

Auswirkungen von MMC-HGÜ-Systemen auf  
die Stabilität im Übertragungsnetz  
-  
Herausforderungen und Potenziale

Zur Erlangung des akademischen Grades einer

DOKTORIN DER INGENIEURWISSENSCHAFTEN (Dr.-Ing.)

von der KIT-Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik  
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)  
angenommene

DISSERTATION

von

*Carolin Ivonne Hirsching*, M.Sc.  
geb. in Bietigheim-Bissingen, Deutschland

Tag der mündlichen Prüfung: 07.05.2024  
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Thomas Leibfried  
Korreferentin: Prof. Dr.-Ing. Jutta Hanson



Dieses Werk ist lizenziert unter einer Creative Commons Namensnennung - Weitergabe unter gleichen Bedingungen 4.0 International Lizenz (CC BY-SA 4.0):  
<https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.de>

# Vorwort

Die Wahrung der Systemstabilität im europäischen Verbundnetz ist eine multidisziplinäre Herausforderung, woraus ausgewählte Facetten in dieser Dissertation näher untersucht wurden. Meinem Doktorvater, Herrn *Prof. Dr.-Ing. Thomas Leibfried*, danke ich herzlich für die Übernahme des Hauptreferats dieser Arbeit, die im Rahmen meiner Tätigkeit am *Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik (IEH)* des *Karlsruher Instituts für Technologie* entstanden ist. Die einzigartigen Arbeitsbedingungen, das entgegengebrachte Vertrauen und der bedingungslose Rückhalt sowie die großzügig eingeräumten Entfaltungsmöglichkeiten hinsichtlich fachlicher sowie persönlicher Interessen haben wesentlich zum Gelingen meiner Promotion beigetragen.

Weiterhin danke ich Frau *Prof. Dr.-Ing. Jutta Hanson* für die Übernahme des Korreferats und für ihr Interesse an meinem Forschungsgebiet. Mein Dank gilt auch den weiteren Mitgliedern des Prüfungsausschusses Herrn *Prof. Dr.-Ing. Mike Barth*, Herrn *Prof. Dr.-Ing. John Jelonnek* und Herrn *Prof. Dr. Ivan Peric*.

Dank den ehemaligen und derzeitigen Mitarbeitern am IEH wurde eine unvergleichbare Arbeitsatmosphäre geschaffen, woraus unter anderem wertvolle Freundschaften entstanden sind. Ein besonderer Dank gilt hierbei den Herren *Dr.-Ing. Simon Wenig* sowie *Dr.-Ing. Max Goertz*, die mein Interesse für die Welt der Hochspannungsgleichstromübertragung nachhaltig geweckt haben und mich als Betreuer, Kollegen und schließlich im Rahmen einer Zusammenarbeit mit der TransnetBW stets freundschaftlich unterstützt und meine Forschungstätigkeiten durch tiefgründige Diskussionen inspiriert haben.

Außerdem bedanke ich mich herzlichst bei Herrn *Alexander Bisseling*, der zunächst als Masterand durch seine unermüdliche Diskussionsbereitschaft und später als geschätzter Kollege am IEH durch seine Mitarbeit im Projekt, seine kritische Durchsicht dieser Dissertation sowie der Mitgestaltung des jährlichen HGÜ- und Übertragungsnetzkonferenzen eine wesentliche Stütze für mich war.

Schließlich gilt ein aufrichtiger Dank den Kollegen Herrn *Dr.-Ing. Sebastian Hub-schneider*, Frau *Sina Steinle* und Herrn *Maurizio Zajadatz*, die durch ihren freund-

schaftlichen Rückhalt zu einer unvergesslichen Zeit am IEH beigetragen haben und mir stets mit einem fachlichen oder motivierenden Rat zur Seite standen.

Meine Forschungsarbeiten wurden durch viele Abschlussarbeiter und Hilfswissenschaftler unterstützt, denen ich für ihre fachliche Neugier, ihr vielseitiges Engagement und die umfassenden Diskussionen danke. Ein großer Dank gilt hierbei - sofern noch nicht benannt - Frau *Christina Bischoff*, Herrn *Kristof Häusler*, Frau *Isa-Sophie Klemm*, Herrn *Niklas-Phil Oldehinkel*, Herrn *Niklas Stoyke* und Herrn *Dominik Wieland*, deren Untersuchungen richtungsgebend für meine Dissertation waren.

Weiterhin bedanke ich mich bei Frau *Anja Nelles* und Frau *Isabell Riedmüller* für die große und jederzeit freundliche Unterstützung in organisatorischen Angelegenheiten sowie die vielen unterhaltsamen Gespräche im Sekretariat.

Außerdem gilt ein großer Dank Frau *Sabine Hirsching* für das gründliche Lektorat dieser Arbeit sowie meiner Veröffentlichungen.

Im Rahmen von Konferenzbesuchen, Projektarbeiten und Kolloquien sind viele wertvolle Kontakte außerhalb des Instituts entstanden. Ein großer Dank richtet sich hierbei an die Herren *Simon Beckler*, *Dr.-Ing. Marco Lindner* und *Dr.-Ing. Hendrik Just* für den fachlichen Austausch, die inspirierenden Diskussionen sowie die interessanten, gemeinsamen Veröffentlichungsarbeiten.

Abschließend bedanke ich mich bei meiner Familie und insbesondere bei meinen Eltern *Christine* und *Volkmar* für die Ermöglichung meiner Ausbildung sowie die fortwährende Unterstützung bei meinem beruflichen Werdegang. Mein größter Dank gebührt jedoch meinem Ehemann *Nico*, welcher mir mit seinem immerwährenden Verständnis und Beistand sowie seiner Liebe und Geduld eine unvergesslich starke Stütze war.

Karlsruhe, im August 2024

Carolin Ivonne Hirsching

# Inhalt

<b>1</b>	<b>Motivation und Zielsetzung</b>	<b>1</b>
1.1	Herausforderungen zur Wahrung der Systemstabilität . . . . .	1
1.2	Zielsetzung und Struktur der Arbeit . . . . .	3
<b>2</b>	<b>Grundlagen</b>	<b>5</b>
2.1	HGÜ-Systemkonfigurationen . . . . .	5
2.2	Grundlagen der MMC-Technologie . . . . .	7
2.2.1	Submodultopologien . . . . .	9
2.2.2	Funktionsprinzip . . . . .	10
2.2.3	Regelprinzip . . . . .	12
2.3	Klassifizierung des Umrichterregelungsverhaltens . . . . .	16
2.4	Trägheitsgleichung eines Synchrongenerators . . . . .	17
2.5	Technische Anschlussrichtlinien für HGÜ-Systeme . . . . .	18
2.6	Grundlagen der harmonischen Stabilität . . . . .	19
2.6.1	Impedanzbasierte Stabilitätsanalyse . . . . .	21
2.6.2	Bewertung von Interaktionen . . . . .	23
<b>3</b>	<b>Modellbildung für MMC-HGÜ-Systeme</b>	<b>25</b>
3.1	Submodul und Umrichterventil . . . . .	25
3.2	Modellbildung für harmonische Stabilitätsanalysen . . . . .	28
3.2.1	Methodischer Überblick . . . . .	28
3.2.2	Passive Klemmenadmittanz des MMCs . . . . .	31
3.2.3	Modellbildung der aktiven Umrichteradmittanz . . . . .	37
3.2.4	Messgrößenerfassung und -verarbeitung . . . . .	41
3.2.5	Frequenzdetektierende Verfahren . . . . .	44
3.2.6	Exkurs: GFM-Regelungskonzepte . . . . .	46
3.2.7	Modellierung der virtuellen Synchronmaschine . . . . .	47
3.2.8	Stromrichtertransformator . . . . .	51
3.2.9	Netzanbindung . . . . .	53
3.3	EMT-Modellbildung . . . . .	54

<b>4</b>	<b>Harmonische Stabilitätsuntersuchungen</b>	<b>57</b>
4.1	Verhalten stromeinprägender Umrichter . . . . .	57
4.1.1	Stand des Wissens . . . . .	58
4.1.2	Einfluss innerer Regler . . . . .	60
4.1.3	Einfluss frequenzdetektierender Verfahren . . . . .	64
4.1.4	Einfluss äußerer Regler . . . . .	65
4.1.5	Arbeitspunktabhängigkeit . . . . .	69
4.1.6	Einfluss selektiver Filter für symmetrische Komponenten . . . . .	71
4.1.7	Zusammenfassung . . . . .	72
4.2	Verhalten spannungseinprägender Umrichter . . . . .	73
4.2.1	Einfluss des Trägheitsmodells . . . . .	73
4.2.2	Einfluss der Spannungsregler . . . . .	74
4.2.3	Einfluss der virtuellen Statorimpedanz . . . . .	80
4.2.4	Zusammenfassung . . . . .	83
4.3	Gegenüberstellung der Umrichtertypen . . . . .	84
<b>5</b>	<b>Implementierung eines GFM-MMC-HGÜ-Systems</b>	<b>87</b>
5.1	Regelung der AC-Dynamiken . . . . .	89
5.1.1	Modell der virtuellen Synchronmaschine . . . . .	89
5.1.2	AC-Spannungsregelung . . . . .	91
5.1.3	Gegensystemregelung . . . . .	92
5.2	Regelung der DC-Komponenten . . . . .	96
5.3	Energiebilanzierung . . . . .	96
5.4	Auslegung der VSM-HGÜ . . . . .	98
5.4.1	Abhängigkeiten während eines Winkelsprungs . . . . .	98
5.4.2	Abhängigkeiten während Frequenzänderungen . . . . .	102
5.4.3	Auslegung einer GFM-MMC-HGÜ . . . . .	104
5.5	Stromlimitierungskonzept . . . . .	106
5.5.1	AC-Stromlimitierung im Mitsystem . . . . .	107
5.5.2	AC-Stromlimitierung im Gegensystem . . . . .	111
5.5.3	Transiente Stabilität während Netzfehlern . . . . .	111
5.5.4	Weitere Wirkleistungsbegrenzungsmaßnahmen . . . . .	113
<b>6</b>	<b>Dynamische Performanz einer GFM-MMC-HGÜ</b>	<b>115</b>
6.1	Winkelsprungszenarien . . . . .	117
6.1.1	Winkelsprung an T1 . . . . .	118
6.1.2	Winkelsprung an T2 . . . . .	120
6.1.3	Synchrone Winkelsprünge an T1 und T2 . . . . .	123
6.1.4	Gegensynchrone Winkelsprünge an T1 und T2 . . . . .	123
6.2	Symmetrische Fehler . . . . .	126
6.2.1	Auswertung der Intralinkauswirkungen . . . . .	126
6.2.2	Fehleranalyse . . . . .	129
6.2.3	Fehlerimpedanzabhängige FRT-Performanz . . . . .	131

6.3	Unsymmetrische Fehler . . . . .	133
6.4	Inselnetzbildung . . . . .	136
6.5	Zusammenfassung und Handlungsempfehlungen . . . . .	137
<b>7</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>141</b>
<b>Anhang A Mathematische Grundlagen</b>		<b>145</b>
A.1	Verwendete Transformationen . . . . .	145
A.2	Extraktion der Grundschwingungskomponenten . . . . .	146
<b>Anhang B Numerische Messung frequenzabhängiger Systeme</b>		<b>149</b>
<b>Anhang C HSS-Modell eines MMCs</b>		<b>151</b>
C.1	Kurze Herleitung der HSS-Modellbeschreibung . . . . .	151
C.2	HSS-Modell zur Beschreibung des geregelten MMCs . . . . .	152
<b>Anhang D MMC-HGÜ-System</b>		<b>155</b>
D.1	Parametersatz für harmonische Studien . . . . .	155
D.2	Auslegung der RBP-HGÜ . . . . .	157
<b>Anhang Literatur</b>		<b>159</b>
	Wissenschaftliche Veröffentlichungen und Bücher . . . . .	159
	Verordnungen, Standards und technische Dokumente . . . . .	172
	Eigene Journalbeiträge . . . . .	174
	Eigene Veröffentlichungen auf Konferenzen . . . . .	175
	Betreute studentische Abschlussarbeiten . . . . .	177



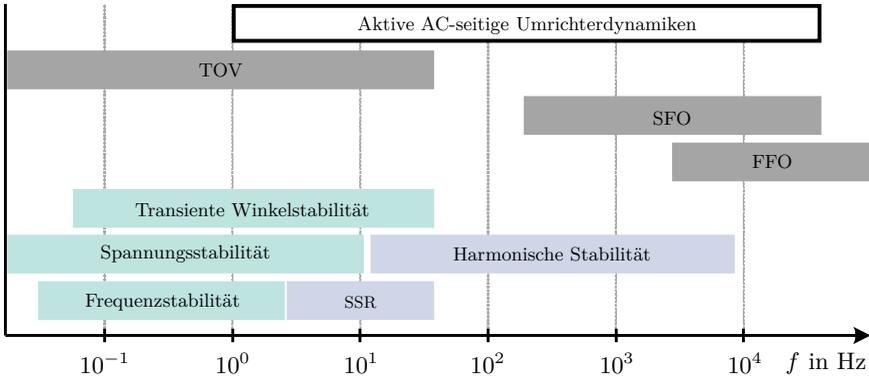
# Kapitel 1

## Motivation und Zielsetzung

### 1.1 Herausforderungen zur Wahrung der Systemstabilität

Angestoßen durch die energiepolitischen Ziele der EU, die Treibhausgasemissionen bis 2030 um mindestens 40 % gegenüber 1990 zu verringern [36], findet derzeit ein Wandel der europäischen Energiesysteme statt. Dieser beinhaltet einen Paradigmenwechsel der Erzeugungslandschaft von zentralen Kraftwerken mit Synchrongeneratoren hin zu umrichterbasierten und dezentralen Einspeisern zur Nutzung erneuerbarer Energieträger wie Solar, Wind und zukünftig Wasserstoff. Auf Verbraucherseite findet gleichzeitig eine zunehmende Elektrifizierung des Wärme- und Verkehrssektors statt, sodass erhöhte Strombedarfe sowie die massive Integration umrichterbasierter Systeme bei gleichzeitiger Reduktion der Momentanreserve das zukünftige europäische Energienetz vor verschiedene neue Herausforderungen zur Wahrung der Systemstabilität stellen.

Aufgrund der Zunahme umrichterbasierter Systeme fand in Ergänzung zur ursprünglichen Klassifizierung nach [96] eine erweiterte Einordnung von Stabilitätsproblemen nach [91] statt, deren Frequenzbereiche in Abb. 1.1 dargestellt sind. Die Kategorie der subsynchronen Resonanzen (SSR) steht dabei nicht im direkten Zusammenhang mit Umrichtersystemen, vielmehr ist durch die zunehmende Integration von Umrichtersystemen ein größerer Frequenzbereich für Stabilitätsprobleme relevant geworden. Zudem sind in Abb. 1.1 die Frequenzbereiche ausgewählter Überspannungskategorien nach [148] eingetragen, welche die temporären Überspannungen (TOV, engl: *temporary overvoltages*), langsam ansteigende Überspannungen (SFO, engl: *slow-front overvoltages*) sowie schnell ansteigende Überspannungen (FFO, engl: *fast-front overvoltages*) umfassen. Zur Einordnung der Herausforderungen hinsichtlich der Zunahme von Umrichtersystemen im Wechselstrom- (AC, engl: *alternating current*) Netz, ist der Frequenzbereich aktiver Umrichterdynamiken für die in dieser Arbeit relevanten selbstgeführten Umrichter (VSC,



**Abb. 1.1:** Einordnung der Frequenzbereiche klassischer (grün) sowie aktualisierter (blau) Stabilitätsprobleme nach [91] sowie für Überspannungskategorien (grau) nach [148].

engl: *voltage-sourced converter*) aufgetragen. Die aktiven Umrichter-dynamiken umfassen neben den passiven Umrichtereigenschaften die Reglerdynamiken innerer und äußerer Regelschleifen sowie Filter- und Totzeitdynamiken.

In der vergangenen Dekade sind neue Stabilitätsphänomene in Form von Interaktionen zwischen den aktiven Umrichter-dynamiken und den vorherrschenden Netzresonanzen aufgetreten, welche unerwünschte Oszillationen im Netz hervorge-rufen haben. So wurden beispielsweise hochfrequente Oszillationen zwischen der französisch-spanischen Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragungs-(HGÜ) Verbindung *Inelfe* und dem französischen Übertragungsnetz aufgrund einer ungünstigen Filterauslegung [47] oder das Auftreten unerwünschter Resonanzprobleme zwischen der Offshore-Windenergieanlage *BorWin 1* und dem angebotenen HGÜ-Umrichter [22] verzeichnet. Für diese Phänomene hat sich in der Literatur der Begriff der *Harmonischen Stabilität* oder *Oberschwingungsstabilität* etabliert [137, 152], welcher sich für den Frequenzbereich von 10 Hz [126, 152] bis zu einigen Kilohertz [126, 137, 152] einordnet und somit breitbandig zu gewährleisten ist.

Neben der Bewältigung neuartiger Stabilitätsprobleme stellt die Wahrung klassischer Stabilitätsmerkmale für das Gelingen der Energiewende zunehmend ebenfalls eine zentrale Rolle dar. Aus diesem Grund wird der Lösungsansatz verfolgt, geplante Großprojekte der VSC-Klasse mit einer netzbildenden (GFM, engl: *grid-forming*) Regelung auszustatten, sodass diese zukünftig einen Beitrag zur Wahrung klassischer Stabilitätsmerkmale leisten können [132]. Während netzbildende Regelungskonzepte für Inselnetze bereits zum Stand der Technik zu zählen sind, ist die mögliche Integration paralleler, synchroner und netzbildender Umrichter-systeme Gegenstand aktueller Forschung und Entwicklung [26]. Hierbei ist das

HGÜ-Vorhaben *SuedLink* hervorzuheben, welches netzbildende Regelungskonzepte eingebettet in das europäische Verbundnetz erstmals großskalig implementieren soll [80]. Tatsächlich ist unter weiterer Berücksichtigung des europäischen Zehnjahresentwicklungsplans (TYNDP, engl: *ten-year network development plan*) von 2020 [146] davon auszugehen, dass Gleichstrom- (DC, engl: *direct current*) Systeme eine tragende Rolle im zukünftigen europäischen Energienetz spielen werden, wobei sich in Abhängigkeit des Regelverhaltens sowohl Herausforderungen zur Wahrung der Systemstabilität als auch große Potenziale zur Verbesserung der Systemstabilität bieten.

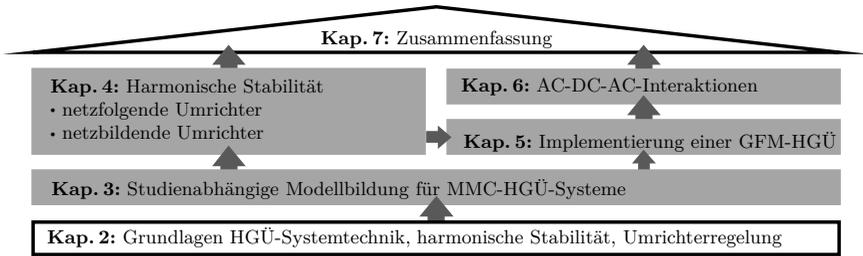
## 1.2 Zielsetzung und Struktur der Arbeit

Basierend auf den zuvor diskutierten Stabilitätsthematiken leiten sich im Kontext der HGÜ-Systemtechnik zwei zentrale Fragestellungen ab: *i*) die Auswirkung der Umrichterregelung auf die harmonische Stabilität sowie *ii*) die Nutzung der Umrichterregelung zur Verbesserung der Stabilität.

Auf Grundlage dieser Fragestellungen setzt sich diese Dissertation zum Ziel, ein umfängliches Verständnis über die frequenzabhängigen Eigenschaften eines HGÜ-Umrichters in Abhängigkeit des gewählten Umrichterregelungsverhaltens sowie die dafür notwendigen Modellierungsempfehlungen zu erarbeiten. Weiterhin soll im Kontext netzbildender HGÜ-Regelverfahren eine Möglichkeit untersucht werden, virtuelle Momentanreserve trotz limitierter Energiespeicher innerhalb der Umrichterstation bereitzustellen und damit einhergehende Herausforderungen anhand geeigneter Untersuchungsszenarien abzuleiten.

