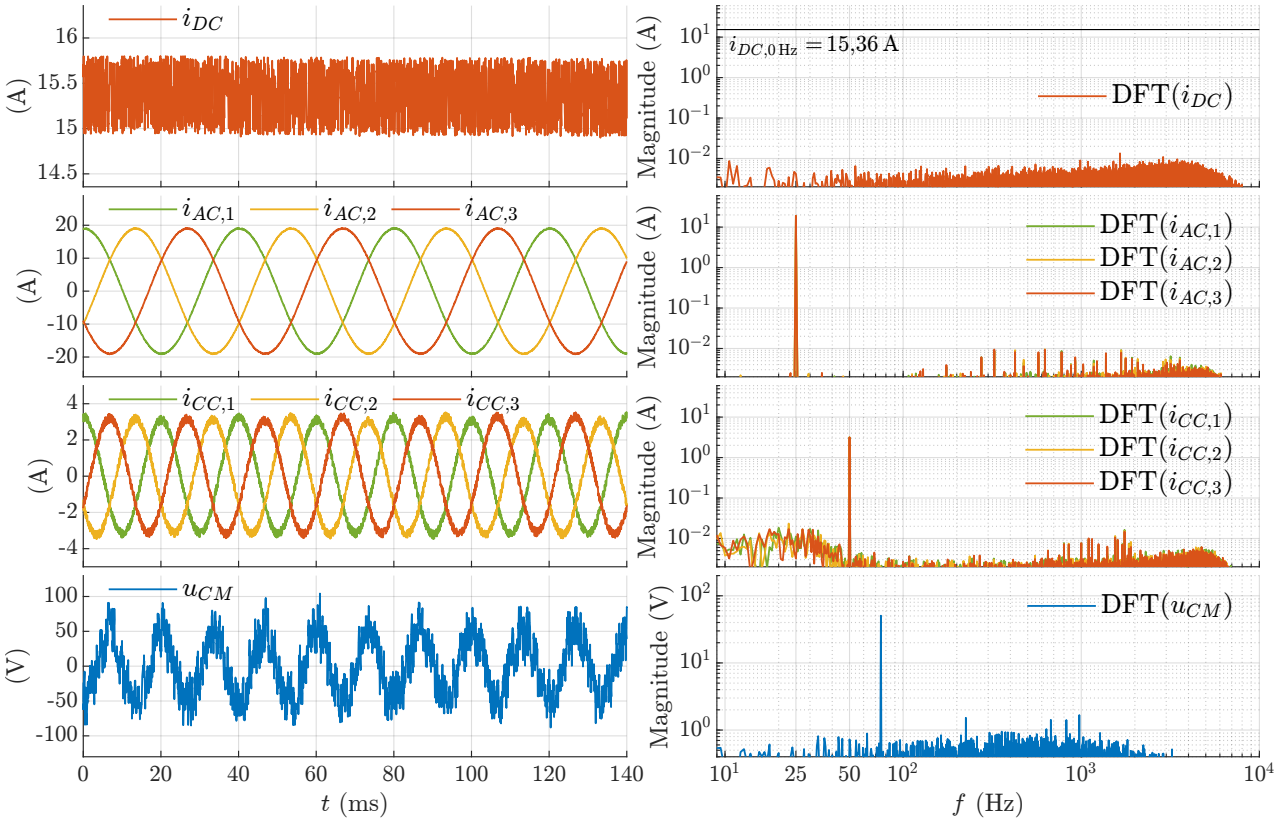
Abbildung 6.10: Experimentelle Ergebnisse zu Zweigspannungen, -strömen und -energien für den Zeitraum von 140 ms. Zusätzlich sind alle 96 SM-Kondensatorspannungen zweigweise für eine Dauer von 400 ms dargestellt.

Als nächstes wird die Qualität der geregelten Variablen (CC, AC, DC, CM) durch die DFT (diskrete Fourier Transformation) nachgewiesen. Die Simulationsergebnisse sind in Abb. 6.11a und die experimentellen Ergebnisse in Abb. 6.11b dargestellt.

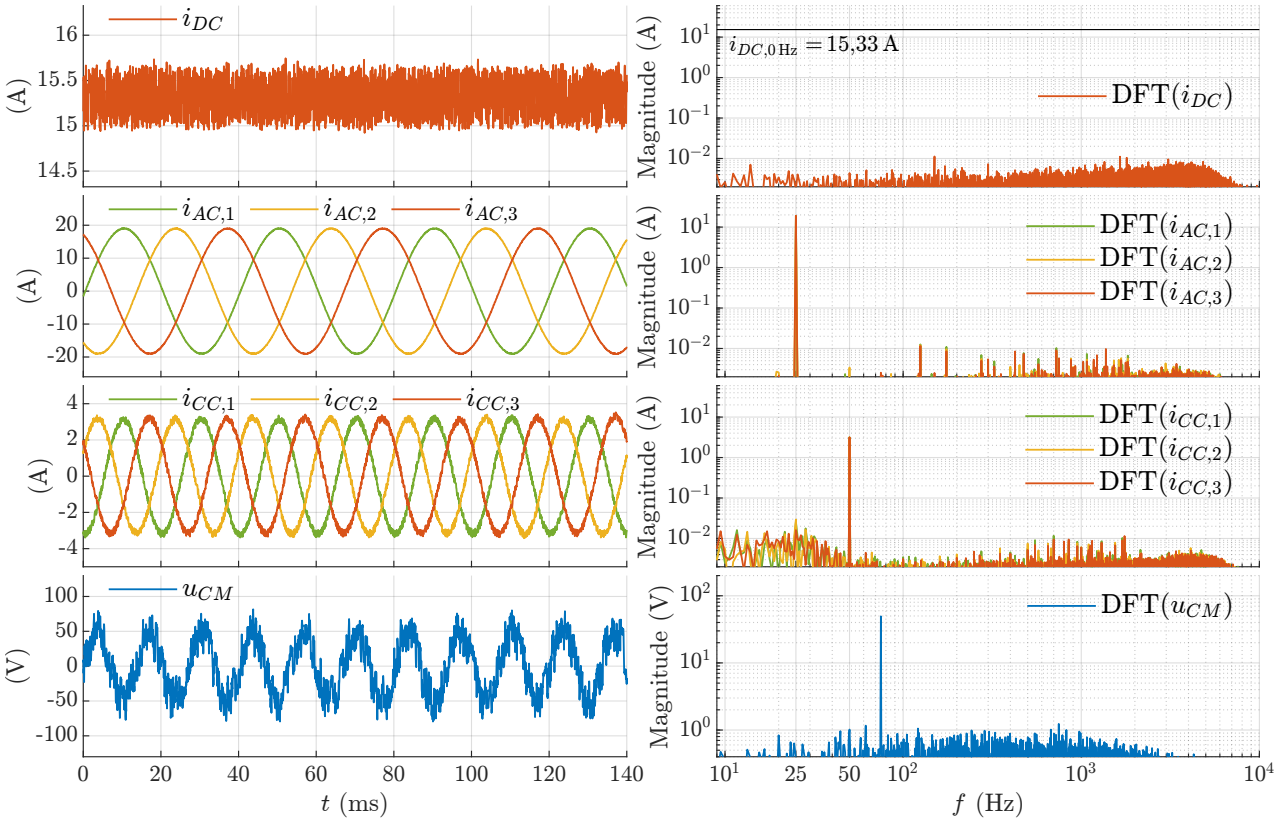
In der linken Spalte sind die geregelten Ströme i_{DC}, $i_{CC,1/2/3}$ und $i_{AC,1/2/3}$ sowie die geregelte CM-Spannung u_{CM} untereinander für den Zeitausschnitt von 140 ms gezeigt. Die rechte Spalte enthält die jeweiligen DFT-Analysen, welche über die Zeitdauer $T_{DFT} = 1{,}8\,\mathrm{s}$ durchgeführt wurden.

Ganz deutlich sind die harmonischen Frequenzanteile bei 25 Hz (AC), 50 Hz (CC) und 75 Hz (CM) zu erkennen, die den vorgegebenen Sollwerten entsprechen und einen signifikanten Abstand zum Rauschanteil (en.: Noise Floor) besitzen. Durch eine Verkleinerung der Toleranzbänder (und dementsprechend eine höhere Eingriffsfrequenz) könnte der Rauschanteil weiter abgesenkt werden. Der DC-Strom weist ausschließlich einen Gleichanteil $i_{DC,0\mathrm{Hz}}$ auf, dessen Magnitude durch eine schwarze Linie angedeutet ist. Das augenscheinlich kleinere DC-Stromtoleranzband in den experimentellen Ergebnissen ist nur ein Resultat des beschriebenen 50 µs Mittelwertfilters. Die Toleranzbänder wurden in Experiment und Simulation gleich vorgegeben.

Die Spektren der Kreisströme weisen im Frequenzbereich um $f_1 = 25\,\mathrm{Hz}$ eine sichtbare Erhöhung auf, welche auf die Energieregler zurückzuführen sind. Für eine kontinuierliche Symmetrierung der Zweigenergien werden Kreisstromanteile mit Frequenz f_1 aber unterschiedlichen Phasenlagen vorgegeben. Deren Magnitude ist gering, da diese ausschließlich zur Verhinderung einer langsamen Energiedrift dienen.



(a) Simulationsergebnisse ($f_s = 1\,\mathrm{MHz}$, $T_{DFT} = 1{,}8\,\mathrm{s}$).



(b) Experimentelle Ergebnisse ($f_s = 20\,\mathrm{kHz}$, $T_{DFT} = 1{,}8\,\mathrm{s}$).

Abbildung 6.11: Vergleich von Simulation und Experiment mithilfe der DFT (diskrete Fourier Transformation).

Nachdem die Funktionstüchtigkeit der MVC und die gute Qualität der kontrollierten Variablen (CC, AC, DC, CM) nachgewiesen ist, wird ein detaillierter Blick ins Innere der MVC geworfen. Ziel ist es, das Zusammenspiel von Spannungsfehlern Δu, Stromfehlern Δi und Gesamtfehlern e im Hinblick auf Schaltentscheidungen zu analysieren. Diesbezüglich sind die Simulationsergebnisse in Abb. 6.12 und die experimentellen Ergebnisse in Abb. 6.13 dargestellt.

Grundsätzlich bestehen die Ergebnisse aus zwei Teilen: In den beiden unteren Graphen sind die auf die Toleranzbänder normierten Fehler der skalaren DC- und CM-Komponente dargestellt. Die Eingriffe der MVC sind durch gestrichelte schwarze Linien mit Beschriftung kenntlich gemacht. In dieser Beschriftung ist zum einen die Variable genannt, welche den Eingriff getriggert hat. Zum anderen sind die Zweige und die Schaltungsarten angegeben. Beispielweise würde die Bezeichnung „$-p_1$“ eine negative ES in Zweig p_1 bedeuten. Angemerkt sei an dieser Stelle, dass die Auswahl des Submoduls dem Sortier- und Auswahlalgorithmus obliegt und in diesem Beispiel generell zwei Schalthandlungen auftreten könnten: Zum einen könnte ein SM vom Zustand $+u_C$ in den Nullzustand geschaltet werden. Eine weitere Möglichkeit wäre, ein SM vom Nullzustand in den Zustand $-u_C$ zu schalten.

Sowohl in den Simulationsergebnissen in Abb. 6.12 als auch in den experimentellen Ergebnissen in Abb. 6.13 ist bei den skalaren Komponenten DC und CM ein grauer Bereich eingezeichnet, für welchen die Spannungs-, Strom- und Gesamtfehler für die CC- und AC-Komponenten im oberen Bildteil dargestellt sind. Dieser Zeitbereich enthält jeweils vier Eingriffe der MVC zu den Zeitpunkten t_1, t_2, t_3 und t_4. Da es nicht möglich ist, eine exakte Übereinstimmung von Simulation und Experiment zu erreichen, wurde zumindest darauf geachtet, dass die Eingriffe der MVC zwei ES, eine ZS und eine DS beinhalten. Ziel ist es, alle vordefinierten Schaltungstypen mindestens einmal zu analysieren.

Analyse der Schaltungsauswahl der Simulation (Abb. 6.12 und Tab. 6.3)
Zum Zeitpunkt t_1 triggert der AC-Gesamtfehler $\underline{e}_{AC}$ einen Eingriff der MVC, weil das Toleranzband (Einheitskreis) verlassen wurde. Damit steht fest, dass mindestens eine ES durchgeführt wird, die den AC-Spannungsfehler $\Delta\underline{u}_{AC}$ und den CC-Spannungsfehler $\Delta\underline{u}_{CC}$ korrigiert. Auf Basis von Abb. 4.12 und Tab. 4.2 können die dafür am besten geeigneten Raumzeiger ausgewählt werden. Dieser Prozess soll nun detailliert beschrieben werden.

> **Anmerkung**: In Abb. 6.12 sind ausschließlich Strom- und Spannungsfehler gemäß der Definitionen (4.53) und (4.54) dargestellt. Bei Verwendung der Tab. 4.2 und Abb. 4.12, welche die Änderungen der Istspannungen enthalten, muss das negative Vorzeichen in den Fehlerdefinitionen berücksichtigt werden. Dadurch müssen die Spannungsänderungen der skalaren Komponenten (DC und CM) invertiert werden und die Raumzeiger (CC und AC) mit einer Phasenverschiebung von 180° berücksichtigt werden. Ausführliche Erläuterungen zu dieser Thematik sind im Anhang A.2 zu finden.

Für die CC- und AC-Gesamtfehlerkorrektur werden die Spannungszeiger $\underline{4}$, 5 und $\underline{6}$, 5 ausgewählt. Ein Abgleich mit Tab. 4.8 ergibt, dass nur die Kombination Nr. 9 (5, 5, also nur die sekundären Zeiger) durch die ES $-p_3$ realisierbar ist. Weiterhin wird geprüft, ob der DC-Gesamtfehler e_{DC} außerhalb der durch ϑ_2 markierten gelben Zone liegt, was eine Erweiterung zu einer ZS zur Folge hätte. Zum Zeitpunkt t_1 liegt der Zustand

$$e_{DC} = 0{,}43 < \vartheta_2 = 0{,}45 \tag{6.80}$$

vor, wodurch keine ZS ausgeführt wird. Dadurch bleibt es bei der Einzelschaltung $-p_3$.

Zum Zeitpunkt t_2 triggert der AC-Gesamtfehler $\underline{e}_{AC}$ einen Eingriff der MVC, weil das Toleranzband (Einheitskreis) erreicht wurde. Die besten für die CC- und AC-Gesamtfehlerkorrektur einsetzbaren Spannungszeiger sind 2, 3 und $\underline{6}$, 1. Auf Basis von Tab. 4.8 wird die Einzelschaltung $-n_2$ als einzige mögliche Option ermittelt, welche die Zeigerkombination 3, $\underline{6}$ (Nr. 11) darstellt. Damit wird für die AC-Komponente der primäre (beste) Spannungszeiger realisiert. Nun liegt zum Zeitpunkt t_2 der DC-Gesamtfehler e_{DC} außerhalb der gelben ϑ_2-Zone, wodurch die ES $-n_2$ auf die ZS $+n_1$, $+n_3$ erweitert

wird. Damit bleibt die gewählte CC- und AC-Zeigerkombination (Nr. 11; 3, 6) erhalten, während die DC-Spannungsänderung invertiert und verdoppelt wird.

Mit dieser ZS gelingt es, die Änderung des DC-Stromfehlers Δi_{DC} im Zeitraum $\begin{bmatrix} t_2 & t_3 \end{bmatrix}$ deutlich zu reduzieren. Anders formuliert: Der DC-Spannungsfehler wird präventiv korrigiert, um die Notwendigkeit von DS (im Langzeitmittel) zu reduzieren. In diesem Fall ist die ZS allerdings nicht ausreichend, weil zum Zeitpunkt t_3 der DC-Gesamtfehler e_{DC} das Toleranzband verlässt. Dies initiiert eine DS zur gleichzeitigen Spannungskorrektur der DC- und CM-Komponente. Durch die dreifache Stellamplitude im Vergleich zur ES kann die Polarität der DC-Stromänderung invertiert und der CM-Spannungsfehler fast auf null gebracht werden.

Es wird ebenfalls deutlich, dass die DS einen geringen Einfluss auf die CC- und AC-Spannungsfehler besitzt, welcher durch das Schalten unterschiedlicher SM-Kondensatorspannungen entsteht. Wie bereits in der theoretischen Analyse beschrieben, kann dieser Effekt vernachlässigt werden. Im ungünstigsten Fall würde in kurzer Zeit eine weitere ES getriggert werden, um diese Rückkopplung zu korrigieren.

Zum Zeitpunkt t_4 triggert der CC-Gesamtfehler $\underline{e}_{CC}$ einen Eingriff der MVC, weil das Toleranzband (Einheitskreis) erreicht wurde. Die besten für die CC- und AC-Gesamtfehlerkorrektur einsetzbaren Spannungszeiger sind 1, 2 und 3, 2. Das eindeutige Ergebnis der Schaltungsauswahl ist die ES $+p_3$ (Nr. 3; 2, 2).

Tabelle 6.3: Detaillierte Informationen zur Schaltungsauswahl der Simulationsergebnisse in Abb. 6.12.

Zeit	Trigger	Schaltungsnummer (siehe Abb. 4.10 und 4.12)	Schaltungstyp
$t_1 = 484\,\mu s$	AC	Nr. 9	ES
$t_2 = 509\,\mu s$	AC	Nr. 11	ZS
$t_3 = 530\,\mu s$	DC	Nr. 13	DS
$t_4 = 553\,\mu s$	CC	Nr. 3	ES

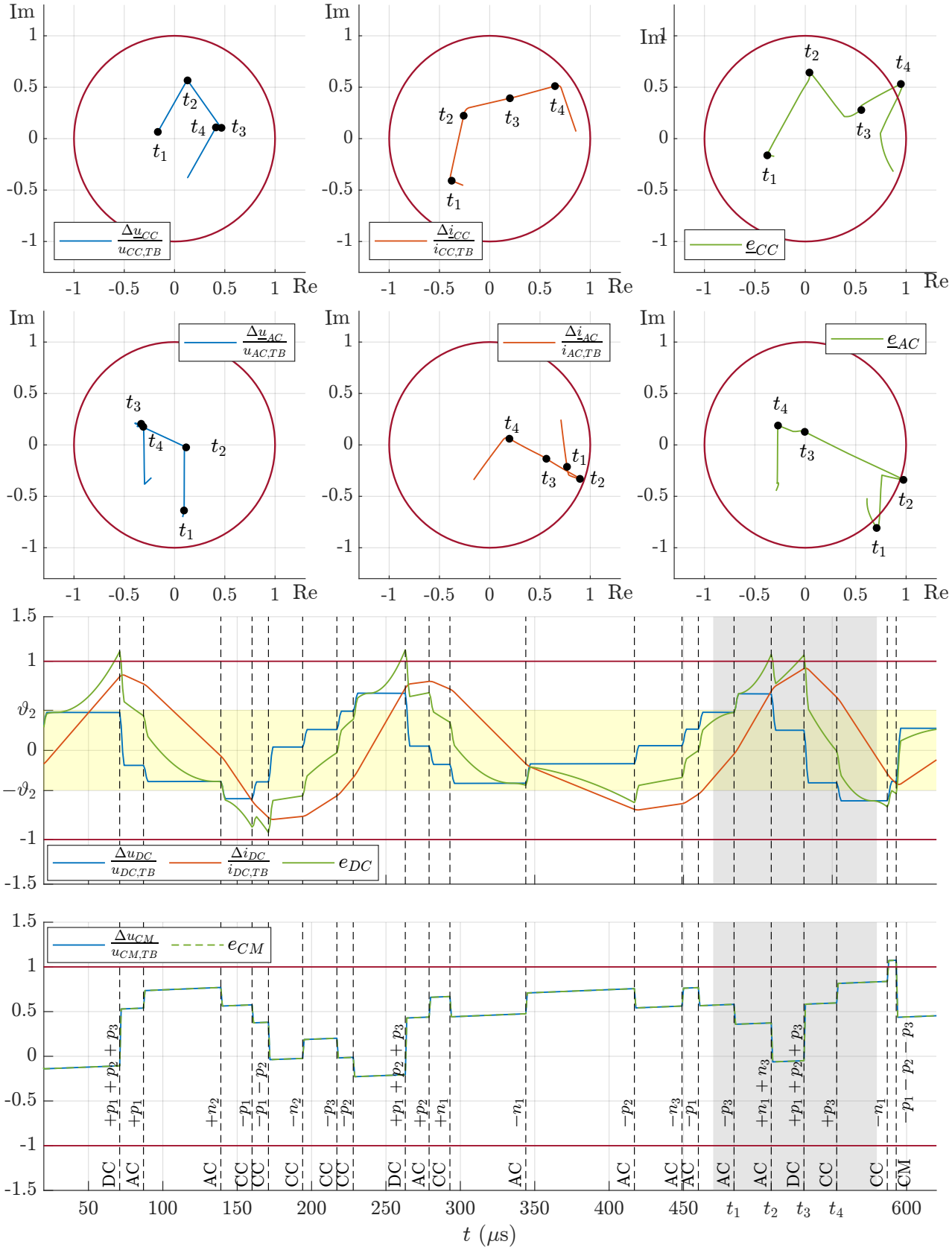


Abbildung 6.12: Simulationsergebnisse zur Schaltungsanalyse. Die normierten Spannungs-, Strom- und Gesamtfehler für DC und CM sind in den unteren beiden Graphen für die Zeitdauer $T \approx 600\,\mu\text{s}$ dargestellt. Der grau gekennzeichnete Bereich beinhaltet vier Eingriffe zu den Zeiten t_1 bis t_4, für welche die Fehler der CC- und AC-Komponenten in der oberen Bildhälfte dargestellt sind.

Analyse der Schaltungsauswahl des Experiments (Abb. 6.13 und Tab. 6.4)
Ein sofort ersichtlicher Unterschied zur Simulation ist der Rauschanteil in den Spannungsfehlern $\Delta\underline{u}_{CC}$, $\Delta\underline{u}_{AC}$ und Δu_{DC}. Dies ist das Resultat einer realen Messung mit Stromwandlern und anschließender Filterung. Da die Spannungssprünge durch Schalthandlungen jedoch wesentlich größere Amplituden als das Rauschen aufweisen, kann die erreichte Qualität der Messung als vollkommen ausreichend eingestuft werden.

Zum Zeitpunkt t_1 triggert der CC-Gesamtfehler $\underline{e}_{CC}$ einen Eingriff der MVC, welcher mit dem Winkel $\gamma_{CC} = 132°$ den Toleranzkreis verlassen hat. In diesem Fall können die Spannungssprünge 3 oder 4 für einen Korrektureingriff eingesetzt werden. Für den AC-Gesamtfehler $\underline{e}_{AC}$ sind die Spannungssprünge 5 oder 6 hilfreich. Als einzige Schaltoption liefert Tab. 4.8 die ES $-n_2$ (Nr. 11; 3, 6), welche wegen $e_{DC} < \vartheta_2$ nicht zur ZS erweitert wird.

Die soeben ausgeführte ES hat zu einer Überschreitung des CM-Toleranzbandes geführt, wodurch eine DS getriggert wird. Mit $+n_1$, $+n_2$, $+n_3$ werden die DC- und CM-Komponente korrigiert. Aufgrund der unterschiedlichen geschalteten SM-Kondensatorspannungen ist zum Zeitpunkt t_2 ein Einfluss auf die Spannungsfehler $\Delta\underline{u}_{CC}$ und $\Delta\underline{u}_{AC}$ vorhanden.

Zum Zeitpunkt t_3 triggert der AC-Gesamtfehler $\underline{e}_{AC}$ einen Eingriff der MVC, welcher mit dem Winkel $\gamma_{AC} = 227°$ den Toleranzkreis verlassen hat. In diesem Fall können die Spannungssprünge 4 oder 5 für einen AC-Korrektureingriff eingesetzt werden. Für den CC-Gesamtfehler $\underline{e}_{CC}$ erzielen die Spannungssprünge 6 oder 5 eine Fehlerreduktion. Als Schnittmenge ergibt sich laut Tab. 4.8 die ES $-p_3$ (Nr. 9; 5, 5). Zusätzlich werden dadurch die Gesamtfehler von DC und CM reduziert, wodurch keine Erweiterung zur ZS durchgeführt wird. Eine ES bietet nicht genügend Freiheiten um dies zu erzwingen, dennoch treten diese Fälle statistisch gesehen regelmäßig auf.

Zum Zeitpunkt t_4 triggert der AC-Gesamtfehler $\underline{e}_{AC}$ einen Eingriff der MVC, welcher mit dem Winkel $\gamma_{AC} = 145°$ den Toleranzkreis verlassen hat. In diesem Fall können die Spannungssprünge 3 oder 2 für einen AC-Korrektureingriff eingesetzt werden. Für den CC-Gesamtfehler $\underline{e}_{CC}$ erzielen die Spannungssprünge 1 oder 6 eine Fehlerreduktion. Als Schnittmenge ergibt sich laut Tab. 4.8 die einzige Lösung $+n_2$ (Nr. 5; 6, 3). Da zusätzlich der DC-Gesamtfehler $e_{DC} > \vartheta_2$ ist, wird die ES $+n_2$ zu einer ZS $-n_1$, $-n_3$ erweitert.

Tabelle 6.4: Detaillierte Informationen zur Schaltungsauswahl der experimentellen Ergebnisse in Abb. 6.13.

Zeit	Trigger	Eingriff bzgl. Abb. 4.12 und 4.10	Schaltungstyp
$t_1 = 442{,}2\,\mu s$	CC	Nr. 11	ES
$t_2 = 449{,}3\,\mu s$	CM	Nr. 14	DS
$t_3 = 481{,}3\,\mu s$	AC	Nr. 9	ES
$t_4 = 523{,}3\,\mu s$	AC	Nr. 5	ZS

Zusammenfassend hat die Analyse der Schaltungsauswahl tiefe Einblicke in die Funktionsweise der MVC geliefert. Insbesondere die Messung der Stromableitungen hat sich als eine unkritische und gut geeignete Eingangsgröße für Schaltentscheidungen erweisen. Außerdem wird mit diesen Ergebnissen belegt, dass Simulation und Experiment die theoretischen Überlegungen zu den vordefinierten Spannungszeigern aus Abb. 4.10 und 4.12 bestätigen. Insgesamt werden durch das Auswahlkonzept, welches zum Großteil in einer Lookup-Table gespeichert ist, angemessene Eingriffe durchgeführt und eine permanente Einhaltung der Toleranzbänder erreicht.

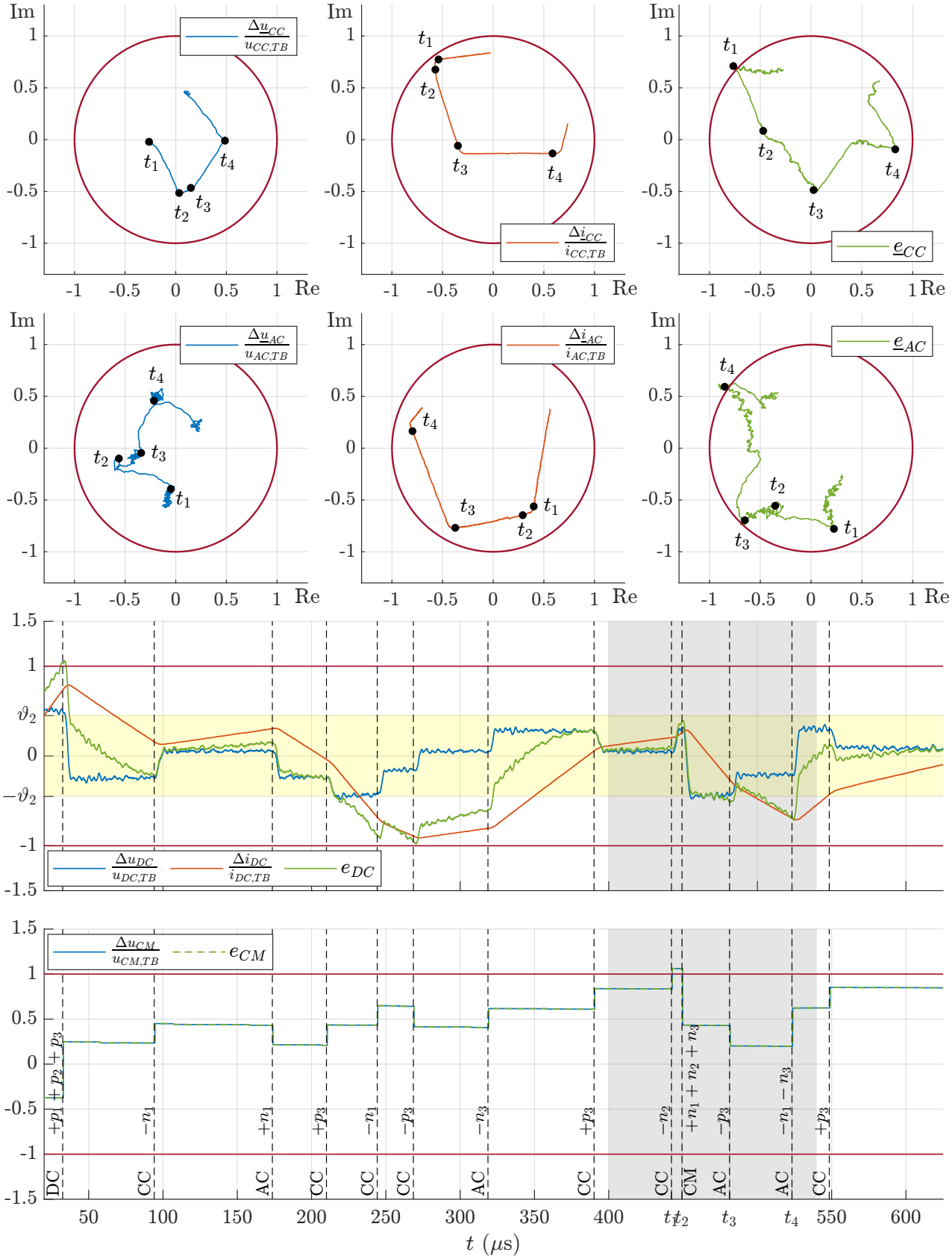


Abbildung 6.13: Experimentelle Ergebnisse zur Schaltanalyse. Die normierten Spannungs-, Strom- und Gesamtfehler für DC und CM sind in den unteren beiden Graphen für die Zeitdauer $T \approx 600\,\mu s$ dargestellt. Der grau gekennzeichnete Bereich beinhaltet vier Eingriffe zu den Zeiten t_1 bis t_4, für welche die Fehler der CC- und AC-Komponenten in der oberen Bildhälfte dargestellt sind.

6.3 Dynamische Sollwertänderungen

Die Aufgabenstellung für die Entwicklung der MVC enthält neben einem optimierten stationären Betrieb auch die hochdynamische Regelbarkeit der CC-, AC- und DC-Ströme sowie der CM-Spannung. Dies ist wohlgemerkt die wesentlich anspruchsvollere Aufgabe, da dadurch das Grundgerüst für eine elektrische Handhabung von Fehlerszenarien gelegt wird. Beispielsweise müssen in modernen MMC-Anlagen schnelle Sollwertänderungen durch den Energieregler vorgebbar sein, damit dieser auch unter externen Fehlerfällen eine Symmetrierung der Zweigenergien sicherstellen kann. Die MVC erfüllt diese Anforderungen, was im Folgenden an einem speziell ausgewählten Betriebsszenario nachgewiesen werden soll. Diesbezüglich sind die allgemeinen Betriebsparameter in Tab. 6.5, die Simulationsergebnisse in Abb. 6.14a und die experimentellen Ergebnisse in Abb. 6.14b dargestellt.

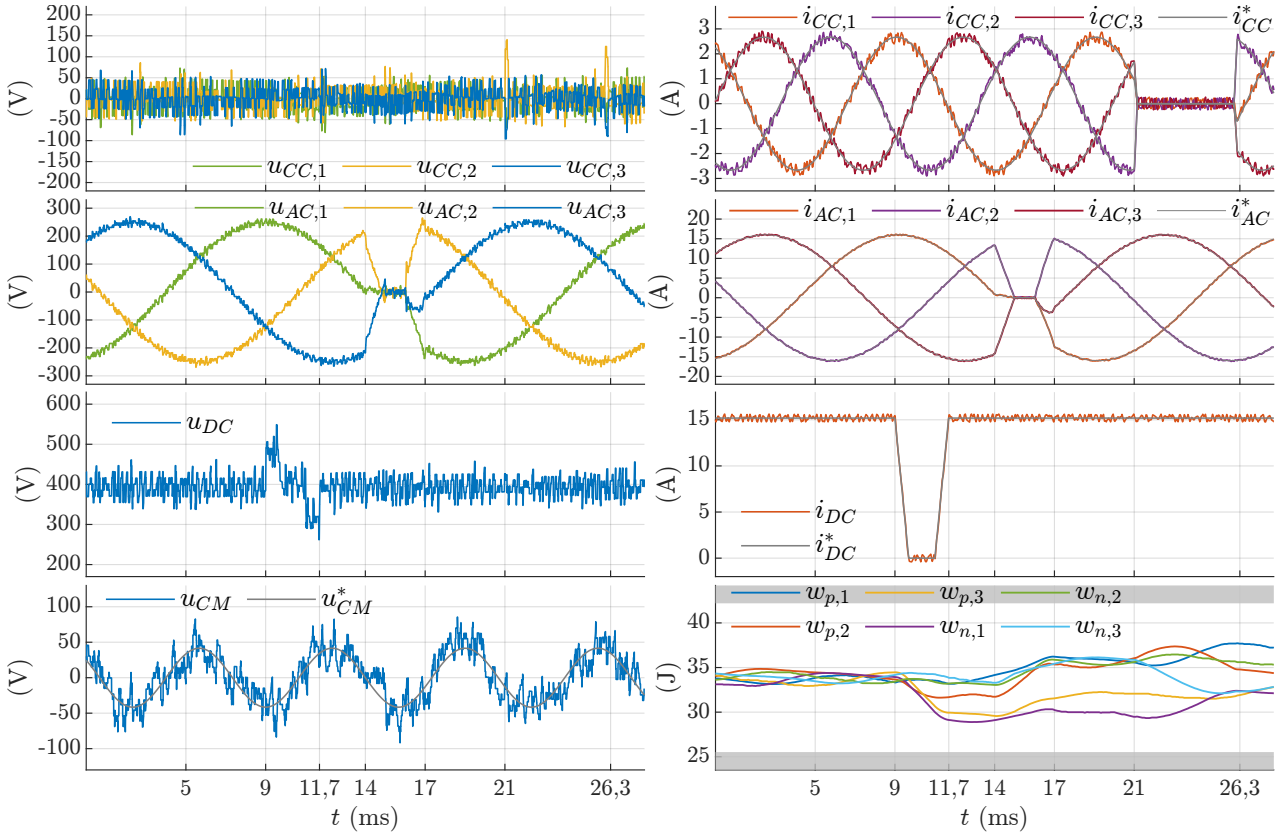
Zu Beginn befindet sich der MMC in dem bereits gründlich untersuchten stationären Betrieb. Bei $t = 9\,\mathrm{ms}$ wird der Energieregler deaktiviert und eine reine Vorsteuerung der Sollwerte aktiviert. Für das Zeitintervall $[9\,\mathrm{ms},\ 11\,\mathrm{ms}]$ wird der Sollwert des DC-Stromes in $i^*_{DC} = 0\,\mathrm{A}$ geändert, während alle anderen Sollwerte beibehalten werden. Die Leistungsbilanz des MMC wird dadurch erheblich gestört, da weiterhin die Leistung $p_{AC} = 6\,\mathrm{kW}$ an das dreiphasige AC-System abgegeben wird. Die dafür notwendige Energie wird durch die SM-Kondensatoren gepuffert, was zu einer deutlichen Reduzierung der Zweigenergien und einer unsymmetrischen Energieverteilung führt. Schlussendlich wird durch diesen heftigen Eingriff ein herausfordernder dynamischer Fall generiert. Trotzdem gelingt es der MVC, die geforderten DC-Sollwertsprünge mithilfe der definierten $\frac{\mathrm{d}i_{DC}}{\mathrm{d}t}$-Rampen einzustellen und alle anderen Kontrollvariablen in den Toleranzbändern zu halten.

Als Zweites wird im Zeitintervall $[14\,\mathrm{ms},\ 17\,\mathrm{ms}]$ der Sollwert der AC-Stromamplitude $\hat{i}^*_{AC} = 0\,\mathrm{A}$ vorgegeben. Analog zu dem ersten Fall wird die Leistungsbilanz gestört und nun die Leistung $p_{DC} == 6\,\mathrm{kW}$ vom MMC aufgenommen, was zu einer Aufladung der SM-Kondensatoren führt. Da diese Aufladung ohne Einwirkung des Energiereglers erfolgt, wird die Unsymmetrie der Zweigenergien weiter verstärkt. Auch in diesem zweiten Fall gelingt es der MVC, die AC-Sollwertsprünge einzustellen und alle Toleranzbänder einzuhalten.

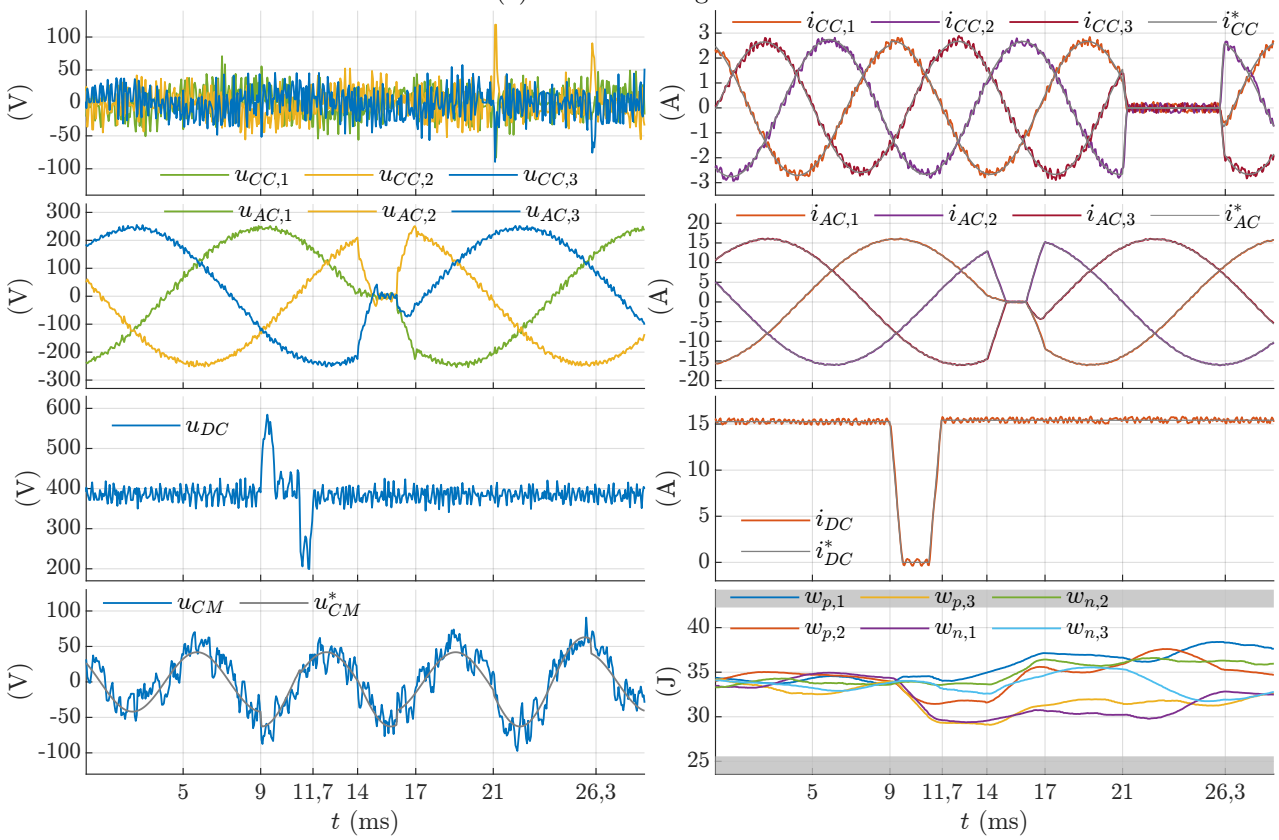
Zuletzt wird im Zeitintervall $[21\,\mathrm{ms},\ 26\,\mathrm{ms}]$ der Sollwert der CC-Stromamplitude $\hat{i}^*_{CC} = 0\,\mathrm{A}$ vorgegeben. Zwar bleibt dieses Mal die externe Leistungsbilanz erhalten, dennoch werden die Zweigenergien bei dieser Vorgabe nicht kontrolliert. Der MVC gelingt es die geforderten Sollwerte einzustellen und alle Toleranzbänder einzuhalten.

Zusammenfassend belegen die Ergebnisse aus Abb. 6.14a und 6.14b die Erfüllung folgender für die Entwicklung der MVC maßgeblichen Aufgabenstellungen:

- Individuelle und unabhängige Regelung der Kontrollvariablen (CC, AC, DC, CM).
- Permanente Einhaltung der Toleranzbänder.
- Robustheit gegenüber großen Energiehüben bzw. Rippeln der SM-Kondensatorspannungen.



(a) Simulationsergebnisse



(b) Experimentelle Ergebnisse

Abbildung 6.14: Vergleich von Simulation und Experiment bei Vorgabe von Sollwertänderungen.

Tabelle 6.5: Betriebsparameter für die dynamischen Sollwertänderungen in den Abb. 6.14a und 6.14b).

Name	Wert	Einheit	Beschreibung	Name	Wert	Einheit	Beschreibung
$u_{DC,ex}$	405	V	Externe DC-Spannung	L_e	2,11	mH	Zweiginduktivität
i^*_{DC}	15,3	A	DC-Strom	L_a	1,67	mH	AC-Induktivität
p^*_{DC}	6	kW	DC-Leistung	L_d	2,36	mH	DC-Induktivität
$\hat{i}^*_{AC}$	16	A	AC-Stromampl.	L_{CC}	6,33	mH	Eff. CC-Induktivität
$\hat{u}^*_{AC}$	250	V	AC-Spannungsampl.	L_{AC}	2,73	mH	Eff. AC-Induktivität
f_1	50	Hz	AC-Frequenz	L_{DC}	3,77	mH	Eff. DC-Induktivität
$\hat{i}^*_{CC}$	2,67	A	CC-Stromampl.	ξ_{CC}	1,4		Auslegung $i_{CC,TB}$
f_{CC}	100	Hz	CC-Frequenz	ξ_{AC}	1,4		Auslegung $i_{AC,TB}$
$\hat{u}^*_{CM}$	42	V	CM-Spannungsamplitude	ξ_{DC}	1,4		Auslegung $i_{DC,TB}$
f_{CM}	150	Hz	CM-Frequenz	$i_{CC,TB}$	268	mA	CC-Strom-TB
k	1,28		$k = {}^{2\hat{u}_{AC}}/_{u_{DC}}$	$i_{AC,TB}$	360	mA	AC-Strom-TB
m	1,56		$m = {}^{3\hat{i}_{AC}}/_{2i_{DC}}$	$i_{DC,TB}$	451	mA	DC-Strom-TB
$\cos(\varphi)$	≈ 1		Leistungsfaktor	ϑ_1	0,3		DC-TB Zone 1
				ϑ_2	0,45		DC-TB Zone 2
κ_{CC}	1,5		Auslegung $u_{CC,TB}$	$u_{CC,TB}$	83,8	V	CC-Spannungs-TB
κ_{AC}	1,5		Auslegung $u_{AC,TB}$	$u_{AC,TB}$	48,4	V	AC-Spannungs-TB
κ_{DC}	1,5		Auslegung $u_{DC,TB}$	$u_{DC,TB}$	77,6	V	DC-Spannungs-TB
κ_{CM}	1,4		Auslegung $u_{CM,TB}$	$u_{CM,TB}$	36,2	V	CM-Spannungs-TB

6.4 Externer DC-Spannungseinbruch

In diesem Abschnitt wird die MVC in Kombination mit verschiedenen Energiereglern bei einem Fehlerfall im externen DC-System analysiert. Die zwei zugehörigen experimentellen Ergebnisse sind in Abb. 6.15 dargestellt und enthalten alle Spannungen/Ströme der Kontrollvariablen sowie die Zweigenergien $w_{p/n,1/2/3}$.

In Abb. 6.15a wird der Grundfrequenz-Energieregler verwendet, der im Anhang A.4 beschrieben wird. Das Fehlerszenario ist ein Zusammenbruch der externen DC-Spannung $u_{DC,ex}$ von 590 V auf 280 V, das durch das bidirektionale Labornetzteil mit Funktionsgenerator erzeugt wird. Der Zeitpunkt des Zusammenbruchs ist zufällig und wurde nicht mit der MVC synchronisiert. Ebenfalls liegt der Messwert der Spannung $u_{DC,ex}$ nicht als nutzbare Eingangsgröße für die MVC und den Energieregler vor, da diese in einer realen Anwendung nicht messbar ist. Die Darstellung von $u_{DC,ex}$ dient nur zur Visualisierung und Erklärung des Vorgangs. Die Reaktion der Regelungsebenen der MMC-Anlage kann in drei wesentliche Schritte unterteilt werden:

1) Im Augenblick des Spannungszusammenbruchs zwischen $t = 4\,\text{ms}$ bis $t = 5\,\text{ms}$ ist die Hauptaufgabe der MVC die vorgegebenen Sollwerte der übergeordneten Reglerebene einzuhalten. Aufgrund dessen, dass der übergeordnete Energieregler zu diesem Zeitpunkt den Fehler noch nicht erkannt hat, sind die Sollwerte noch auf den vorherigen stationären Zustand bezogen. In anderen Worten stabilisiert die MVC den Fehlerzustand durch die Einprägung der Ströme und wartet auf aktualisierte Sollwerte. Da die MVC Strommesswerte und deren Ableitungen als Eingangsgrößen verwendet, kann ein derartiger Spannungszusammenbruch mit minimaler Totzeit detektiert werden. Es wird deutlich, dass die DC-Spannung u_{DC} der externen Spannung folgt, obwohl diese unbekannt ist und nicht als Messwert vorliegt. Zudem werden alle Kontrollvariablen weiterhin innerhalb ihrer Toleranzbänder geführt.

2) Mit einer Verzögerung von etwa 1 ms kann ab dem Zeitpunkt $t = 5\,\text{ms}$ eine Anpassung der Sollwerte durch den übergeordneten Energieregler beobachtet werden. Diese Verzögerung ist das Resultat einer geringeren Bandbreite des Energiereglers (Abtastzeitschritte von $T_s = 50\,\mu\text{s}$) und einer notwendigen Tiefpassfilterung von Messgrößen. In diesem Fall ist die DC-Spannung u_{DC} ausschlaggebend für die Erkennung des Fehlers. Hier wird die Bedeutung der Regelung von Stromableitungen bzw. Spannungsfehlern durch die MVC deutlich. Übertragen auf diesen Fehlerfall bedeutet dies, dass der Fehler $\frac{\mathrm{d}\Delta i_{DC}}{\mathrm{d}t}$ permanent minimiert und in einem Toleranzband gehalten wird. Dies gelingt dann, wenn die vom MMC gestellte DC-Spannung u_{DC} der externen Gegenspannung $u_{DC,ex}$ folgt. Schlus-

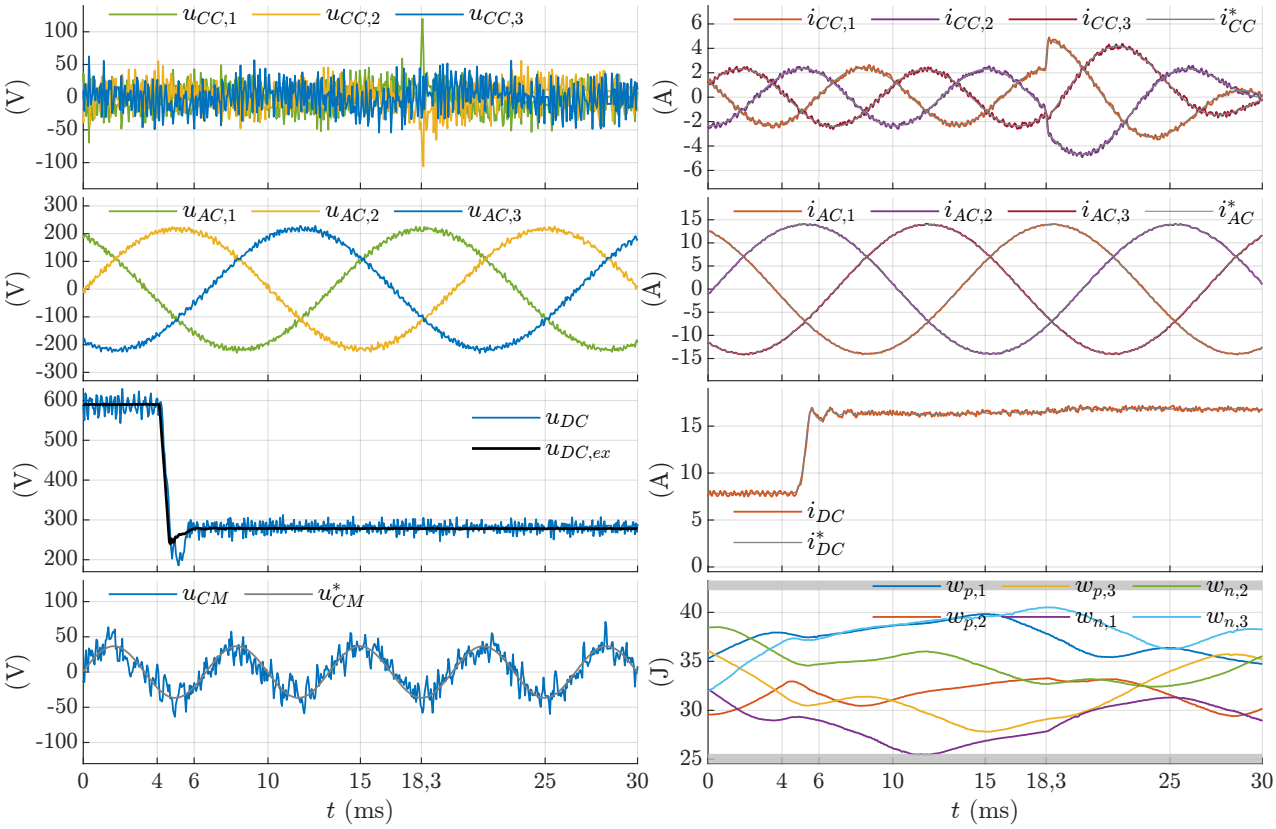
sendlich können dadurch essentielle Informationen über die externen Systeme gewonnen werden, die es dem Energieregler ermöglichen die Leistungsbilanz des MMC wiederherzustellen. In diesem Fall erfolgt dies durch eine Erhöhung des DC-Stromes i_{DC}, um die AC-Seite nicht zu beeinflussen. Eine Wiederherstellung der Leistungsbilanz kann auf beliebig viele Arten erfolgen. Eine beispielhafte weitere Möglichkeit ist die Reduzierung der AC-Leistung. Dies ist Situationsabhängig innerhalb der Energieregelung zu bewerten und hat keinen Einfluss auf die MVC. Die Trennung der Reglerebenen erweist sich auch hierbei als klarer Vorteil.