Die Untersuchungen unterliegen dabei folgender Abgrenzung:

- Diese Arbeit behandelt Stabilitätsprobleme im AC-Übertragungsnetz. Daher sei für Untersuchungen DC-seitiger Reglerinteraktionen z.B. auf die Dissertation [39] verwiesen.
- Da die frequenzabhängige Modellbildung des Übertragungsnetzes lediglich auf Basis weitreichender Netzdaten belastbar durchgeführt werden kann, ist diese nicht Gegenstand dieser Arbeit.
- Diese Dissertation untersucht das Regelverhalten von HGÜ-Systemen im stationären Betrieb sowie für dynamische *Fault-Ride Through* (FRT) Ereignisse ohne Blockierzustand des Umrichters. Daher bleibt die thermische Auslegung leistungselektronischer Bauteile im Zusammenhang mit auftretenden Strom- und Spannungsbelastungen in dieser Arbeit unberücksichtigt.
- Es werden ausschließlich Punkt-zu-Punkt (P2P)-HGÜ-Systeme zugrunde gelegt. HGÜ-Mehrpunktübertragungen (MTDC, engl: *multi-terminal high voltage DC transmission system*) sind nicht Gegenstand dieser Arbeit.



**Abb. 1.2:** Struktur der Dissertation.

Diese Disseration hat folgende Untersuchungsschwerpunkte:

- Mathematische Modellierung des frequenzabhängigen Verhaltens eines HGÜ-Umrichters sowie Ableiten generischer Aussagen zur Formung dieser in Abhängigkeit des Umrichterregelverhaltens,
- Entwicklung und Auslegung eines Regelungskonzepts inklusive Strombegrenzung für eine GFM-HGÜ zur Untersuchung von AC-seitigen FRT-Ereignissen,
- Diskussion über das Sollverhalten netzbildender Umrichtersysteme für schwerwiegende Netzfehler im Kontext bestehender Normenwerke,
- Ableiten von Herausforderungen der HGÜ-Systemintegration bei netzbildender Umrichterregelung und Identifikation kritischer Fehlerszenarien.

Die genannten Schwerpunkte werden durch die in Abb.1.2 visualierte Struktur der Arbeit eingerahmt. In Kap. 2 werden die Grundlagen der HGÜ-Systemtechnik sowie der harmonischen Stabilität geschaffen. Weiterhin wird ein Einblick in die Klassifizierung des Umrichterregelungsverhaltens sowie den heutigen technischen Anschlussregeln für HGÜ-Systeme gewährt. Kap. 3 widmet sich der studienabhängigen Modellbildung für MMC-HGÜ-Systeme, wobei der Schwerpunkt auf den mathematischen Zusammenhängen im Frequenzbereich liegt. Auf dieser Basis werden in Kap. 4 mithilfe umfassender parametrischer sowie struktureller Sensitivitätsanalysen generische Aussagen hinsichtlich der harmonischen Stabilität netzfolgender und netzbildender Umrichter sowie resultierende Modellierungsempfehlungen erarbeitet. Unter Beachtung dieser Untersuchungen erfolgt in Kap. 5 ein Implementierungsvorschlag einer GFM-HGÜ, wobei Auslegungsrichtlinien auf Basis der mathematischen Zusammenhänge im Frequenzbereich hergeleitet sowie ein mehrstufiges Strombegrenzungskonzept erarbeitet werden. Auf dieser Grundlage werden in Kap. 6 die dynamische Performanz der GFM-HGÜ mit dem Schwerpunkt auf AC-DC-AC-Interaktionen in Folge von AC-Netzereignissen untersucht und Herausforderungen im Hinblick auf die Integration im Übertragungsnetz abgeleitet. Kap. 7 fasst die wesentlichen Erkenntnisse zusammen.

# Kapitel 2

## Grundlagen

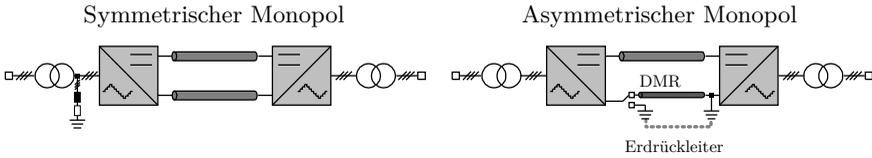
In diesem Kapitel erfolgt eine Einführung in die wesentlichen HGÜ-Systemkonfigurationen sowie die Eigenschaften eines modularen Multilevelumrichters, welcher im Rahmen dieser Dissertation als VSC-Umrichtertyp zugrunde gelegt wird. Hierbei wird auf dessen Funktions- und Regelprinzip eingegangen, was die Grundlage für Untersuchungen der harmonischen sowie transienten Stabilität schafft. Zur Einordnung eingeführter Regelungsmodi findet weiterhin eine Klassifizierung des Umrichterregelverhaltens statt und darüber hinaus ein Überblick über die wesentlichen Anforderungen seitens der technischen Anschlussrichtlinien für HGÜ-Systeme. Abschließend erfolgt eine Einführung in die Grundlagen der harmonischen Stabilität, welche die Abgrenzung der Untersuchungsschwerpunkte für VSC-Umrichter, eine Diskussion über vorhandene Methoden der Stabilitätsanalyse sowie Vorgehensweisen zur Bewertung von Interaktionen beinhaltet. Es werden die Terminologien *DIN EN 60633* [140] sowie *DIN EN 62747* [142] verwendet.

### 2.1 HGÜ-Systemkonfigurationen

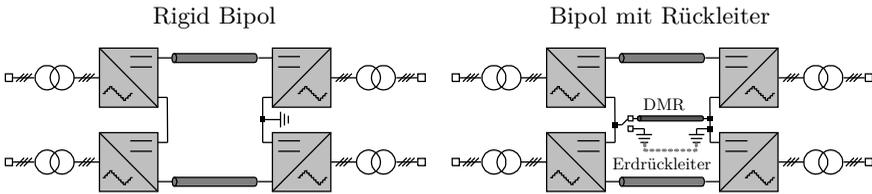
Entsprechend dem Überblick in Abbildung 2.1 sind für HGÜ-Systeme unterschiedliche Konfigurationen denkbar. Die Wahl der Systemkonfiguration ist in jedem Fall projektspezifisch, wobei verschiedenste Faktoren, wie z.B. ökonomische, ökologische, regulatorische oder politische Aspekte sowie das transiente Fehlerverhalten und die potenzielle Erweiterbarkeit für MTDC-Anwendungen, entscheidungsbegleitend sind. Im Folgenden werden die wesentlichen Eigenschaften und Unterschiede der Konfigurationen zusammengefasst, während deren Vor- und Nachteile in ausführlicher Form [87, 123, 134] zu entnehmen sind.

Im Wesentlichen wird zwischen monopolen und bipolaren Konfigurationen unterschieden, wobei die Anzahl der Systempole namensgebend ist. Der asymmetrische

**Monopolare Konfigurationen**



**Bipolare Konfigurationen**



**Abb. 2.1:** HGÜ-Systemkonfigurationen.

Monopol (AMP) stellt die einfachste und günstigste Konfiguration dar. Hier wird der DC-Strom über einen auf volle DC-Spannung isolierten Leitungspol hin- sowie einen metallischen Rückleiter (DMR, engl: *dedicated metallic return*) oder einen Erdrückleiter zurückgeführt. Aufgrund der asymmetrischen Spannungsverteilung sieht der Stromrichtertransformator eine DC-Beanspruchung in Höhe der halben DC-Spannung. Die Konfiguration des symmetrischen Monopols (SMP) repräsentiert die derzeit am häufigsten verbaute Konfiguration für VSC-Anwendungen weltweit. Hier teilt sich die DC-Spannung je hälftig (symmetrisch) auf den positiven sowie negativen Leitungspol auf. Aus diesem Grund muss der Stromrichtertransformator lediglich für AC-Belastungen ausgelegt werden. Zur Symmetrierung der DC-Spannung wird eine hochohmige Erdungskonfiguration an einer der beiden Stationen z.B. wie in Abbildung 2.1 in Form eines Sternpunktbildners ausgeführt. Eine hochohmige Erdung bringt den Vorteil, stationäre Fehlerströme zu vermeiden, jedoch sieht im Falle eines Pol-Erde-Fehlers der gesunde Leitungspol die doppelte DC-Bemessungsspannung.

Bei bipolaren Konfigurationen werden in einer Stromrichterstation jeweils zwei Stationspole DC-seitig seriell und AC-seitig parallel geschaltet. Die Verknüpfung zweier Stationspole ermöglicht eine höhere Übertragungskapazität im Vergleich zu monopolarer Anwendungen. Der Bipol mit Rückleiter (BP) entspricht einer Parallelschaltung zweier AMPs, somit existieren zwei DC-Stromkreise. Bei der Wahl einer Erdrückleitung sind beide Stationen über eine Erdelektrode geerdet, jedoch ist diese Option vielerorts aus vielschichtigen Gründen nicht akzeptiert. Um unerwünschte Stromflüsse im Erdreich zu vermeiden, wird in den Konfigurationen AMP sowie BP mit DMR daher lediglich ein Stationspol geerdet. Die Ausführung

einer niederohmigen Erdung reduziert hierbei die DC-Spannungsbelastungen im Fehlerfall. Ein großer Vorteil gegenüber monopolarer Anwendungen zeichnet sich durch die Redundanz bipolarer Systeme mit DMR aus. Bei Ausfall oder Wartung einer Systempol-Komponente (Leitungs- oder Stationspol) kann der gesunde BP-Systempol mit reduzierter Übertragungskapazität weiterbetrieben werden.

Wird im bipolaren System auf einen Rückleiter verzichtet, handelt es sich um ein stromrigides System, welches als Rigid Bipol (RBP) bezeichnet wird. Im Gegensatz zur BP-Konfiguration stellt diese insbesondere bei langen Kabelstrecken eine hohe Kostenersparnis dar. Allerdings existiert DC-seitig nur ein Stromkreis, sodass für einen fehlerbehafteten Leitungspol keine Redundanz besteht. Jedoch ist bei Ausfall oder Wartung eines Stromrichterpol ein fortwährender Betrieb in der Konfiguration des AMP möglich. Für die Erdung der DC-Neutral-Sammelschiene sind nieder- oder mittelohmige Erdungskonzepte denkbar, wobei ein Kompromiss zwischen der Gewährleistung von Stromnulldurchgängen infolge unsymmetrischer Fehler auf der Umrichterseite des Transformators sowie auftretender Spannungsbelastungen infolge von Kabelfehlern gefunden werden muss. Ausführliche Auslegungsaspekte hinsichtlich der DC-seitigen Erdungskonfiguration sind [79, 173] zu entnehmen.

Im Kontext des GFM-HGÜ-Vorhabens *SuedLink* wird zur Untersuchung dynamischer Vorgänge die RBP-Konfiguration herangezogen. Da diese AC-seitig im Grunde zwei parallelen Umrichterpolen entspricht, basieren die stationären Untersuchungen im Frequenzbereich zur Vereinfachung auf der SMP-Konfiguration.

## 2.2 Grundlagen der MMC-Technologie

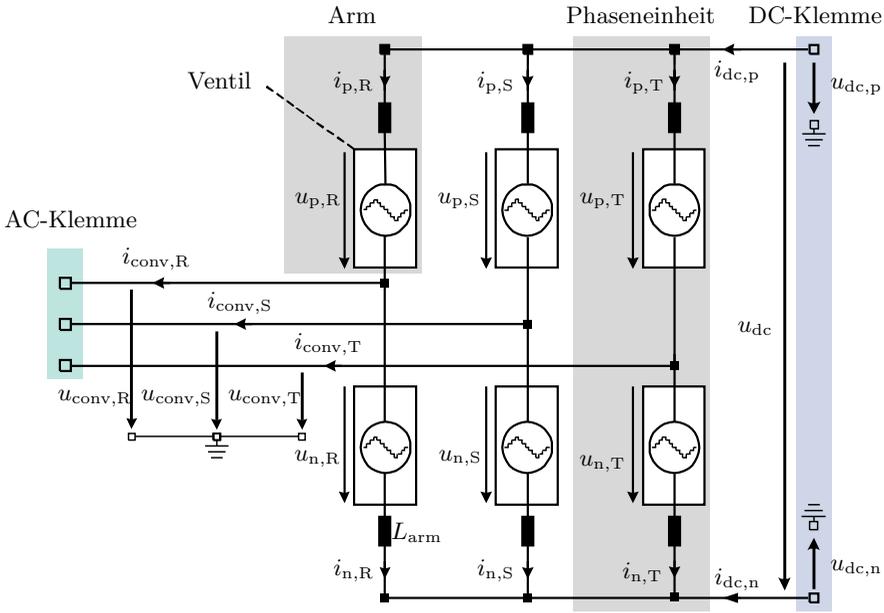
Mit der Einführung eines modularen Stromrichterkonzepts im Jahre 2002 durch [10, 103] wurde der Grundstein für leistungsstarke VSC-HGÜ-Systeme gelegt. Im Jahre 2010 kam der modulare Multilevelumrichter (MMC, engl: *modular multi-level converter*) zum ersten Mal weltweit durch den Hersteller Siemens AG im HGÜ-Bereich für das Projekt *Trans Bay Cable* kommerziell zur Anwendung [120]. Seitdem hat sich die MMC-Applikation als Schlüsseltechnologie für VSC-HGÜ-Anwendungen etabliert [69, 102].

Das Ersatzschaltbild eines MMCs ist in Abbildung 2.2 skizziert. Jede Phase ist mit einer Phaseneinheit verbunden, welche aus jeweils einem positiven (p) und einem negativen (n) Arm besteht. Der Umrichterarm setzt sich aus der Ventildrossel  $L_{\text{arm}}$ <sup>1</sup> sowie einem Ventil<sup>2</sup> zusammen [120]. Das Ventil besteht aus

---

<sup>1</sup>Weitere Ansätze nutzen eine AC-seitige Ventildrossel im Umrichterarm. Die Verwendung einer AC-seitigen Ventildrossel hat im Falle von Arm-Erde-Fehlern vergleichsweise sehr hohe Steilheiten in der DC-Spannung zur Folge [46]. Daher wird in dieser Dissertation die Ventildrossel auf der DC-Seite des Umrichterarms angenommen.

<sup>2</sup>Obwohl bei VSC-Umrichtern abschaltbare Leistungselektronik zum Einsatz kommt, ist die Bezeichnung *Ventil* entsprechend [142] auch für Umrichtertypen der VSC-Klasse anzuwenden.

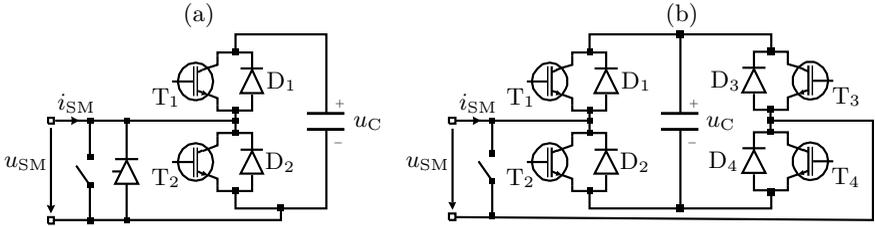


**Abb. 2.2:** Ersatzschaltbild eines modularen Multilevelumrichters.

einer Vielzahl in Reihe geschalteter Submodule (SM), welche abschaltbare Halbleiter mit einem integrierten Energiespeicher kombinieren und jeweils eine diskrete Ausgangsspannung erzeugen können, im einfachsten Fall Null oder die volle Submodulspannung. Somit ist die Ausführung des Ventils als steuerbare Spannungsquelle zu verstehen.

Bedingt durch ihren Aufbau bietet die MMC-Technologie zahlreiche Vorteile, welche u.a. [10, 37, 69, 103] zu entnehmen sind und im Folgenden kurz aufgezeigt werden. Der modulare Aufbau führt zu einer großen Stückzahl gleichartig aufgebauter Submodule der Mittelspannungsklasse, weswegen sich diese sehr effizient und kostengünstig fertigen lassen. Des Weiteren ist die DC-Systemspannung und damit das Leistungsniveau des Umrichters frei skalierbar. Zudem ist durch den modularen Aufbau Redundanz und damit eine erhöhte Disponibilität des Umrichters vorhanden.

Das Zusammensetzen der Ausgangsspannung aus vielen diskreten Spannungsstufen ermöglicht eine sehr gute Annäherung an eine Sinusschwingung, sodass eine hohe Spannungsqualität AC- sowie DC-seitig erzielt werden kann. Die harmonischen Eigenschaften der Ausgangsspannung sind hierbei unabhängig von der Schaltfrequenz jedes einzelnen Submoduls, zudem treten je Submodul im Vergleich



**Abb. 2.3:** Ersatzschaltbild (a) einer Halbbrücke sowie (b) einer Vollbrücke.

zu klassischen Zwei- und Dreipunktanwendungen ähnlicher Umrichterleistungs-klassen weitaus geringere Spannungssteilheiten während des Schaltvorgangs auf. Somit weist die Ausgangsspannung eines MMCs einen stark reduzierten Oberschwingungsgehalt im Vergleich zu klassischen VSC-Anwendungen auf. Aufgrund dessen sind klassische Filteranlagen in der Regel nicht notwendig, wodurch sich Vorteile hinsichtlich der Investitionskosten sowie des Platzbedarfs ergeben. Weiterhin führt die Nutzung von Energiespeichern zu reduzierten Interaktionen zwischen AC- und DC-Seite.

### 2.2.1 Submodultopologien

Als Submodul kommen verschiedene Topologien infrage, wobei die Halbbrücke (HB) sowie die Vollbrücke (FB, engl: *full-bridge*) die geläufigsten Varianten darstellen [98]. Deren Ersatzschaltbilder sind in Abbildung 2.3 skizziert. Neben der Halb- und Vollbrücke existieren weitere Submodultopologien zur Optimierung verschiedener Kriterien [30, 69], jedoch finden diese bei den derzeit in Planung befindlichen HGÜ-Projekten keine Anwendung und werden daher im Weiteren nicht diskutiert.

Im Bereich selbstgeführter HGÜ-Anwendungen kommen Bipolartransistoren mit isolierter Steuerelektrode (IGBT, engl: *insulated gate bipolar transistor*) als abschaltbare Halbleiter zum Einsatz [69]. Unabhängig von der Submodultopologie dient ein Submodulkondensator  $C_{SM}$  als Energiespeicher, welcher ausreichend dimensioniert sein sollte, um diskrete Submodul-Ausgangsspannungen zu realisieren. Die Halbbrücke stellt die am häufigsten eingesetzte Submodultopologie dar. Hier kommen drei sinnvolle Schaltzustände infrage, welche in Tabelle 2.1 aufgelistet sind [69, 103]. Bei Anschalten der IGBTs  $T_1$  oder  $T_2$  wird der Submodulkondensator entweder eingefügt oder überbrückt, sodass die Submodul-Ausgangsspannung  $u_{SM}$  entweder der Kondensatorspannung  $u_C$  oder Null entspricht. Bei zugeschaltetem Kondensator wird dieser in Abhängigkeit der Stromrichtung entweder geladen oder entladen. Zur Vermeidung kritischer Zustände innerhalb der IGBTs infolge eines Fehlerereignisses werden beide IGBTs abgeschaltet und das Submodul

**Tab. 2.1:** Übersicht über die Schaltzustände einer Halbbrücke.

Schaltzustand $T_1$	Schaltzustand $T_2$	$i_{SM}$	$u_{SM}$	$du_C/dt$
1	0	$> 0$	$\approx u_C$	$> 0$
1	0	$< 0$	$\approx u_C$	$< 0$
0	1	$> 0$	$\approx 0$	-
0	1	$< 0$	$\approx 0$	-
0	0	$> 0$	$\approx u_C$	$> 0$
0	0	$< 0$	$\approx 0$	-

*blockiert*. Je nach Richtung des Submodulstroms  $i_{SM}$  kommutiert dieser auf die Freilaufdioden  $D_1$  oder  $D_2$ <sup>3</sup>. Für  $i_{SM} > 0$  wird hierbei eine Gegenspannung gestellt, wodurch – bei entsprechender Höhe und Dauer der Gegenspannung – ein Fehlerstrom abklingen kann, während für  $i_{SM} < 0$  keine Gegenspannung wirkt.