3) Erst zum Zeitpunkt $t = 18{,}3\,\mathrm{ms}$ wird die interne Zweigenergieverteilung durch neue Kreisstromsollwerte für die nächste Grundfrequenzperiode T_1 korrigiert. Da die bis dahin vorgegeben Sollwerte auf dem alten stationären Betrieb vor dem DC-Spannungszusammenbruch basieren, treten erhebliche Energieverschiebungen in den Zweigen auf. Folglich unterscheiden sich die SM-Kondensatorspannungen der Zweige deutlich voneinander. Auch unter diesem Umständen werden die definierten Toleranzbänder durch die MVC eingehalten, was die Funktionstüchtigkeit bei großen Kondensatorspannungsrippeln erneut belegt.

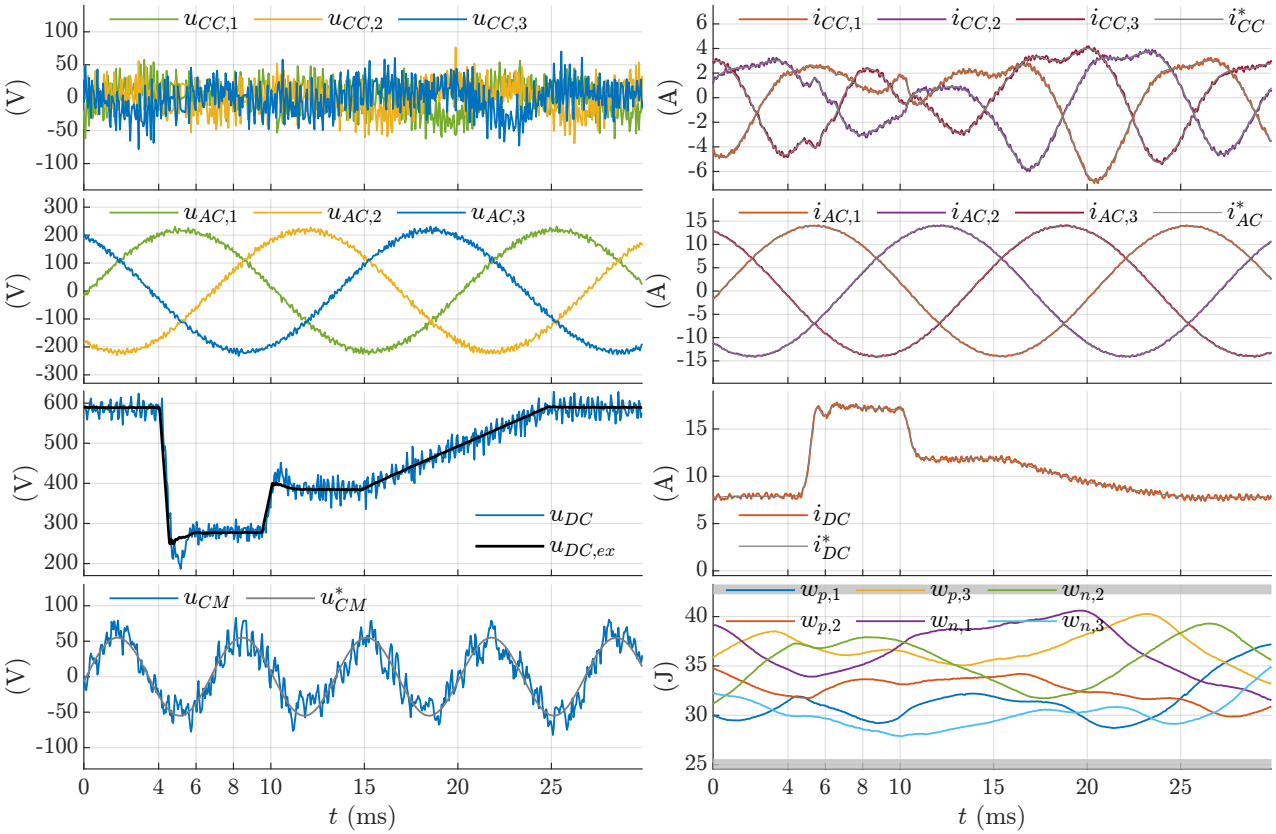
In Abb. 6.15b wird ein komplexerer, mehrstufiger DC-Spannungszusammenbruch experimentell untersucht. Zum Zeitintervall $t = 4\,\mathrm{ms} \ldots 5\,\mathrm{ms}$ bricht $u_{DC,ex}$ von $590\,\mathrm{V}$ auf $280\,\mathrm{V}$ zusammen. Anschließend erfolgt bei $t = 9{,}5\,\mathrm{ms}$ eine steile rampenartige Erhöhung auf $u_{DC,ex} = 380\,\mathrm{V}$, die für $5\,\mathrm{ms}$ beibehalten wird. Das Szenario endet mit einer langsamen Rückführung der externen DC-Spannung auf den Ausgangswert von $590\,\mathrm{V}$.

Für dieses Experiment wurde der Energieregler aus Abschnitt 3.4 eingesetzt, der auf Momentanwerten der Leistungen und Energien basiert. Es fällt auf, dass sich die Signalformen der Kreisströme und der CM-Spannung von der Grundfrequenzregelung aus Abb. 6.15a unterscheiden, aber dennoch die charakteristischen Harmonischen $2f_1$ (CC) und $3f_1$ (CM) enthalten. Die Anpassung des DC-Stromes zur Zeit $t = 5\,\mathrm{ms}$ ist in beiden Experimenten ähnlich. Deutliche Unterschiede sind bei den Kreisströmen zu erkennen, die beim Momentanleistungsregler unmittelbar angepasst werden. Durch die sofortige Minimierung der Zweigleistungen kann das Auseinanderdriften der Zweigenergien reduziert werden.

Zusammenfassend konnte mit diesem Experiment nachgewiesen werden, dass die MVC eine solide Basis für übergeordnete Energieregler bildet. Dies umfasst die unabhängige Regelung der Kontrollvariablen, die Einhaltung der Toleranzbänder, die Funktionstüchtigkeit bei großen SM-Kondensatorspannungsrippeln und die Handhabung von Fehlerfällen. Im Rückblick auf Abb. 2.4 konnte weiterhin bewiesen werden, dass das ESB der externen Dynamik durch eine äquivalente Gegenspannung und eine äquivalente Induktivität deutliche Vorteile aufweist. Der hier untersuchte externe DC-Spannungszusammenbruch kann als Änderung der äquivalenten Gegenspannung im DC-System interpretiert werden. Die Funktionstüchtigkeit und Stabilität bei einer schlagartigen Änderung konnte nachgewiesen werden. Die Robustheit gegenüber der äquivalenten Induktivität wird im nachfolgenden Abschnitt 6.5 untersucht.



(a) DC-Spannungseinbruch bei Verwendung des Grundfrequenz-Energiereglers aus dem Anhang A.4.



(b) DC-Spannungseinbruch bei Verwendung des Momentanleistungsreglers aus Abschnitt 3.4.

Abbildung 6.15: Vergleich zweier experimenteller Ergebnisse mit verschiedenen Energiereglern bei einem externen (unbekannten) DC-Spannungseinbruch.

6.5 Robustheit gegenüber Parametrierungsfehlern der äquivalenten Induktivitäten

Wie bereits erläutert, ermöglicht die entwickelte MVC einen stabilen Betrieb, ohne das die komplexe Ersatzschaltung der angeschlossenen AC- und DC-Netze bekannt sein muss. Um ihre Aufgaben zu erfüllen, genügt es hingegen, diese externen Systeme durch eine momentane Gegenspannung und eine effektive Induktivität (des gesamten Stromkreises) zu modellieren, welche jeweils für die kurze Zeitspanne zwischen zwei Schalthandlungen gelten (siehe Abschnitt 2.2).

In dem hier durchgeführten Experiment soll die Robustheit der MVC gegenüber einer ungenauen Parametrierung der äquivalenten bzw. effektiven Induktivitäten nachgewiesen werden. Diese enthalten Anteile der externen Induktivitäten L_d und L_a, welche in realen Netzanwendungen nur mit begrenzter Genauigkeit bestimmt werden können und bei welchen von zeitlichen Veränderungen auszugehen ist. Die experimentellen Ergebnisse wurden auf Basis der Betriebsparameter in Tab. 6.6 aufgenommen und sind in Abb. 6.16 dargestellt. Darin wird die externe DC-Induktivität (links) und die externe AC-Induktivität (rechts) im experimentellen Aufbau verändert, während die MVC unverändert mit den Parametern $L_{d,set} = 2{,}69\,\mathrm{mH}$ und $L_{a,set} = 1{,}54\,\mathrm{mH}$ operiert. Die Ergebnisse zeigen die resultierende MVC Eingriffsfrequenz f_{MVC}, die prozentualen Anteile der Schaltungstypen (ES, ZS, DS) und die Halbleiter-Schaltfrequenz bei bis zu $\pm 40\,\%$ abweichenden Induktivitätswerten im realen Hardwareaufbau.

In 6.16 (links) wird die DC-Seite analysiert, während keine Veränderungen im AC-System vorgenommen werden. Zunächst fällt auf, dass die Schaltfrequenz bei kleineren Werten von L_d ansteigt. Da die Spannungsstufen u_C sowie das DC-Stromtoleranzband $i_{DC,TB}$ unverändert sind, wird eine genauere Regelung der Spannungszeitflächenfehler im DC-System erforderlich. Dies führt dazu, dass mehr Schalteingriffe je Zeiteinheit durchgeführt werden. Im Wesentlichen erhöht sich die Anzahl der DS, welche in der MVC bei Verletzung des Toleranzbandes des DC-Gesamtfehlers e_{DC} ausgeführt werden. Des Weiteren fällt auf, dass die Summe der Eingriffe von ES und ZS bei Veränderung von L_d konstant bleibt. Lediglich der Anteil an ZS steigt bei kleinerem L_d. Es werden also häufiger ES zu ZS erweitert, damit eine zusätzliche Korrektur des DC-Fehlers e_{DC} erreicht wird. All diese Beobachtungen decken sich mit den theoretischen, physikalischen Überlegungen. Weiterhin konnte nachgewiesen werden, dass die MVC auch bei $\pm 40\,\%$ abweichender DC-Induktivität funktioniert.

In 6.16 (rechts) wird die AC-Seite analysiert, während keine Veränderungen im DC-System vorgenommen werden. Bei Verkleinerung von L_a im Hardwareaufbau benötigt die MVC eine höhere Eingriffsfrequenz und Schaltfrequenz. Dabei steigt die absolute Anzahl von ES an, während die Anzahl von ZS und DS nahezu konstant bleibt. Dies ist eine Beobachtung die sich mit den theoretischen Überlegungen deckt, weil ES stets für eine gemeinsame Korrektur des CC- und AC-Gesamtfehlers eingesetzt werden. Mit diesem Experiment konnte nachgewiesen werden, dass die MVC auch bei $\pm 40\,\%$ abweichender AC-Induktivität funktioniert.

Zusammenfassend hat sich das ESB der externen Dynamiken aus Abschnitt 2.2 als zielführend und richtig erweisen. Eine Robustheit der MVC gegenüber Parametrierungsfehlern konnte experimentell nachgewiesen werden.

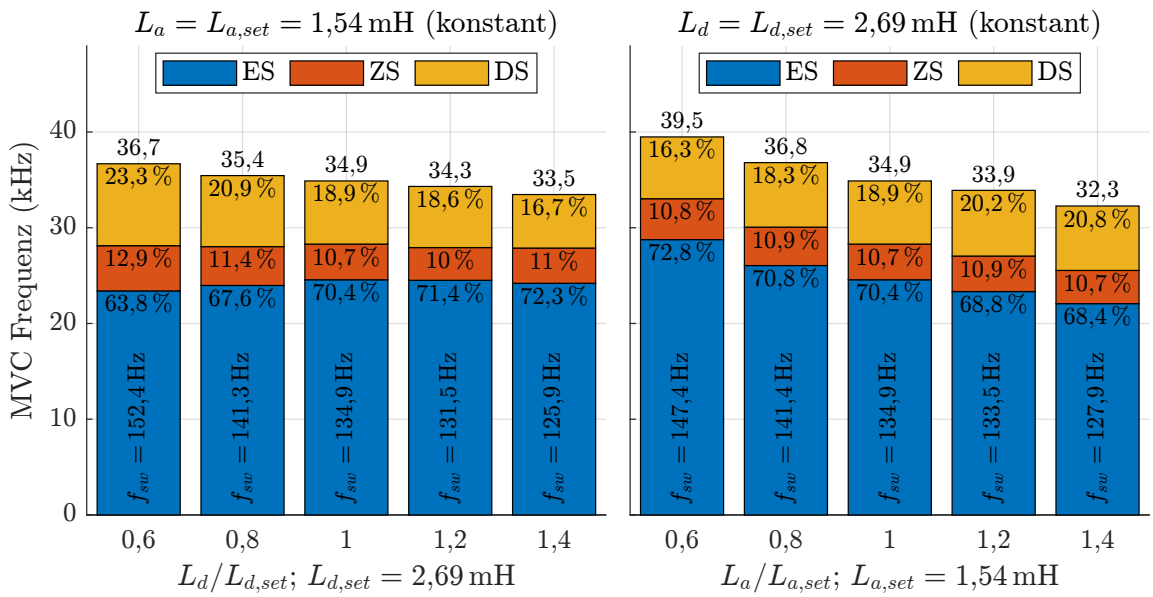


Abbildung 6.16: Experimentelle Ergebnisse zur Robustheit gegenüber Parametrierungsfehlern: Die MVC operiert mit den Werten $L_{d,set} = 2{,}69\,\mathrm{mH}$ und $L_{a,set} = 1{,}54\,\mathrm{mH}$, während die realen Induktivitäten L_d und L_a im Hardwareaufbau verändert werden [33].

Tabelle 6.6: Betriebsparameter für die experimentellen Ergebnisse der Robustheitsanalyse gegenüber Parametrierungsfehlern in Abb. 6.16.

Name	Wert	Einheit	Beschreibung	Name	Wert	Einheit	Beschreibung
$u_{DC,ex}$	365	V	Externe DC-Spannung	L_e	1,74	mH	Zweiginduktivität
i^*_{DC}	14,4	A	DC-Strom	L_a	1,54	mH	AC-Induktivität
p^*_{DC}	5,3	kW	DC-Leistung	L_d	2,69	mH	DC-Induktivität
$\hat{i}^*_{AC}$	15	A	AC-Stromampl.	L_{CC}	5,22	mH	Eff. CC-Induktivität
$\hat{u}^*_{AC}$	235	V	AC-Spannungsampl.	L_{AC}	2,41	mH	Eff. AC-Induktivität
f_1	50	Hz	AC-Frequenz	L_{DC}	3,85	mH	Eff. DC-Induktivität
$\hat{i}^*_{CC}$	2,5	A	CC-Stromampl.	ξ_{CC}	1,4		Auslegung $i_{CC,TB}$
f_{CC}	100	Hz	CC-Frequenz	ξ_{AC}	1,4		Auslegung $i_{AC,TB}$
$\hat{u}^*_{CM}$	39	V	CM-Spannungsamplitude	ξ_{DC}	1,4		Auslegung $i_{DC,TB}$
f_{CM}	150	Hz	CM-Frequenz	$i_{CC,TB}$	308	mA	CC-Strom-TB
k	1,28		$k = {}^{2\hat{u}_{AC}}/_{u_{DC}}$	$i_{AC,TB}$	386	mA	AC-Strom-TB
m	1,56		$m = {}^{3\hat{i}_{AC}}/_{2i_{DC}}$	$i_{DC,TB}$	418	mA	DC-Strom-TB
$\cos(\varphi)$	≈ 1		Leistungsfaktor	ϑ_1	0,3		DC-TB Zone 1
$\tilde{T}_v$	25	µs	Mittlere Verweildauer	ϑ_2	0,45		DC-TB Zone 2
κ_{CC}	1,5		Auslegung $u_{CC,TB}$	$u_{CC,TB}$	83,8	V	CC-Spannungs-TB
κ_{AC}	1,5		Auslegung $u_{AC,TB}$	$u_{AC,TB}$	48,4	V	AC-Spannungs-TB
κ_{DC}	1,5		Auslegung $u_{DC,TB}$	$u_{DC,TB}$	77,6	V	DC-Spannungs-TB
κ_{CM}	1,4		Auslegung $u_{CM,TB}$	$u_{CM,TB}$	36,2	V	CM-Spannungs-TB

6.6 AC-Phasensprung

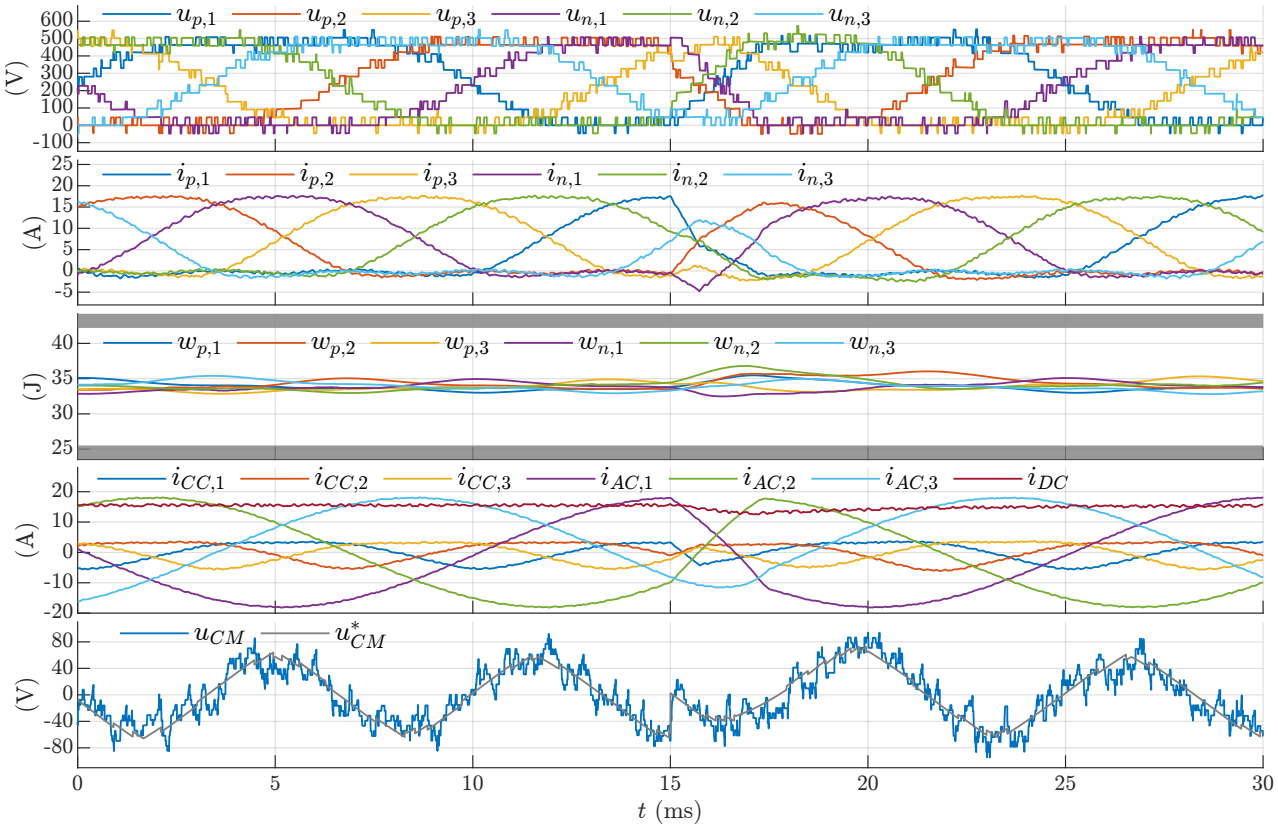
In diesem Abschnitt wird der Momentanleistungsregler (siehe Abschnitt 3.4) in Kombination mit der MVC bei einem AC-Phasensprung eingesetzt. Die simulierten und experimentellen Ergebnisse sind in den Abbildungen 6.17a und 6.17b dargestellt.

Zum Zeitpunkt $t = 15\,\mathrm{ms}$ werden die Sollwerte der AC-Ströme sprunghaft um $\Delta\alpha_{AC} = 90°$ verändert. Da der nun verwendete Energieregler ausschließlich auf dem momentanen Zustand des Systems basiert, erfolgt eine unmittelbare Anpassung der CC- und CM-Sollwerte. In diesem anspruchsvollen Szenario ist es notwendig, sämtliche Freiheitsgrade zu justieren: Zuerst müssen die entstehenden Zweigleistungen gering gehalten werden, um das „Weglaufen“ der Energien zu verhindern. Außerdem passt die Energieverteilung der Zweige nicht mehr zum neuen stationären Zustand, wodurch eine Neuverteilung vorgenommen wird. Diese Aufgaben bewirken sprunghafte und gleichzeitige Sollwertänderungen aller Freiheitsgrade.

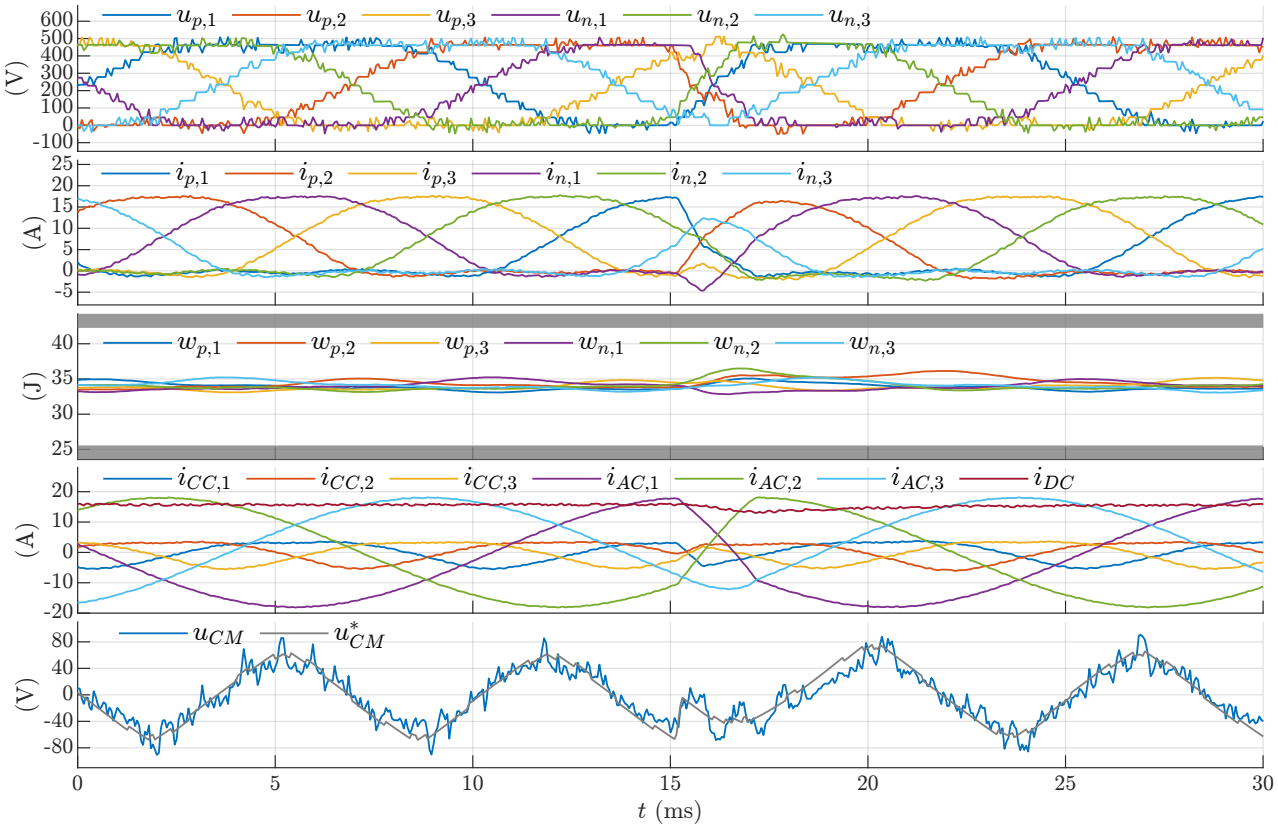
Im Augenblick des AC-Sprunges wird dadurch die volle Reglerbandbreite der MVC erfordert, um eine hochfrequente Serie an Korrektureingriffen durchzuführen. Die rampengefilterten Sollwerte führen zu einem kontrollierten Übergang zum neuen Betriebszustand. Es gelingt der MVC, alle geregelten Variablen in den Toleranzbändern zu halten.

Mit diesem Versuch konnte nachgewiesen werden, dass die MVC universell einsetzbar ist und eine generelle Unabhängigkeit von dem jeweils eingesetzten Energiereglern besitzt. Die Unterteilung in mehrere Reglerebenen (siehe Abb. 4.8) und die strikte Aufgabentrennung hat sich als vorteilhaft herausgestellt.

Zuletzt werden noch die Sollwertvorgaben des hier verwendeten Momentanleistungsreglers besprochen, obwohl dies nicht im Fokus dieser Arbeit steht. Bei Betrachtung der Zweigspannungen in Abb. 6.17a und 6.17b fällt auf, dass die CM-Spannung die typische $3f_1$ Frequenzkomponente enthält, ohne dass diese explizit vorgegeben wird. Dies ist das Resultat der Minimierung der Leistungsterme, also des Produkts aus Strom und Spannung, wodurch die Tendenz der Zweigspannungen in Richtung 0 V eingeprägt wird. Ein ähnliches Verhalten ist bei den Zweigströmen zu beobachten. Die Kreisströme weisen neben höherfrequenten Harmonischen eine klare $2f_1$ Frequenzkomponente auf. Dadurch wird die Tendenz der Zweigströme zu 0 A erzeugt, was ebenfalls ein Resultat der Minimierung der Zweigleistungen ist. Als Resümee kann festgehalten werden, dass der sehr einfache Entwurf eines Momentanleistungsreglers neben der Energieregelung auch eine Optimierung des Betriebszustandes durchführt, was bereits in Abschnitt 3.2 für vorgegebene Frequenzkomponenten für CC und CM beschrieben wurde.



(a) Simulationsergebnisse



(b) Experimentelle Ergebnisse

Abbildung 6.17: Vergleich von Simulation und Experiment bei Verwendung des Momentanleistungsreglers bei einer AC-Stromsollwertänderung (Winkelsprung $\Delta\alpha_{AC} = 90°$).

7 Zusammenfassung und Ausblick

Der Modulare Multilevel Umrichter (MMC) bietet in Hochleistungsanwendungen wesentliche Vorteile und ist deshalb eine vielversprechende Topologie für gegenwärtige und zukünftige Anwendungen. Im Rahmen der Energiewende wird eine funktionale, qualitative Erweiterung der vorhandenen Netzinfrastruktur erforderlich, welche insbesondere weitere Gleichspannungs-Übertragungen und elektronisch regelbare, vermaschte DC-Netze umfasst.

Im Rahmen dieser Arbeit wird der MMC untersucht und ein neuartiges Regelungskonzept, die Multivariable Control (MVC), vorgestellt. Dazu wird einleitend in Kapitel 1 der MMC beschrieben und relevante Submodultopologien vorgestellt. Es folgt die Herleitung der Stromdynamiken in Kapitel 2 und der Energiedynamiken in Kapitel 3. Eine Analyse bis zu diesem Punkt wurde bereits mehrfach in der Literatur durchgeführt. Der neue Beitrag dieser Arbeit beginnt in Kapitel 4 mit der Vorstellung der MVC, die gegenüber dem Stand der Technik wesentliche Fortschritte ermöglicht:

- Direkte und voneinander unabhängige Regelung aller Variablen (fünf Ströme (CC, AC, DC) und die CM-Spannung) in jeglichen Betriebsszenarien (stationärer Betrieb und Fehlerfälle).
- Individuelle Toleranzbänder für jede Variable.
- Durch die inkludierte Regelung der ersten Stromableitungen werden Spannungsfehler kontinuierlich minimiert und eine exzellente Spannungsqualität erreicht. Dadurch können die internen (aber auch externen) Induktivitäten minimal ausgelegt werden.
- Eine sehr geringe Totzeit, welche insbesondere die Schutztechnik verbessert.
- Die Berechnungskomplexität der MVC steigt nicht mit einer Erhöhung der Anzahl an Submodulen pro Zweig.
- Parametrierung der MVC auf Basis von bekannten Systemgrößen in allgemeiner, normierter Form.
- Robustheit gegenüber ungenauen Modellen der externen Netze.
- Das Erlauben von großen SM-Kondensatorspannungsrippeln ermöglicht die Reduzierung der installierten Kapazitäten.
- Adaptive Schaltfrequenz: D.h. minimale Schaltfrequenz im stationären Betrieb und temporäre Erhöhungen bei Fehlerfällen oder hochdynamischen Sollwertänderungen.
- Klar definierte Schnittstellen und Aufgabentrennung zu den übergeordneten Reglerebenen.

Die MVC aus Kapitel 4 wird auf Basis eines Simulationsmodell und eines Hardwareaufbaus verifiziert, die in Kapitel 5 beschrieben werden. Eine Analyse und Gegenüberstellung der simulierten und experimentellen Ergebnisse erfolgt in Kapitel 6. Neben dem stationären Betrieb werden darin auch die hochdynamischen Eigenschaften bei Fehlerfällen oder Sollwertänderungen, eine umfangreiche Schaltfrequenzanalyse und die Robustheit gegenüber Parametrierungsfehlern nachgewiesen.

Ein gewisses Potential für weitere Arbeiten bietet die Lookup-Table. Eine Umgestaltung der Eingangsinformationen könnte die Möglichkeit der Offlineoptimierung nochmals effizienter einsetzbar machen, wodurch Schaltentscheidungen denkbar sind, die noch individueller auf den aktuellen Betriebszustand des Systems zugeschnitten sind. Änderungen an der Lookup-Table können einfach eingearbeitet werden, weil die Schnittstelle klar definiert und keine Änderungen am Prinzip der MVC erforderlich sind.

Des Weiteren ermöglicht die hochdynamische Stromregelung der MVC neue Ansätze für die Energie- und Netzregelung. Im Rahmen von dtec.bw (Zentrum für Digitalisierungs- und Technologieforschung der Bundeswehr) ist das Projekt DEFINE entstanden, welches u.a. dieser Aufgabenstellung nachgeht. Das Ziel ist ein ganzheitliches Konzept eines DC-Netzes mit MMCs zu erforschen, welches insbesondere die optimierte, schnelle Lastflussregelung und die rein elektronische Beherrschung von Netzfehlern ermöglicht. Dies umfasst die Entwicklung übergeordneter Regelungskonzepte für die Netzregelung, den Einsatz fortschrittlicher Submodultopologien und den Aufbau von Hardwareprototypen.

A Ausführliche Herleitungen

A.1 Herleitung der momentanen 3-phasigen AC-Leistung

Für die Einhaltung der Leistungsbilanz wird in Kapitel 3.1 die momentane 3-phasige AC-Leistung verwendet.

$$\begin{aligned}\sum_{x=1}^{3} i_{AC,x} u_{AC,x} = \hat{u}_{AC}\hat{i}_{AC}\Big[&\cos(\omega_1 t)\cos(\omega_1 t - \varphi_{ia}) \\ &+\cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\omega_1 t - \varphi_{ia} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ &+\cos\left(\omega_1 t - \frac{4\pi}{3}\right)\cos\left(\omega_1 t - \varphi_{ia} - \frac{4\pi}{3}\right)\Big]\end{aligned} \tag{A.81}$$

$$\boxed{\text{mit:} \quad \cos(a)\cos(b) = \frac{1}{2}\left(\cos(a-b) + \cos(a+b)\right)} \tag{A.82}$$

$$\begin{aligned}\sum_{x=1}^{3} i_{AC,x} u_{AC,x} &= \frac{\hat{u}_{AC}\hat{i}_{AC}}{2}\Big[\cos(\varphi_{ia}) + \cos(2\omega_1 t - \varphi_{ia}) \\ &\quad +\cos(\varphi_{ia}) + \cos\left(2\omega_1 t - \varphi_{ia} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ &\quad +\cos(\varphi_{ia}) + \underbrace{\cos\left(2\omega_1 t - \varphi_{ia} - \frac{8\pi}{3}\right)}_{\cos\left(2\omega_1 t - \varphi_{ia} - \frac{2\pi}{3}\right)}\Big] \\ &= \frac{3\hat{u}_{AC}\hat{i}_{AC}}{2}\cos(\varphi_{ia})\end{aligned} \tag{A.83}$$

A.2 Zusätzliche Bemerkungen zu den Spannungsfehlern und Stromfehlern

In Abschnitt 4.4.3 wurden die Spannungs- und Stromfehler der Kontrollvariablen definiert. Für ein besseres Verständnis dieser Definition und deren Bedeutung in den simulierten und experimentellen Ergebnissen in Abb. 6.12 und 6.13 werden in diesem Abschnitt zusätzliche Erklärungen anhand eines Beispiels gegeben.

Als Beispiel wird die Einzelschaltung $+p_2$ analysiert. Es werden ausschließlich die Änderungen der Istspannungen auf Basis von (2.14), (2.15) und (2.18) berechnet, weil nur die Wirkung dieser ES auf die Spannungs- und Stromfehler von Interesse ist:

$$u_{DC} = -L_{DC}\frac{\mathrm{d}i_{DC}}{\mathrm{d}t} = \frac{u_C}{3} > 0 \tag{A.84}$$

$$u_{CC,1} = L_{CC}\frac{\mathrm{d}i_{CC,1}}{\mathrm{d}t} = \frac{u_C}{2} > 0 \tag{A.85}$$

$$u_{AC,12} = L_{AC}\frac{\mathrm{d}i_{AC,12}}{\mathrm{d}t} = \frac{u_C}{2} > 0. \tag{A.86}$$

Auf Basis von (4.54) können die Spannungsfehler

$$\Delta u_{DC} = \underbrace{u_{DC,ex} - L_{DC}\frac{\mathrm{d}i^*_{DC}}{\mathrm{d}t}}_{u^*_{DC}} - \underbrace{\left(u_{DC,ex} - L_{DC}\frac{\mathrm{d}i_{DC}}{\mathrm{d}t}\right)}_{u_{DC}} = -L_{DC}\left(\frac{\mathrm{d}i^*_{DC}}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}i_{DC}}{\mathrm{d}t}\right) \tag{A.87}$$

$$\Delta u_{CC,1} = \underbrace{L_{CC}\frac{\mathrm{d}i^*_{CC,1}}{\mathrm{d}t}}_{u^*_{CC,1}} - \underbrace{\left(L_{CC}\frac{\mathrm{d}i_{CC,1}}{\mathrm{d}t}\right)}_{u_{CC,1}} = L_{CC}\left(\frac{\mathrm{d}i^*_{CC,1}}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}i_{CC,1}}{\mathrm{d}t}\right) \tag{A.88}$$

$$\Delta u_{AC,12} = \underbrace{u_{g,12} + L_{AC}\frac{\mathrm{d}i^*_{AC,12}}{\mathrm{d}t}}_{u^*_{AC,12}} - \underbrace{\left(u_{g,12} + L_{AC}\frac{\mathrm{d}i_{AC,12}}{\mathrm{d}t}\right)}_{u_{AC,12}} = L_{AC}\left(\frac{\mathrm{d}i^*_{AC,12}}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}i_{AC,12}}{\mathrm{d}t}\right) \tag{A.89}$$

berechnet werden. Da an dieser Stelle nur die Spannungsänderung durch die ES $+p_2$ bestimmt werden soll, kann der Anfangszustand

$$\frac{\mathrm{d}i^*_{DC}}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}i^*_{CC,1}}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}i^*_{AC,12}}{\mathrm{d}t} = 0 \qquad \text{und} \qquad \Delta u_{DC} = \Delta u_{CC,1} = \Delta u_{AC,12} = 0 \tag{A.90}$$

festgelegt werden.

$$\Delta u_{DC} = L_{DC}\frac{\mathrm{d}i_{DC}}{\mathrm{d}t} = -u_{DC} \overset{(A.84)}{=} -\frac{u_C}{3} < 0 \tag{A.91}$$

$$\Delta u_{CC,1} = -L_{CC}\frac{\mathrm{d}i_{CC,1}}{\mathrm{d}t} = -u_{CC,1} \overset{(A.85)}{=} -\frac{u_C}{2} < 0 \tag{A.92}$$

$$\Delta u_{AC,12} = -L_{AC}\frac{\mathrm{d}i_{AC,12}}{\mathrm{d}t} = -u_{AC,12} \overset{(A.86)}{=} -\frac{u_C}{2} < 0. \tag{A.93}$$

Es wird deutlich, dass das zusätzliche negative Vorzeichen in der Definition des DC-Spannungsfehlers dazu führt eine für alle Kontrollvariablen einheitliche Spannungsänderung zu bewirken. Für eine konsistente Definition ist dieses Vorzeichen ebenfalls in den Stromfehlern (4.53) vorhanden. Dies ermöglicht die Kurzschreibweise

$$\Delta u_{DC} = L_{DC}\frac{\mathrm{d}\Delta i_{DC}}{\mathrm{d}t} = -L_{DC}\left(\frac{\mathrm{d}i^*_{DC}}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}i_{DC}}{\mathrm{d}t}\right) \tag{A.94}$$

$$\Delta u_{CC,1} = L_{CC}\frac{\mathrm{d}\Delta i_{CC,1}}{\mathrm{d}t} = L_{CC}\left(\frac{\mathrm{d}i^*_{CC,1}}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}i_{CC,1}}{\mathrm{d}t}\right) \tag{A.95}$$

$$\Delta u_{AC,12} = L_{AC}\frac{\mathrm{d}\Delta i_{AC,12}}{\mathrm{d}t} = L_{AC}\left(\frac{\mathrm{d}i^*_{AC,12}}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}i_{AC,12}}{\mathrm{d}t}\right). \tag{A.96}$$

Abschließend kann festgehalten werden, dass die Änderungen der Istspannungen und Fehlerspannungen bei der Ausführung von Schalthandlungen stets invertierte Vorzeichen besitzen. In den Tabellen 4.2, 4.4, 4.5 und den Abbildungen 4.9, 4.12, 4.10 werden die Änderungen der Istspannungen bei Ausführung von ES, ZS und DS dargelegt. Hingegen sind in den Ergebnissen der Simulation und des Experiments die Spannungsfehler dargestellt, wodurch die Spannungsänderungen der skalaren Komponenten (DC und CM) invertiert sind und die Raumzeiger (CC und AC) eine Phasenverschiebung von 180° aufweisen.

A.3 Überprüfung sechseckiger Toleranzbänder

Dieser Abschnitt beinhaltet die Herleitung der Überprüfung eines sechseckigen Toleranzbandes, wie in Abb. A.1 dargestellt. Zwei Parameter definieren das Sechseck vollständig: Die Kantenlänge k und der Winkel δ. Die in Abb. A.1 dargestellte Lage entspricht $\delta = 0°$. Zunächst wird ein allgemeiner Zeiger, welcher einen beliebigen Spannungs- oder Stromfehler repräsentiert, mit Betrag l und Phase α in

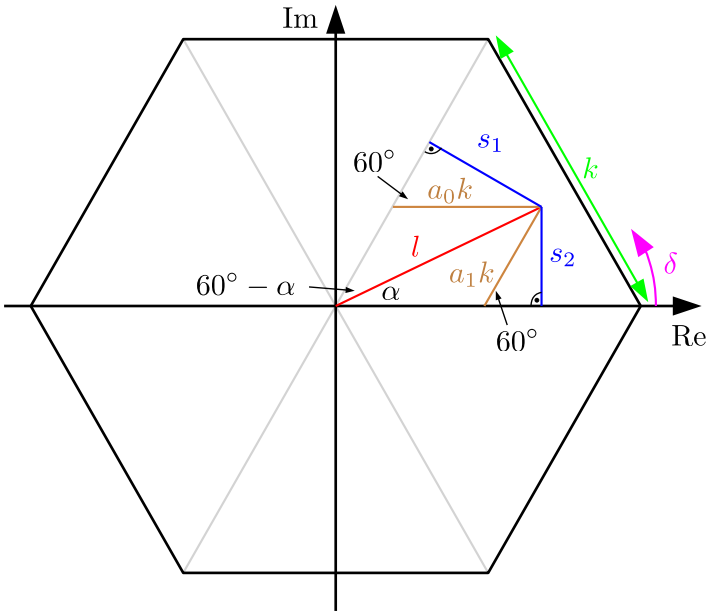


Abbildung A.1: Geometrische Zusammenhänge des Toleranzbandes in der α/β-Ebene (komplex).

den ersten 60°-Sektor eingezeichnet. Grundsätzlich genügt aufgrund der Symmetrie die Betrachtung eines 60°-Sektors. Es ergeben sich die folgenden trigonometrischen Beziehungen:

$$\sin(60° - \alpha) = \frac{s_1}{l}, \qquad \sin(60°) = \frac{s_1}{a_0 k}, \qquad a_0 \in [0 \quad 1] \tag{A.97}$$

$$\sin(\alpha) = \frac{s_2}{l}, \qquad \sin(60°) = \frac{s_2}{a_1 k}, \qquad a_1 \in [0 \quad 1]\,. \tag{A.98}$$

Der Betrag l entspricht dem des Toleranzbandes, wenn $a_0 + a_1 = 1$ erfüllt ist:

$$a_1 = \frac{l \sin(\alpha)}{k \sin(60°)}, \qquad a_0 = \frac{l \sin(60° - \alpha)}{k \sin(60°)}. \tag{A.99}$$

$$\begin{aligned} a_0 + a_1 = 1 &\Leftrightarrow \frac{2l}{\sqrt{3}k}\big(\sin(\alpha) + \sin(60° - \alpha)\big) = 1 \\ &\overset{(A.101)}{\Leftrightarrow} l = \frac{k\sqrt{3}}{\sin(\alpha) + \sqrt{3}\cos(\alpha)}. \end{aligned} \tag{A.100}$$

$$\boxed{\sin(x - y) = \sin(x)\cos(y) - \cos(x)\sin(y)} \tag{A.101}$$

Für α sind in (A.100) nur Werte im Intervall [0 60°] zugelassen. Die Symmetrie des Sechsecks ermöglicht aber das Umrechnen von größeren α-Werten ($\alpha > 60°$) in einen äquivalenten Winkel α_{rel}, indem ganzzahlige Vielfache von 60° abgezogen werden. Ebenfalls kann mit α_{rel} eine Drehung des Toleranzbandes δ berücksichtigt werden.

A.4 Energieregelung auf Basis der Grundfrequenz

In diesem Abschnitt wird ein Konzept zur Energieregelung aus dem Stand der Technik [54,61,132,133] in die hier verwendete Notation übertragen und kompakt hergeleitet. Ausgehend von den Zweigleistungen (3.25) werden Summen und Differenzen der Phasen x, $x \in \{1,2,3\}$ gebildet:

$$\begin{aligned} p_{\Sigma,x} &= p_{p,x} + p_{n,x} = \frac{i_{DC}u_{DC}}{3} - i_{AC,x}u_{AC,x} - i_{AC,x}u_{CM} + i_{CC,x}u_{DC} \\ p_{\Delta,x} &= p_{p,x} - p_{n,x} = -\frac{2i_{DC}u_{AC,x}}{3} + \frac{i_{AC,x}u_{DC}}{2} - \frac{2i_{DC}u_{CM}}{3} - 2i_{CC,x}u_{AC,x} - 2i_{CC,x}u_{CM}. \end{aligned} \tag{A.102}$$

Weiterhin werden diese Gleichungen Clark-transformiert:

$$\begin{aligned} p_{\Sigma,\alpha} &= \frac{2}{3}p_{\Sigma 1} - \frac{1}{3}p_{\Sigma 2} - \frac{1}{3}p_{\Sigma 3} \\ &= \frac{2}{3}\left(p_{p1} + p_{n1}\right) - \frac{1}{3}\left(p_{p2} + p_{n2}\right) - \frac{1}{3}\left(p_{p3} + p_{n3}\right) \\ &= -\frac{i_{AC,\alpha}u_{AC,\alpha}}{2} + \frac{i_{AC,\beta}u_{AC,\beta}}{2} + i_{CC,\alpha}u_{DC} - i_{AC,\alpha}u_{CM} \\ p_{\Sigma,\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}}\left(p_{\Sigma,2} - p_{\Sigma,3}\right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{3}}\left(p_{p2} + p_{n2} - p_{p3} - p_{n3}\right) \\ &= \frac{i_{AC,\beta}u_{AC,\alpha}}{2} + \frac{i_{AC,\alpha}u_{AC,\beta}}{2} + i_{CC,\beta}u_{DC} - i_{AC,\beta}u_{CM} \\ p_{\Sigma,0} &= \frac{1}{3}\left(p_{\Sigma,1} + p_{\Sigma,2} + p_{\Sigma,3}\right) \\ &= \frac{1}{3}\left(p_{p1} + p_{n1} + p_{p2} + p_{n2} + p_{p3} + p_{n3}\right) \\ &= \frac{i_{DC}u_{DC}}{3} - \frac{i_{AC,\alpha}u_{AC,\alpha}}{2} - \frac{i_{AC,\beta}u_{AC,\beta}}{2} \\ p_{\Delta,\alpha} &= \frac{2}{3}p_{\Delta,1} - \frac{1}{3}p_{\Delta,2} - \frac{1}{3}p_{\Delta,3} \\ &= \frac{2}{3}\left(p_{p1} - p_{n1}\right) - \frac{1}{3}\left(p_{p2} - p_{n2}\right) - \frac{1}{3}\left(p_{p3} - p_{n3}\right) \\ &= \frac{i_{AC,\alpha}u_{DC}}{2} - \frac{2i_{DC}u_{AC,\alpha}}{3} - i_{CC,\alpha}u_{AC,\alpha} - 2i_{CC,\alpha}u_{CM} + i_{CC,\beta}u_{AC,\beta} \\ p_{\Sigma,\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}}\left(p_{\Delta,2} - p_{\Delta,3}\right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{3}}\left(p_{p2} - p_{n2} - p_{p3} + p_{n3}\right) \\ &= \frac{i_{AC,\beta}u_{DC}}{2} - \frac{2i_{DC}u_{AC,\beta}}{3} + i_{CC,\alpha}u_{AC,\beta} - 2i_{CC,\beta}u_{CM} + i_{CC,\beta}u_{AC,\alpha} \\ p_{\Delta,0} &= \frac{1}{3}\left(p_{\Delta,1} + p_{\Delta,2} + p_{\Delta,3}\right) \\ &= -\frac{2i_{DC}u_{CM}}{3} - i_{CC,\alpha}u_{AC,\alpha} - i_{CC,\beta}u_{AC,\beta}. \end{aligned} \tag{A.103}$$

In diesen Gleichungen sind die Kreisströme $i_{CC,\alpha/\beta}$ und die CM-Spannung u_{CM} farbig dargestellt, welche grundsätzlich zur Regelung der internen Zweigenergien eingesetzt werden können. In der $p_{\Sigma,0}$-Komponente, welche dem Mittelwert aller Zweigleistungen entspricht, sind keine Terme vorhanden die $i_{CC,\alpha/\beta}$ oder u_{CM} enthalten. Dies lässt sich dadurch begründen, dass die Kreisströme interne Umrichterströme sind, welche dementsprechend auch keinen Einfluss auf die externen Leistungen am DC- und AC-System haben. Die CM-Spannung ist ebenfalls unabhängig von den externen Leistungen. Aus diesen Gründen nimmt die $p_{\Sigma,0}$-Komponente eine Sonderrolle in der Energieregelung ein.

Zur Verbesserung der Spannungsaussteuerung der Zweige wird in [54] eine $3f_1$-Komponente der CM-Spannung vorgegeben:

$$u_{CM} = -\frac{\hat{u}_{AC}}{6}\cos(3\gamma_a) \qquad \text{mit} \quad \gamma_a = \omega_1 t = 2\pi f_1 t. \tag{A.104}$$

In der hier vorgestellten Variante wird die CM-Spannung nicht für die Regelung der Zweigenergien verwendet. Es verbleiben also nur die Kreisströme, welche die angesprochenen fünf Zweigeneriekomponenten kontrollieren müssen. Außerdem gilt

$$i_{CC,1} + i_{CC,2} + i_{CC,3} = 0 \tag{A.105}$$

wodurch nur zwei linear unabhängige Kreisströme als Freiheitsgrad vorhanden sind. Aus diesem Grund können die Zweigenergien nicht gleichzeitig, sondern nur über eine zeitliche Periode, in diesem Fall $T_1 = 1/f_1$, eingestellt werden.

Die Idee ist es die beiden zur Verfügung stehenden Kreisströme aus mehreren überlagerten Anteilen zu konstruieren, sodass ein gezielte Energieänderung über die Periode T_1 eingestellt werden kann. Um solche Kreisstromanteile zu definieren müssen zunächst die AC-Ströme und -Spannungen in α/β-Koordinaten festgelegt werden.

Nebenrechnung 1:

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \end{pmatrix}}_{C_t} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = C_t \cdot \begin{pmatrix} \hat{x}\cos(\gamma_a - \varphi) \\ \hat{x}\cos(\gamma_a - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ \hat{x}\cos(\gamma_a - \varphi - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \tag{A.106}$$

$$\begin{aligned} x_\alpha &= \hat{x}\left[\frac{2}{3}\cos(\gamma_a - \varphi) - \frac{1}{3}\underbrace{\left(\cos(\gamma_a - \varphi - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\gamma_a - \varphi - \frac{4\pi}{3})\right)}_{=2\cos(\gamma_a - \varphi - \pi)\cdot\cos(\frac{\pi}{3})}\right] \\ &= \hat{x}\left[\frac{2}{3}\cos(\gamma_a - \varphi) - \frac{1}{3}\cos(\gamma_a - \varphi - \pi)\right] = \hat{x}\cos(\gamma_a - \varphi) \\ x_\beta &= \frac{\hat{x}}{\sqrt{3}}\left[-2\sin(\gamma_a - \varphi - \pi)\cdot\sin(\frac{\pi}{3})\right] \\ &= \hat{x}\sin(\gamma_a - \varphi) \end{aligned} \tag{A.107}$$

$$\begin{aligned} u_{AC,1} &= \hat{u}_{AC}\cos(\gamma_a), & u_{AC,\alpha} &= \hat{u}_{AC}\cos(\gamma_a) \\ u_{AC,2} &= \hat{u}_{AC}\cos\left(\gamma_a - \frac{2\pi}{3}\right), & u_{AC,\beta} &= \hat{u}_{AC}\sin(\gamma_a) \\ u_{AC,3} &= \hat{u}_{AC}\cos\left(\gamma_a - \frac{4\pi}{3}\right), & u_{AC,0} &= 0. \end{aligned} \tag{A.108}$$

$$\begin{aligned} i_{AC,1} &= \hat{i}_{AC}\cos(\gamma_a t - \varphi_{ia}), & i_{AC,\alpha} &= \hat{i}_{AC}\cos(\gamma_a - \varphi_{ia}) \\ i_{AC,2} &= \hat{i}_{AC}\cos\left(\gamma_a t - \varphi_{ia} - \frac{2\pi}{3}\right), & i_{AC,\beta} &= \hat{i}_{AC}\sin(\gamma_a - \varphi_{ia}) \\ i_{AC,3} &= \hat{i}_{AC}\cos\left(\gamma_a t - \varphi_{ia} - \frac{4\pi}{3}\right), & i_{AC,0} &= 0. \end{aligned} \tag{A.109}$$

Im Folgenden werden die einzelnen Leistungskomponenten $p_{\Sigma/\Delta,\alpha/\beta/0}$ aus (A.103) im Hinblick auf nützliche Kreisstromanteile $i_{CC,\alpha/\beta}$ analysiert.