Die Vollbrücke nutzt doppelt so viele IGBTs und Freilaufdioden wie die Halbbrücke. Mithilfe dieser Variante können drei verschiedene Stufen der Ausgangsspannung realisiert werden:  $u_{SM} = \{+u_C, 0, -u_C\}$ . Der zusätzliche Freiheitsgrad ermöglicht es, dass im Blockierzustand unabhängig von der vorherrschenden Stromrichtung eine Gegenspannung gestellt wird, wodurch DC-seitige Fehlerströme zuverlässig abklingen [29]. Dieser Vorteil wird aufgrund der doppelten Anzahl verwendeter Halbleiter mit nahezu doppelten Durchlassverlusten und Kosten im Vergleich zur Halbbrücke sowie einer höheren Komplexität der Ansteuerverfahren erkauft. Aus diesem Grund werden FB-Submodule ausschließlich bei speziellen Projektanforderungen, wie der Notwendigkeit erhöhter Zuverlässigkeit, Nutzung von DC-Freileitungssystemen oder in MTDC-Anwendungen, in Betracht gezogen. Für beide Submodultopologien ist in Abbildung 2.3 ein Bypassschalter angedeutet, welcher genutzt werden kann, um fehlerbehaftete Submodule dauerhaft zu überbrücken. Auf diese Weise kann – unter Voraussetzung von Submodulredundanz – der MMC weiterbetrieben werden.

## 2.2.2 Funktionsprinzip

Das Funktionsprinzip eines MMCs kann mithilfe der physikalischen Zusammenhänge ausgehend von Abbildung 2.2 abgeleitet werden. Sofern nicht anderweitig gekennzeichnet, sind die folgenden Ausführungen hierbei [62, 69, 78, 115] entnommen.

Unter Anwendung der zweiten Kirchhoffschen Regel gelten folgende Maschengleichungen entlang des oberen sowie unteren Arms in einer beliebigen Phase

---

<sup>3</sup>Aus Gründen der Vollständigkeit ist in Abb. 2.3a ein Bypass-Thyristor eingezeichnet, welcher im Falle hoher Blockierströme zum Schutz der Dioden vor einer thermischen Zerstörung gezündet wird. Blockiervorgänge sind nicht Gegenstand dieser Dissertation.

$y \in \{R, S, T\}$ . Auftretende ohmsche Verluste entlang eines Arms werden in  $R_{\text{arm}}$  kummuliert.

$$u_{\text{conv},y}(t) + u_{p,y}(t) + R_{\text{arm}}i_{p,y}(t) + L_{\text{arm}}\frac{di_{p,y}(t)}{dt} = u_{\text{dc},p}(t) \quad (2.1)$$

$$u_{\text{conv},y}(t) - u_{n,y}(t) - R_{\text{arm}}i_{n,y}(t) - L_{\text{arm}}\frac{di_{n,y}(t)}{dt} = u_{\text{dc},n}(t) \quad (2.2)$$

Aufgrund der ersten Kirchhoffschen Regel gilt zwischen dem AC-seitigen Umrichterstrom  $i_{\text{conv},y}$  und den Ventilströmen  $i_{g,y}$  mit  $g \in \{p, n\}$  der Zusammenhang

$$i_{\text{conv},y}(t) = i_{p,y}(t) - i_{n,y}(t). \quad (2.3)$$

Unter der Annahme, dass sich der AC-seitige Umrichterstrom je hälftig auf die beiden Umrichterarme verteilt, wird der Strom in jeder Phaseinheit (engl: *phase module*)  $i_{\text{phm},y}$  somit zu

$$i_{\text{phm},y}(t) := \frac{i_{p,y}(t) + i_{n,y}(t)}{2} \quad (2.4)$$

definiert. Weiterhin werden Summenspannung  $u_{\Sigma,y}$  und Differenzspannung  $u_{\Delta,y}$  durch

$$u_{\Sigma,y}(t) := \frac{u_{p,y}(t) + u_{n,y}(t)}{2} \quad \text{und} \quad u_{\Delta,y}(t) := \frac{u_{n,y}(t) - u_{p,y}(t)}{2} \quad (2.5)$$

definiert. Im Folgenden wird für zeitabhängige Größen aus Gründen der Übersichtlichkeit auf die Kennzeichnung  $(t)$  verzichtet. Durch Berechnung von  $\frac{(2.1)+(2.2)}{2}$  sowie  $\frac{(2.1)-(2.2)}{2}$  ergeben sich schließlich die Zusammenhänge

$$u_{\Delta,y} = u_{\text{conv},y} + \frac{R_{\text{arm}}}{2}i_{\text{conv},y} + \frac{L_{\text{arm}}}{2}\frac{di_{\text{conv},y}}{dt} - \frac{u_{\text{dc},p} + u_{\text{dc},n}}{2} \quad (2.6)$$

sowie

$$u_{\Sigma,y} = -R_{\text{arm}}i_{\text{phm},y} - L_{\text{arm}}\frac{di_{\text{phm},y}}{dt} + \frac{u_{\text{dc},p} - u_{\text{dc},n}}{2}, \quad (2.7)$$

aus denen entkoppelte AC- und DC-Systemgrößen direkt ersichtlich werden. Der Summand  $\frac{u_{\text{dc},p} + u_{\text{dc},n}}{2}$  in (2.6) entspricht einer Nullkomponente, welche in Abhängigkeit der gewählten Systemkonfiguration ungefähr Null oder der halben DC-Klemmenspannung entspricht. Die Höhe der Nullkomponente ist für das Funktionsprinzip des MMCs allerdings nicht relevant, da durch die verwendete Transformatorschaltgruppe (Stern-Dreieck) das Ausprägen einer Nullkomponente auf der Netzseite vermieden wird. Abgeleitet aus (2.6) kann der AC-Strom  $i_{\text{conv},y}$  oder die AC-Spannung  $u_{\text{conv},y}$  somit durch die Differenzspannung  $u_{\Delta,y}$  der beiden Ventilspannungen beeinflusst werden. Weiterhin wird aus (2.7) ersichtlich, dass

die DC-Spannung  $u_{dc} = u_{dc,p} - u_{dc,n}$  durch die Summenspannung  $u_{\Sigma,y}$  der Ventilspannungen beeinflusst werden kann. Der Summand  $\frac{u_{dc,p} - u_{dc,n}}{2}$  in (2.7) entspricht im fehlerfreien Betrieb stets der halben DC-Spannung.

Unter Berücksichtigung jeweils aller Phasen  $y$  entsprechen die Gleichungen in (2.6) sowie (2.7) zwei linearen Gleichungssystemen. Die Überführung dreiphasiger Größen in ein zweiachsiges Koordinatensystem bildet die Grundlage für die Implementierung einer einfachen Vektorregelung [9] und wird daher im Folgenden für die beiden Gleichungssysteme durchgeführt. Hierfür wird die *Clarke-Transformation* mit Transformationsvorschrift  $\mathbf{T}^{\text{RST} \rightarrow \alpha\beta 0}$  nach [141] angewandt (siehe Anhang A.1), das heißt  $[u_{\Delta,\alpha}, u_{\Delta,\beta}, u_{\Delta,0}]^T = \mathbf{T}^{\text{RST} \rightarrow \alpha\beta 0} [u_{\Delta,\text{R}}, u_{\Delta,\text{S}}, u_{\Delta,\text{T}}]^T$  sowie  $[u_{\Sigma,\alpha}, u_{\Sigma,\beta}, u_{\Sigma,0}]^T = \mathbf{T}^{\text{RST} \rightarrow \alpha\beta 0} [u_{\Sigma,\text{R}}, u_{\Sigma,\text{S}}, u_{\Sigma,\text{T}}]^T$ . Daraus erhält man die Gleichungssysteme

$$\begin{bmatrix} u_{\Delta,\alpha} \\ u_{\Delta,\beta} \\ u_{\Delta,0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\text{conv},\alpha} + \frac{R_{\text{arm}}}{2} i_{\text{conv},\alpha} + \frac{L_{\text{arm}}}{2} \frac{di_{\text{conv},\alpha}}{dt} \\ u_{\text{conv},\beta} + \frac{R_{\text{arm}}}{2} i_{\text{conv},\beta} + \frac{L_{\text{arm}}}{2} \frac{di_{\text{conv},\beta}}{dt} \\ u_{\text{conv},0} + \frac{R_{\text{arm}}}{2} i_{\text{conv},0} + \frac{L_{\text{arm}}}{2} \frac{di_{\text{conv},0}}{dt} - \frac{u_{dc,p} + u_{dc,n}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

und

$$\begin{bmatrix} u_{\Sigma,\alpha} \\ u_{\Sigma,\beta} \\ u_{\Sigma,0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{\text{arm}} i_{\text{phm},\alpha} - L_{\text{arm}} \frac{di_{\text{phm},\alpha}}{dt} \\ -R_{\text{arm}} i_{\text{phm},\beta} - L_{\text{arm}} \frac{di_{\text{phm},\beta}}{dt} \\ -R_{\text{arm}} i_{\text{phm},0} - L_{\text{arm}} \frac{di_{\text{phm},0}}{dt} + \frac{u_{dc,p} - u_{dc,n}}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

Demnach erfolgt die Systembeschreibung eines MMCs durch sechs unabhängige Stromkreise, welche in Abbildung 2.4 in Form von unabhängigen Ersatzschaltungen verbildlicht sind. Es ist ersichtlich, dass die AC-Größen durch die Differenzspannungen  $u_{\Delta,\alpha/\beta/0}$  beeinflusst werden. Bei symmetrischem Betrieb kann der DC-Strom durch  $i_{dc,p} = 3i_{\text{phm},0}$  beschrieben werden. Demnach werden die DC-Größen durch die Nullkomponente der Summenspannung  $u_{\Sigma,0}$  beeinflusst. Jedoch haben die  $\alpha\beta$ -Größen der Summenspannung  $u_{\Sigma,\alpha/\beta}$  weder auf AC- noch auf DC-Größen einen Einfluss und können somit als interne MMC-Größen interpretiert werden.

Die Anzahl unabhängiger Stromkreise kongruiert mit der Anzahl regelbarer Freiheitsgrade. Jedoch prägt sich, wie zuvor beschrieben, aufgrund der gewählten Transformatorschaltgruppe keine AC-seitige Nullkomponente  $i_{\text{conv},0}$  aus, somit reduziert sich die für Regelungszwecke nutzbare Anzahl an Freiheitsgraden auf fünf.

### 2.2.3 Regelprinzip

Das Zerlegen der MMC-Systemdynamiken in AC-seitige, interne sowie DC-seitige Stromkomponenten motiviert eine entkoppelte Regelung dieser Größen. Daher hat sich ein Regelprinzip etabliert, welches in generalisierter Form in Abbildung 2.5

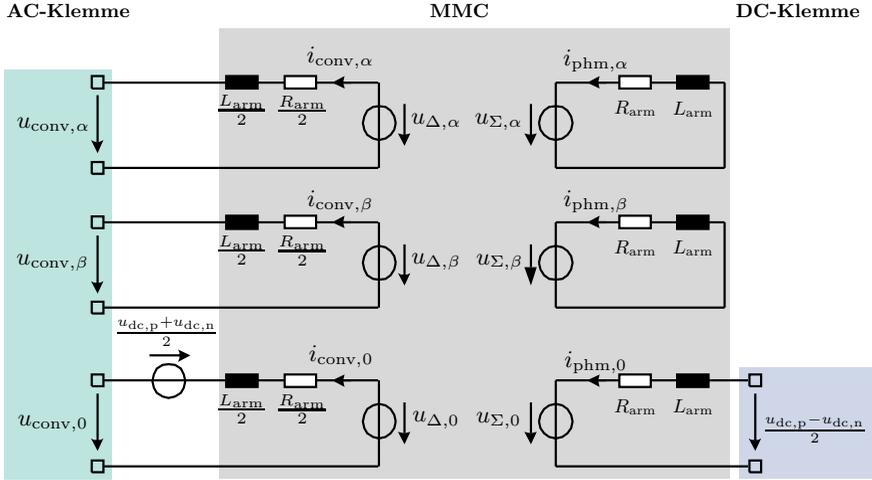


Abb. 2.4: Ersatzschaltbilder eines MMCs in  $\alpha\beta$ -Koordinaten.

aufgezeigt ist und die wesentlichen Regelblöcke eines MMCs abbildet. Das Grundprinzip lässt sich aus [69, 135] ersehen. Wie z.B. der eigenen Publikation [157] entnommen werden kann, existieren in der Fachliteratur zahlreiche Möglichkeiten, die aufgezeigten Regelblöcke im Einzelnen zu realisieren. Im Folgenden wird daher ausschließlich auf die grundlegende Funktion der jeweiligen Regelblöcke eingegangen.

Nach [135] kann die Regelhierarchie eines MMCs in drei Ebenen unterteilt werden: die Stations-, die Pol- sowie die Ventilregelebene. Auf Stationsregelebene wird festgelegt, in welchem Regelungsmodus der Stromrichter betrieben wird. Für die DC-Seite kommen hierfür z.B. eine  $u_{DC}$ -, eine  $i_{DC}$ - bzw.  $P$ -Regelung oder eine  $u_{DC}$ -Droop-Regelung infrage. AC-seitig stehen unter anderem eine  $P$ -,  $f$ -Regelung, Droop-Regler oder eine  $Q$ -,  $u_{AC}$ -Regelung oder ein spannungsgesteuerter Oszillator (VCO, engl: *voltage controlled oscillator*) zur Auswahl. Zudem werden auf Stationsregelebene die Arbeitspunkte für jeden Pol verarbeitet sowie an die jeweilige Polregelebene verteilt. In der eigenen Journalpublikation [156] sowie im Konferenzbeitrag [171] wurde hergeleitet, dass in der stromrigiden RBP-Konfiguration trotz der Präsenz von vier Stationspolen lediglich drei DC-seitige Freiheitsgrade nutzbar sind. Dadurch wird in dieser Konfiguration zusätzlich eine stationsübergreifende Regelung notwendig, welche der Stationsregelebene zuzuordnen ist. Ein entsprechender Implementierungsvorschlag ist den erwähnten Publikationen zu entnehmen.

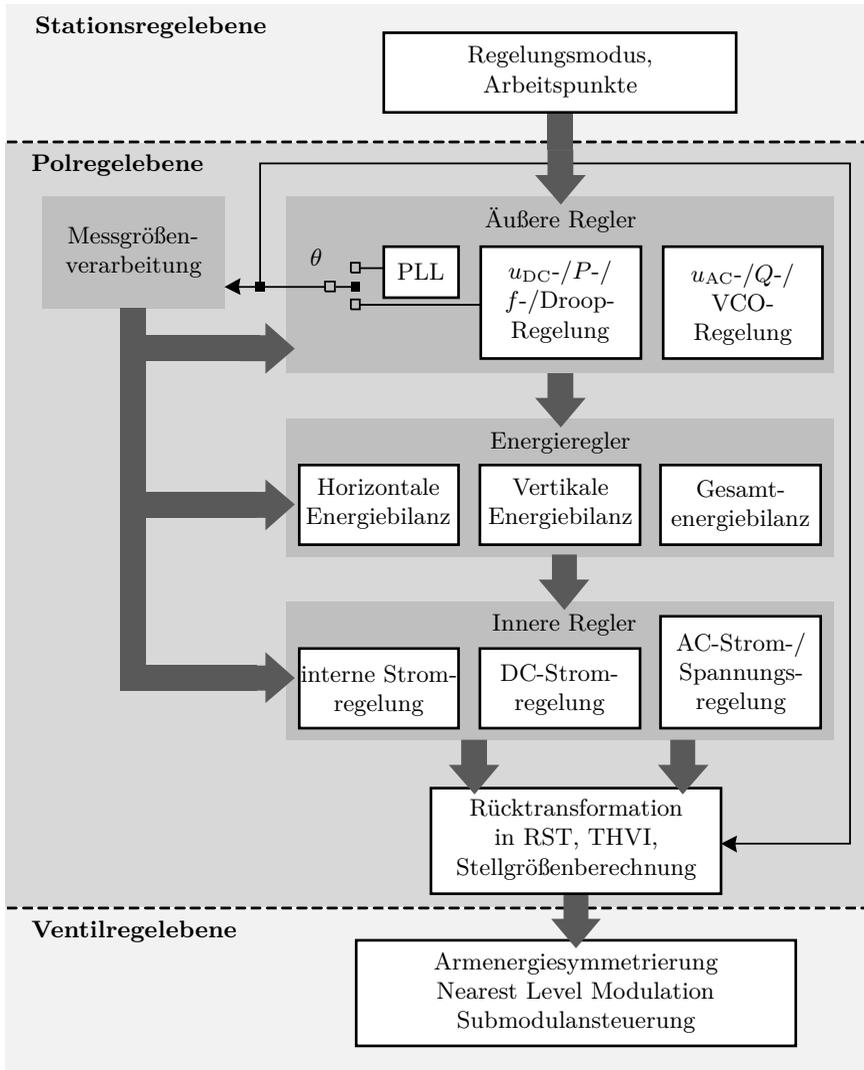


Abb. 2.5: Generalisierte MMC-Regelhierarchie in zerlegten Stromkomponenten.

Auf Polregelebene befinden sich die zuvor aufgelisteten äußeren Regler entsprechend des gewählten Regelmodus, Energieregler sowie die inneren Regler zur

entkoppelten Regelung der AC-, DC- und internen Größen. Hierbei steht eingangs eine Messgrößenverarbeitung, welche die Datenakquise, Filter, die Zerlegung der Strom- und Spannungsgrößen in Mit- und Gegensystemgrößen sowie die Transformation von Führungsgrößen der Energie- sowie inneren Regler in geeignete Koordinatensysteme berücksichtigt. Während interne sowie DC-Größen in  $\alpha\beta$ -Koordinaten geregelt werden, bietet sich für die AC-Größen die *Park-Transformation* an. Diese überführt ein dreiphasiges System in ein mit  $\hat{\theta}$  rotierendes Koordinatensystem mit zwei ( $dq$ ) Achsen [100]. Die resultierenden  $dq$ -Größen stellen im stationären Betrieb Gleichgrößen dar, auf welche einfache Regelungskonzepte anwendbar sind.

Der für die Park-Transformation notwendige Winkel  $\theta$  wird bei netzfolgenden (GFL, engl: *grid-following*) Umrichtern durch eine Phasenregelschleife (PLL, engl: *phased locked loop*) [114] bestimmt, während dieser für GFM-Umrichter zudem durch eine festgelegte Frequenz  $\theta = \int \omega$  oder durch Regelschleifen bestimmt werden kann, welche auf der Funktionsweise eines Synchrongenerators basieren<sup>4</sup>. Weiterhin stellt für GFL-Umrichter der Umrichterstrom  $i_{\text{conv}}$  und für GFM-Umrichter die Umrichterspannung  $u_{\text{conv}}$  die AC-seitige Führungsgröße dar. In beiden Fällen kann hierbei sowohl das Mit- als auch das Gegensystem berücksichtigt werden<sup>5</sup>.

Zur Regelung interner Ströme kommen energiebasierte sowie nicht-energiebasierte Konzepte infrage. Bei der letzten Option wird die je Submodul gespeicherte Energie bzw. die Submodulspannung nicht explizit geregelt, sodass Regler zur Unterdrückung interner, mit doppelter Netzfrequenz pulsierender Ströme (CCSC, engl: *circulating current suppression control*) erforderlich werden [2, 113, 154]. Da solche Regler schlecht gedämpfte und ggf. instabile Schwingungen verursachen können [2, 57], wird im Rahmen dieser Dissertation das energiebasierte Konzept zugrunde gelegt<sup>6</sup>. Hierzu werden die Ladezustände aller Kapazitäten innerhalb jedes Ventils, jeder Phaseneinheit sowie zwischen allen Phaseneinheiten ausgeglichen. Dies erfolgt mithilfe von Energieregler zur Herstellung der horizontalen Energiebilanz (zwischen allen Phasen) sowie der vertikalen Energiebilanz (innerhalb jeder Phaseneinheit). Deren Reglerausgänge bilden die Referenzgröße für die interne Stromregelung analog zum Implementierungsvorschlag in [116]. Die Gesamtenergiebilanz kann entweder über die AC-Seite, die DC-Seite oder eine Kombination beider erfolgen. Häufig wird für die  $u_{\text{dc}}$ -geregelter Station eine Bilanzierung über die AC-Seite und für die  $i_{\text{dc}}$ -geregelter Station eine Bilanzierung über die DC-Seite angewandt [116]. Wie im eigenen Journalbeitrag [156] sowie der eigenen Publikation [171] hergeleitet, ist eine DC-seitige Bilanzierung in der RBP-Konfiguration aufgrund reduzierter DC-Freiheitsgrade nur bedingt anwendbar,

<sup>4</sup>Dies wird in Kap. 3.2.6 präzisiert.