Bei $p_{\Sigma,\alpha/\beta}$ steht der Kreisstrom im Produkt mit der DC-Spannung. Um eine Energieverschiebung über Periode T_1 zu generieren, muss der Kreisstrom einen Gleichanteil (Mittelwert ungleich null) aufweisen. Dieser Anteil wird mit dem Index DC gekennzeichnet.

$$\begin{pmatrix} i_{CC,DC,\alpha} \\ i_{CC,DC,\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{\Sigma,\alpha} \\ i_{\Sigma,\beta} \end{pmatrix} \tag{A.110}$$

In den Δ-Leistungen kommt der Kreisstrom im Produkt mit der AC- und CM-Spannung vor. Ein Gleichanteil, wie bei den Σ-Leistungen, würde in diesem Fall keine Energieverschiebung über T_1 hervorrufen. Aus diesem Grund sind die Vorgaben $i_{CC,DC,\alpha/\beta}$ bereits entkoppelt von den Δ-Leistungen. Ganz analog werden Wechselanteile (AC) zur Regelung der Δ-Leistungen keine Rückwirkung auf die Σ-Leistungen haben. Aus der vorherigen Definition ist bekannt, dass die AC-Spannung mittelwertfrei mit der Grundfrequenz f_1 und die CM-Spannung mittelwertfrei mit der Frequenz $3f_1$ oszillieren. Um im Produkt mit dem Kreisstrom eine Energieänderung über T_1 zu erzeugen, kann z.B. eine Oszillation der Frequenz f_1 verwendet werden. Die Energieänderung entspricht dem Gleichanteil bei Multiplikation zweier sinusförmiger Signale gleicher Frequenz. Nun sind bei $p_{\Delta,\alpha/\beta/0}$ unterschiedliche Produkte verschiedener α/β-Variablen und Vorzeichen vorhanden. Die Definition der AC-Kreisstromanteile muss also so erfolgen, dass eine Entkopplung der einzelnen Δ-Leistungen erzielt wird. In [54] wird dazu ein mit- und gegendrehendes System verwendetet, welches zu folgender Definition führt:

$$\begin{pmatrix} i_{CC,AC,\alpha} \\ i_{CC,AC,\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\gamma_a) & -\sin(\gamma_a) \\ \sin(\gamma_a) & \cos(\gamma_a) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\Delta,0} \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \cos(\gamma_a) & \sin(\gamma_a) \\ -\sin(\gamma_a) & \cos(\gamma_a) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\Delta,\alpha} \\ i_{\Delta,\beta} \end{pmatrix}. \tag{A.111}$$

Damit sind alle Leistungskomponenten abgedeckt. Die Regelung der Zweigenergien ist damit grundsätzlich möglich. Allerdings lohnt es sich weitere Kreisstromanteile vorzugeben, um z.B. einen geringeren Energiehub im stationären Betrieb zu erreichen. Wie bereits in Abschnitt 3.2 beschrieben bietet sich dafür eine $2f_1$ Frequenzkomponente an.

$$\begin{aligned} i_{CC,1,v} &= \hat{i}_{CC} \cos\left(2\gamma_a - \varphi_{ia}\right), & i_{CC,\alpha,v} &= \hat{i}_{CC} \cos\left(2\gamma_a - \varphi_{ia}\right) \\ i_{CC,2,v} &= \hat{i}_{CC} \cos\left(2\gamma_a - \varphi_{ia} + \frac{2\pi}{3}\right), & i_{CC,\beta,v} &= -\hat{i}_{CC} \sin\left(2\gamma_a - \varphi_{ia}\right) \\ i_{CC,3,v} &= \hat{i}_{CC} \cos\left(2\gamma_a - \varphi_{ia} + \frac{4\pi}{3}\right), & i_{CC,0,v} &= 0. \end{aligned} \tag{A.112}$$

Nebenrechnung 2:

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \end{pmatrix}}_{C_t} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = C_t \cdot \begin{pmatrix} \hat{x}\cos(\gamma_a - \varphi) \\ \hat{x}\cos(\gamma_a - \varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ \hat{x}\cos(\gamma_a - \varphi + \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \tag{A.113}$$

$$\begin{aligned} x_\alpha &= \hat{x}\left[\frac{2}{3}\cos(\gamma_a - \varphi) - \frac{1}{3}\underbrace{\left(\cos(\gamma_a - \varphi + \frac{2\pi}{3}) + \cos(\gamma_a - \varphi + \frac{4\pi}{3})\right)}_{=2\cos(\gamma_a - \varphi + \pi)\cdot\cos(-\frac{\pi}{3})}\right] \\ &= \hat{x}\left[\frac{2}{3}\cos(\gamma_a - \varphi) - \frac{1}{3}\cos(\gamma_a - \varphi + \pi)\right] = \hat{x}\cos(\gamma_a - \varphi) \\ x_\beta &= \frac{\hat{x}}{\sqrt{3}}\left[-2\sin(\gamma_a - \varphi + \pi)\cdot\sin\left(-\frac{\pi}{3}\right)\right] \\ &= -\hat{x}\sin(\gamma_a - \varphi) \end{aligned} \tag{A.114}$$

Zusammengefasst ergeben sich folgende Kreisströme:

$$\begin{pmatrix} i_{CC,\alpha} \\ i_{CC,\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{CC,\alpha,v} + i_{\Sigma,\alpha} + \cos(\gamma_a) i_{\Delta,0} + \cos(\gamma_a) i_{\Delta,\alpha} + \sin(\gamma_a) i_{\Delta,\beta} \\ i_{CC,\beta,v} + i_{\Sigma,\beta} + \sin(\gamma_a) i_{\Delta,0} - \sin(\gamma_a) i_{\Delta,\alpha} + \cos(\gamma_a) i_{\Delta,\beta} \end{pmatrix}. \tag{A.115}$$

Mit dieser Definition kann nun die Energieänderung über T_1 berechnet werden:

$$\begin{aligned}
\Delta W_{\Sigma,\alpha} &= \int_0^{T_1} p_{\Sigma,\alpha}\ \mathrm{d}t = T_1 u_{DC} i_{\Sigma,\alpha} \\
\Delta W_{\Sigma,\beta} &= \int_0^{T_1} p_{\Sigma,\beta}\ \mathrm{d}t = T_1 u_{DC} i_{\Sigma,\beta} \\
\Delta W_{\Sigma,0} &= \int_0^{T_1} p_{\Sigma,0}\ \mathrm{d}t = T_1 \underbrace{\left(\frac{i_{DC} u_{DC}}{3} - \frac{\hat{u}_{AC}\hat{i}_{AC}\cos(\varphi_{ia})}{2}\right)}_{p_{\Sigma,0}} \\
\Delta W_{\Delta,\alpha} &= \int_0^{T_1} p_{\Delta,\alpha}\ \mathrm{d}t = -T_1 \hat{u}_{AC} i_{\Delta,\alpha} \\
\Delta W_{\Delta,\beta} &= \int_0^{T_1} p_{\Delta,\beta}\ \mathrm{d}t = T_1 \hat{u}_{AC} i_{\Delta,\beta} \\
\Delta W_{\Delta,0} &= \int_0^{T_1} p_{\Delta,0}\ \mathrm{d}t = -T_1 \hat{u}_{AC} i_{\Delta,0}
\end{aligned} \tag{A.116}$$

Werden die Definitionen (A.108) und (A.109) in (A.103) eingesetzt, ergibt sich der mit $p_{\Sigma,0}$ bezeichnete Term. Dies entspricht der Grundgleichung für die externe Leistungsbilanz. Da der MMC in Netzanwendungen untersucht wird, werden die Spannungen u_{DC} und $\hat{u}_{AC}$ als vorgegeben angesehen. Daher bieten nur die Ströme i_{DC} und $\hat{i}_{AC}$ bzw. der Phasenwinkel φ_{ia} eine Korrekturmöglichkeit der externen Leistung. Grundsätzlich ist die Regelung der Gesamtenergie des MMCs mit allen Variablen (auch Kombinationen) möglich. An dieser Stelle wird jedoch die Vereinfachung getroffen, nur den DC-Strom i_{DC} zu verwenden. Dies hat den Hintergrund, dass der hier hergeleitete Energieregler in dem Fehlerszenario eines DC-Spannungssprunges eingesetzt werden soll. Dabei soll gezeigt werden, dass für die Handhabung eines solchen Fehlers keine Rückwirkung auf die AC-Seite (bzgl. Spannung, Strom und Phase) besteht.

Aus diesem Grund wird der DC-Strom aus zwei Anteilen zusammengesetzt:

$$\begin{aligned}
i_{DC} &= \underbrace{i_{DC,v}}_{\text{Vorsteuerung}} + \underbrace{\Delta i_{DC}}_{\text{Energieregler}} \\
\text{mit} \qquad i_{DC,v} &= \frac{3\hat{u}_{AC}\hat{i}_{AC}\cos(\varphi_{ia})}{2u_{DC}} \qquad \text{und} \qquad \Delta i_{DC} = \frac{3\Delta W_{\Sigma,0}}{T_1 u_{DC}}
\end{aligned} \tag{A.117}$$

Die Benennung der Kreisstromanteile $i_{\Sigma/\Delta,\alpha/\beta/0}$ ist absichtlich so erfolgt, dass diese bereits den jeweiligen Energieänderungen zugeordnet werden können. In 123-Koordinaten haben diese die folgende Form:

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} i_{CC,1} \\ i_{CC,2} \\ i_{CC,3} \end{pmatrix} &= C_t^{-1} \begin{pmatrix} i_{CC,\alpha} \\ i_{CC,\beta} \\ 0 \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} i_{\Sigma,\alpha} \\ -\frac{i_{\Sigma,\alpha}}{2} \\ -\frac{i_{\Sigma,\alpha}}{2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{\sqrt{3} i_{\Sigma,\beta}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3} i_{\Sigma,\beta}}{2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{\Delta,\alpha}\cos(\gamma_a) \\ -\frac{i_{\Delta,\alpha}}{2}\left(\cos(\gamma_a) + \sqrt{3}\sin(\gamma_a)\right) \\ -\frac{i_{\Delta,\alpha}}{2}\left(\cos(\gamma_a) - \sqrt{3}\sin(\gamma_a)\right) \end{pmatrix} \\
&\quad + \begin{pmatrix} i_{\Delta,\beta}\sin(\gamma_a) \\ -\frac{i_{\Delta,\beta}}{2}\left(\sin(\gamma_a) - \sqrt{3}\cos(\gamma_a)\right) \\ -\frac{i_{\Delta,\beta}}{2}\left(\sin(\gamma_a) + \sqrt{3}\cos(\gamma_a)\right) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{\Delta,0}\cos(\gamma_a) \\ -\frac{i_{\Delta,0}}{2}\left(\cos(\gamma_a) - \sqrt{3}\sin(\gamma_a)\right) \\ -\frac{i_{\Delta,0}}{2}\left(\cos(\gamma_a) + \sqrt{3}\sin(\gamma_a)\right) \end{pmatrix}.
\end{aligned} \tag{A.118}$$

Damit ergibt sich für die zweigbezogenen (untransformierten) Energieänderungen über T_1:

$$
\begin{aligned}
\Delta W_{p1} &= \int_0^{T_1} p_{p1}\ \mathrm{d}t = \frac{T_1}{2}\left(i_{\Sigma,\alpha}u_{DC} - i_{\Delta,\alpha}\hat{u}_{AC} - i_{\Delta,0}\hat{u}_{AC}\right) + \frac{T_1 p_{\Sigma,0}}{2} \\
\Delta W_{p2} &= \int_0^{T_1} p_{p2}\ \mathrm{d}t = \frac{T_1}{4}\left(-i_{\Sigma,\alpha}u_{DC} + \sqrt{3}u_{DC}i_{\Sigma,\beta} + i_{\Delta,\alpha}\hat{u}_{AC} + \sqrt{3}i_{\Delta,\beta}\hat{u}_{AC} - 2i_{\Delta,0}\hat{u}_{AC}\right) + \frac{T_1 p_{\Sigma,0}}{2} \\
\Delta W_{p3} &= \int_0^{T_1} p_{p3}\ \mathrm{d}t = \frac{T_1}{4}\left(-i_{\Sigma,\alpha}u_{DC} - \sqrt{3}u_{DC}i_{\Sigma,\beta} + i_{\Delta,\alpha}\hat{u}_{AC} - \sqrt{3}i_{\Delta,\beta}\hat{u}_{AC} - 2i_{\Delta,0}\hat{u}_{AC}\right) + \frac{T_1 p_{\Sigma,0}}{2} \\
\Delta W_{n1} &= \int_0^{T_1} p_{n1}\ \mathrm{d}t = \frac{T_1}{2}\left(i_{\Sigma,\alpha}u_{DC} + i_{\Delta,\alpha}\hat{u}_{AC} + i_{\Delta,0}\hat{u}_{AC}\right) + \frac{T_1 p_{\Sigma,0}}{2} \\
\Delta W_{n2} &= \int_0^{T_1} p_{n2}\ \mathrm{d}t = \frac{T_1}{4}\left(-i_{\Sigma,\alpha}u_{DC} + \sqrt{3}u_{DC}i_{\Sigma,\beta} - i_{\Delta,\alpha}\hat{u}_{AC} - \sqrt{3}i_{\Delta,\beta}\hat{u}_{AC} + 2i_{\Delta,0}\hat{u}_{AC}\right) + \frac{T_1 p_{\Sigma,0}}{2} \\
\Delta W_{n3} &= \int_0^{T_1} p_{n3}\ \mathrm{d}t = \frac{T_1}{4}\left(-i_{\Sigma,\alpha}u_{DC} - \sqrt{3}u_{DC}i_{\Sigma,\beta} - i_{\Delta,\alpha}\hat{u}_{AC} + \sqrt{3}i_{\Delta,\beta}\hat{u}_{AC} + 2i_{\Delta,0}\hat{u}_{AC}\right) + \frac{T_1 p_{\Sigma,0}}{2}.
\end{aligned}
\tag{A.119}
$$

Zusammenfassung:

- Der hier beschriebene Energieregler nutzt ausschließlich die Kreisströme zur Regelung der Zweigenergien (keine CM-Spannung).
- Die Kreisströme $i_{CC,1/2/3}$ und der DC-Strom i_{DC} werden mithilfe der Formeln (A.116) für die Zeit T_1 vorausgeplant, um die gewünschte Zweigenergieänderungen zu erreichen.
- Die Planung einer ganzen Grundfrequenzperiode T_1 ist ein Nachteil bei Fehlerszenarien. Ändert sich der Betriebszustand, wie z.B. die DC- oder AC-Spannung, ist die Planung der Periode hinfällig und führt nicht länger zum berechneten Ergebnis.
- In dem hier hergeleiteten Verfahren wird ausschließlich der Endzustand der Energien nach T_1 berechnet. Der während der Periode auftretende Energiehub in den Zweigen wird nicht berücksichtigt. In anspruchsvollen Betriebszuständen, die von Natur aus einen großen Energiehub besitzen, können dabei Überschreitungen von Grenzwerten auftreten.

A.4.1 Referenzenergieverläufe

Aufgrund der Symmetrien in den Strömen und Spannungen des MMC besitzen alle Zweigenergieverläufe die gleiche Signalform mit jedoch einer anderen Phasenlage zueinander. Grundsätzlich soll erreicht werden, dass alle Zweigenergien um den gleichen Nennwert $w_{C,nom}$ oszillieren. Die Forderung, alle Zweigenergien nach der Zeit T_1 auf $w_{C,nom}$ zu fahren, würde eben nicht zu einer solchen Oszillation um einen Nennpunkt führen. Jede Zweigenergie hätte einen individuellen Maximal- und Minimalwert, was denkbar ungünstig im Hinblick auf die Dimensionierung der Kondensatoren ist. Es gilt also einen Referenzenergieverlauf eines einzigen Zweiges herzuleiten und auf Basis der (bekannten) Phasenverschiebung der Zweige genaue Zielwerte für die Energien anzugeben. Hier wird der

Zweig p_1 ausgewählt:

$$\begin{aligned}
\Delta w_{p1} = & \int p_{p1} \, \mathrm{d}t \\
= & \frac{\hat{i}_{AC}\left(u_{DC}^2 - \hat{u}_{AC}^2\right)}{4u_{DC}\omega_1} \sin\left(\omega_1 t - \varphi_{ia}\right) - \frac{\hat{u}_{AC}^2 \hat{i}_{AC}}{4u_{DC}\omega_1} \sin\left(\omega_1 t + \varphi_{ia}\right) \\
& - \frac{\hat{u}_{AC}\hat{i}_{AC}\hat{u}_{CM}}{12u_{DC}\omega_1} \sin\left(3\omega_1 t - \varphi_{ia}\right) - \frac{\hat{u}_{AC}\hat{i}_{AC}\hat{u}_{CM}}{12u_{DC}\omega_1} \sin\left(3\omega_1 t + \varphi_{ia}\right) \\
& - \frac{\hat{i}_{AC}\hat{u}_{CM}}{8\omega_1} \sin\left(2\omega_1 t + \varphi_{ia}\right) - \frac{\hat{i}_{AC}\hat{u}_{CM}}{16\omega_1} \sin\left(4\omega_1 t - \varphi_{ia}\right) \\
& - \frac{\hat{i}_{CC}\hat{u}_{AC}}{2\omega_1} \sin\left(\omega_1 t - \varphi_{CC}\right) - \frac{\hat{i}_{CC}\hat{u}_{AC}}{6\omega_1} \sin\left(3\omega_1 t - \varphi_{CC}\right) \\
& - \frac{\hat{i}_{CC}\hat{u}_{CM}}{2\omega_1} \sin\left(\omega_1 t + \varphi_{CC}\right) - \frac{\hat{i}_{CC}\hat{u}_{CM}}{10\omega_1} \sin\left(5\omega_1 t - \varphi_{CC}\right) \\
& + \frac{\hat{i}_{CC}u_{DC}}{4\omega_1} \sin\left(2\omega_1 t - \varphi_{CC}\right) - \frac{\hat{i}_{AC}\hat{u}_{AC}}{8\omega_1} \sin\left(2\omega_1 t - \varphi_{ia}\right).
\end{aligned} \tag{A.120}$$

Hier ist der Winkel φ_{CC} nur eine allgemeinere Definition von (A.112). Da (A.120) ausschließlich oszillierende Terme enthält, gilt ebenfalls

$$\Delta w_{p1} = \int_0^{T_1} p_{p1} \, \mathrm{d}t = 0. \tag{A.121}$$

Dadurch verbleibt nur noch die Phasenlage von Zweig p_1 zu den anderen Zweigen p_2, p_3, n_1, n_2 und n_3 zu bestimmen. Grundsätzlich unterscheiden sich die Phasen dabei um die im symmetrsichen AC-System vorgegebene Phasenverschiebung von $2\pi/3 = 120°$ und $4\pi/3 = 240°$. Ebenfalls ist bekannt, dass der Unterschied der AC-Ströme und -Spannungen im p- und n-Zweig aus einer Invertierung des Vorzeichens besteht. Auf die Referenzenergie bezogen ist dies eine Phasenverschiebung von zusätzlichen $\pi = 180°$. Daraus ergibt sich Tabelle A.1.

Verschiebung	Zweig p_1	Zweig p_2	Zweig p_3	Zweig n_1	Zweig n_2	Zweig n_3
[rad]	0	$2\pi/3$	$4\pi/3$	π	$5\pi/3$	$\pi/3$
[°]	0	120	240	180	300	60
[s]	0	$T_1/3$	$2T_1/3$	$T_1/2$	$5T_1/6$	$T_1/6$

Tabelle A.1: Phasenverschiebung der Zweigenergien im Bezug zum Referenzenergieverlauf von Zweig p_1.

B Weitere Ansätze zur Realisierung einer MVC

B.1 Modellprädiktive Regelung

Bei diesem Ansatz handelt es sich um eine Planung mehrerer aufeinander folgender Einzelschaltungen, der in [30] verwendet wurde. Zu diesem Entwicklungszeitpunkt der MVC wurden Flussfehler

$$\Delta\Phi = \int \Delta u \,\mathrm{d}t = L_{eff}\Delta i \tag{B.122}$$

verwendet, welche einerseits durch Berechnung der Spannungs-Zeitflächefehler oder andererseits

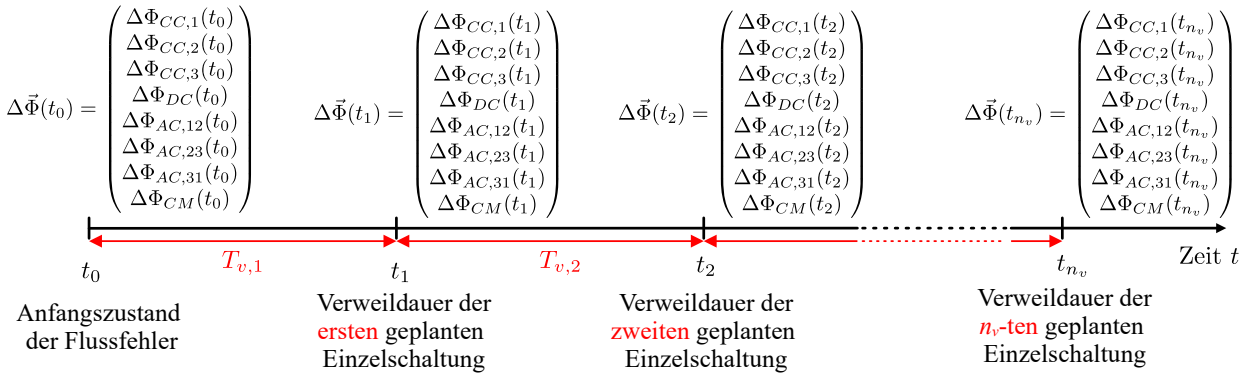


Abbildung B.1: Strukturbild einer früheren MVC Version [30] auf Basis der modellprädiktiven Regelung.

durch das Produkt von Stromfehler und effektiver Induktivität bestimmt werden können. Ausnahme bildet hier die CM-Komponente, welche ausschließlich durch Integration der Spannungsfehler bestimmt werden kann.

In Abb. B.1 ist der Ansatz der modellprädiktiven Regelung dargestellt. Zu einem Zeitpunkt t_0 wird ein Flusstoleranzband irgendeiner Kontrollvariable verletzt, was eine neue Vorausplanung initiiert. Ein Spannungstoleranzband, so wie es in Kapitel 4 verwendet wird, ist hier nicht zum Triggern von Schalthandlungen vorgesehen. Zur Korrektur des Systemzustandes der Flussfehler $\Delta\vec{\Phi}(t_0)$ muss in einem ersten Schritt ein Satz an Einzelschaltungen identifiziert werden. Aus den zwölf möglichen Optionen (sechs positive und sechs negative Schalteingriffe) sind maximal sechs Einzelschaltungen geeignet. Der Grund ist, dass der kritische Flussfehler – jener, der das Toleranzband verletzt hat – vom Toleranzband „weggeführt“ werden soll. Für die Raumzeiger (CC, AC) bedeutet dies, dass drei der sechs möglichen Zeiger direkt ausgeschlossen werden können. Gleiches gilt für die skalaren Kontrollvariablen (DC, CM), bei denen nur sechs der zwölf Einzelschaltung die Anforderung an das Vorzeichen des Eingriffs erfüllen.

Aus diesem Grund wird zum Zeitpunkt t_0 der zukünftige Flussfehlerverlauf der sechs Einzelschaltungen berechnet, bis zum Zeitpunkt t_1 eine weitere Toleranzbandverletzung auftritt. Es kann sich hierbei um die gleiche Kontrollvariable wie beim Zeitpunkt t_0 handeln oder ein Wechsel stattgefunden haben. Die grundsätzliche Idee bleibt jedoch gleich: Auch zum Zeitpunkt t_1 werden sechs Einzelschaltungen identifiziert und ihr Einfluss auf den Flussfehler berechnet. Dieser Vorgang kann n_v-mal wiederholt werden. Allerdings sollte dabei die exponentiell steigende Komplexität berücksich-

tigt werden:

$$\text{Schaltungskombinationen:} \quad n_k = 6^{n_v} \,. \tag{B.123}$$

Eine Selektion der besten Schaltkombination aus dem Satz an n_k Möglichkeiten wird auf Basis einer Bewertungsfunktion durchgeführt.

$$\Delta\vec{\Phi}(t_j) = \begin{pmatrix} \Delta\Phi_{CC,1}(t_j) \\ \Delta\Phi_{CC,2}(t_j) \\ \Delta\Phi_{CC,3}(t_j) \\ \Delta\Phi_{DC}(t_j) \\ \Delta\Phi_{AC,12}(t_j) \\ \Delta\Phi_{AC,23}(t_j) \\ \Delta\Phi_{AC,31}(t_j) \\ \Delta\Phi_{CM}(t_j) \end{pmatrix}, \quad \Delta\vec{u}(t_j) = \begin{pmatrix} \Delta u_{CC,1}(t_j) \\ \Delta u_{CC,2}(t_j) \\ \Delta u_{CC,3}(t_j) \\ \Delta u_{DC}(t_j) \\ \Delta u_{AC,12}(t_j) \\ \Delta u_{AC,23}(t_j) \\ \Delta u_{AC,31}(t_j) \\ \Delta u_{CM}(t_j) \end{pmatrix}. \tag{B.124}$$

$$J = \sum_{j=1}^{n_v} \Bigg(\underbrace{-g_1 \Delta T_{v,j}^2}_{\substack{\text{Term 1:} \\ \text{Verweildauern}}} + \underbrace{g_2 \Delta\vec{\Phi}(t_j)^T \Delta\vec{\Phi}(t_j)}_{\substack{\text{Term 2:} \\ \text{Flussfehler}}} + \underbrace{g_3 \Delta\vec{u}(t_j)^T \Delta\vec{u}(t_j)}_{\substack{\text{Term 3:} \\ \text{Spannungs-} \\ \text{fehler}}} \Bigg) \tag{B.125}$$

In dieser Funktion werden g_1, g_2, g_3 zur Gewichtung und Normierung der Terme eingesetzt. Der Term 1 enthält die Bewertung der Verweildauern $T_{v,j}$. Da hohe Verweildauern angestrebt sind und nach einem Minimum der Bewertungsfunktion gesucht wird, ist das negative Vorzeichen vorhanden. Die Terme 2 und 3 enthalten die Bewertung der Fluss- und Spannungsfehler. Auch hier sind die Terme so konstruiert, dass ein Minimum von J das Optimum darstellt.

Grundsätzlich hat die modellprädiktive Regelung solide Ergebnisse erbracht. Es gab jedoch einige Schwierigkeiten, weshalb dieser Ansatz verworfen wurde:

- Die exponentiell steigende Komplexität bei Erhöhung der Anzahl vorausberechneter Schaltungen hat dazu geführt, dass maximal $n_v = 3$ vorgegeben wurde.
- Durch die Bewertungsfunktion J wird ein skalarer Wert zur Aussage über die Güte einer Schaltkombination ausgegeben. Dieser Wert beinhaltet Zustandsinformationen von einer Verweildauer, acht Flussfehlern und acht Spannungsfehlern je Schalteingriff. Diese Vielzahl an Beiträgen führt zu einem sehr undeutlichen Ergebnis, was durch die nicht eindeutige Gewichtung und Normierung weiter verstärkt wird.
- Für die Vorausrechnung der Fluss- und Spannungsfehler sind Informationen über die geschalteten SM-Spannungen notwendig. Dadurch wird der Sortierer an das Verfahren für die Schaltungsauswahl gekoppelt, was zu einer Erhöhung der Komplexität führt.

B.2 Optimierung einer Serie aus zwei Schaltungen

Dieser Ansatz basiert auf einer Planung einer Zweier-Schaltungsserie. Im Gegensatz zu der modellprädiktiven Regelung aus Abschnitt B.1 wird hier die Freiheit hinzugefügt die zweite Einzelschaltung zu einem beliebigen Zeitpunkt durchzuführen und nicht an eine Toleranzbandverletzung zu koppeln. Dadurch soll der Suchraum nach einer optimalen Schaltungsserie erweitert werden.

Die grundsätzliche Idee ist, jegliche Arten von Zweierschaltungen gemäß Tab. 4.4 optimal auszunutzen. Beispielsweise könnten Vertauschungen (siehe Abschnitt 4.7.4) von Submodulen nicht simultan, sondern nacheinander ausgeführt werden, um die Kreisströme zu korrigieren. Dadurch können sehr fein einstellbare Spannungszeitflächen erzeugt werden, die noch kleinere Zweigdrosseln L_e erlauben. Ebenfalls ist eine Verwendung von Δ-Schaltungen zur Regelung der AC- und CM-Komponenten denkbar. Dann würde der CC-Strom nur durch die zeitliche Auflösung dieser beiden Schaltungen

kontrolliert werden. Es existieren vielfältige Möglichkeiten Zweierschaltungen zur Regelung der einen Gruppe an Kontrollvariablen einzusetzen und deren zeitliche Auflösung für die andere Gruppe zu nutzen. Dies soll hier nicht diskutiert und ausschließlich der Ansatz präsentiert werden. In Abbildung

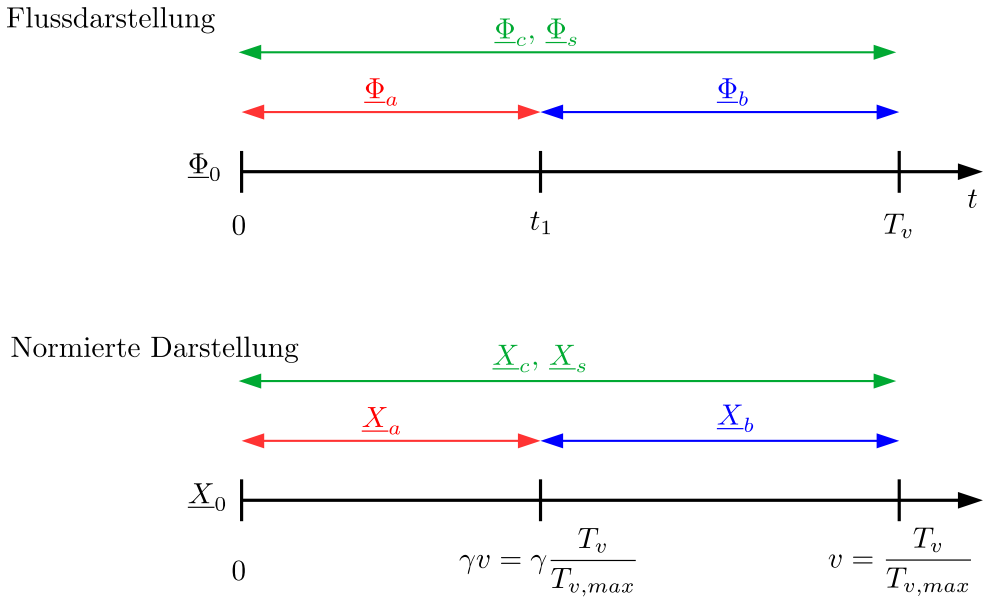


Abbildung B.2: Definition der Variablen und Normierung.

B.2 ist der Berechnungszeitraum sowie die Normierung grafisch dargestellt. Im oberen Bildteil sind Flussfehler gemäß der Definition aus (B.122) dargestellt. Auf die Kennzeichnung der Fehlervariablen durch Δ wird in diesem Abschnitt verzichtet.

Zum Zeitpunkt $t = 0$ befindet sich der Flussfehler ($\underline{\Phi}_{CC}$ oder $\underline{\Phi}_{AC}$) im Zustand $\underline{\Phi}_0$. Dieser Wert definiert den Anfangszustand der Berechnung und wird auf Basis von Messwerten ermittelt. Direkt zum Zeitpunkt $t = 0$ wird die erste Schaltung eine Submoduls mit der Spannung $u_{c,a}$ ausgeführt, was zu einer Flussveränderung $\underline{\Phi}_a$ führt. Analog wird zum Zeitpunkt t_1 – welcher Gegenstand der Optimierung ist – die zweite Schaltung eines Submoduls mit der Spannung $u_{c,b}$ durchgeführt. Diese Schaltung verursacht eine Flussänderung $\underline{\Phi}_b$. In den Anteilen mit Index a und b wird eine konstante SM-Spannung angenommen. Die Änderung der Zweigspannungen durch Energieänderung der Kondensatoren, wird durch die Flusskomponente $\underline{\Phi}_c$ beschrieben. Die Sollwertänderungen werden durch $\underline{\Phi}_s$ berücksichtigt.

Das Ziel ist es durch die erste Schaltung zum Zeitpunkt $t = 0$ und eine zweite Schaltung zum Zeitpunkt t_1 die resultierende Verweildauer T_v zu maximieren. Sämtliche beschriebene Flussänderungen werden auf ihr Toleranzband

$$\Phi_{TB} = k u_{C,max} T_{v,max} \tag{B.126}$$

normiert. Dabei ist k ein einheitenloser Skalierungsparameter und $u_{C,max}$ die maximale SM-Kondensatorspannung. Die maximale Verweildauer $T_{v,max}$ dient zur Begrenzung des Suchintervalls, was bei der im Folgenden diskutierten Lösungsfindung von Vorteil ist. Nun wird die Zeitachse aus Abb. B.2 auf die maximale Verweildauer $T_{v,max}$ normiert:

$$\begin{aligned} T_v &= v T_{v,max} \\ t_1 &= \gamma T_v = \gamma v T_{v,max}. \end{aligned}$$

Dadurch wurden die Variablen t_1 und t_v durch v und γ ersetzt. Die Variable v beschreibt das Verhältnis aus möglicher Verweildauer und maximaler Verweildauer ($0 \leq v \leq 1$). Im direkten Zusammenhang dazu steht γ, womit die Aufteilung der Zustände a und b – also eine Art „Aussteuergrad“ – definiert

ist. Damit wird nun die Gesamtgleichung aufgestellt:

$$\begin{aligned}
\text{Ohne Normierung:}\quad \Phi(t_1,T_v) &= |\underline{\Phi}_0+\underline{\Phi}_a+\underline{\Phi}_b+\underline{\Phi}_c+\underline{\Phi}_s| \\
\Rightarrow \Phi(t_1,T_v) &\overset{!}{=} \Phi_{TB} \\
\text{Mit Normierung:}\quad f(\gamma,v) &= \left|\frac{\underline{\Phi}_0}{\Phi_{TB}}+\frac{\underline{\Phi}_a}{\Phi_{TB}}+\frac{\underline{\Phi}_b}{\Phi_{TB}}+\frac{\underline{\Phi}_c}{\Phi_{TB}}+\frac{\underline{\Phi}_s}{\Phi_{TB}}\right| \\
&= |\underline{X}_0+\underline{X}_a+\underline{X}_b+\underline{X}_c+\underline{X}_s| \\
\Rightarrow f(\gamma,v) &\overset{!}{=} 1.
\end{aligned} \tag{B.127}$$

Mithilfe der Umrechnungsmatrizen

$$\begin{aligned}
\text{Clark-Transformation:}\quad C_t &= \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{pmatrix} \\
\text{Zweigspannung in CC-Spannung:}\quad A_{CC} &= \begin{pmatrix} -1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \end{pmatrix} \\
\text{Zweigspannung in AC-Spannung:}\quad A_{AC} &= \begin{pmatrix} -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & 0 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 & \frac{1}{2} \end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{B.128}$$

können die in (B.127) verwendeten Variablen bestimmt werden. Darin ist die Matrix A als Platzhalter für A_{CC} oder A_{AC} vorgesehen.

$$\begin{aligned}
\vec{\Phi}_0 &= \begin{pmatrix} \Phi_{0,\alpha} \\ \Phi_{0,\beta} \\ \Phi_{0,0} \end{pmatrix} \overset{(CC)}{=} C_t \begin{pmatrix} \Phi_{0,1} \\ \Phi_{0,2} \\ \Phi_{0,3} \end{pmatrix} \\
\vec{\Phi}_a &= \begin{pmatrix} \Phi_{a,\alpha} \\ \Phi_{a,\beta} \\ \Phi_{a,0} \end{pmatrix} = \int_0^{t_1} C_t A \vec{u}_a \,\mathrm{d}t = \int_0^{t_1} C_t A(\underbrace{\vec{u}_0}_{\substack{\text{Anfangswert Zweig-}\\\text{spannungsfehler}}} + \underbrace{\vec{u}_a}_{\substack{\text{Zweigspannungs-}\\\text{änderung } a}})\,\mathrm{d}t \\
\vec{\Phi}_b &= \begin{pmatrix} \Phi_{b,\alpha} \\ \Phi_{b,\beta} \\ \Phi_{b,0} \end{pmatrix} = \int_{t_1}^{T_v} C_t A \vec{u}_b \,\mathrm{d}t = \int_{t_1}^{T_v} C_t A(\underbrace{\vec{u}_0}_{\substack{\text{Anfangswert Zweig-}\\\text{spannungsfehler}}} + \underbrace{\vec{u}_a}_{\substack{\text{Zweigspannungs-}\\\text{änderung } a}} + \underbrace{\vec{u}_b}_{\substack{\text{Zweigspannungs-}\\\text{änderung } b}})\,\mathrm{d}t \\
\vec{\Phi}_c &= \begin{pmatrix} \Phi_{c,\alpha} \\ \Phi_{c,\beta} \\ \Phi_{c,0} \end{pmatrix} = \int_0^{T_v} \vec{m}_c \,\mathrm{d}t\,, \qquad \text{mit} \qquad \vec{m}_c = \begin{pmatrix} m_{c,\alpha} \\ m_{c,\beta} \\ m_{c,0} \end{pmatrix} = C_t A \begin{pmatrix} \frac{n_{c,p1}}{C} i_{p1} \\ \frac{n_{c,p2}}{C} i_{p2} \\ \frac{n_{c,p3}}{C} i_{p3} \\ \frac{n_{c,n1}}{C} i_{n1} \\ \frac{n_{c,n2}}{C} i_{n2} \\ \frac{n_{c,n3}}{C} i_{n3} \end{pmatrix} \\
\vec{\Phi}_s &= \begin{pmatrix} \Phi_{s,\alpha} \\ \Phi_{s,\beta} \\ \Phi_{s,0} \end{pmatrix} = \int_0^{T_v} \vec{m}_s \,\mathrm{d}t\,, \qquad \text{mit} \qquad \vec{m}_s = \underbrace{\begin{pmatrix} m_{s,\alpha} \\ m_{s,\beta} \\ m_{s,0} \end{pmatrix}}_{\substack{\text{Konstante Soll-}\\\text{wertänderungen}}}\,.
\end{aligned} \tag{B.129}$$

Darin beschreiben $n_{c,p1}$, $n_{c,p2}$ $\ldots n_{c,n3}$ die Anzahlen der effektiv geschalteten Submodule je Zweig.

Definitionen:

$$\underline{X}_0 = \frac{\underline{\Phi}_0}{\Phi_{TB}} = \frac{|\underline{\Phi}_0|}{\Phi_{TB}} e^{j\varphi_0} \qquad \text{mit} \quad |\underline{\Phi}_0| = y_0 \Phi_{TB} \tag{B.130}$$
$$= y_0 e^{j\varphi_0}$$

$$\underline{X}_a = \frac{\underline{\Phi}_a}{\Phi_{TB}} = \frac{\int_0^{t_1} \underline{u}_a \,\mathrm{d}t}{\Phi_{TB}} = \frac{|\underline{u}_a| t_1}{k u_{C,max} T_{v,max}} e^{j\varphi_a} \qquad \text{mit} \quad |\underline{u}_a| = y_a k u_{C,max} \tag{B.131}$$
$$= y_a \gamma v e^{j\varphi_a}$$

$$\underline{X}_b = \frac{\underline{\Phi}_b}{\Phi_{TB}} = \frac{\int_{t_1}^{T_v} \underline{u}_b \,\mathrm{d}t}{\Phi_{TB}} = \frac{|\underline{u}_b|(T_v - t_1)}{k u_{C,max} T_{v,max}} e^{j\varphi_b} \qquad \text{mit} \quad |\underline{u}_b| = y_b k u_{C,max} \tag{B.132}$$
$$= y_b v (1-\gamma) e^{j\varphi_b}$$

$$\underline{X}_c = \frac{\underline{\Phi}_c}{\Phi_{TB}} = \frac{\int_0^{T_v} \underline{m}_c t \,\mathrm{d}t}{\Phi_{TB}} = \frac{\frac{1}{2}|\underline{m}_c| T_v^2}{k u_{C,max} T_{v,max}} e^{j\varphi_c} \qquad \text{mit} \quad |\underline{m}_c| = y_c \frac{2 k u_{C,max}}{T_{v,max}} \tag{B.133}$$
$$= y_c v^2 e^{j\varphi_c}$$

$$\underline{X}_s = \frac{\underline{\Phi}_s}{\Phi_{TB}} = \frac{\int_0^{T_v} \underline{m}_s t \,\mathrm{d}t}{\Phi_{TB}} = \frac{\frac{1}{2}|\underline{m}_s| T_v^2}{k u_{C,max} T_{v,max}} e^{j\varphi_s} \qquad \text{mit} \quad |\underline{m}_s| = y_s \frac{2 k u_{C,max}}{T_{v,max}}. \tag{B.134}$$
$$= y_s v^2 e^{j\varphi_s}$$

Zusammenfassung der getroffenen Annahmen:

1. Die Zweigströme werden als konstant angenommen. Dadurch ist die Spannungsänderung der Kondensatoren linear.

2. Es wird angenommen, dass die Anzahl der aktiven Submodule für beide Zeitbereiche (a und b) gleich ist ($n_{c,p1}, \ldots n_{c,n3}$). Der Fehler in der Kondensatorspannungsänderung ist vernachlässigbar, da nur ein einziges SM geschaltet wird.

3. Die Fluss-Sollwertvorgabe erfolgt mit einer konstanten Steigung $\vec{m}_s$.

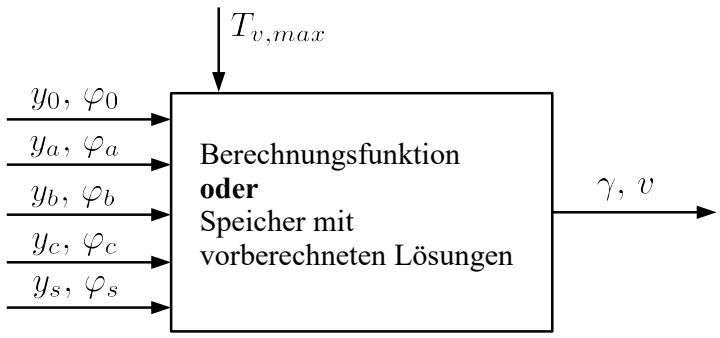


Abbildung B.3: Anwendung der normierten Berechnung mit Eingängen und Ausgängen.

Die bisherigen Ergebnisse sind in Abb. B.3 dargestellt. Die zehn Eingangsgrößen repräsentieren den Systemzustand in normierter Form, welcher in der Funktion genutzt wird, um die optimale Kombination aus γ und v auszugeben. Zusätzlich gibt es die Möglichkeit eine maximale Verweildauer $T_{v,max}$ anzugeben. Der Vorteil eines derartigen Funktionsblockes ist es, dass eine offline durchgeführte Vorberechnung für alle Eingangskombinationen möglich ist. Die Lösungen γ, v können dadurch in einem Speicher abgelegt werden und ein sofortiger Zugriff auf die Lösung ist möglich.

Trotzdem wird ein genauerer Blick auf die normierten Eingänge und die Berechnung von γ, v

geworfen. Auf Basis von (B.130) bis (B.134) kann der Betrag der Funktion f berechnet werden:

$$\begin{aligned} f(\gamma, v) &= |y_0 e^{j\varphi_0} + y_a \gamma v e^{j\varphi_a} + y_b v(1-\gamma) e^{j\varphi_b} + y_c v^2 e^{j\varphi_c} + y_s v^2 e^{j\varphi_s}| \\ &= \dots \\ &= \sqrt{a_{04}v^4 + a_{03}v^3 + a_{02}v^2 + a_{01}v + a_{00} + a_{13}\gamma v^3 + a_{12}\gamma v^2 + a_{11}\gamma v + a_{22}\gamma^2 v^2}. \end{aligned} \tag{B.135}$$

$$\begin{aligned} a_{04} &= y_c^2 + y_s^2 + 2y_c y_s \cos(\varphi_c - \varphi_s) \\ a_{03} &= 2y_b y_c \cos(\varphi_b - \varphi_c) + 2y_b y_s \cos(\varphi_b - \varphi_s) \\ a_{02} &= y_b^2 + 2y_0 y_c \cos(\varphi_0 - \varphi_c) + 2y_0 y_s \cos(\varphi_0 - \varphi_s) \\ a_{01} &= 2y_0 y_b \cos(\varphi_0 - \varphi_b) \\ a_{00} &= y_0^2 \\ a_{13} &= 2y_a y_c \cos(\varphi_a - \varphi_c) - 2y_b y_c \cos(\varphi_b - \varphi_c) + 2y_a y_s \cos(\varphi_a - \varphi_s) - 2y_b y_s \cos(\varphi_b - \varphi_s) \\ a_{12} &= -2y_b^2 + 2y_a y_b \cos(\varphi_a - \varphi_b) \\ a_{11} &= 2y_0 y_a \cos(\varphi_0 - \varphi_a) - 2y_0 y_b \cos(\varphi_0 - \varphi_b) \\ a_{22} &= y_a^2 + y_b^2 - 2y_a y_b \cos(\varphi_a - \varphi_b). \end{aligned} \tag{B.136}$$

Die höchste vorkommende Potenz von γ in Funktion f ist zwei, daher können die beiden Lösungen direkt berechnet werden. Voraussetzung dafür ist das Durchprobieren von Werten für v. Es wird hier eine iterative Lösungssuche vorgeschlagen. Einsetzen in (B.127) liefert:

$$\begin{aligned} & f(\gamma, v) \stackrel{!}{=} 1 \\ \Leftrightarrow\ & f(\gamma, v)^2 = 1^2 \\ \Leftrightarrow\ & f(\gamma, v)^2 - 1 = 0 \\ \Leftrightarrow\ & a_{04}v^4 + a_{03}v^3 + a_{02}v^2 + a_{01}v + a_{00} + a_{13}\gamma v^3 + a_{12}\gamma v^2 + a_{11}\gamma v + a_{22}\gamma^2 v^2 - 1 = 0. \end{aligned} \tag{B.137}$$

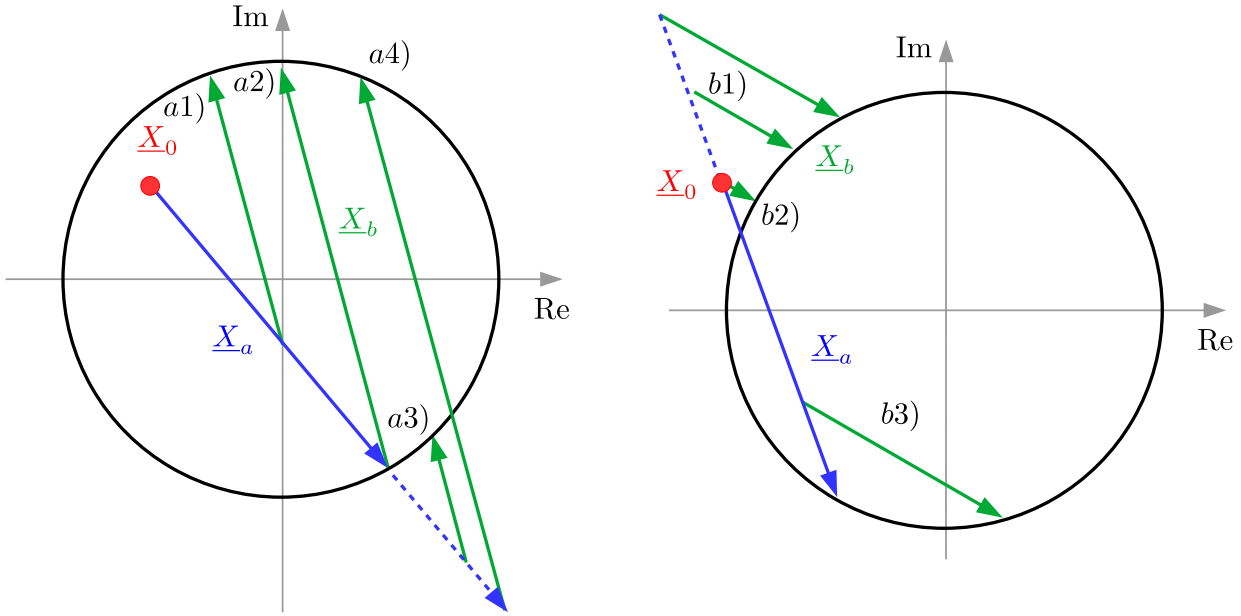
$$\begin{aligned} p_1 &= -\frac{a_{13}v^3 + a_{12}v^2 + a_{11}v}{2a_{22}v^2} \\ p_2 &= \frac{a_{04}v^4 + a_{03}v^3 + a_{023}v^2 + a_{01}v + a_{00} - 1}{a_{22}v^2} \\ \gamma_1 &= p_1 + \sqrt{p_1^2 - p_2} \\ \gamma_2 &= p_1 - \sqrt{p_1^2 - p_2}. \end{aligned} \tag{B.138}$$

Das Suchen der optimalen Lösung, also der Kombination aus γ und v, welche zu der längsten Verweildauer führt, kann wie folgt geschehen:

In (B.138) werden Werte für v eingesetzt, um daraus das resultierende γ_1 und γ_2 zu bestimmen. Da der Wertebereich $0 \leq v \leq 1$ durch die Vorgabe eines $T_{v,max}$ und die Normierung immer gilt, ist das Suchintervall eingegrenzt. Nun muss jedoch beachtet werden, dass es während dieses Intervalls zu vielfältigen Kombinationen bzw. Verläufen der normierten Flüsse kommen kann. Für die Analyse wird Abb. B.4a und B.4b verwendet. Die jeweiligen Startpunkte werden durch den roten Punkt $\underline{X}_0$ gekennzeichnet. Von diesem Punkt aus wirkt eine Änderung $\underline{X}_a$ (blau), was der normierten Flussänderung im Zeitbereich a entspricht. Nach der Umschaltung bei t_1 bzw. γv führt die Variable $\underline{X}_b$ (grün) – was der normierten Flussänderung im Zeitbereich b entspricht – ebenfalls zu einer Verschiebung. Auf die normierten Flussänderungen der Kondensatorspannungsänderung $\underline{X}_c$ und der Sollwertveränderung $\underline{X}_s$ wird in dieser Abbildung verzichtet, da diese lediglich überlagerte Komponenten und für das Grundverständnis irrelevant sind.

Die Verläufe a3), a4) sowie b1) und b2) dürfen nicht als Lösung akzeptiert werden. Daher ist eine verfeinerte Lösungssuche erforderlich. Diesbezüglich gibt es 2 Ansätze:

Ansatz 1): Auswertung des Betrages $f_\gamma(\gamma, v)$ am Umschaltzeitpunkt γ.