<sup>5</sup>Wie in Kapitel 2.5 ausgeführt, kann dies durch technische Anschlussregeln gefordert sein.

<sup>6</sup>In der eigenen Journalpublikation [155] wurden durch metaheuristische Algorithmen ebenfalls MMC-Regelstrukturen priorisiert, welche den energiebasierten Ansatz anstelle CCSC verwenden.

sodass hier eine AC-seitige Bilanzierung beider Stationen sinnvoll erscheint. Ein entsprechender Lösungsansatz ist in den genannten Publikationen vorgestellt.

Da die Reglerausgänge  $u_{\Sigma/\Delta}$  der inneren Regler in stationären oder rotierenden Koordinaten vorliegen, ist zur Bestimmung der phasenseitigen Stellgrößen eine Rücktransformation in RST-Koordinaten erforderlich. Zur besseren Ausnutzung des verfügbaren Spannungsbands werden zur Bestimmung der AC-seitigen Stellgröße  $u_{\Delta,y}$  zusätzlich Algorithmen zur Injektion einer dritten Spannungsharmonischen (THVI, engl: *third harmonic voltage injection*) appliziert [41, 79, 101]. Da die dritte Spannungsharmonische einer Nullkomponente entspricht, wird die netzseitige Ausprägung dieser durch den Stromrichtertransformator verhindert. Schließlich werden die Stellgrößen für jedes Ventil durch

$$u_{p,y} = u_{\Sigma,y} - u_{\Delta,y}, \quad \text{und} \quad u_{n,y} = u_{\Sigma,y} + u_{\Delta,y} \quad (2.10)$$

berechnet und der Ventilregelebene übergeben. Zur Bereitstellung der gewünschten Stellspannungen wird angenommen, dass jedes Submodul denselben Ladezustand aufweist. Um dies zu gewährleisten, ist je Ventil ein energiebasiertes Ansteuerverfahren erforderlich, bei dem sich die *Nearest Level Modulation* im Bereich der HGÜ-Anwendungen etabliert hat [69]. Hierdurch werden schließlich die Ansteuersignale der IGBTs aller Submodule bestimmt und an die Ventile übergeben.

## 2.3 Klassifizierung des Umrichterregelungsverhaltens

Heutzutage werden die meisten Umrichter als netzfolgende d.h. stromeinprägende Umrichter realisiert. Wie zuvor beschrieben, bestimmt bei stromeinprägenden Umrichtern eine PLL den vorherrschenden Netzwinkel und der Umrichter speist in Abhängigkeit der Wirk- und Blindleistungsvorgaben einen Strom mit entsprechendem Phasenversatz ein. Dies erfordert die Präsenz eines AC-Netzes mit einem Kurzschlussverhältnis (SCR, engl: *short circuit ratio*), welches einen stabilen Betrieb der PLL ermöglicht [17]. Typischerweise liegt dies im Bereich von  $\text{SCR} \gtrsim 2$  [59]. Als spannungseinprägend oder netzbildend bezeichnet man grundsätzlich Umrichter, die eine AC-Spannung mit einer bestimmten Amplitude und Frequenz selbst stellen. Hierbei existieren in der Fachliteratur jedoch unterschiedliche Definitionen für die Funktionsweise von Umrichtern, sodass [26] folgende Klassifikation vorgenommen hat, welche im Rahmen dieser Dissertation zugrunde gelegt wird:

- **Netzfolgende** Umrichter passen ihre AC-Spannung und Frequenz dem Netz an und können im Fehlerfall einen Blindstrom in Höhe des Umrichternennstroms bereitstellen.

- Klassische **netzbildende** Umrichter können ihre AC-Spannung und Frequenz eigenständig regeln und ebenfalls im Fehlerfall einen Blindstrom in Höhe des Umrichternennstroms bereitstellen.
- **Synchrone netzbildende** Umrichter sind netzbildende Umrichter, welche parallel zu anderen netzbildenden Betriebsmitteln betrieben werden können.
- **Virtuelle Synchronmaschinen (VSM)** sind synchrone netzbildende Umrichter mit integrierten Energiespeichern, welche für eine kurze Zeitdauer zusätzliche Energie und im Fehlerfall einen höheren Strom als den Umrichternennstrom bereitstellen können.

Die klassischen netzbildenden Umrichter werden heutzutage für das Betreiben von Inselnetzen eingesetzt, sodass diese gemeinsam mit den netzfolgenden Umrichtern zum Stand der Technik gezählt werden können [26, 135, 157]. Synchrone netzbildende Umrichter hingegen sind derzeit Gegenstand von Forschung und Entwicklung [26, 59], sollen allerdings im Rahmen des Vorhabens *SuedLink* in einer eingebetteten HGÜ Anwendung finden [80]. Zusätzlich erscheint die kurzzeitige Nutzung der in den Submodulen eines MMCs gespeicherten Energie naheliegend, sodass im Rahmen dieser Dissertation die Machbarkeit der VSM-Applikation in einer Punkt-zu-Punkt-HGÜ im Fokus steht. Ein kurzer Überblick über existierende spannungseinprägende Regelverfahren ist in Kap. 3.2.6 gegeben.

## 2.4 Trägheitsgleichung eines Synchrongenerators

Alle existierenden VSM-Implementierungen zur Bereitstellung von virtueller Momentanreserve basieren im Wesentlichen auf den Grundgleichungen eines Synchrongenerators [108]. Daher werden im Folgenden die Zusammenhänge zur Herleitung der Schwingungsgleichung aufgezeigt, welche [9, 95] entnommen sind. Die Momentengleichung eines Synchrongenerators

$$M_{\text{mech}} - M_{\text{el}} = J \frac{d\Omega}{dt} + D\Delta\omega, \quad (2.11)$$

mit dem mechanischen Drehmoment  $M_{\text{mech}}$ , dem elektrischen Bremsmoment  $M_{\text{el}}$ , dem Trägheitsmoment  $J$  sowie der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$ , beschreibt eine Beschleunigung (oder ein Abbremsen) der Winkelgeschwindigkeit für ein Momentenungleichgewicht. Hierbei wird ein Dämpfungsmoment  $D\Delta\omega$  mit der Differenz der Kreisfrequenzen von Läufer  $\omega$  und Ständer  $\omega_S$  berücksichtigt, wobei  $D$  Dämpfungseffekte eines Synchrongenerators kumuliert.

Der Zusammenhang zwischen Winkelgeschwindigkeit und Kreisfrequenz ergibt sich über die Polpaarzahl  $p$  mit  $\omega = p\Omega$ , wobei für VSM-Implementierungen von  $p = 1$  ausgegangen wird. Aufgrund des Zusammenhangs  $P = M\Omega$  zwischen

Drehmoment, Winkelgeschwindigkeit und Wirkleistung sowie unter weiterer Berücksichtigung der Polpaarzahl  $p = 1$  ergibt sich

$$P_{\text{mech}} - P_{\text{el}} = J\omega \frac{d\omega}{dt} + D\omega\Delta\omega, \quad (2.12)$$

mit den mechanischen sowie elektrischen Wirkleistungen  $P_{\text{mech}}$  und  $P_{\text{el}}$ . Unter Berücksichtigung, dass  $\dot{\theta} = \omega$  gilt, lässt sich die Schwingungsgleichung einer Synchronmaschine mit

$$P_{\text{mech}} - P_{\text{el}} = J\omega \frac{d^2\theta}{dt^2} + D\omega\Delta\omega, \quad (2.13)$$

herleiten, welche als Grundlage für VSM-Anwendungen dient. Weiterhin gilt

$$J = \frac{T_A S_r}{\omega_1^2}, \quad (2.14)$$

mit der Anlaufzeitkonstante  $T_A$ , der Bemessungsleistung des Synchrongenerators  $S_r$  sowie der stationären Kreisfrequenz  $\omega_1$ . Die Anlaufzeitkonstante lässt sich des Weiteren als Funktion der Trägheitskonstante  $H$  mit  $T_A = 2H$  ausdrücken.

## 2.5 Technische Anschlussrichtlinien für HGÜ-Systeme

Auf Basis der EU-Verordnung zur Festlegung eines Netzkodex in [153] wurden im Jahre 2019 *technische Regeln für den Anschluss von HGÜ-Systemen und über HGÜ-Systeme angeschlossene Erzeugungsanlagen (TAR-HGÜ)* [152] herausgegeben. Hierin sind zahlreiche Anforderungen an HGÜ-Systeme definiert, von denen die im Folgenden aufgelisteten für diese Dissertation die höchste Relevanz haben:

1. Der Betrieb der HGÜ-Anlage ist im Frequenzbereich von 47 Hz bis 52 Hz zu gewährleisten mit der Fähigkeit, bei Gradienten der Netzfrequenz (RoCoF, engl: *rate of change of frequency*) von mindestens  $\pm 2.5$  Hz/s mit dem Netz verbunden zu bleiben.
2. Die maximale Verzögerung zur Anpassung des Wirkleistungsarbeitspunktes darf im Normalbetrieb maximal 100 ms und im Störfall 10 ms betragen.
3. Innerhalb definierter Spannungshüllkurven müssen HGÜ-Systeme eine FRT-Fähigkeit<sup>7</sup> bei Unter- sowie Überspannungsszenarien aufweisen.
4. Zusätzlich zur vorherigen Anforderung muss das HGÜ-System in der Lage sein, die Netzspannung dynamisch zu stabilisieren. Dies erfolgt durch Einspeisen eines Stroms (mindestens 100 % des umrichterseitigen Bemessungsstroms), welcher der auftretenden Spannungsänderung im Mit- und Gegensystem tendenziell entgegenwirkt:

---

<sup>7</sup>Dies bezeichnet die Fähigkeit eines Systems, einen Netzfehler ohne dessen Netzabtrennung zu durchfahren.

- (a) mit Blindstromvorgabe: unter möglicher Berücksichtigung eines Aktivierungstotbandes von  $\pm 10\%$  soll ein Blindstrom priorisiert eingespeist werden, welcher in Abhängigkeit der auftretenden Spannungsänderung und eines festgelegten Verstärkungsfaktors bestimmt wird.
  - (b) ohne Blindstromvorgabe: der sich einstellende Strom ist abhängig von der Spannungsänderung am NAP und der Netzimpedanz.
5. Infolge stationärer Frequenzabweichungen ist der Wirkleistungsarbeitspunkt entsprechend einer definierten Statik anzupassen. Hierbei ist ein Aktivierungstotband von 0.2 Hz zu berücksichtigen.
  6. Als Zusatzanforderung sollen HGÜ-Systeme – im Rahmen ihrer Bemessungsgrenzen – mit einer vom zuständigen Übertragungsnetzbetreiber (ÜNB) definierten Trägheit Momentanreserve bereitstellen können. Als weitere Zusatzanforderung gilt die kurzzeitige Anpassung des Wirkleistungsarbeitspunktes infolge von Frequenzänderungen zur Minderung des auftretenden RoCoFs. Diese beiden Zusatzanforderungen müssen zusätzlich zum vorherigen Punkt permanent und gleichzeitig aktiv sein.
  7. Zur Bewertung der Spannungsqualität muss der Frequenzbereich bis 2.5 kHz untersucht werden, wobei eine Erweiterung des zu untersuchenden Frequenzbereichs bis 9 kHz empfohlen wird. Die frequenzabhängige Innenimpedanz des HGÜ-Systems ist unter Berücksichtigung aktiver Dynamiken im Mit- und Gegensystem im Bereich von 10 Hz bis 2.5 kHz in einer Auflösung von  $\leq 1$  Hz für den gesamten Arbeitsbereich (10 % Auflösung für Wirk- oder Blindleistung) zu ermitteln.

Implementierungsvorschläge zur Realisierung der Punkte 1–4(a) in einer netzfolgenden Punkt-zu-Punkt-HGÜ sind Gegenstand der Dissertation in [116], während den nachfolgenden Punkten zusätzlich im Rahmen dieser Dissertation Rechnung getragen wird. Insbesondere die Punkte 4(b) sowie 6 entsprechen derzeit noch nicht dem Stand der Technik [152], erfordern allerdings entsprechende Berücksichtigung bei der Entwicklung von Regelungssystemen synchroner, netzbildender Umrichter [80]. Punkt 7 dient als Mindestanforderung für harmonische Stabilitätsanalysen.

## 2.6 Grundlagen der harmonischen Stabilität

Das Untersuchungsfeld der harmonischen Stabilität hat bereits für netzgeführte Umrichter Anwendung gefunden, allerdings waren hier insbesondere zwei Aspekte maßgeblich: *i*) die Umrichter-basierte harmonische Emission oder Oberschwingungsemission sowie *ii*) die Verstärkung bestehender Oberschwingungen am Netzanschlusspunkt (PCC, engl: *point of common coupling*) durch den Umrichter.

Diese beiden Aspekte sind für selbstgeführte Umrichter weiterhin relevant, jedoch unterscheiden sich die notwendigen Untersuchungsschwerpunkte aufgrund der sich abhebenden Eigenschaften der beiden Umrichtertypen.

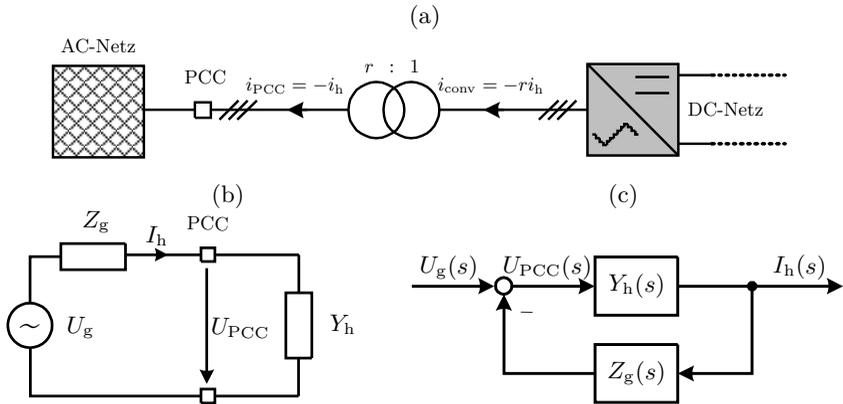
Die frequenzabhängigen Eigenschaften netzgeführter Umrichter werden stark durch notwendige Filteranlagen am PCC dominiert, dagegen liegt bei selbstgeführten Umrichtern ein weitaus geringerer Filterbedarf vor, da die Oberschwingungsemissionen reduziert oder bei MMC-Anwendungen mit hoher Stufenanzahl sogar vernachlässigbar sind. Somit treten im Gegensatz zu den netzgeführten Umrichtern die frequenzabhängigen Eigenschaften des Umrichters selbst in den Vordergrund und die Auswertung einer möglichen umrichtergetriebenen Verstärkung bestehender Resonanzen gewinnt an Relevanz. Wie eingangs erwähnt, ist hierbei nicht nur der Einfluss auf ganzzahlige Harmonische von Interesse, sondern vielmehr die breitbandige Wechselwirkung zwischen Umrichter und Netz. [137]

Zur Auswertung der komplexen Eigenschaften selbstgeführter Umrichter im Hinblick auf deren Einfluss auf die harmonische Stabilität kommen verschiedene Methoden zum Einsatz [3, 126, 137], welche im Folgenden kurz zusammengefasst sind.

Mittels elektromagnetischen Transienten (EMT)-Simulationstools können Umrichtersysteme sowie deren Schutz- und Regelungssysteme mit hoher Modelltiefe abgebildet werden, während der zugrundeliegenden Netzsituation aus Rechenzeitgründen in der Regel Vereinfachungen auferlegt sind. Allerdings können bekannte, umrichtergetriebene Stabilitätsphänomene im Zeitbereich abgebildet und somit bestätigt werden, wie zum Beispiel in [47, 82] realisiert. Jedoch eignen sich EMT-Simulationen weniger, um unbekannte Resonanzphänomene zu identifizieren und auszuwerten. Hierfür werden Methoden angewandt, welche in der Regel auf linearisierten Modellen im Zeit- oder Frequenzbereich beruhen.

Im Zeitbereich ist die Methode der Eigenwertanalyse zu nennen, welche häufig für die Auswertung von elektromechanischen Oszillationen in Energiesystemen angewandt wird [95]. Hierfür wird die Zustandsraummatrix des Energiesystems zugrunde gelegt, welche das zu untersuchende System mittels linearer, zeitinvarianter (LTI, engl: *linear time invariant*) Differentialgleichungen beschreibt. Allerdings erfordert diese Methode eine exakte Kenntnis über das zugrundeliegende System und erreicht aufgrund der verschiedenen zu berücksichtigenden Reglerbandbreiten schnell hohe Modellordnungen [67], was einen entsprechend hohen Rechenaufwand bei der Analyse der Eigenwerte zur Folge hat.

Im Frequenzbereich ermöglicht die impedanzbasierte Methode eine breitbandige Stabilitätsanalyse von Energiesystemen an einem definierten Knoten eines Netzes sowie die Berücksichtigung von Frequenzkopplungseffekten. Weiterhin ist die Methode auf Blackbox-Modelle anwendbar [126, 137], weswegen sie sich unter anderem auf normativer Ebene durchgesetzt hat [152] und im Rahmen dieser Dissertation priorisiert wird.



**Abb. 2.6:** (a) Beispielnetz bestehend aus Umrichter, HGÜ-Transformator mit Übersetzungsverhältnis  $r$  und AC-Netz und (b) dessen Repräsentation im Ersatzschaltbild sowie (c) im Blockschaltbild<sup>8</sup>.

### 2.6.1 Impedanzbasierte Stabilitätsanalyse

Die impedanzbasierte Methode reicht bis in die 1970er Jahre zurück, mit deren Hilfe in [99] Filterauslegungskriterien für DC-Systeme definiert wurden. Seitdem hat die impedanzbasierte Methode mannigfaltige Anwendungszwecke gefunden [19, 25, 74] und wurde schließlich in [66] für Umrichtersysteme formuliert.

Zur Untersuchung der Auswirkung von Umrichtersystemen auf das bestehende AC-Netz wird das Beispielnetz in Abbildung 2.6a zugrunde gelegt. In Abbildung 2.6b wird der Umrichter nun analog zu [3, 67, 104] durch seine Eingangsadmittanz  $Y_h$  ausgehend vom Auswertungsknoten (hier: PCC) modelliert. Das Netz kann näherungsweise als Thévenin-Äquivalent mit Innenimpedanz  $Z_g$  zusammengefasst werden [47, 55, 138]. Weiterhin wird in der Regelungstheorie das resultierende Ersatzschaltbild durch das Blockschaltbild in Abbildung 2.6c als Rückkopplungsschaltung dargestellt [137].

Es existieren verschiedene Herangehensweisen, die Eingangsadmittanz eines Umrichters zu bestimmen. Bei genauer Kenntnis über die im Umrichter wirksamen Dynamiken ist eine analytische Herleitung dieser möglich<sup>9</sup>. Eine weitere Option stellt der Frequenzscan dar, bei welchem der Umrichter sequentiell mit einer Spannungs- (oder Strom-)perturbation unterschiedlicher Frequenzen am Auswertungsknoten

<sup>8</sup>Zeitabhängige Größen werden in dieser Dissertation durch Kleinbuchstaben dargestellt, während Großbuchstaben in der Regel Größen im Frequenzbereich kennzeichnen. Bei komplexen Größen wird aus Gründen der Übersichtlichkeit auf eine Kennzeichnung mit einem Unterstrich verzichtet.

<sup>9</sup>Dies wird in den Kapiteln 3.2 und 4 präzisiert.

angeregt wird und mithilfe der resultierenden Strom- (oder Spannungs-)antwort die Admittanz (oder Impedanz) des Umrichters bestimmt wird. Dies erfolgt mittels gleitender, diskreter Fouriertransformationen (DFT) analog zu den Ausführungen in Anhang B und kann entweder in detaillierten EMT-Modellen oder – sofern realisierbar – in Hardware implementiert werden. Besonders von Vorteil zeigt sich die Frequenzscanmethode bei der Untersuchung von Blackbox-Modellen. Da die Eingangsadmittanzen von Umrichtern jedoch arbeitspunktabhängig sind, ist mit einem hohen numerischen und entsprechendem Zeitaufwand zu rechnen, insbesondere bei detailgetreuen Abbildungen des Umrichters, seiner Regelung, genutzter Messvorrichtungen und Modulationstechniken. Aus diesem Grund eignet sich die Frequenzscanmethode unter anderem zu Validierungszwecken analytisch berechneter Admittanzen (oder Impedanzen). [137]

Zur Einordnung der Stabilitätsmerkmale eines Umrichters mithilfe der impedanzbasierten Methode eignen sich unterschiedliche Auswertungsmethoden. Die Auftrennung des Gesamtsystems in mehrere Subsysteme analog zu Abbildung 2.6 ermöglicht es einerseits, die Subsysteme selbst sowie andererseits deren gegenseitige Wechselwirkung zu untersuchen [104]. Hierbei liegt die Interpretation der Passivitätseigenschaften des untersuchten Systems nahe: denn ist ein System  $S$  passiv, so ist es stabil. Als passiv gilt ein System dann, wenn dessen Realteil positiv ( $\Re\{S\} > 0$ ) beziehungsweise dessen Phase  $\angle S$  im Bereich  $-90^\circ < \angle S < +90^\circ$  liegt [137]. Unterdessen gilt für passive Systeme [137]:

- Die Inverse eines passiven Systems ist passiv.
- Die Parallelschaltung von passiven Systemen ist passiv.
- Die Rückkopplungsschaltung von passiven Systemen ist passiv.

Der erste Punkt impliziert, dass Aussagen über die Passivität der Umrichteradmittanz  $Y_h$  ebenso für die inverse Umrichterimpedanz  $Z_h$  zutreffen. Aus dem letzten Punkt ist zudem mittels Abbildung 2.6c ableitbar, dass das Gesamtsystem ausgehend vom PCC stabil ist, sofern die Subsysteme  $Y_h$  und  $Z_g$  passiv sind.

In Abbildung 2.7 ist eine exemplarische aktive Admittanz  $Y_h$  eines netzfolgenden VSC-Umrichters sowie die dazugehörige passive Admittanz  $Y_{AC}$  dargestellt. Die passive Admittanz fasst die passiven, am PCC wirksamen Komponenten<sup>10</sup> des Umrichters, wie die MMC-Armimpedanz sowie den Stromrichtertransformator, in einem RL-Glied zusammen, während die aktive Admittanz zusätzlich Dynamiken wie die Messvorrichtungen, Systemtotzeiten sowie einen AC-Stromregler analog zur eigenen Publikation [170] berücksichtigt. Im unteren Frequenzbereich weichen aktive und passive Umrichteradmittanz stark voneinander ab, während sich die aktive Umrichteradmittanz für höhere Frequenzen an die passive annähert. Aller-

---

<sup>10</sup>Eine genaue Herleitung dieser findet sich in Kapitel 3.2.2.

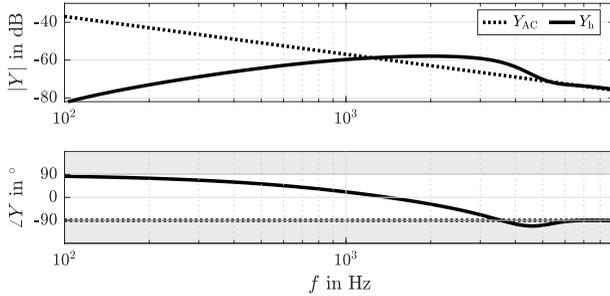


Abb. 2.7: Passive sowie aktive Umrichteradmittanz analog zu [170].

dings zeigt sich für Frequenzen  $f > 3\text{ kHz}$  zusätzlich ein nicht-passives Verhalten<sup>11</sup>, welches auf Systemtotzeiten des Regelungssystems zurückzuführen ist [47, 137]. Bei einem nicht-passiven Verhalten spricht man in der Fachliteratur auch von einer *negativen Dämpfung* [126], welche unter definierten Umständen in einer Verstärkung bestehender Resonanzen im verknüpften System resultiert. Diese Umstände werden im Folgenden thematisiert.

## 2.6.2 Bewertung von Interaktionen

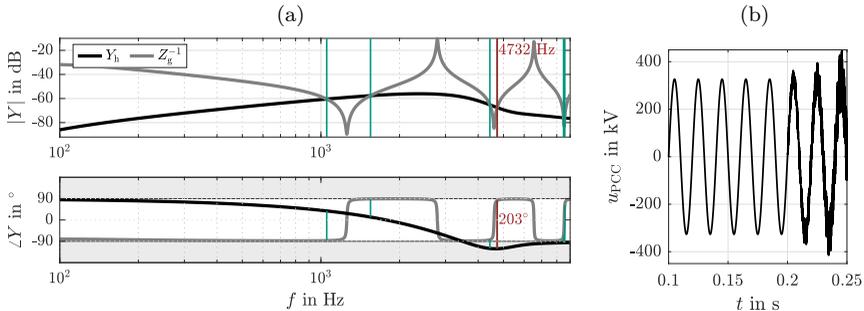
Wie zuvor beschrieben tritt für den in Abbildung 2.7 gezeigten Umrichter ein nicht-passiver Bereich auf, sodass selbst für eine passive Netzimpedanz  $Z_g$  auf das Gesamtsystem ausgehend vom PCC der letzte Passivitätsgrundsatz nicht zutrifft und es einer näheren Untersuchung hinsichtlich dessen Stabilitätsmerkmalen bedarf.

Ausgehend von Abbildung 2.6c ist folgender Zusammenhang  $G_z(s)$  für die Rückkopplungsschaltung im Laplace-Bereich gegeben:

$$G_z(s) = \frac{I_h(s)}{U_g(s)} = \frac{Y_h(s)}{1 + Z_g(s)Y_h(s)} = \frac{Y_h(s)}{1 + G_O(s)}. \quad (2.15)$$

In der Regelungstheorie wird zur Analyse der Stabilität eines Systems das *Nyquist-Kriterium* herangezogen. Hierfür werden die Polstellen aus (2.15) analysiert, wobei  $n_i$  die Anzahl an Polstellen ist, welche auf der imaginären Achse liegen und  $n_r$  die Anzahl instabiler Polstellen mit einem positiven Realteil. Das System  $G_z(s)$  gilt dann als stabil, wenn dessen Nenner  $F_O(s) = 1 + G_O(s)$  beim Durchlaufen der Ortskurve im Nyquistdiagramm eine Winkeländerung von  $(2n_r + n_i)\frac{\pi}{2}$  ausführt. [117]

<sup>11</sup>In dieser Dissertation werden nicht-passive Bereiche im Bode-Diagramm durch graue Flächen gekennzeichnet.



**Abb. 2.8:** Bewertung von Interaktionen zwischen Umrichter und Netz (a) anhand eines Bode-Diagramms sowie (b) der dazugehörigen Reaktion im Zeitbereich.

Nachteilig an dieser Methode ist die Erfordernis der exakten analytischen Beschreibung des Systems. Zudem ist das Ableiten von Stabilitätsmargen, wie Amplitudenrand und Phasenrand, aus dem Nyquistdiagramm nicht offensichtlich den zugehörigen Frequenzen zuzuordnen, weswegen sich des Weiteren die Interpretation im Bode-Diagramm anbietet. Hier gilt  $G_z(s)$  dann als stabil, wenn die Phasenlage für  $|G_O(s)| = 1$  größer als  $-180^\circ$  ist [117].

Diese Bedingung lässt sich für die grafische Interpretation weiter vereinfachen, indem die beiden Subsysteme  $Z_g^{-1}(s)$  und  $Y_h(s)$  aus  $G_O(s)$  im Bode-Diagramm aufgetragen und deren Schnittpunkte analysiert werden, denn an diesen Frequenzstellen gilt  $|G_O(s)| = 1$ . Ist die Phasendifferenz  $\Delta\varphi$  beider Subsysteme an den betroffenen Frequenzstellen  $> 180^\circ$ , so ist das Gesamtsystem instabil [137].

Zur Untersuchung möglicher Interaktionen zwischen Umrichter und Netz wird ein Beispielnetz herangezogen, dessen frequenzabhängige Eigenschaften in Abbildung 2.8a durch  $Z_g^{-1}$  beschrieben werden. Die Schnittpunkte beider Admittanzen sind für das aufgezeigte Szenario durch vertikale Linien gekennzeichnet und zeigen im Phasendiagramm die zugehörige Phasendifferenz an. Grün markiert sind hierbei solche mit positiver Phasenmarge  $\varphi_R = 180^\circ - \Delta\varphi$ , welche als stabil zu bewerten sind. Bei 4732 Hz (rot gekennzeichnet) tritt hingegen eine Phasendifferenz von  $203^\circ > 180^\circ$  und damit eine negative Phasenmarge auf, sodass das System als instabil einzustufen ist. Beim Zusammenschluss der beiden Subsysteme in einer EMT-Simulation führt dies, wie in Abbildung 2.8b gezeigt, zu einem Aufschwingen des Gesamtsystems am PCC mit einer überlagerten Schwingung bei 4732 Hz. Folglich eignet sich die Anwendung des *Nyquist-Kriteriums* im Bode-Diagramm, um instabile Resonanzstellen zu identifizieren und daraus entsprechende Maßnahmen z.B. in Form von aktiver oder passiver Dämpfung kritischer Resonanzstellen oder der Anpassung des Regelungssystems abzuleiten [137].

## Kapitel 3

# Modellbildung für MMC-HGÜ-Systeme

Im Rahmen dieses Kapitels werden die notwendigen Modellierungsgrundlagen für MMC-HGÜ-Systeme in Abhängigkeit des Studienziels dargelegt. Hierfür erfolgt zunächst eine Einordnung der in der Literatur vorhandenen Modellierungsansätze von Umrichterventilen. Nachfolgend wird der Schwerpunkt weitestgehend auf die Erarbeitung von Modellierungsempfehlungen für harmonische Stabilitätsanalysen sowie die Herleitung der mathematischen Zusammenhänge für die analytische Beschreibung der Umrichteradmittanz gelegt. Abschließend werden die wesentlichen Modellierungsaspekte für EMT-Studien aufgeführt.

### 3.1 Submodul und Umrichterventil

Aus der stetig wachsenden Anzahl realisierter sowie projektierter HGÜ-Anlagen hat sich in der Vergangenheit zunehmend die Notwendigkeit ergeben, diese auf simulativer Ebene adäquat abzubilden. Für die Modellbildung eines Umrichterventils selbstgeführter Umrichter werden dabei in Abhängigkeit verschiedener Studienziele sieben Modelltypen klassifiziert [135], welche in Tab. 3.1 zusammengefasst sind. Die Wahl des jeweiligen Modelltyps stellt in jedem Fall einen Kompromiss zwischen Detailtiefe und notwendiger Rechenzeit dar und bedarf daher einer Bewertung in Abhängigkeit des Untersuchungsziels.

Mit dem höchsten Detailgrad nutzt *Typ-1* in Schaltungssimulationstools Differentialgleichungen zur Repräsentation der Schaltvorgänge von Dioden und Schaltern. Aufgrund des daraus resultierenden hohen Simulationsaufwands findet dieses Modell nur in Auslegungsstudien leistungselektronischer Einheiten sinnvolle Anwendung. Auf geringster Detailebene werden Lastflussmodelle (*Typ-7*) genutzt, wäh-

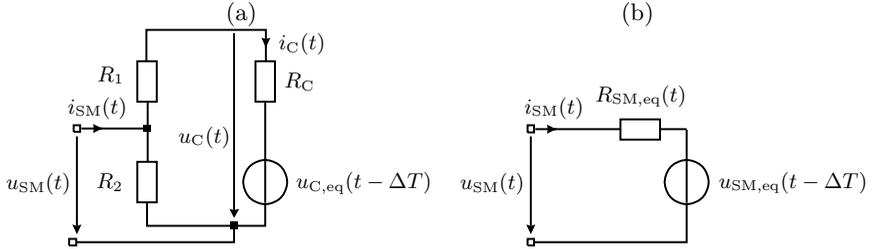
**Tab. 3.1:** Übersicht über die Modelltiefen eines Umrichterventils nach [135].

Modell	Bezeichnung	Studententypen
<i>Typ-1</i>	Vollständig physikalisch basiertes Modell	Schaltvorgänge einzelner Submodule, Auslegungsstudien
<i>Typ-2</i>	Vollständig detailliertes Modell	Detaillierte Fehlerstudien auf Submodulebene
<i>Typ-3</i>	Modell basierend auf vereinfachten, schaltbaren Widerständen	Detaillierte Fehlerstudien auf Submodulebene
<i>Typ-4</i>	detailliertes Ersatzquellenmodell	Detaillierte Studien umrichternaher Fehler
<i>Typ-5</i>	Average Value Model (AVM)	AC- und DC-Transienten, detaillierte Regelungsdesignstudien, harmonische Studien
<i>Typ-6</i>	Vereinfachtes AVM	Umrichterferne AC- und DC-Transienten, harmonische Stabilitätsanalysen
<i>Typ-7</i>	Lastflussmodell	Lastflussberechnungen

rend in EMT-Simulationstools die Modelle *Typ-2* bis *Typ-6* zum Einsatz kommen. Ein Vergleich der EMT-Modelle hinsichtlich ihrer dynamischen Performanz ist [45] zu entnehmen, im Folgenden soll jedoch auf die wesentlichen Eigenschaften und Unterschiede dieser Modelltypen eingegangen werden.

*Typ-2* berücksichtigt jeden IGBT durch einen Schalter, zwei nichtlineare Dioden (parallel und antiparallel) sowie ein Snubbertnetzwerk [65]. Hingegen werden im *Typ-3*-Modell die IGBTs eines Submoduls durch einschaltbare Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  vereinfacht, welche in Abhängigkeit ihres derzeitigen Schaltzustands einen hoch- oder einen niederohmigen Wert annehmen [90]. Für die zeitdiskrete Simulationsumgebung wird die Spannung über der Submodulkapazität unter Anwendung der Trapezregel und der Simulationsschrittweite  $\Delta T$  wie folgt approximiert [122]:

$$\begin{aligned}
 u_C(t) &= \frac{1}{C_{SM}} \int_{t-\Delta T}^t i_C(t) dt \\
 &\stackrel{\text{Trapezregel}}{\approx} u_C(t - \Delta T) + \frac{1}{C_{SM}} \frac{i_C(t - \Delta T) + i_C(t)}{2} \Delta T \\
 &= \underbrace{\frac{\Delta T}{2C_{SM}} i_C(t)}_{R_C} + \underbrace{u_C(t - \Delta T) + \frac{\Delta T}{2C_{SM}} i_C(t - \Delta T)}_{u_{C,eq}(t - \Delta T)} \\
 &= R_C i_C(t) + u_{C,eq}(t - \Delta T).
 \end{aligned} \tag{3.1}$$



**Abb. 3.1:** Ersatzschaltung eines HB-Submoduls (a) zeitdiskretisiert und (b) als Thévenin-Äquivalent.

Die Spannung  $u_C(t)$  ist somit anhand eines konstanten Widerstands  $R_C$  sowie einer äquivalenten Spannungsquelle  $u_{C,eq}(t - \Delta T)$  beschreibbar, welche von den Strom- und Spannungswerten des vorherigen Iterationsschritts abhängt, sodass eine Halbbrücke durch die Ersatzschaltung in Abb. 3.1a modelliert werden kann. Hieraus ist mithilfe der Netzwerkanalyse der folgende Zusammenhang herleitbar [45, 122]:

$$\begin{aligned} u_{SM}(t) &= \frac{R_2(R_1 + R_C)}{R_1 + R_2 + R_C} i_{SM}(t) + \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_C} u_{C,eq}(t - \Delta T) \\ &= R_{SM,eq} i_{SM}(t) + u_{SM,eq}(t - \Delta T), \end{aligned} \quad (3.2)$$

was eine weitere Zusammenfassung des HB-Submoduls zur Ersatzschaltung in Abb. 3.1b ermöglicht. In EMT-Simulationstools wird diese Darstellung in ein für deren Solver notwendiges Norton-Äquivalent umgewandelt.

Im *Typ-4*-Modell werden alle  $n_{SM}$  Submodule eines Ventils weiterhin in einer Ersatzspannungsquelle  $u_{g,y}(t)$  unter Berücksichtigung des Ventilstroms  $i_{g,y}(t)$  zusammengefasst [122]:

$$\begin{aligned} u_{g,y}(t) &= \left[ \sum_{i=1}^{n_{SM}} R_{SM,eq,i} \right] i_{g,y}(t) + \left[ \sum_{i=1}^{n_{SM}} u_{SM,eq,i}(t - \Delta T) \right] \\ &= R_{eq} i_{g,y}(t) + u_{eq}(t - \Delta T). \end{aligned} \quad (3.3)$$

Diese Vereinfachung erzielt eine hohe Reduktion der Anzahl elektrischer Knoten, was eine große Rechenzeitersparnis zur Folge hat und dennoch weiterhin die Berechnung einzelner Submodulspannungen ermöglicht. Somit kann die Summenspannung  $u_{Cg,y}^{\Sigma}(t)$  eines Ventils anhand

$$u_{C_{g,y}}^{\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^{n_{SM}} u_{C_{g,y,i}}(t) \approx n_{SM} \bar{u}_C(t) = \bar{u}_{C_{g,y}}^{\Sigma}(t) \quad (3.4)$$

berechnet und für geringere Modelltiefen approximiert werden, wobei  $\bar{u}_C(t)$  der mittleren Kondensatorspannung aller Submodule eines Umrichterarms und  $\bar{u}_{C_{g,y}}^{\Sigma}(t)$  der durchschnittlichen Ventilsummenspannung entspricht. Eine weitere Vereinfachung schafft das AVM (*Typ-5*) in [65], wonach der Lade- und Entladevorgang der kumulierten Submodulkapazität  $C_{arm} = \frac{C_{SM}}{n_{SM}}$  durch

$$C_{arm} \frac{d\bar{u}_{C_{g,y}}^{\Sigma}(t)}{dt} = m_{g,y}(t) i_{g,y}(t) \quad (3.5)$$

ausgedrückt wird. Hierbei wird die Annahme getroffen, dass alle Submodule denselben Ladezustand aufweisen, sodass Schaltvorgänge innerhalb der Submodule vernachlässigt werden können. Die Armstellgröße  $m_{g,y}(t)$  in (3.5) kumuliert alle eingefügten Submodule in einem Ventil mit  $m_{g,y}(t) = \sum S_{g,y,i}/n_{SM}$ , wobei  $S_{g,y,i}$  eine binäre Größe mit  $i = 1 \dots n_{SM}$  ist, welche für ein eingefügtes Submodul den Wert 1 und für einen Bypass den Wert 0 annimmt. Die Ventile werden somit jeweils durch die Spannungsquelle  $u_{g,y}(t)$  modelliert:

$$u_{g,y}(t) = m_{g,y}(t) \bar{u}_{C_{g,y}}^{\Sigma}(t). \quad (3.6)$$

Im vereinfachten AVM (*Typ-6*) werden Modulationsverfahren weiter vernachlässigt. Aufgrund der gesteigerten Simulationsgeschwindigkeiten im Vergleich zur *Typ-4*-Realisierung bei gleichzeitiger Berücksichtigung interner MMC-Dynamiken eignen sich *Typ-6*-Modelle für die Simulation von ausgedehnten DC-Netzen sowie harmonische Stabilitätsanalysen.