(a) Fall 1 (b) Fall 2

Abbildung B.4: Analyse der möglichen Verlaufe der Funktion $f(\gamma, v)$.

$$\begin{aligned} f_\gamma(\gamma, v) &= |y_0 e^{j\varphi_0} + y_a \gamma v e^{j\varphi_a} + y_c \gamma^2 v^2 e^{j\varphi_c} + y_s \gamma^2 v^2 e^{j\varphi_s}| \\ &= \dots \\ &= \sqrt{d_4\gamma^4 v^4 + d_3\gamma^3 v^3 + d_2\gamma^2 v^2 + d_1\gamma v + d_0} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} d_4 &= y_c^2 + y_s^2 + 2y_c y_s \cos(\varphi_c - \varphi_s) = a_{04} \\ d_3 &= 2y_a y_c \cos(\varphi_a - \varphi_c) + 2y_a y_s \cos(\varphi_a - \varphi_s) \\ d_2 &= y_a^2 + 2y_0 y_c \cos(\varphi_0 - \varphi_c) + 2y_0 y_s \cos(\varphi_0 - \varphi_s) \\ d_1 &= 2y_0 y_a \cos(\varphi_0 - \varphi_a) \\ d_0 &= y_0^2 = a_{00} \end{aligned} \tag{B.139}$$

Damit ist nur eine Fallunterscheidung nötig, um eine Entscheidung treffen zu können:

$$f_\gamma(\gamma, v) - 1 = \begin{cases} > 0, & \text{Toleranzkreis wurde verlassen} \quad \text{(B.140)} \\ \leq 0, & \text{Toleranzkreis nicht verlassen} \quad \text{(B.141)} \end{cases}$$

Ansatz 2): Auswertung der Ableitung der Betragsfunktion (B.137) am Ende der Verweildauer.

$$\frac{\partial f}{\partial v} = 4a_{04}v^3 + 3a_{03}v^2 + 2a_{02}v + a_{01} + 3a_{13}\gamma v^2 + 2a_{12}\gamma v + a_{11}\gamma + 2a_{22}\gamma^2 v \tag{B.142}$$

Auch hier ist nur eine Fallunterscheidung nötig, um eine Entscheidung treffen zu können:

$$\frac{\partial f}{\partial v} = \begin{cases} > 0, & \text{Verlauf von „innen nach außen“} \quad \text{(B.143)} \\ < 0, & \text{Verlauf von „außen nach innen“} \quad \text{(B.144)} \\ = 0, & \text{Verlauf tangential zum Kreis} \quad \text{(B.145)} \end{cases}$$

Zusammenfassung und Fazit

Dieses Verfahren priorisiert eine Raumzeigerkomponente (CC oder AC) und ermöglicht eine feine Regelung der Spannungszeitflächen. Zudem können Vertauschungen, welche normalerweise nicht zur Regelung der Kontrollvariablen eingesetzt werden, effektiv genutzt werden. Die Schwierigkeit ist

jedoch, dass exakte SM-Spannungen innerhalb des Verfahrens benötigt werden und dadurch keine Entkopplung zum Sortierer erreicht wird. Außerdem ist die Implementierung auf einem FPGA und das Timing aufgrund der iterativen Lösungssuche als anspruchsvoll zu beurteilen. Aufgrund der klaren Festlegung – z.B. den Kreisstrom mit diesem Verfahren zu regeln – geht eine gewisse Flexibilität verloren. Auf sich ändernde Systemzustände kann nur schwer reagiert werden.

Abbildungsverzeichnis

1.1 Submodultopologien. 5

2.1 Die Zweige des MMC bestehen aus einer Serienschaltung von Submodulen. 7
2.2 Beispielhafter Verlauf der Zweigenergien mit Mittelwert $\overline{w}$ und Hub $w_{hub} = w_{max} - w_{min}$. 8
2.3 Aufbau des MMC und das vereinfachte Ersatzschaltbild (ESB). 9
2.4 Komplexe externe Systeme werden als Serienschaltung einer äquivalenten Induktivität und einer äquivalenten Gegenspannung modelliert [33, 52, 53]. 10
2.5 Definition der Zweigströme als Superposition der Kreisströme $i_{CC,1/2/3}$, der AC-Ströme $i_{AC,1/2/3}$ und des DC-Stromes i_{DC} [33]. 11
2.6 Ersatzschaltbilder der Kontrollvariablen CC, AC, DC. Externe Systeme werden durch eine äquivalente Induktivität L_d, L_a und eine äquivalente Gegenspannungen $u_{DC,ex}$, $u_{g,1/2/3}$ repräsentiert. 12
2.7 Erweitertes Ersatzschaltbild des weitgehend unbekannten AC-Systems. 13
2.8 Messschaltung für die CM-Spannung [30]. 13

3.1 Nach (3.32) normierte Zweig-Spannungen, -Ströme, -Leistungen und -Energien eines Nennbetriebspunktes für Vollbrücken-SM (k = 1,2; m = 1,667; $\cos(\varphi_{ia}) = 1$). Es werden die zwei beschrifteten Fälle a) und b) unterschieden, um die Überlagerung von Kreisströmen und der CM-Spannung auf grafische Art und Weise zu verdeutlichen. . . 22
3.2 Variation des Parameters k, der normierten DC-Leistung $p'_{DC} = \frac{p_{DC}}{p_{DC,max}}$ und des Leistungsfaktors $\cos(\varphi_{ia})$ im Hinblick auf die resultierenden Energiehübe $w_{hub,0/1}$. Die Energiehübe $w_{hub,0/1}$ sind auf den maximal auftretenden Energiehub $w_{hub,max}$ bezogen. In der jeweils dritten Grafik ist die prozentuale Verbesserung des Energiehubs bei Verwendung von Kreisströmen gemäß (3.41) und der CM-Spannung gemäß (3.40) dargestellt. 24
3.3 Die physikalische Struktur des MMC ergibt vier Freiheitsgrade zur Regelung der sechs Energiekomponenten: Die Leistungsbilanz zwischen dem DC- und AC-System p_Σ, zwei Kreisströme $i_{CC,1/2}$, und die Common-Mode Spannung u_{CM}. 25

4.1 Normierte Zweigspannungen (Soll und Ist) bei Verwendung des Nearest-Level-Modulationsverfahrens. 31
4.2 Der Sollwert des AC-Spannungzeigers (grüner Pfeil) wird durch eine beliebige Kombination von Schaltzeigern (hier z.B. $s_{v,1/2/3}$) über einer Zeitspanne T_p moduliert. In a) sind die geschalteten SM-Kondensatorspannungen u_C konstant, was ein symmetrisches Muster aus Dreiecken ergibt. In b) und c) ist der reale Fall, nämlich unterschiedliche Kondensatorspannungen u_C (rot<blau<lila), dargestellt. Die nun durch die Schaltvektoren $s_{v,1/2/3}$ aufgespannte schraffierte Fläche unterscheidet sich deutlich von der ursprüngliche Fläche (gelb). 32
4.3 Normierte Zweigspannungen (Soll- und Istwerte) und Flussfehler bei Verwendung der Toleranzbandmodulation. 33
4.4 Normierte Soll- und Istwerte einer Zweigspannung sowie das im *Phase-Shifted-Carrier* Verfahren verwendete Referenzsignal r mit den $2n = 16$ Trägersignalen. 34
4.5 Normierte Soll- und Istwerte einer Zweigspannung sowie das im *Level-Shifted-Carrier* Verfahren verwendete Referenzsignal r mit den $2n = 16$ Trägersignalen. 35
4.6 Strukturbilder der modellprädiktiven Regelung in MMC-Anwendungen [108]. 37

4.7 Beispiel für die Symmetrierung der Kondensatorspannungen eines Zweiges mit $n_{SM} = 8$ Submodulen. Abhängig von den SM-Energien zum Anfangszustand a) werden unterschiedliche Selektionstechniken verwendet, um die Erhöhung der effektiv geschalteten Submodule von $n_{on} = 4$ auf $n_{on} = 5$ zu realisieren. 38
4.8 Hierarchie der Reglerstruktur. 41
4.9 Darstellung der CC- und AC-Spannungszeiger sowie der skalaren Spannungsänderungen (DC, CM) bei den sechs positiven Einzelschaltungen (grün) und sechs negativen Einzelschaltungen (braun). 47
4.10 Ausgewählte Dreierschaltungen mit Einfluss auf die DC- und CM-Spannungen. 49
4.11 Zuordnung von Schaltkombinationen zur Regelung der Kontrollvariablen. 50
4.12 Darstellung der Spannungszeiger bei Erweiterung der Einzelschaltung auf eine Zweierschaltung. Die CC- und AC-Zeiger bleiben unverändert, während die DC- und CM-Spannungen in der Polarität invertiert werden und die Amplitude verdoppelt wird. . . 51
4.13 Lage des Toleranzbandes in der komplexen Ebene bei konstanter Stromfehlervorgabe in 123-Koordinaten. 52
4.14 Qualitative Definitionen der Strom- und Spannungstoleranzbänder. 52
4.15 Herleitung der Spannungstoleranzbänder in mehreren Schritten unter Berücksichtigung der Skalierungsfaktoren κ und unterschiedlicher TB-Formen. 55
4.16 Beispiele zur Verdeutlichung des Zusammenhangs zwischen Spannungs- und Stromfehler. 57
4.17 Mögliche Funktionen zur Bewertung der Stromfehler. 58
4.18 Blockdiagramm für die Berechnung der normierten Gesamtfehler e. 59
4.19 Zoneneinteilung des DC-Toleranzbandes mit binärer 3 Bit Codierung als Eingang für die Lookup-Table. 62
4.20 Zoneneinteilung des CM-Toleranzbandes mit binärer 2 Bit Codierung als Eingang für die Lookup-Table. 62
4.21 Allgemeine Darstellung der Lookup-Table. 63
4.22 Vollständige Lookup-Table der MVC mit 14 Eingangs- und 16 Ausgangsbits. 65
4.23 Signalfluss und Aufgabenteilung zwischen der MVC und dem Sortierer/Vertauscher. . 65
4.24 Definition von minimalen und maximalen SM-Kondensatorspannungen $u_{C,min}$, $u_{C,max}$ auf Basis eines absoluten Limits $\hat{u}_C$. Submodule mit Index a, welche in den rot gekennzeichneten Zonen liegen, werden in den Nullzustand geschaltet und durch Austausch-Submodule mit Index b ersetzt. 66

5.1 Simulationsmodell auf Basis der Software Matlab/Simulink [122]. 67
5.2 Strukturbild des Hardwareaufbaus mit den verwendeten Komponenten, die in Tab. 5.2 detailliert aufgelistet sind. 69
5.3 Bild der verwendeten Platinen mit jeweils vier Baugruppen (Vollbrücken-SM und Peripherie) [123, 124]. 70
5.4 Experimentellen Aufbau des MMC mit vier Platinen je Zweig. Jede Platine enthält vier Vollbrücken-SM, wodurch die Anzahl an Submodulen je Zweig 16 beträgt. Auf dem rechten Bild ist ein überlagertes Schaltbild zur Verdeutlichung der Anordnung dargestellt. 71
5.5 Stromwandler und Interface-Platine, welche die Spannungsversorgung, einen Analog-Digital-Umsetzer und die LVDS-Kommunikationsschnittstelle enthält. 72
5.6 Digitaler FIR-Mittelwertfilter auf Basis eines Schieberegisters zur Berechnung der Stromwerte und deren erster Ableitung. 72
5.7 Kommunikationsprotokoll der bidirektionalen optischen Verbindung zwischen den Submodulen und der Hauptsteuerung (MVC). 73
5.8 Binärer Datenfluss zwischen der Hauptsteuerung (MVC) und den Submodulplatinen. Der Index j, $j \in \{1, 2, 3, 4\}$, bezeichnet das jeweilige Vollbrückensubmodul der Submodulplatine. Die Schaltzustände $s_{w,j}$ ($\pm u_C$, 0, passiv) sind durch zwei Bits codiert. Die Kondensatorspannungen $u_{C,j}$ werden mit 11 Bit vom Typ *unsigned* übertragen. . 75

5.9 Vier SPI-Protokolle (en.: Serial-Peripheral-Interface) werden zur Kommunikation zwischen der Realtime-Box (Master) und der MVC (FPGA, Slave) verwendet. Die Clock-Frequenz beträgt 2,5 MHz. Die Bitlänge der Daten wurde so gewählt, dass die Übertragung innerhalb eines festen Zeitschrittes der RT-Box von 50 µs vollständig abgeschlossen ist. 76
5.10 Temporäre Schaltzustände während des Vorladevorganges der Submodul-Kondensatorspannungen der p-Zweige bei $n = 6$ und $\kappa = 1$. Der Ladewiderstand R_L ($R_L \gg R_d, R_e$) kann über einen mechanischen Schalter in die DC-Masche zu- und wegschaltet werden und dient zur Strombegrenzung. 77
5.11 Beispiele für Vorladevorgänge bei $n = 6$ Submodulen pro Zweig und unterschiedlichen Werten von κ. Grüne Submodule befinden sich im *passiven Zustand*. Rote Submodule befinden sich im *Nullzustand*. Die Zeitdauer eines Vorladezyklus wird mit T_L bezeichnet. 78
5.12 Zustandsautomat zum kontrollierten Hoch- und Herunterfahren des MMC Hardwareaufbaus. Die Zustände sind in aktiv/passiv gegliedert und können ausschließlich in Pfeilrichtung gewechselt werden. Zur Visualisierung der Auswirkung auf die Schaltzustände der SM sind exemplarische Skizzen für einen MMC mit $n = 6$ SM pro Zweig enthalten. Als Beispiel für den Zustand *Startup* ist Abb. 5.11 vorgesehen. 79
5.13 Zeitdauern der einzelnen Prozessschritte. In a) wird der minimale zeitliche Abstand zwischen einer ausgeführten Schalthandlung bei t_0 und einer darauffolgenden Schalthandlung dargestellt. Bildteil b) zeigt die Option eines zweifachen Schalteingriffs auf Basis eines Satzes an Messdaten. 80

6.1 Definition der Verweildauer. 82
6.2 Simulationsergebnisse zur Analyse der Abhängigkeit von CC und AC Toleranzbändern (ξ_{CC}, ξ_{AC}, κ_{CC}, κ_{AC}) auf die MVC-Eingriffsfrequenz und Verweildauern T_v. Folgende Parameter sind konstant: $\xi_{DC} = 1{,}4$; $\kappa_{DC} = 1{,}5$; $\kappa_{CM} = 1{,}8$. 86
6.3 Experimentelle Ergebnisse zur Analyse der Abhängigkeit von CC und AC Toleranzbändern (ξ_{CC}, ξ_{AC}, κ_{CC}, κ_{AC}) auf die MVC-Eingriffsfrequenz und Verweildauern T_v. Folgende Parameter sind konstant: $\xi_{DC} = 1{,}4$; $\kappa_{DC} = 1{,}5$; $\kappa_{CM} = 1{,}8$. 87
6.4 Simulationsergebnisse zur Analyse der Abhängigkeit von DC Toleranzbändern (ξ_{DC}, κ_{DC}) auf die MVC-Eingriffsfrequenz und Verweildauern T_v. Folgende Parameter sind konstant: $\xi_{CC} = \xi_{AC} = 1{,}2$; $\kappa_{CC} = \kappa_{AC} = 1{,}5$; $\kappa_{CM} = 1{,}8$. 88
6.5 Experimentelle Ergebnisse zur Analyse der Abhängigkeit von DC Toleranzbändern (ξ_{DC}, κ_{DC}) auf die MVC-Eingriffsfrequenz und Verweildauern T_v. Folgende Parameter sind konstant: $\xi_{CC} = \xi_{AC} = 1{,}2$; $\kappa_{CC} = \kappa_{AC} = 1{,}5$; $\kappa_{CM} = 1{,}8$. 89
6.6 Analyse der Abhängigkeit vom CM-Spannungstoleranzband κ_{CM}. Folgende Parameter sind konstant: $\xi_{CC} = \xi_{AC} = 1{,}2$; $\xi_{DC} = 1{,}4$; $\kappa_{CC} = \kappa_{AC} = \kappa_{DC} = 1{,}5$. 91
6.7 Begründung und Kontrollsimulation bzgl. der abnehmenden MVC-Frequenz in Abb. 6.6a und 6.6a bei Verkleinerung der Zweiginduktivitäten L_e. 93
6.8 Analyse der Abhängigkeit von den Zweiginduktivitäten L_e. Folgende Parameter sind konstant: $\xi_{CC} = \xi_{AC} = \xi_{DC} = 1{,}4$; $\kappa_{CC} = \kappa_{AC} = \kappa_{DC} = 1{,}5$ und $\kappa_{CM} = 1{,}4$. 94
6.9 Simulationsergebnisse zu Zweigspannungen, -strömen und -energien für den Zeitraum von 140 ms. Zusätzlich sind alle 96 SM-Kondensatorspannungen zweigweise für eine Dauer von 400 ms dargestellt. 97
6.10 Experimentelle Ergebnisse zu Zweigspannungen, -strömen und -energien für den Zeitraum von 140 ms. Zusätzlich sind alle 96 SM-Kondensatorspannungen zweigweise für eine Dauer von 400 ms dargestellt. 98
6.11 Vergleich von Simulation und Experiment mithilfe der DFT (diskrete Fourier Transformation). 100

6.12 Simulationsergebnisse zur Schaltungsanalyse. Die normierten Spannungs-, Strom- und Gesamtfehler für DC und CM sind in den unteren beiden Graphen für die Zeitdauer $T \approx 600\,\mu s$ dargestellt. Der grau gekennzeichnete Bereich beinhaltet vier Eingriffe zu den Zeiten t_1 bis t_4, für welche die Fehler der CC- und AC-Komponenten in der oberen Bildhälfte dargestellt sind. 103
6.13 Experimentelle Ergebnisse zur Schaltanalyse. Die normierten Spannungs-, Strom- und Gesamtfehler für DC und CM sind in den unteren beiden Graphen für die Zeitdauer $T \approx 600\,\mu s$ dargestellt. Der grau gekennzeichnete Bereich beinhaltet vier Eingriffe zu den Zeiten t_1 bis t_4, für welche die Fehler der CC- und AC-Komponenten in der oberen Bildhälfte dargestellt sind. 105
6.14 Vergleich von Simulation und Experiment bei Vorgabe von Sollwertänderungen. 107
6.15 Vergleich zweier experimenteller Ergebnisse mit verschiedenen Energiereglern bei einem externen (unbekannten) DC-Spannungseinbruch. 110
6.16 Experimentelle Ergebnisse zur Robustheit gegenüber Parametrierungsfehlern: Die MVC operiert mit den Werten $L_{d,set} = 2{,}69\,\text{mH}$ und $L_{a,set} = 1{,}54\,\text{mH}$, während die realen Induktivitäten L_d und L_a im Hardwareaufbau verändert werden [33]. 112
6.17 Vergleich von Simulation und Experiment bei Verwendung des Momentanleistungsreglers bei einer AC-Stromsollwertänderung (Winkelsprung $\Delta\alpha_{AC} = 90°$). 114

A.1 Geometrische Zusammenhänge des Toleranzbandes in der α/β-Ebene (komplex). . . . 119

B.1 Strukturbild einer früheren MVC Version [30] auf Basis der modellprädiktiven Regelung. 127
B.2 Definition der Variablen und Normierung. 129
B.3 Anwendung der normierten Berechnung mit Eingängen und Ausgängen. 131
B.4 Analyse der möglichen Verlaufe der Funktion $f(\gamma, v)$. 133

Symbolverzeichnis

Notation	Beschreibung	Einheit	Seite
(P, N)	DC-Anschlussklemmen des MMC		9
(U, V, W)	AC-Anschlussklemmen des MMC		9
AC	Index der AC-Variablen		14
CC	Index der Kreisstromvariablen (en.: Circulating Current)		14
CM	Index der CM-Variablen		14
C	SM-Kapazität	F	8
DC	Index der DC-Variablen		14
L_a	Äquivalente (externe) AC-Induktivität	H	11
L_d	Äquivalente (externe) DC-Induktivität	H	11
L_e	Zweiginduktivität	H	9
L_{AC}	Effektive AC-Induktivität	H	14
L_{CC}	Effektive CC-Induktivität	H	13
L_{DC}	Effektive DC-Induktivität	H	13
R_e	Zweigwiderstand	Ω	9
T_1	AC-Periodendauer	s	20
T_v	Verweildauer (zeitl. Abstand zwischen zwei Eingriffen)	s	82
T	Periodendauer	s	20
Δi	Stromfehler	A	42
Δu	Spannungsfehler	V	43
$\hat{i}_{AC}$	AC-Stromamplitude	A	18
$\hat{i}_{CC}$	CC-Stromamplitude	A	19
$\hat{u}_{AC}$	AC-Spannungsamplitude	V	18
$\hat{u}_{CM}$	CM-Spannungsamplitude	V	19
κ	Parameter zur Dimensionierung der Spannungs-TB		53
$\underline{i}$	Stromraumzeiger $\underline{i} = i_\alpha + \mathrm{j} i_\beta$	A	45
$\underline{u}$	Spannungsraumzeiger $\underline{u} = u_\alpha + \mathrm{j} u_\beta$	V	45
φ_{ia}	Phasenverschiebung AC-Strom und AC-Spannung		18
ξ	Parameter zur Dimensionierung der Strom-TB		53
arm	Index einer (beliebigen) zweigbezogenen Variable		7
e	Gesamtfehler		58
f_1	AC-Grundfrequenz	Hz	18
i_C	SM-Kondensatorstrom	A	8
$i_{AC,1/2/3}$	AC-Ströme	A	11
$i_{AC,12/23/31}$	Verkettete AC-Ströme	A	13
$i_{CC,1/2/3}$	Kreisströme	A	11
i_{DC}	DC-Strom	A	11
i_{TB}	Stromtoleranzband	A	53
$i_{p/n,1/2/3}$	Zweigströme	A	11
k	Definition des Spannungsbetriebspunktes		19
m	Definition des Strombetriebspunktes		19
$n_{1/2/3}$	Indizes der negativen Zweige		9
$norm$	Index für Normierungsvariablen		19, 26
n	Anzahl der Submodule je Zweig		7
$p_{1/2/3}$	Indizes der positiven Zweige		9

Notation	Beschreibung	Einheit	Seite
$p_{p/n,1/2/3}$	Zweigleistungen	W	18
s_w	Schaltzustand eines SM, $\left\{-1, \quad 0, \quad +1\right\}$ für Vollbrücken		7
u_C	SM-Kondensatorspannung	V	7
$u_{AC,1/2/3}$	AC-Spannung	V	14
$u_{AC,12/23/31}$	Verkettete AC-Spannung	V	14
$u_{CM,ex}$	Externe CM-Spannung	V	13
u_{CM}	Common-Mode Spannung	V	14
$u_{DC,ex}$	Äquivalente (externe) DC-Gegenspannung	V	11
u_{DC}	DC-Spannung	V	13
u_{TB}	Spannungstoleranzband	V	53
$u_{g,1/2/3}$	Äquivalente (externe) AC-Gegenspannungen	V	11
$u_{p/n,1/2/3}$	Zweigspannungen	V	17
w_{hub}	Energiehub im Zweig	J	8

Akronyme

Notation	Beschreibung	Seite
AC	Wechselstrombezogene Variablen (en.: Alternating Current)	11
CC	Kreisstrombezogene Variablen (en.: Circulating Current)	11
CM	Gleichtaktbezogene Variablen (en.: Common Mode)	13
CSC	Current Source Converter	1
DC	Gleichstrombezogene Variablen (en.: Direct Current)	11
DFT	Diskrete Fourier Transformation (en.: Discrete Fourier Transformation)	99
DS	Dreierschaltung	46
ES	Einzelschaltung	45
ESB	Ersatzschaltbild	10
ESR	Innenwiderstand von Kondensatoren (en.: Equivalent Series Resistor)	9
FPGA	Field Programmable Gate Array	68
LUT	Lookup-Table	63
LWL	Lichtwellenleiter	70
MIMO	Multiple Input Multiple Output	30
MMC	Modularer Multilevel Umrichter (en.: Modular Multilevel Converter)	1
MPC	Model Predictive Control	26
PFC	Power Flow Controller	10
RT	Echtzeit (en.: Real Time)	74
SM	Submodul	7
TB	Toleranzband	51
VHDL	Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language	68
VSC	Voltage Source Converter	1
ZS	Zweierschaltung	45

Literaturverzeichnis

[1] REN21, "Renewables 2020 global status report," *Renewable Energy Policy Network for the 21st Century, www.ren21.net*, 2020.

[2] Umweltbundesamt, "Weiterentwicklung der Energieeffizienzpolitiken zur Erreichung der Klimaschutzziele der Europäischen Union bis 2050," *Abschlussbericht*, 2017.

[3] International Energy Agency (IEA), "Renewables 2021 analysis and forecast to 2026," *www.iea.org*, Dec. 2021.

[4] N. Flourentzou, V. G. Agelidis, and G. D. Demetriades, "Vsc-based hvdc power transmission systems: An overview," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 592–602, Mar. 2009.

[5] C. Meyer, M. Hoing, A. Peterson, and R. W. De Doncker, "Control and design of dc grids for offshore wind farms," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, pp. 1475–1482, Nov.-Dec. 2007.

[6] J. Yang, J. E. Fletcher, and J. O'Reilly, "Multiterminal dc wind farm collection grid internal fault analysis and protection design," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, pp. 2308–2318, Oct. 2010.

[7] T. Brückner, "DEFINE - DC-Netze für eine sichere Energieversorgung," *Projekt im Rahmen von dtec.bw (Zentrum für Digitalisierungs- und Technologieforschung der Bundeswehr)*, Laufzeit 2021-2024.

[8] M. Stieneker, B. J. Mortimer, A. Hinz, A. Müller-Hellmann, and R. W. De Doncker, "Mvdc distribution grids for electric vehicle fast-charging infrastructure," in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, pp. 598–606, 2018.

[9] L. Hunter, C. Booth, A. J. Ferre, and S. Finney, "Mvdc for enhanced utility scale distribution power delivery and control," in *2017 52nd International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, pp. 1–6, 2017.

[10] T. Dragičević, X. Lu, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Dc microgrids—part ii: A review of power architectures, applications, and standardization issues," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 3528–3549, May 2016.