## 3.2 Modellbildung für harmonische Stabilitätsanalysen

### 3.2.1 Methodischer Überblick

Die frequenzabhängige Beschreibung von Umrichtersystemen ist eine in der Literatur durch verschiedenste Methoden dargelegte Thematik, deren zumeist verwendete Vorgehensweisen im Folgenden aufgezeigt werden. Ziel ist, durch Diskussion dieser die notwendige Modelltiefe für die Untersuchungszwecke im Rahmen dieser Dissertation zu erarbeiten. Zusätzlich wird der interessierte Leser für einen tiefgreifenden Überblick bestehender Methoden auf [126] und [137] verwiesen.

Bei allen Ansätzen wird zunächst ein AVM-Modell zugrunde gelegt, welches nicht-linear und zeitvariant ist. Ausgehend von diesem werden für die Durchführung von impedanzbasierten Analysen zwei Methodengruppen unterschieden [126]: die

Mittelwertbildung im Zustandsraum sowie die Modellierung im harmonischen Zustandsraum.

Die **Mittelwertbildung im Zustandsraum** durch  $\bar{\gamma}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t \gamma(\tau) d\tau$  mit  $T = 1/f_S$  und Schaltfrequenz  $f_S$  ist lediglich für Frequenzen unterhalb der halben Schaltfrequenz gültig [43] und unterteilt sich wiederum in drei Methoden:

1. *dq*-Modell für symmetrische, dreiphasige Systeme:

Die nichtlineare und zeitperiodische Umrichtercharakteristik wird mithilfe der Park-Transformation in ein für  $\theta$  zeitinvariantes Modell überführt und im Arbeitspunkt mit  $\gamma = \gamma^0 + \Delta\gamma$  linearisiert. Da äußere Regler entweder auf die d- oder q-Achse Einfluss nehmen<sup>1</sup>, entsteht üblicherweise ein unsymmetrisches Modell mit mehrfachen Ein- und Ausgängen (MIMO, engl: *multiple input multiple output*) und realen Raumzeigern  $\gamma_{dq} = [\gamma_d, \gamma_q]^T$  [6, 13, 72]:

$$\begin{bmatrix} \Delta I_d \\ \Delta I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{dd} & Y_{dq} \\ Y_{qd} & Y_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_d \\ \Delta U_q \end{bmatrix} = \mathbf{Y}_{dq} \begin{bmatrix} \Delta U_d \\ \Delta U_q \end{bmatrix}. \quad (3.7)$$

Die Admittanzmatrix  $\mathbf{Y}_{dq}$  kann weiterhin mit den zugehörigen komplexen Raumzeigern  $\vec{\gamma}_{dq} = \gamma_d + j\gamma_q$  im Mitsystem sowie  $\vec{\gamma}_{dq}^* = \gamma_d - j\gamma_q$  im Gengensystem in symmetrische Komponenten überführt werden [13, 14, 70]:

$$\begin{bmatrix} \Delta \vec{I}_{dq} \\ \Delta \vec{I}_{dq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{pp} & Y_{pn} \\ Y_{np} & Y_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \vec{U}_{dq} \\ \Delta \vec{U}_{dq}^* \end{bmatrix} = \mathbf{Y}_{dq}^{\pm} \begin{bmatrix} \Delta \vec{U}_{dq} \\ \Delta \vec{U}_{dq}^* \end{bmatrix}, \quad (3.8a)$$

$$\mathbf{Y}_{dq}^{\pm} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (Y_{dd} + Y_{qq}) + j(Y_{qd} - Y_{dq}) & (Y_{dd} - Y_{qq}) + j(Y_{qd} + Y_{dq}) \\ (Y_{dd} - Y_{qq}) - j(Y_{qd} + Y_{dq}) & (Y_{dd} + Y_{qq}) - j(Y_{qd} - Y_{dq}) \end{bmatrix}. \quad (3.8b)$$

Eine lineare Übertragungsfunktion  $\mathbf{Y}_{dq}$  resultiert bei aufgezeigter Transformation ebenfalls in einer linearen Übertragungsfunktion  $\mathbf{Y}_{dq}^{\pm}$ , sodass die Eigenwerte beider Übertragungsfunktionen kongruieren [13] und eine Stabilitätsanalyse in einem der beiden Systeme genügt.

2. Harmonische Linearisierung:

Basierend auf dem Ansatz in [16] werden die nichtlinearen und zeitvarianten Umrichterdynamiken in symmetrischen Komponenten linearisiert. Eine nachfolgende Fourieranalyse ermöglicht, das resultierende LTI-Modell in den Frequenzbereich zu überführen. Zwar liegt das harmonisch linearisierte Modell in symmetrischen Komponenten vor, allerdings können Kreuzkopplungseffekte untereinander nicht erfasst werden [76, 126]. Aus diesem Grund bleibt diese Methode im Rahmen dieser Dissertation unberücksichtigt.

---

<sup>1</sup>Dieser Sachverhalt wird in Kap. 3.2.5 und Kap. 4.1.4 näher ausgeführt.

3.  $\alpha\beta$ -Modell für symmetrische, dreiphasige Systeme:

Aus (3.8a) sind Frequenzkopplungsdynamiken zwischen Mit- und Gegensystem zwar ersichtlich, jedoch unzureichend interpretierbar, da die Frequenzabhängigkeit im  $dq$ -System vorliegt. Daher schlägt [127] eine Transformation in  $\alpha\beta$ -Koordinaten mit den komplexen Raumzeigern  $\vec{\gamma}_{\alpha\beta} = \gamma_\alpha + j\gamma_\beta$  im Mitsystem sowie  $\vec{\gamma}_{\alpha\beta}^* = \gamma_\alpha - j\gamma_\beta$  im Gegensystem vor. Dies führt zu einer Frequenzverschiebung der  $dq$ -Größen um die Netzfrequenz sowie einer Kopplung der symmetrischen Komponenten mit der doppelten Netzfrequenz:

$$\begin{bmatrix} \Delta \vec{I}_{\alpha\beta} \\ \Delta \vec{I}_{\alpha\beta}^* e^{j2\omega_1 t} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} Y_{pp}(s - j\omega_1) & Y_{pn}(s - j\omega_1) \\ Y_{np}(s - j\omega_1) & Y_{nn}(s - j\omega_1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{Y}_{\alpha\beta}^\pm} \begin{bmatrix} \Delta \vec{U}_{\alpha\beta} \\ \Delta \vec{U}_{\alpha\beta}^* e^{j2\omega_1 t} \end{bmatrix}. \quad (3.9)$$

Abweichend zu [127] wurde in [14] herausgearbeitet, dass aufgrund fehlender schiefsymmetrischer Eigenschaften<sup>2</sup> der Matrix  $\mathbf{Y}_{dq}^\pm$ , vgl. (3.8b), die LTI-Eigenschaften des Systems durch eine Rücktransformation von  $dq$ - in  $\alpha\beta$ -Koordinaten verloren gehen. Somit dient die Darstellung in (3.9) lediglich der Erleichterung der physikalischen Interpretation der Frequenzabhängigkeiten sowie dem Aufzeigen frequenzkoppelnder Eigenschaften zwischen Mit- und Gegensystem.

Als zweite Methodengruppe ist die **Modellierung im harmonischen Zustandsraum** (HSS, engl: *harmonic state space*) aufzuführen, welche auf der Systemtheorie linearer, zeitlich periodischer (LTP, engl: *linear time-periodic*) Systeme basiert. Ein HSS-Modell ist ein Multifrequenzmodell, welches ursprünglich für die Untersuchung von Helikopterrotorblättern entwickelt wurde [92]. Mithilfe von exponentiell modulierten periodischen (EMP)-Signalbeschreibungen [92] wird eine Analogie zu klassischen LTI-Zustandsraummodellen geschaffen [126]:

$$\frac{d\Delta\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}(t)\Delta\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(t)\Delta\mathbf{u}(t), \quad (3.10a)$$

$$\Delta\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}(t)\Delta\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}(t)\Delta\mathbf{u}(t), \quad (3.10b)$$

mit den zeitperiodischen Matrizen  $\mathbf{A}(t)$ ,  $\mathbf{B}(t)$ ,  $\mathbf{C}(t)$  und  $\mathbf{D}(t)$ . Das AVM wird durch stationäre periodische Trajektorien in seine harmonischen Komponenten zerlegt, um jede harmonische Komponente linearisiert [105] und kann schließlich in den Laplace-Bereich überführt werden [63, 92]. Das entstehende MIMO-Modell ermöglicht eine detaillierte Untersuchung aller systemrelevanten Harmonischen für symmetrische und unsymmetrische Systembedingungen, erlangt jedoch je nach Dimension von Zustands-, Eingangs- und Ausgangsvariablen sowie Anzahl berücksichtigter Harmonischer schnell hohe Modellordnungen.

<sup>2</sup>Eine Matrix  $\mathbf{A}$  ist schiefsymmetrisch, sofern  $(\mathbf{A})^T = -\mathbf{A}$  gilt.

### 3.2.2 Passive Klemmenadmittanz des MMCs

Für die Bestimmung der AC-seitigen Klemmenimpedanz eines Umrichters ist zunächst abzugrenzen, welche Dynamiken in der Umrichterstation ausgehend vom PCC einflussnehmend sind. Im vereinfachten Ansatz werden lediglich die AC-seitigen Dynamiken eines MMCs berücksichtigt, während Beschreibungen im harmonischen Zustandsraum interne sowie DC-Dynamiken einbeziehen. Beide Herleitungen werden im Folgenden betrachtet sowie gegenübergestellt.

#### 3.2.2.1 Berücksichtigung der AC-seitigen Dynamiken

Bei hinreichender Dimensionierung der Submodulkapazitäten eines MMCs wird davon ausgegangen, dass AC-DC-Interaktionen im stationären Betriebszustand vernachlässigbar sind. Die AC-seitig wirksamen Dynamiken eines MMCs sind somit lediglich durch Gleichung (2.6) beschreibbar. Ausgehend von Abbildung 2.6a ist weiterhin die Impedanz des Stromrichtertransformators sowie dessen Übersetzungsverhältnis  $r$  zu berücksichtigen. Letzterer wird zunächst durch dessen Streuimpedanz  $Z_{tr} = R_\sigma + \frac{d}{dt}L_\sigma$  modelliert<sup>3</sup>. Somit gilt

$$u_{PCC,y}(t) = r u_{conv,y}(t) + R_\sigma i_{h,y}(t) + L_\sigma \frac{di_{h,y}(t)}{dt}. \quad (3.11)$$

Durch Umstellen von (2.6) nach  $u_{conv,y}$  und Einsetzen in (3.11) sowie unter Berücksichtigung von  $i_{conv,y} = -r i_{h,y}$  folgt

$$u_{PCC,y}(t) = r u_{\Delta,y}(t) + \underbrace{\left( R_\sigma + r^2 \frac{R_{arm}}{2} \right)}_{R_{AC}} i_{h,y}(t) + \underbrace{\left( L_\sigma + r^2 \frac{L_{arm}}{2} \right)}_{L_{AC}} \frac{di_{h,y}(t)}{dt}, \quad (3.12)$$

während der letzte Term in (2.6) vernachlässigt wird, da auf der Netzseite des Transformators keine Nullkomponente der MMC-Dynamiken wirksam ist. Weiterhin wird von einem symmetrischen Drehstromsystem ausgegangen, sodass im Folgenden auf die Kennzeichnung des Phasenindex  $y$  verzichtet wird. Die Transformation von (3.12) in den Laplace-Bereich erzielt schließlich

$$U_{PCC} = r U_\Delta + \underbrace{(R_{AC} + L_{AC}s)}_{Z_{AC}} I_h, \quad (3.13)$$

wobei  $Y_{AC} = Z_{AC}^{-1}$  der passiven Klemmenadmittanz der Umrichterstation ausgehend von ihren AC-seitigen Dynamiken entspricht. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird weiterhin auf die Kennzeichnung ( $s$ ) verzichtet.

<sup>3</sup>Weitere Modellierungsaspekte sind in Kap. 3.2.8 aufgeführt.

### 3.2.2.2 Berücksichtigung aller MMC-Dynamiken

Mit dem Ziel, mögliche AC-DC-Interaktionen innerhalb eines MMCs zu berücksichtigen, findet die HSS-Methode Anwendung, bei welcher in der Theorie alle Spektralanteile auftretender Systemdynamiken einbezogen werden können. Die Grundlagen dieser Methode wurden 1878 durch Hill [42] für die Stabilitätsanalyse von LTP-Systemen eingeführt und durch [8] für die Untersuchung nichtlinearer Systeme erweitert. Sie dient der Beschreibung des stationären Zustands nichtlinearer Systeme im Frequenzbereich.

Regt ein LTI-Signal eine nichtlineare Komponente an, so werden Oberschwingungen der Grundfrequenz erzeugt, sodass zur Erfüllung der Kirchhoffschen Regeln die Lösung einer linearen Kombination von LTI-Signalen entspricht. Die beschriebenen Frequenzkopplungen können durch harmonische Transferfunktionen analog zu [92] ausgedrückt werden. Im Laplace-Bereich nimmt das HSS-Modell aus (3.10a) folgende Form an. Eine weiterführende Herleitung sowie Erläuterung dieser Methode findet sich in [92] sowie im Anhang C.1.

$$s\chi = (\mathcal{A} - \mathbf{N})\chi + \mathcal{B}u \quad (3.14)$$

Die Vektoren  $\chi$  und  $u$  berücksichtigen die Harmonischen  $h = -\infty, \dots, 0, \dots, \infty$  der Zustands- und Eingangsvektoren  $\Delta \mathbf{x}(t)$  und  $\Delta \mathbf{u}(t)$ , welche folgende Form erfüllen:

$$\chi = \begin{bmatrix} \vdots \\ \Delta \mathbf{x}_{-2} \\ \Delta \mathbf{x}_{-1} \\ \Delta \mathbf{x}_0 \\ \Delta \mathbf{x}_1 \\ \Delta \mathbf{x}_2 \\ \vdots \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} \vdots \\ \Delta \mathbf{u}_{-2} \\ \Delta \mathbf{u}_{-1} \\ \Delta \mathbf{u}_0 \\ \Delta \mathbf{u}_1 \\ \Delta \mathbf{u}_2 \\ \vdots \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

Dabei gilt

$$\Delta \mathbf{x}_h = \begin{bmatrix} \Delta x_1(s + jh\omega_1) \\ \Delta x_2(s + jh\omega_1) \\ \vdots \end{bmatrix}, \quad \Delta \mathbf{u}_h = \begin{bmatrix} \Delta u_1(s + jh\omega_1) \\ \Delta u_2(s + jh\omega_1) \\ \vdots \end{bmatrix}. \quad (3.16)$$

Matrix  $\mathcal{A}$  stellt die Toeplitzmatrix  $\mathcal{T}$  der Fourierkoeffizienten  $A_h$  aus der Fourierentwicklung der Systemmatrix  $\mathbf{A}(t)$  dar.

$$\mathbf{A} = \mathcal{T}\{\mathbf{A}(t)\} = \begin{bmatrix} \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ \dots & A_0 & A_{-1} & A_{-2} & A_{-3} & A_{-4} & \dots \\ \dots & A_1 & A_0 & A_{-1} & A_{-2} & A_{-3} & \dots \\ \dots & A_2 & A_1 & A_0 & A_{-1} & A_{-2} & \dots \\ \dots & A_3 & A_2 & A_1 & A_0 & A_{-1} & \dots \\ \dots & A_4 & A_3 & A_2 & A_1 & A_0 & \dots \\ \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Die Matrix  $\mathbf{B} = \mathcal{T}\{\mathbf{B}(t)\}$  nimmt dieselbe Form mit ihren jeweiligen Fourierkoeffizienten  $B_h$  aus der Fourierentwicklung der Eingangsmatrix  $\mathbf{B}(t)$  an.  $\mathbf{N}$  repräsentiert eine Blockdiagonalmatrix mit allen Harmonischen der Grundfrequenz  $\omega_1$  mit

$$\mathbf{N} = \text{blkdiag}\{jh\omega_1 \mathbf{I}\}. \quad (3.18)$$

Um die Dynamiken eines MMCs in der HSS-Form nach (3.14) zu entwickeln, erfolgt zunächst eine Herleitung dieser im Zustandsraum. Diese geschieht in Anlehnung an [48]. Hierfür wird das AVM-Modell entsprechend den Gleichungen (3.5) und (3.6) sowie den Ausführungen in [71] herangezogen. Weiterhin werden die Summenspannungen  $u_{C\Sigma,y}$  und Differenzspannungen  $u_{C\Delta,y}$  der durchschnittlichen Ventilsummenspannungen durch

$$u_{C\Sigma,y}(t) := \frac{\bar{u}_{Cp,y}^\Sigma(t) + \bar{u}_{Cn,y}^\Sigma(t)}{2} \quad \text{und} \quad u_{C\Delta,y}(t) := \bar{u}_{Cp,y}^\Sigma(t) - \bar{u}_{Cn,y}^\Sigma(t) \quad (3.19)$$

definiert. Ebenso werden die Summen- und Differenzstellgrößen

$$m_{\Sigma,y}(t) := \frac{m_{p,y}(t) + m_{n,y}(t)}{2} \quad \text{und} \quad m_{\Delta,y}(t) := \frac{m_{n,y}(t) - m_{p,y}(t)}{2} \quad (3.20)$$

eingeführt. Unter Berücksichtigung der Gleichungen (3.5),(3.6),(3.12),(3.19) und (3.20) können die Systemgleichungen (2.7) und (2.6) wie folgt umgeschrieben werden, wobei im Folgenden wiederum auf die zeitabhängige Kennzeichnung ( $t$ ) verzichtet wird.

$$\frac{di_{h,y}}{dt} = \frac{1}{L_{AC}} u_{PCC,y} - \frac{R_{AC}}{L_{AC}} i_{h,y} + \frac{r}{2L_{AC}} m_{\Sigma,y} u_{C\Delta,y} - \frac{r}{L_{AC}} m_{\Delta,y} u_{C\Sigma,y} \quad (3.21)$$

$$\frac{di_{phm,y}}{dt} = \frac{1}{2L_{arm}} u_{dc} - \frac{R_{arm}}{L_{arm}} i_{phm,y} + \frac{1}{2L_{arm}} m_{\Delta,y} u_{C\Delta,y} - \frac{1}{L_{arm}} m_{\Sigma,y} u_{C\Sigma,y} \quad (3.22)$$

Weiterhin gilt durch die Berechnung von  $C_{arm} d\bar{u}_{Cp}^\Sigma(t)/dt - C_{arm} d\bar{u}_{Cn}^\Sigma(t)/dt$  und  $C_{arm} d\bar{u}_{Cp}^\Sigma(t)/dt + C_{arm} d\bar{u}_{Cn}^\Sigma(t)/dt$  sowie unter Berücksichtigung der Gleichungen (3.5),(3.6),(3.19) und (3.20)

$$\frac{du_{C\Delta,y}}{dt} = -\frac{2}{C_{arm}} m_{\Delta,y} i_{phm,y} - \frac{r}{C_{arm}} m_{\Sigma,y} i_{h,y} \quad (3.23)$$

und

$$\frac{d\Delta u_{C\Sigma,y}}{dt} = \frac{1}{C_{\text{arm}}} m_{\Sigma,y} i_{\text{phm},y} + \frac{r}{2C_{\text{arm}}} m_{\Delta,y} i_{h,y}. \quad (3.24)$$

Die zeitabhängigen Größen  $\gamma_t$  der Systemgleichungen (3.21)–(3.24) werden nachfolgend im Arbeitspunkt durch  $\gamma_t = \gamma_t^0 + \Delta\gamma_t$  linearisiert. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird im Weiteren die Phasenkennzeichnung  $y$  vernachlässigt.

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta i_h}{dt} &= \frac{1}{L_{AC}} \Delta u_{PCC} - \frac{R_{AC}}{L_{AC}} \Delta i_h + \frac{r}{2L_{AC}} m_{\Sigma}^0 \Delta u_{C\Delta} \\ &\quad + \frac{r}{2L_{AC}} u_{C\Delta}^0 \Delta m_{\Sigma} - \frac{r}{L_{AC}} m_{\Delta}^0 \Delta u_{C\Sigma} - \frac{r}{L_{AC}} u_{C\Sigma}^0 \Delta m_{\Delta} \end{aligned} \quad (3.25)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta i_{\text{phm}}}{dt} &= \frac{1}{2L_{\text{arm}}} \Delta u_{dc} - \frac{R_{\text{arm}}}{L_{\text{arm}}} \Delta i_{\text{phm}} + \frac{1}{2L_{\text{arm}}} m_{\Delta}^0 \Delta u_{C\Delta} \\ &\quad + \frac{1}{2L_{\text{arm}}} u_{C\Delta}^0 \Delta m_{\Delta} - \frac{1}{L_{\text{arm}}} m_{\Sigma}^0 \Delta u_{C\Sigma} - \frac{1}{L_{\text{arm}}} u_{C\Sigma}^0 \Delta m_{\Sigma} \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta u_{C\Delta}}{dt} &= -\frac{r}{C_{\text{arm}}} m_{\Sigma}^0 \Delta i_h - \frac{r}{C_{\text{arm}}} i_h^0 \Delta m_{\Sigma} \\ &\quad - \frac{2}{C_{\text{arm}}} m_{\Delta}^0 \Delta i_{\text{phm}} - \frac{2}{C_{\text{arm}}} i_{\text{phm}}^0 \Delta m_{\Delta} \end{aligned} \quad (3.27)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta u_{C\Sigma}}{dt} &= \frac{1}{C_{\text{arm}}} m_{\Sigma}^0 \Delta i_{\text{phm}} + \frac{1}{C_{\text{arm}}} i_{\text{phm}}^0 \Delta m_{\Sigma} \\ &\quad + \frac{r}{2C_{\text{arm}}} m_{\Delta}^0 \Delta i_h + \frac{r}{2C_{\text{arm}}} i_h^0 \Delta m_{\Delta} \end{aligned} \quad (3.28)$$

Ausgehend von Gleichungen (3.25)–(3.28) werden die Zustands- und Eingangsvektoren durch

$$\Delta \mathbf{x}(t) = [\Delta i_h(t) \quad \Delta i_{\text{phm}}(t) \quad \Delta u_{C\Delta}(t) \quad \Delta u_{C\Sigma}(t)]^T \quad (3.29)$$

und

$$\Delta \mathbf{u}(t) = [\Delta m_{\Delta}(t) \quad \Delta m_{\Sigma}(t) \quad \Delta u_{PCC}(t) \quad \Delta u_{dc}(t)]^T \quad (3.30)$$

definiert. Daraus lassen sich die System- und Eingangsmatrizen ableiten:

$$\mathbf{A}(t) = \begin{bmatrix} -\frac{R_{AC}}{L_{AC}} & 0 & \frac{r}{2L_{AC}} m_{\Sigma}^0 & -\frac{r}{L_{AC}} m_{\Delta}^0 \\ 0 & -\frac{R_{\text{arm}}}{L_{\text{arm}}} & \frac{1}{2L_{\text{arm}}} m_{\Delta}^0 & -\frac{1}{L_{\text{arm}}} m_{\Sigma}^0 \\ -\frac{r}{C_{\text{arm}}} m_{\Sigma}^0 & -\frac{2}{C_{\text{arm}}} m_{\Delta}^0 & 0 & 0 \\ \frac{r}{2C_{\text{arm}}} m_{\Delta}^0 & \frac{1}{C_{\text{arm}}} m_{\Sigma}^0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.31)$$

$$\mathbf{B}(t) = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L_{AC}}u_{C\Sigma}^0 & \frac{r}{2L_{AC}}u_{C\Delta}^0 & \frac{1}{L_{AC}} & 0 \\ \frac{1}{2L_{arm}}u_{C\Delta}^0 & -\frac{1}{L_{arm}}u_{C\Sigma}^0 & 0 & \frac{1}{2L_{arm}} \\ -\frac{2}{C_{arm}}i_{phm}^0 & -\frac{r}{C_{arm}}i_h^0 & 0 & 0 \\ \frac{r}{2C_{arm}}i_h^0 & \frac{1}{C_{arm}}i_{phm}^0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.32)$$

Die in  $\mathbf{A}(t)$  und  $\mathbf{B}(t)$  aufgezeigten Arbeitspunkte  $\gamma_t^0$  sind zeitabhängige Größen mit überlagerter Periodizität verschiedener Harmonischer, welche durch eine Fourierreihe mit  $h = -h_{\max} \dots h_{\max}$  entwickelt werden. Zeitunabhängige Größen sind als Konstanten für  $h = -h_{\max} \dots h_{\max}$  zu übernehmen. Nach Ermittlung der Fourierkoeffizienten kann daraus ein HSS-Modell nach (3.14) bestimmt werden. Diese Form lässt sich wiederum wie folgt umstellen:

$$\chi = \underbrace{(s\mathbf{I} - (\mathbf{A} - \mathbf{N}))^{-1}\mathbf{B}}_{\mathbf{H}_{HSS}} u, \quad (3.33)$$

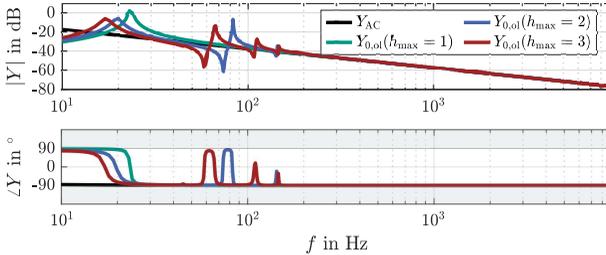
wobei  $\mathbf{H}_{HSS}$  die Transferfunktion des HSS-Modells darstellt. Die Admittanz der Umrichterstation entspricht dem Verhältnis aus  $\Delta\mathbf{I}_h$  und  $\Delta\mathbf{U}_{PCC}$ , somit entspricht die Admittanzmatrix  $\mathbf{Y}_{HSS}$  einer Submatrix von  $\mathbf{H}_{HSS}$  mit

$$\Delta\mathbf{I}_h = \mathbf{Y}_{HSS}\Delta\mathbf{U}_{PCC}, \quad (3.34a)$$

$$\mathbf{Y}_{HSS} = \begin{bmatrix} \ddots & & & \vdots & & \ddots \\ \dots & Y_0(s - j\omega_1) & Y_{-1}(s) & Y_{-2}(s + j\omega_1) & & \\ \dots & Y_1(s - j\omega_1) & Y_0(s) & Y_{-1}(s + j\omega_1) & \dots & \\ \dots & Y_2(s - j\omega_1) & Y_1(s) & Y_0(s + j\omega_1) & & \\ \ddots & & & \vdots & & \ddots \end{bmatrix}, \quad (3.34b)$$

$$\Delta\mathbf{I}_h = [\dots \quad \Delta\mathbf{I}_h(s - j\omega_1) \quad \Delta\mathbf{I}_h(s) \quad \Delta\mathbf{I}_h(s + j\omega_1) \quad \dots]^T, \quad (3.34c)$$

$$\Delta\mathbf{U}_{PCC} = [\dots \quad \Delta\mathbf{U}_{PCC}(s - j\omega_1) \quad \Delta\mathbf{U}_{PCC}(s) \quad \Delta\mathbf{U}_{PCC}(s + j\omega_1) \quad \dots]^T. \quad (3.34d)$$



**Abb. 3.2:** Passive MMC-Admittanz unter Berücksichtigung der AC-Dynamiken sowie interner und DC-Dynamiken für verschiedene harmonische Ordnungen.

### 3.2.2.3 Gegenüberstellung der Methoden

Im Folgenden werden die in Kap. 3.2.2.1 und Kap. 3.2.2.2 vorgestellten Modellierungstiefen der passiven MMC-Admittanz einander gegenübergestellt. Hierfür wird das HSS-MMC-Modell für unterschiedliche  $h_{\max}$  entwickelt. Die zugehörigen Arbeitspunkte sind Tab. 3.2 für den Leerlauf zu entnehmen, welche mittels numerischer Simulationen eines Open-Loop-MMC-Modells ermittelt wurden. Die AC-seitigen MMC-Größen zeigen hauptsächlich Spektralanteile in der Grundschwingung. Hingegen weist der Strom in jeder Phaseinheit eine DC-Komponente sowie eine mit doppelter Netzfrequenz pulsierende Komponente auf, welche bereits in Kap. 2.2.3 thematisiert wurde.

Abb. 3.2 zeigt die Gegenüberstellung der zuvor erwähnten Modellierungstiefen der passiven MMC-Admittanz  $Y_{0,ol}$ . Unterhalb von 200 Hz zeigen interne sowie DC-Dynamiken einen großen Einfluss auf die passive MMC-Admittanz. Insbesondere im Frequenzbereich  $< 30$  Hz ist das kapazitive Verhalten zu pointieren, welches auf die Berücksichtigung der Dynamiken in den Submodulkapazitäten zurückzuführen ist. Der Einbezug mehrerer harmonischer Ordnungen im Multifrequenzmodell hat weiterhin die Ausprägung zusätzlicher Resonanzstellen zur Folge, welche durch die passive AC-Admittanz  $Y_{AC}$  gänzlich vernachlässigt werden. Aus diesem Grund pos-

**Tab. 3.2:** Zugrundeliegende Arbeitspunkte des HSS-MMC-Modells.

$h$	$I_h^0$ [kA]	$I_{phm}^0$ [kA]	$U_{C\Sigma}^0$ [kV]	$U_{C\Delta}^0$ [kV]	$M_{\Delta}^0$	$M_{\Sigma}^0$
0	0	0.013	574.7	0.1	0	0.457
1	$0.042e^{-j0.12}$	0.001	0.3	$0.89e^{-j1.95}$	$0.39e^{j0.003}$	0
2	$8 \cdot 10^{-5}$	$0.01e^{j2.95}$	$0.45e^{j1.4}$	0.15	0	0
3	$7 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^{-5}$	0.06	$0.16e^{-j1.79}$	0	0

tuliert [48] die Notwendigkeit für Untersuchungen im Frequenzbereich  $< 200$  Hz, interne sowie DC-Dynamiken im HSS-Modell bis zur dritten Harmonischen zu berücksichtigen. Dieser Schluss soll im Folgenden hinsichtlich der aktiven MMC-Admittanzen weiter beleuchtet werden.

### 3.2.3 Modellbildung der aktiven Umrichteradmittanz

#### 3.2.3.1 Berücksichtigung der AC-seitigen Dynamiken

Ausgehend von Kapitel 2.2.3 werden die AC-seitigen Dynamiken eines MMCs in  $dq$ -Koordination geregelt, sodass eine Herleitung im  $dq$ -Modell für symmetrische, dreiphasige Systeme naheliegender ist. Somit erfolgt zunächst die Transformation von (3.13) in  $dq$ -Koordinaten. Die Transformationsvorschrift aus Anhang A.1 entspricht in der komplexen Raumzeigerdarstellung  $\vec{\gamma}_{\alpha\beta} = e^{j\omega_1 t} \vec{\gamma}_{dq}$  mit  $\vec{\gamma}_{\alpha\beta} = \gamma_\alpha + j\gamma_\beta$  und  $\vec{\gamma}_{dq} = \gamma_d + j\gamma_q$  sowie den zugehörigen realen Raumzeigern  $\gamma_{\alpha\beta} = [\gamma_\alpha, \gamma_\beta]^T$  und  $\gamma_{dq} = [\gamma_d, \gamma_q]^T$ . Unter Anwendung der Kettenregel ergibt sich

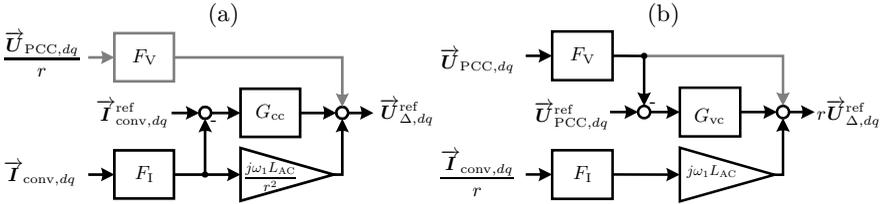
$$\begin{aligned} L_{AC}s(\vec{\mathbf{I}}_{h,\alpha\beta}) &= L_{AC}s(\vec{\mathbf{I}}_{h,dq}e^{j\omega_1 t}) \\ &= L_{AC}e^{j\omega_1 t}s(\vec{\mathbf{I}}_{h,dq}) + L_{AC}s(e^{j\omega_1 t})\vec{\mathbf{I}}_{h,dq} \\ &= L_{AC}e^{j\omega_1 t}(s + j\omega_1)\vec{\mathbf{I}}_{h,dq}, \end{aligned} \quad (3.35)$$

sodass (3.13) in  $dq$ -Koordination durch

$$\vec{\mathbf{U}}_{PCC,dq} = r\vec{\mathbf{U}}_{\Delta,dq} + (Z_{AC} + j\omega_1 L_{AC})\vec{\mathbf{I}}_{h,dq} \quad (3.36)$$

ausgedrückt wird. Der Term  $j\omega_1 L_{AC}\vec{\mathbf{I}}_{h,dq}$  beinhaltet die bekannte Kreuzkopplung zwischen der d- und q-Komponente [69].

Wie in Kapitel 2.3 vorgestellt, wird hauptsächlich zwischen den zwei Regelungsmodi GFL sowie GFM unterschieden. Generische Blockschaltbilder der jeweiligen inneren AC-Regelschleifen sind in Abbildung 3.3 dargestellt. Das Übertragungsverhalten des Stromreglers wird in  $G_{cc}$  und des Spannungsreglers in  $G_{vc}$  definiert. Sofern nicht anderweitig beschrieben, handelt es sich hierbei um Proportional-Integral-(PI)-Regler mit  $G = k_p + 1/(T_i s)$ . Für die gemessenen Regelungsgrößen wird das Übertragungsverhalten verwendeter Messketten durch  $F_V$  für die AC-Spannung und durch  $F_I$  für den AC-Strom charakterisiert. In  $F$  sind deren Tiefpasscharakteristik sowie auftretende Messverzögerung entsprechend den Ausführungen in Kap. 3.2.4 berücksichtigt.



**Abb. 3.3:** Generisches Blockschaltbild des inneren AC-Reglers (a) eines GFL-Umrichters sowie (b) eines GFM-Umrichters.

### GFL-Umrichter

Eine generische innere Stromregelung eines GFL-Umrichters wird ausgehend von Abb. 3.3a (grauer Pfad einbezogen) sowie unter Berücksichtigung von  $I_{conv,y} = -rI_{h,y}$  durch folgende Gleichung beschrieben.

$$r\vec{U}_{\Delta,dq}^{ref} = F_V\vec{U}_{PCC,dq} + G_{cc} \left( r\vec{I}_{conv,dq}^{ref} + F_I r^2 \vec{I}_{h,dq} \right) - j\omega_1 L_{AC} F_I \vec{I}_{h,dq} \quad (3.37)$$

Das Übertragungsverhalten zwischen AC-seitiger Stellgröße  $u_{\Delta}^{ref}$  und der Differenzspannung der Armspannungen  $u_{\Delta}$  wird durch die Modulation charakterisiert, welche unterhalb der halben Schaltfrequenz näherungsweise durch ein Totzeitglied  $D_M = e^{-st_M}$  mit Modulationstotzeit  $t_M$  modelliert werden kann [137].

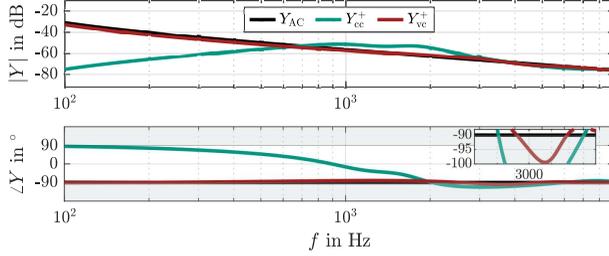
Mit  $\vec{U}_{\Delta,dq} = D_M \vec{U}_{\Delta,dq}^{ref}$  ergibt sich somit für die reale Raumzeigerdarstellung unter Berücksichtigung von (3.36) und (3.37)

$$\begin{aligned} & \underbrace{\begin{bmatrix} Z_{AC} + D_M G_{cc} F_I r^2 & -\omega_1 L_{AC} (1 - D_M F_I) \\ \omega_1 L_{AC} (1 - D_M F_I) & Z_{AC} + D_M G_{cc} F_I r^2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_{\mathbf{I},\text{GFL}}} \begin{bmatrix} I_{h,d} \\ I_{h,q} \end{bmatrix} \\ &= \underbrace{(1 - D_M F_V) \mathbf{I}}_{\mathbf{H}_{\mathbf{V},\text{GFL}}} \begin{bmatrix} U_{PCC,d} \\ U_{PCC,q} \end{bmatrix} \underbrace{- D_M G_{cc} r \mathbf{I}}_{\mathbf{H}_{\mathbf{I}^*}} \begin{bmatrix} I_{conv,d}^{ref} \\ I_{conv,q}^{ref} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.38)$$

und nach  $[I_{h,d}, I_{h,q}]^T$  umgestellt

$$\begin{bmatrix} I_{h,d} \\ I_{h,q} \end{bmatrix} = \underbrace{\mathbf{H}_{\mathbf{I},\text{GFL}}^{-1} \mathbf{H}_{\mathbf{V},\text{GFL}}}_{\mathbf{Y}_{cc,dq}} \begin{bmatrix} U_{PCC,d} \\ U_{PCC,q} \end{bmatrix} + \underbrace{\mathbf{H}_{\mathbf{I},\text{GFL}}^{-1} \mathbf{H}_{\mathbf{I}^*}}_{\mathbf{H}_{cc,dq}} \begin{bmatrix} I_{conv,d}^{ref} \\ I_{conv,q}^{ref} \end{bmatrix}, \quad (3.39)$$

wobei  $\mathbf{Y}_{cc,dq}$  die aktive Admittanz des Umrichters und  $\mathbf{H}_{cc,dq}$  das Übertragungsverhalten der inneren AC-Stromregelung repräsentieren.



**Abb. 3.4:** Gegenüberstellung der inneren Admittanzen eines GFL- sowie GFM-Umrichters.

### GFM-Umrichter

Für eine generische Spannungsregelung eines GFM-Umrichters ist folgendes Übertragungsverhalten aus Abb. 3.3b (grauer Pfad nicht einbezogen) ableitbar:

$$r\vec{U}_{\Delta,dq}^{\text{ref}} = G_{vc} \left( \vec{U}_{\text{PCC},dq}^{\text{ref}} - F_V \vec{U}_{\text{PCC},dq} \right) - j\omega_1 L_{AC} F_I \vec{I}_{h,dq}, \quad (3.40)$$

sodass für den Zusammenschluss aus Regler und Strecke folgender Zusammenhang

$$\underbrace{\begin{bmatrix} Z_{AC} & -\omega_1 L_{AC}(1 - D_M F_I) \\ \omega_1 L_{AC}(1 - D_M F_I) & Z_{AC} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_{I,GFM}} \begin{bmatrix} I_{h,d} \\ I_{h,q} \end{bmatrix} = \underbrace{(1 + D_M F_V G_{vc}) \mathbf{I}}_{\mathbf{H}_{V,GFM}} \begin{bmatrix} U_{\text{PCC},d} \\ U_{\text{PCC},q} \end{bmatrix} \underbrace{- D_M G_{vc} \mathbf{I}}_{\mathbf{H}_{V^*}} \begin{bmatrix} U_{\text{PCC},d}^{\text{ref}} \\ U_{\text{PCC},q}^{\text{ref}} \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

hergeleitet wird. Daraus resultiert

$$\begin{bmatrix} I_{h,d} \\ I_{h,q} \end{bmatrix} = \underbrace{\mathbf{H}_{I,GFM}^{-1} \mathbf{H}_{V,GFM}}_{\mathbf{Y}_{vc,dq}} \begin{bmatrix} U_{\text{PCC},d} \\ U_{\text{PCC},q} \end{bmatrix} + \underbrace{\mathbf{H}_{I,GFM}^{-1} \mathbf{H}_{V^*}}_{\mathbf{H}_{vc,dq}} \begin{bmatrix} U_{\text{PCC},d}^{\text{ref}} \\ U_{\text{PCC},q}^{\text{ref}} \end{bmatrix}, \quad (3.42)$$

wobei  $\mathbf{Y}_{vc,dq}$  die aktive Admittanz des GFM-Umrichters und  $\mathbf{H}_{vc,dq}$  das Übertragungsverhalten der AC-Spannungsregelung repräsentieren.