[11] K. Sharifabadi, L. Harnefors, H.-P. Nee, S. Norrga, and R. Teodorescu, *Design, Control, and Application of Modular Multilevel Converters for HVDC Transmission Systems*. IEEE Press, Wiley, 2016.

[12] R. Marquardt, "Modular multilevel converters: State of the art and future progress," *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 5, pp. 24–31, Dec. 2018.

[13] R. Marquardt and A. Lesnicar, "New concept for high voltage - modular multilevel converter," in *PESC 2004 Conference Aachen*, 2004.

[14] A. Dekka, B. Wu, R. L. Fuentes, M. Perez, and N. R. Zargari, "Evolution of topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, pp. 1631–1656, Dec. 2017.

[15] 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 -*, pp. 502–507, 2010.

[16] R. Marquardt, "Modular multilevel converter topologies with dc-short circuit current limitation," in *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, pp. 1425–1431, 2011.

[17] R. Marquardt, "Modular multilevel converter - impact on future applications and semiconductors," in *Power Electronic Components and their Applications 2017; 7. ETG-Symposium*, pp. 1–10, 2017.

[18] M. Spichartz, V. Staudt, and A. Steimel, "Modular multilevel converter for propulsion system of electric ships," in *2013 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*, pp. 237–242, 2013.

[19] T. Schrader, C. Heising, V. Staudt, and A. Steimel, "Multivariable control of mmc-based static converters for railway applications," in *2012 Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion*, pp. 1–6, 2012.

[20] J. M. Meyer and A. Rufer, "A dc hybrid circuit breaker with ultra-fast contact opening and integrated gate-commutated thyristors (igcts)," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, pp. 646–651, Apr. 2006.

[21] Y. Wang and R. Marquardt, "Future hvdc-grids employing modular multilevel converters and hybrid dc-breakers," in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 1–8, 2013.

[22] Y. Wang and R. Marquardt, "A fast switching, scalable dc-breaker for meshed hvdcsupergrids," in *PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, pp. 1–7, 2014.

[23] X. Pei, O. Cwikowski, D. S. Vilchis-Rodriguez, M. Barnes, A. C. Smith, and R. Shuttleworth, "A review of technologies for mvdc circuit breakers," in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 3799–3805, 2016.

[24] T. Augustin, M. Becerra, and H. Nee, "Advanced test circuit for dc circuit breakers," in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, pp. P.1–P.8, 2018.

[25] T. Augustin, M. Becerra, and H. Nee, "Enhanced active resonant dc circuit breakers based on discharge closing switches," *IEEE Transactions on Power Delivery*, pp. 1–1, Jun. 2020.

[26] N. Ahmed, L. Ängquist, S. Mahmood, A. Antonopoulos, L. Harnefors, S. Norrga, and H. Nee, "Efficient modeling of an mmc-based multiterminal dc system employing hybrid hvdc breakers," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 30, pp. 1792–1801, Aug. 2015.

[27] M. Callavik, A. Blomberg, J. Häfner, and B. Jacobson, "The hybrid hvdc breaker an innovation breakthrough enabling reliable hvdc grids," *ABB Grid Systems, Technical Paper*, Nov. 2012.

[28] X. Yu, Y. Wei, and Q. Jiang, "Statcom operation scheme of the cdsm-mmc during a pole-to-pole dc fault," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 31, pp. 1150–1159, Jun. 2016.

[29] T. H. Nguyen, K. A. Hosani, M. S. E. Moursi, and F. Blaabjerg, "An overview of modular multilevel converters in hvdc transmission systems with statcom operation during pole-to-pole dc short circuits," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, pp. 4137–4160, May. 2019.

[30] D. Dinkel, C. Hillermeier, and R. Marquardt, "Direct multivariable control of modular multilevel converters," in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, pp. P.1–P.10, 2018.

[31] D. Dinkel, C. Hillermeier, and R. Marquardt, "Direct multivariable control of mmc under transient conditions," in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, pp. P.1–P.10, 2019.

[32] D. Dinkel, C. Hillermeier, and R. Marquardt, "Direct multivariable control for mmc: Digital signal processing and experimental results," in *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*, pp. 1–9, 2020.

[33] D. Dinkel, C. Hillermeier, and R. Marquardt, "Direct multivariable control for modular multilevel converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 7, pp. 7819–7833, 2022.

[34] R. Marquardt, "Stromrichterschaltungen mit verteilten energiespeichern," Patent DE10103031A1, Jan. 2001.

[35] R. Marquardt, A. Lesnicar, and J. Hildinger, "Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendungen bei hohen Spannungen," in *ETG-Fachtagung, Bad-Nauheim, Germany*, pp. P.155–P.161, 2002.

[36] A. Lesnicar and R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range," in *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings,*, vol. 3, pp. 6 pp. Vol.3–, 2003.

[37] S. Allebrod, R. Hamerski, and R. Marquardt, "New transformerless, scalable modular multilevel converters for hvdc-transmission," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 174–179, 2008.

[38] V. Hofmann and M. Bakran, "Optimized design of a hybrid-mmc and evaluation of different mmc topologies," in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, pp. 1–9, 2016.

[39] V. Hofmann and M. Bakran, "An optimized hybrid-mmc for hvdc," in *PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, pp. 1–8, 2016.

[40] V. Hofmann and M. Bakran, "A capacitor voltage balancing algorithm for hybrid modular multilevel converters in hvdc applications," in *2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, pp. 691–696, 2017.

[41] R. Zeng, L. Xu, L. Yao, and D. J. Morrow, "Precharging and dc fault ride-through of hybrid mmc-based hvdc systems," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 30, pp. 1298–1306, Jun. 2015.

[42] J. Qin, M. Saeedifard, A. Rockhill, and R. Zhou, "Hybrid design of modular multilevel converters for hvdc systems based on various submodule circuits," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 30, pp. 385–394, Feb. 2015.

[43] C. Dahmen, F. Kapaun, and R. Marquardt, "Analytical investigation of efficiency and operating range of different modular multilevel converters," in *2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, pp. 336–342, 2017.

[44] C. Dahmen and R. Marquardt, "Charge balancing for advanced mmc-double-submodules with ultra-low loss," in *2019 IEEE 13th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, pp. 1–6, 2019.

[45] C. Dahmen and R. Marquardt, "Power losses of advanced mmc submodule topologies using si- and sic-semiconductors," in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, pp. P.1–P.10, 2019.

[46] K. Ilves, F. Taffner, S. Norrga, A. Antonopoulos, L. Harnefors, and H. Nee, "A submodule implementation for parallel connection of capacitors in modular multilevel converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 3518–3527, Jul. 2015.

[47] K. Ilves, L. Bessegato, L. Harnefors, S. Norrga, and H. . Nee, "Semi-full-bridge submodule for modular multilevel converters," in *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, pp. 1067–1074, 2015.

[48] T. Modeer, H. Nee, and S. Norrga, "Loss comparison of different sub-module implementations for modular multilevel converters in hvdc applications," in *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–7, 2011.

[49] S. Heinig, K. Jacobs, K. Ilves, S. Norrga, and H. Nee, "Implications of capacitor voltage imbalance on the operation of the semi-full-bridge submodule," in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, pp. P.1–P.10, 2017.

[50] S. Heinig, K. Jacobs, K. Ilves, S. Norrga, and H. Nee, "Reduction of switching frequency for the semi-full-bridge submodule using alternative bypass states," in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, pp. P.1–P.10, 2018.

[51] S. Heinig, K. Jacobs, K. Ilves, L. Bessegato, P. Bakas, S. Norrga, and H. Nee, "Implications of capacitor voltage imbalance on the operation of the semi-full-bridge submodule," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, pp. 9520–9535, Oct. 2019.

[52] D. Schröder, *Leistungselektronische Schaltungen*, vol. 3. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2012.

[53] T. Dhaene and D. de Zutter, "Selection of lumped element models for coupled lossy transmission lines," *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol. 11, pp. 805–815, Jul. 1992.

[54] J. Kolb, *Optimale Betriebsführung des Modularen Multilevel-Umrichters als Antriebsumrichter für Drehstrommaschinen.* Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2013.

[55] A. Lesnicar, *Neuartiger, Modularer Mehrpunktumrichter M2C für Netzkupplungsanwendungen.* Forschungsberichte Leistungselektronik und Steuerungen, Band 1, Shaker Verlag, Dissertation, November 2008.

[56] S. P. Engel and R. W. De Doncker, "Control of the modular multi-level converter for minimized cell capacitance," in *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, 2011.

[57] C. Stark, *Schnelle Energieregelung eines Modularen Multilevel Umrichters (MMC) für ein gekoppeltes DC-AC-Netz.* Dissertation, Universität der Bundeswehr München, 2022.

[58] J.-L. Marques-Lopez, *Theoretische Betrachtungen zum stationären Zustand eines MMC.* Technischer Bericht, Universität der Bundeswehr München, 2018.

[59] L. Ängquist, A. Antonopoulos, D. Siemaszko, K. Ilves, M. Vasiladiotis, and H. Nee, "Inner control of modular multilevel converters - an approach using open-loop estimation of stored energy," in *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, pp. 1579–1585, 2010.

[60] G. Rizzoli, M. Mengoni, M. Mantellini, G. Sala, L. Zarri, A. Tani, and D. Casadei, "Decoupled control of the arms of a modular multilevel converter with orthogonal reference signals," in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, pp. P.1–P.10, 2019.

[61] J. Kolb, F. Kammerer, M. Gommeringer, and M. Braun, "Cascaded control system of the modular multilevel converter for feeding variable-speed drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 349–357, Jan. 2015.

[62] Y. Wang and R. Marquardt, "Novel control scheme for the internal energies and circulating currents of modular multilevel converter," in *PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, pp. 1–6, 2017.

[63] Y. Wang, *Hochdynamische Regelung der Zweigenergien von Modularen Multilevel Umrichtern.* Dissertation, Universität der Bundeswehr München, 2021.

[64] H. Fehr and A. Gensior, "Improved energy balancing of grid-side modular multilevel converters by optimized feedforward circulating currents and common-mode voltage," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, pp. 10903–10913, Dec. 2018.

[65] H. Fehr and A. Gensior, "Online trajectory planning during low-voltage frt of a modular multilevel converter," in *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*, pp. P.1–P.10, 2020.

[66] Ö. C. Sakinci and J. Beerten, "Generalized dynamic phasor modeling of the mmc for small-signal stability analysis," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 34, pp. 991–1000, Jun. 2019.

[67] Q. Gui, J. L. Gnärig, H. Fehr, and A. Gensior, "Energy-balancing of a modular multilevel converter using an online trajectory planning algorithm," in *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*, pp. P.1–P.10, 2020.

[68] C. Stark, D. Danowski, J. Marqués, and C. Hillermeier, "Fast compensation of dc bus voltage drops using modular multilevel converters," *The Journal of Engineering*, vol. 2019, pp. 3906–3911, Jan. 2019.

[69] F. Zhang, W. Li, and G. Joós, "A voltage-level-based model predictive control of modular multilevel converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 5301–5312, Aug. 2016.

[70] X. Gao, W. Tian, Y. Pang, and R. Kennel, "Model predictive control for modular multilevel converters operating at wide frequency range with a novel cost function," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–1, Apr. 2021.

[71] L. Harnefors, A. Antonopoulos, K. Ilves, and H. Nee, "Global asymptotic stability of current-controlled modular multilevel converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 249–258, Jan. 2015.

[72] L. Ängquist, A. Antonopoulos, D. Siemaszko, K. Ilves, M. Vasiladiotis, and H. Nee, "Open-loop control of modular multilevel converters using estimation of stored energy," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, pp. 2516–2524, Nov.-Dec. 2011.

[73] L. Ängquist, A. Antonopoulos, S. Norrga, and H. Nee, "Arm-current-based control of modular multilevel converters," in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 1–10, 2013.

[74] N. Ahmed, L. Ängquist, and H. Nee, "Continuous modeling of open-loop control based negative sequence current control of modular multilevel converters for hvdc transmission," in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 1–10, 2013.

[75] A. Pérez-Basante, S. Ceballos, G. Konstantinou, M. Liserre, J. Pou, and Í. M. de Alegría, "Circulating current control for modular multilevel converter based on selective harmonic elimination with ultra-low switching frequency," in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, pp. 1–10, 2016.

[76] P. Münch, D. Görges, M. Izák, and S. Liu, "Integrated current control, energy control and energy balancing of modular multilevel converters," in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 150–155, 2010.

[77] P. Münch, S. Liu, and G. Ebner, "Multivariable current control of modular multilevel converters with disturbance rejection and harmonics compensation," in *2010 IEEE International Conference on Control Applications*, pp. 196–201, 2010.

[78] P. M. Meshram and V. B. Borghate, "A simplified nearest level control (nlc) voltage balancing method for modular multilevel converter (mmc)," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 450–462, Jan. 2015.

[79] P. Hu and D. Jiang, "A level-increased nearest level modulation method for modular multilevel converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 1836–1842, Apr. 2015.

[80] S. Rohner, S. Bernet, M. Hiller, and R. Sommer, "Pulse width modulation scheme for the modular multilevel converter," in *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, 2009.

[81] S. Rohner, S. Bernet, M. Hiller, and R. Sommer, "Modulation, losses, and semiconductor requirements of modular multilevel converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 2633–2642, Aug. 2010.

[82] A. Antonopoulos, L. Ängquist, and H. Nee, "On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter," in *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, 2009.

[83] Y. Deng and R. G. Harley, "Space-vector versus nearest-level pulse width modulation for multilevel converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 2962–2974, Jun. 2015.

[84] Z. Li, P. Wang, H. Zhu, Z. Chu, and Y. Li, "An improved pulse width modulation method for chopper-cell-based modular multilevel converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 3472–3481, Aug. 2012.

[85] Y. Jin, S. Wang, Q. Xiao, Y. Liu, Y. Mu, Y. Ji, S. K. Chaudhary, and R. Teodorescu, "A novel harmonic control method for mmc combining improved nearest level control and selective harmonic elimination method," in *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 6368–6375, 2019.

[86] A. Dekka, B. Wu, and N. R. Zargari, "A novel modulation scheme and voltage balancing algorithm for modular multilevel converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, pp. 432–443, Jan.-Feb. 2016.

[87] M. Middeke, H. Fehr, and A. Gensior, "Reducing the modulation voltage error in mmcs by considering the capacitor voltage change within one pwm cycle for improved current control," in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, pp. P.1–P.8, 2017.

[88] Y. Deng, K. H. Teo, C. Duan, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "A fast and generalized space vector modulation scheme for multilevel inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 5204–5217, Oct. 2014.

[89] Y. Deng, Y. Wang, K. H. Teo, and R. G. Harley, "A simplified space vector modulation scheme for multilevel converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 1873–1886, Mar. 2016.

[90] A. Dekka, B. Wu, N. R. Zargari, and R. L. Fuentes, "A space-vector pwm-based voltage-balancing approach with reduced current sensors for modular multilevel converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 2734–2745, May 2016.

[91] S. B. Bahir, A. R. Beig, and M. Poshtan, "An improved space vector pwm for grid connected mmc," in *2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, pp. 556–561, 2017.

[92] F. B. Grigoletto, M. Stefanello, G. S. da Silva, and H. Pinheiro, "Space vector pulse width modulation for modular multilevel converters," in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2575–2581, 2016.

[93] Y. Deng, Y. Wang, K. H. Teo, M. Saeedifard, and R. G. Harley, "Optimized control of the modular multilevel converter based on space vector modulation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, pp. 5697–5711, Jul. 2018.

[94] A. Hassanpoor, K. Ilves, S. Norrga, L. Ängquist, and H. Nee, "Tolerance-band modulation methods for modular multilevel converters," in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 1–10, 2013.

[95] A. Hassanpoor, L. Ängquist, S. Norrga, K. Ilves, and H. Nee, "Tolerance band modulation methods for modular multilevel converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 311–326, Jan. 2015.

[96] A. Hassanpoor, S. Norrga, H. Nee, and L. Ängquist, "Evaluation of different carrier-based pwm methods for modular multilevel converters for hvdc application," in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 388–393, 2012.

[97] R. Darus, J. Pou, G. Konstantinou, S. Ceballos, and V. G. Agelidis, "Circulating current control and evaluation of carrier dispositions in modular multilevel converters," in *2013 IEEE ECCE Asia Downunder*, pp. 332–338, 2013.

[98] R. Darus, J. Pou, G. Konstantinou, S. Ceballos, R. Picas, and V. G. Agelidis, "A modified voltage balancing algorithm for the modular multilevel converter: Evaluation for staircase and phase-disposition pwm," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 4119–4127, Aug. 2015.

[99] X. Shi, Z. Wang, L. M. Tolbert, and F. Wang, "A comparison of phase disposition and phase shift pwm strategies for modular multilevel converters," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 4089–4096, 2013.

[100] K. Ilves, L. Harnefors, S. Norrga, and H. Nee, "Analysis and operation of modular multilevel converters with phase-shifted carrier pwm," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 268–283, Jan. 2015.

[101] Y. Sun, D. Lyu, C. A. Teixeira, B. P. McGrath, D. G. Holmes, and Q. Wang, "Circulating current suppression control of modular multilevel converters under optimized phase disposition (pd) modulation," in *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 201–208, 2019.

[102] B. P. McGrath, C. A. Teixeira, and D. G. Holmes, "Optimised phase disposition (pd) modulation of a modular multilevel converter using a state machine decoder," in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 6368–6375, 2015.

[103] B. P. McGrath, C. A. Teixeira, and D. G. Holmes, "Optimized phase disposition (pd) modulation of a modular multilevel converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, pp. 4624–4633, Sept.-Oct. 2017.

[104] K. Ilves, L. Harnefors, S. Norrga, and H. Nee, "Predictive sorting algorithm for modular multilevel converters minimizing the spread in the submodule capacitor voltages," in *2013 IEEE ECCE Asia Downunder*, pp. 325–331, 2013.

[105] K. Ilves, L. Harnefors, S. Norrga, and H. Nee, "Predictive sorting algorithm for modular multilevel converters minimizing the spread in the submodule capacitor voltages," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 440–449, Jan. 2015.

[106] K. Ilves, A. Antonopoulos, S. Norrga, and H. Nee, "A new modulation method for the modular multilevel converter allowing fundamental switching frequency," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 3482–3494, Aug. 2012.

[107] M. Moranchel, E. J. Bueno, F. J. Rodriguez, and I. Sanz, "Selective harmonic elimination modulation for medium voltage modular multilevel converter," in *2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 1–6, 2016.

[108] T. Geyer, *Model Predictive Control of High Power Converters and Industrial Drives.* Wiley, 2017.

[109] J. Rodriguez, C. Garcia, A. Mora, F. Flores-Bahamonde, P. Acuna, M. Novak, Y. Zhang, L. Tarisciotti, A. Davari, Z. Zhang, F. Wang, M. Norambuena, T. Dragicevic, F. Blaabjerg, T. Geyer, R. Kennel, D. Arab Khaburi, M. Abdelrahem, Z. Zhang, N. Mijatovic, and R. P. Aguilera, "Latest advances of model predictive control in electrical drives. part i: Basic concepts and advanced strategies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1, 2021.

[110] J. Rodriguez, C. Garcia, A. Mora, A. Davari, J. Rodas, D. F. Valencia Garcia, M. F. Elmorshedy, F. Wang, K. Zuo, L. Tarisciotti, F. Flores-Bahamonde, W. Xu, Z. Zhang, Y. Zhang, M. Norambuena, A. Emadi, T. Geyer, R. Kennel, T. Dragicevic, D. Arab Khaburi, Z. Zhang, M. Abdelrahem, and N. Mijatovic, "Latest advances of model predictive control in electrical drives. part ii: Applications and benchmarking with classical control methods," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1, 2021.

[111] B. S. Riar, T. Geyer, and U. K. Madawala, "Model predictive direct current control of modular multilevel converters: Modeling, analysis, and experimental evaluation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 431–439, Jan. 2015.

[112] A. Dekka, B. Wu, V. Yaramasu, R. L. Fuentes, and N. R. Zargari, "Model predictive control of high-power modular multilevel converters—an overview," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, pp. 168–183, Mar. 2019.

[113] X. Gao, W. Tian, Q. Yang, and R. Kennel, "Model predictive control for modular multilevel converters based on a box-constrained quadratic problem solver," in *2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia)*, pp. 3068–3072, 2020.

[114] W. Tian, X. Gao, and R. Kennel, "Model predictive control of modular multilevel converters with independent arm-balancing control," in *2019 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, pp. 1–5, 2019.

[115] J. Böcker, B. Freudenberg, A. The, and S. Dieckerhoff, "Experimental comparison of model predictive control and cascaded control of the modular multilevel converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 422–430, Jan. 2015.

[116] D. Zhou, S. Yang, and Y. Tang, "Model-predictive current control of modular multilevel converters with phase-shifted pulsewidth modulation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, pp. 4368–4378, Jun. 2019.

[117] Z. Gong, P. Dai, X. Yuan, X. Wu, and G. Guo, "Design and experimental evaluation of fast model predictive control for modular multilevel converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 3845–3856, Jun. 2016.

[118] X. Wang and F. Blaabjerg, "Harmonic stability in power electronic-based power systems: Concept, modeling, and analysis," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, pp. 2858–2870, May 2019.

[119] H. Wu, X. Wang, and Ł. H. Kocewiak, "Impedance-based stability analysis of voltage-controlled mmcs feeding linear ac systems," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, pp. 4060–4074, Dec. 2020.

[120] Danisense Produkthandbuch, *Ultra-stable high precision current transducers.* Version 1.2.

[121] LEM Produktkatalog, *High Precision Current Transducers.*

[122] MathWorks, "Matlab/Simulink, www.mathworks.com, Version 2020a."

[123] M. Galek, *M2C-Converter auf Basis von MOS-Transistoren für Niederspannungsnetzwerke.* Dissertation, Forschungsberichte Leistungselektronik und Steuerungen, UniBw München, November 2016.

[124] J. Zohner, *Aufbau und Inbetriebnahme eines modularen Mehrpunktumrichters in Vollbrückentopologie.* Masterarbeit, Universität der Bundeswehr München, 2016.

[125] B. Çiftçi, S. Schiessl, J. Gross, L. Harnefors, S. Norrga, and H.-P. Nee, "Wireless control of modular multilevel converter submodules," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, pp. 8439–8453, Jul. 2021.

[126] X. Huo, X. Xie, Z. Wu, and X. Dou, "A novel strategy for dc distribution start-up based on mmc," in *2019 IEEE Sustainable Power and Energy Conference (iSPEC)*, pp. 952–956, 2019.

[127] P. Wang, X.-P. Zhang, P. F. Coventry, and R. Zhang, "Start-up control of an offshore integrated mmc multi-terminal hvdc system with reduced dc voltage," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 31, pp. 2740–2751, Jul. 2016.

[128] B. Li, D. Xu, Y. Zhang, R. Yang, G. Wang, W. Wang, and D. Xu, "Closed-loop precharge control of modular multilevel converters during start-up processes," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 524–531, Feb. 2015.

[129] T. Li, C. Zhao, J. Xu, X. Cai, H. Pang, and C. Lin, "Start-up scheme for hvdc system based on modular multilevel converter," in *2nd IET Renewable Power Generation Conference (RPG 2013)*, pp. 1–4, 2013.

[130] W. A. M. Ghoneim and A. A. Aziz, "Sequential capacitors charging methods during single phase modular multilevel converter uncontrolled start-up pre-charging phase," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 209043–209054, Nov. 2020.

[131] Y. Jiang, J. Hu, H. Song, M. Zhang, X. Wang, Z. Rao, G. Wang, and G. Zhu, "Study on start-up control strategies for hvdc-flexible system based on mmc," in *2013 Chinese Automation Congress*, pp. 126–131, 2013.

[132] J. Kolb, F. Kammerer, and M. Braun, "Straight forward vector control of the modular multilevel converter for feeding three-phase machines over their complete frequency range," in *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1596–1601, 2011.

[133] J. Kolb, F. Kammerer, and 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)*, pp. LS1a–1.1–1–LS1a–1.1–8, 2012.

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name	Daniel Dinkel
Geburtsdatum	05.06.1991
Geburtsort	Hagen
Staatsangehörigkeit	deutsch

Werdegang

seit März 2016	**Wissenschaftlicher Mitarbeiter**, Lehrstuhl für Automatisierungs- und Regelungstechnik (EIT 8.1), Lehrstuhl für Leistungselektronik (EIT 6.2) Universität der Bundeswehr München
Okt. 2011 – Sept. 2015	**Studium**, *Elektro- und Informationstechnik*, Vertiefungsrichtung: Energietechnische Systeme, B.Sc. und M.Sc. Universität der Bundeswehr München
Jul. 2010 – Sept. 2011	**Grundausbildung bei der Bundeswehr**, Offizierslaufbahn
Jun. 2010	**Allgemeine Hochschulreife**, Heilig-Geist-Gymnasium in Menden (Sauerland)

Publikationen

2022	**Direct Multivariable Control for Modular Multilevel Converters**, *D. Dinkel, C. Hillermeier and R. Marquardt*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 37, no. 7, pp. 7819-7833, July 2022
2020	**Direct Multivariable Control for MMC: Digital Signal Processing and Experimental Results**, *D. Dinkel, C. Hillermeier and R. Marquardt*, 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)
2019	**Direct Multivariable Control of MMC Under Transient Conditions**, *D. Dinkel, C. Hillermeier and R. Marquardt*, 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)
2018	**Direct Multivariable Control of Modular Multilevel Converters**, *D. Dinkel, C. Hillermeier and R. Marquardt*, 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)
2018	**Dynamic Control and Design of a Modular Power Flow Controller for HVDC Networks with Fault Clearing Capabilities**, *D. Dinkel, C. Hillermeier and R. Marquardt*, PCIM Europe 2018; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management