### Vergleich aktiver Umrichterimpedanzen

Abb. 3.4 zeigt die inneren Admittanzen mit  $Y^+ = Y_{pp}(s - j\omega_1)$  gemäß (3.7)–(3.9) aus den jeweiligen Herleitungen für  $Y_{dq}$  für einen GFL- sowie GFM-Umrichter entsprechend der Auslegung nach Anhang D.1. Während ein GFL-Umrichter maßgeblich durch dessen aktive Dynamiken geformt wird, zeigt sich ein weitaus geringerer Einfluss der aktiven Dynamiken für GFM-Umrichter. Für GFL-Umrichter

ist im unteren Frequenzbereich ein kapazitives Verhalten zu beobachten, während der GFM-Umrichter – ähnlich der passiven Admittanz – ein induktives Verhalten annimmt. Weiterhin zeichnet sich der GFM-Umrichter im harmonischen Frequenzbereich ( $f \lesssim 2.5 \text{ kHz}$ ) durch geringere Dämpfungseigenschaften aus als der GFL-Umrichter. Hierbei ist hervorzuheben, dass für beide Umrichtertypen lediglich die innerste Reglerdynamik abgebildet ist. Eine umfassende Einordnung aller Reglerdynamiken erfolgt in Kap. 4.

### 3.2.3.2 Berücksichtigung aller MMC-Dynamiken

Die Herleitung der aktiven MMC-Admittanz im HSS-Modell erfolgt ähnlich zu den vorangegangenen Beschreibungen, jedoch werden im Multifrequenzmodell die Regler (3.37) oder (3.40) für alle  $h$  mit  $s \rightarrow s + jh\omega_1$  aufgestellt [48]. Für die Herleitung resultierender Stellgrößen  $\Delta M_\Delta(s + jh\omega_1)$  sowie  $\Delta M_\Sigma(s + jh\omega_1)$  sei hierbei auf Anhang C.2 verwiesen, wobei hieraus weiterhin der Zusammenhang

$$u = \mathbf{C}\chi + \mathbf{D}u \quad (3.43)$$

aufgestellt werden kann. Das Einsetzen von (3.43) in (3.33) ergibt schließlich

$$\chi = \underbrace{(s\mathbf{I} - (\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{C} - \mathbf{N}))^{-1}\mathbf{B}\mathbf{D}}_{\mathbf{H}_{\text{HSS,ctrl}}} u, \quad (3.44)$$

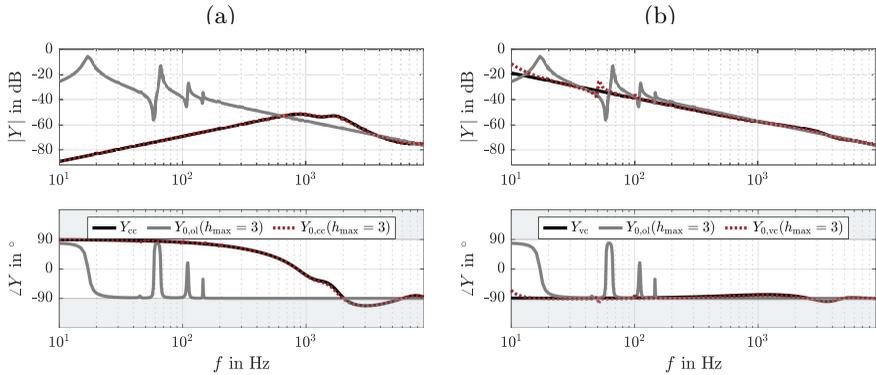
wobei  $\mathbf{Y}_{\text{HSS,ctrl}}$  wiederum eine Submatrix von  $\mathbf{H}_{\text{HSS,ctrl}}$  unter Berücksichtigung aller passiven sowie aktiven Dynamiken eines geregelten MMCs darstellt.

### 3.2.3.3 Einordnung der Modelltiefen

Abb. 3.5 zeigt die resultierenden Admittanzen  $Y_{0,cc}$  eines GFL-Umrichters sowie  $Y_{0,vc}$  eines GFM-Umrichters aus den jeweiligen Herleitungen für  $\mathbf{Y}_{\text{HSS,ctrl}}$  mit Matrixstruktur nach (3.34b) für die Entwicklung des HSS-Modells mit  $h_{\text{max}} = 3$ . Ebenso sind die bekannte passive MMC-Admittanz  $Y_{0,ol}$  im HSS-Modell sowie die Admittanzen  $Y_{cc} = Y_{pp}(Y_{cc,dq})$  und  $Y_{vc} = Y_{pp}(Y_{vc,dq})$  gegenübergestellt, welche lediglich die AC-seitigen Dynamiken des geregelten Umrichters berücksichtigen.

In Abb. 3.2 wurde herausgearbeitet, dass die passive MMC-Admittanz vor allem für Frequenzen unterhalb 200 Hz von der AC-Admittanz  $Y_{AC}$  abweicht. Jedoch zeigt Abb. 3.5a für den geregelten GFL-Umrichter einen vernachlässigbaren Einfluss von internen sowie DC-Dynamiken über den gesamten Frequenzbereich. Somit ist die frequenzabhängige Beschreibung AC-seitiger Dynamiken als ausreichende Modellgüte für GFL-Umrichter einzuordnen.

Da harmonische Stabilitätsuntersuchungen nach [152] den Frequenzbereich oberhalb 100 Hz fokussieren, ist ausgehend von Abb. 3.5b die Berücksichtigung AC-seitiger Dynamiken für GFM-Umrichter ebenfalls als hinreichende Modellgüte zu



**Abb. 3.5:** Gegenüberstellung der Admittanzen für unterschiedliche Modellierungstiefen des MMCs für (a) einen GFL-Umrichter sowie (b) einen GFM-Umrichter.

kategorisieren. Jedoch wird im subsynchronen Bereich das kapazitive Verhalten der passiven MMC-Admittanz wiedergegeben, während sich im supersynchronen Bereich eine Abhängigkeit MMC-interner Resonanzen abzeichnet. Dies rührt von einer verringerten Dämpfung in diesem Frequenzbereich im Vergleich zu GFL-Umrichtern her, welcher auf das Regelprinzip selbst zurückzuführen ist. Somit erscheint für hinreichende Aussagen im Frequenzbereich unterhalb 100 Hz eine Untersuchung von GFM-Umrichtern im Multifrequenzmodell oder eine initiale Einordnung deren Notwendigkeit anhand numerischer Simulationen sinnvoll. Analysen in [48] zeigen für einen MMC mit abweichender Auslegung und Spannungsregelung ein ähnliches Ergebnis.

### 3.2.4 Messgrößenerfassung und -verarbeitung

Vorgegangen wurde das Übertragungsverhalten etwaiger Messketten durch  $F(s)$  eingeführt, welches im Folgenden näher charakterisiert werden soll.

Im Wesentlichen unterteilt sich eine Messkette in die physikalische Messeinheit (Teiler, Wandler, ...), den Messumformer (Digitalisierung, Filterung und Übertragung des Signals) sowie ggf. weitere Signalverarbeitungsglieder, welche aus dem Messsignal notwendige Sekundärgrößen ermitteln [40]. Die wesentlichen Einflüsse der verschiedenen Messglieder werden im Folgenden kurz umrissen.

#### Physikalische Messeinheit

Für die Messung von Hochspannungen werden weltweit zu 95 % konventionelle Messwandler eingesetzt, deren Frequenzgang jedoch von der Systemspannung

selbst abhängt [34]. Der Kapazitätsbelag der Primärwicklung geht hierbei im einstelligen Kilohertzbereich mit der Hauptinduktivität in Resonanz, wobei die Frequenz der ersten Resonanzstelle mit steigenden Systemspannungen abnimmt [34]. Aus diesem Grund kommen für Systeme mit höheren Anforderungen an die Bandbreite des Messsignals RC-Teiler zum Einsatz. Auf Grundlage eines detaillierten Ersatzschaltbilds eines 420 kV-Teilers unter Einbezug aller parasitären Effekte mit einer Gültigkeit bis 30 kHz in [33] ist abzuleiten, dass das Übertragungsverhalten eines RC-Teilers im betrachteten Frequenzbereich  $< 9$  kHz nicht berücksichtigt werden muss.

Für die Strommessung kommen im HGÜ-Bereich breitbandige Zero-Flux-Stromwandler mit Bandbreiten bis in den mehrstelligen Kilohertzbereich zur Anwendung, sodass deren Übertragungsverhalten im harmonischen Frequenzbereich ebenfalls vernachlässigt werden kann.

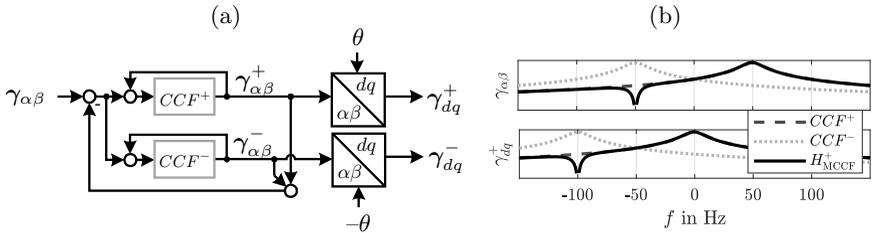
### Messumformer

In das Übertragungsverhalten des Messumformers gehen analoge Anti-Aliasing-Filter, A/D-Wandler sowie ggf. Mittelwertbildner, digitale Filter mit endlicher Impulsantwort sowie Downsampling ein [40, 83]. Für detaillierte Einblicke in das Übertragungsverhalten jedes Glieds in der Messkette sowie abstratenabhängige Auslegungsszenarien eines Messumformers sei der interessierte Leser auf die betreute Abschlussarbeit [187] verwiesen. Es kann jedoch davon ausgegangen werden, dass Abtastfrequenz sowie Grenzfrequenzen notwendiger Filtereinheiten weit oberhalb des harmonischen Frequenzbereichs liegen. Daher findet die Charakterisierung des Messumformers für harmonische Stabilitätsuntersuchungen durch dessen Verzögerung statt. Entsprechend [145] werden alle im Regelungssystem auftretenden Totzeiten (Abtastung, Filtertotzeit, Kommunikation, ...) im ungünstigsten Fall auf  $80 \mu\text{s}$  kumuliert, wovon die Modulationstotzeit mit  $t_M = 30 \mu\text{s}$  zu Buche schlägt. Daher wird der Messumformer im Folgenden durch  $D_c = e^{-t_c s}$  mit einer Totzeit von  $t_c = 50 \mu\text{s}$  modelliert.

### Signalverarbeitung

Auf Signalverarbeitungsebene werden vorhandene Messsignale in für das Regelungssystem notwendige Führungsgrößen überführt. Hierbei können weitere Filter  $H_F$  zur weiteren Bandbegrenzung des Signals zum Einsatz kommen, Messgrößen in ihre Spektralanteile zerlegt sowie in geeignete Koordinatensysteme überführt werden. Entsprechend den technischen Anschlussregeln in [152] sind Umrichter-systeme in Mit- (+) und Gegensystem (-) zu regeln, was eine selektive Filterung der symmetrischen Komponenten erfordert. Analog zu den Ausführungen in [116] sowie den eigenen Publikationen [164, 172] kommen z.B. komplexe Bandpassfilter (CCF, engl: *complex coefficient filter*) mit dem Übertragungsverhalten

$$CCF^{\pm} = \frac{\omega_c}{s \mp j\omega_1 + \omega_c} \quad (3.45)$$



**Abb. 3.6:** Sequenzselektive Filterung mittels CCF. (a) Blockschaltbild, (b) Filterverhalten von (3.45) und (3.46).

mit Grenzfrequenz  $\omega_c$  zur Anwendung. Wie in [125] ausgeführt, können mehrere CCFs in einer multiplen CCF-Struktur (MCCF) nach Abb.3.6a zusammengesetzt werden. Die Rückführung der Filterausgänge auf den MCCF-Eingang erzielt hierbei eine verbesserte Entkopplung zu filternder Spektralanteile [125]. Das Gesamtübertragungsverhalten der MCCF-Struktur ist für die jeweiligen Spektralanteile  $H_{\text{MCCF}}^{\pm} = \gamma_{\alpha\beta}^{\pm} / \gamma_{\alpha\beta}$  somit durch

$$H_{\text{MCCF}}^{\pm} = \frac{CCF^{\pm}(1 - CCF^{\mp})}{1 - CCF^{+}CCF^{-}} \quad (3.46)$$

zu beschreiben, siehe Abb. 3.6b oben. Da die selektive Filterung der Mit- und Gegensystemkomponenten in  $\alpha\beta$ -Koordinaten stattfindet, ist für eine Beschreibung des Filterverhaltens in  $dq$ -Koordinaten eine Frequenzverschiebung mit  $H_{dq^{\pm}}(s) = H_{\alpha\beta}(s \pm j\omega_1)$  erforderlich. Somit wird ein CCF im jeweiligen  $dq^{\pm}$ -System durch einen reellen Tiefpass charakterisiert [94]. Wie Abb. 3.6b zeigt, weist  $H_{\text{MCCF}}^{+}$  im Gegensatz zu  $CCF^{+}$  eine zusätzliche Dämpfung im Durchlassbereich des um 100 Hz verschobenen selektiven Filters für das Gegensystem  $CCF^{-}$  auf.

Für die Extraktion der Mit- und Gegensystemkomponenten von Spannungsgrößen wird das Übertragungsverhalten  $H_{\text{MCCF},V}^{\pm} = H_{\text{MCCF}}^{\pm}$  angesetzt, wohingegen zur Verbesserung des Führungsverhaltens der Stromgrößen folgender Ansatz analog zu [94] zugrunde gelegt wird.

$$H_{\text{MCCF},I}^{+} = 1 - CCF^{-}, \quad H_{\text{MCCF},I}^{-} = CCF^{-} \quad (3.47)$$

Aus Gründen der Vollständigkeit ist zu erwähnen, dass die am häufigsten angewandte Methode, Messsignale in ihre Mit- und Gegensystemkomponenten zu zerlegen, die  $T_1/4$ -Transformation nach [68] darstellt. Hierbei werden die  $\alpha\beta$ -Größen jeweils kreuzgekoppelt und um eine Viertel Netzperiode  $T_1$  verschoben miteinander verrechnet, was eine akkurate Schätzung der Mit- und Gegensystemgrößen ermöglicht. In [121] wird das Übertragungsverhalten der  $T_1/4$ -Transformation

im Laplace-Bereich hergeleitet, jedoch zeigt diese Transformationsvorschrift ein nachteiliges frequenzabhängiges Verhalten, da sich mit  $4/T_1 = 200$  Hz wiederholende Resonanzstellen zusätzliche nicht-passive Bereiche hervorrufen können. Aus diesem Grund wird die  $T_1/4$ -Transformation im Rahmen dieser Dissertation nicht näher untersucht.

Zusammenfassend wird das Übertragungsverhalten der Messkette im Folgenden durch  $F(s) = D_c(s)H_F(s)H_{\text{MCCF}}^\pm(s)$  beschrieben, siehe Anhang D.1.

### Park-Transformation

Wie in Kap.2.2.3 erläutert, wird der für die Park-Transformation verwendete Transformationswinkel  $\theta = \omega_1 t + \Delta\theta$  durch eine PLL oder anhand von Trägheitsmodellen bestimmt. Der Einfluss dabei auftretender Winkelabweichungen  $\Delta\theta$  sollte im Rahmen von Admittanzmodellen ebenfalls berücksichtigt werden [6, 127, 137]. Dies geschieht durch Linearisierung der Park-Transformation mithilfe der Kleinwinkelnäherung der Eulerschen Formel [127] mit  $\vec{\gamma} = (\vec{\gamma}_{dq}^0 + \Delta\vec{\gamma}_{dq})e^{j\omega_1 t}$

$$\begin{aligned}\vec{\gamma}_{dq} &= \vec{\gamma} e^{-j\theta} = (\vec{\gamma}_{dq}^0 + \Delta\vec{\gamma}_{dq})e^{-j\Delta\theta} \\ &\approx (\vec{\gamma}_{dq}^0 + \Delta\vec{\gamma}_{dq})(1 - j\Delta\theta) \\ &\approx \vec{\gamma}_{dq}^0 + \underbrace{\Delta\vec{\gamma}_{dq} - j\vec{\gamma}_{dq}^0\Delta\theta}_{\Delta\vec{\gamma}_{dq}^v},\end{aligned}\tag{3.48}$$

wobei  $\Delta\vec{\gamma}_{dq}^v$  den Raumzeiger in *virtuellen dq-Koordinaten* unter Berücksichtigung von  $\Delta\theta$  beschreibt, welcher schlussendlich als Führungsgröße in die zuvor beschriebenen Regler eingeht.

### Leistungsgrößen

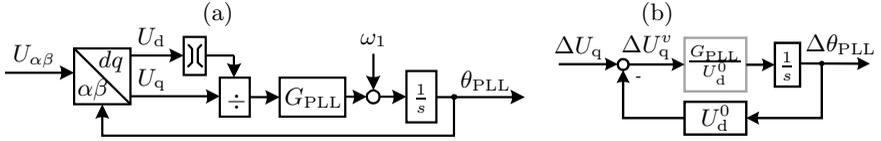
Bei Anwendung der betragsinvarianten Park-Transformation nach Anhang A.1 werden die Wirk- und Blindleistungsgrößen durch  $P = \Re\{-\frac{3}{2}\vec{U}_{\text{PCC},dq}^v \vec{I}_{h,dq}^{v,*}\}$  sowie  $Q = \Im\{-\frac{3}{2}\vec{U}_{\text{PCC},dq}^v \vec{I}_{h,dq}^{v,*}\}$  definiert. In linearisierter Form wird somit

$$\begin{aligned}\Delta P &= \frac{3}{2}(-U_{\text{PCC},d}^0 \Delta I_{h,d}^v - I_{h,d}^0 \Delta U_{\text{PCC},d}^v - U_{\text{PCC},q}^0 \Delta I_{h,q}^v - I_{h,q}^0 \Delta U_{\text{PCC},q}^v) \\ \Delta Q &= \frac{3}{2}(-U_{\text{PCC},q}^0 \Delta I_{h,d}^v - I_{h,d}^0 \Delta U_{\text{PCC},q}^v + U_{\text{PCC},d}^0 \Delta I_{h,q}^v + I_{h,q}^0 \Delta U_{\text{PCC},d}^v)\end{aligned}\tag{3.49}$$

abgeleitet. Darüber hinaus wird die Messgrößenerfassung und -verarbeitung der Leistungsgrößen durch  $F_{P/Q} = D_c H_{F,P/Q}$  charakterisiert.

### 3.2.5 Frequenzdetektierende Verfahren

Bei GFL-Umrichtern wird der für die Park-Transformation verwendete Winkel  $\theta$  durch eine PLL bestimmt, dessen Funktionsweise durch das Blockschaltbild in



**Abb. 3.7:** Blockschaltbild einer PLL (a) vollständig (b) linearisiert.

Abb.3.7a charakterisiert wird. Durch das Ausregeln der Abweichung in der q-Komponente mit einem PI-Regler  $G_{PLL}$  wird die d-Komponente am Raumzeiger der Netzspannung ausgerichtet, sodass  $\mathbf{U}_{PCC} = (U_{PCC,d}^0 + \Delta\vec{U}_{PCC,dq})e^{j\omega_1 t}$  mit  $U_{PCC,q}^0 \approx 0$  gilt. Das linearisierte Verhalten der PLL wird entsprechend (3.48) mit der transformierten Größe  $\Delta U_{PCC,q}^v = \Delta U_{PCC,q} - U_{PCC,d}^0 \Delta\theta_{PLL}$  in Anlehnung an [127] durch Abb. 3.7b und durch den mathematischen Zusammenhang

$$\Delta\theta_{PLL} = \frac{G_{PLL}}{U_{PCC,d}^0 s} \Delta U_{PCC,q}^v \stackrel{(3.48)}{=} \underbrace{\frac{G_{PLL}}{U_{PCC,d}^0 (s + G_{PLL})}}_{H_{PLL}} \Delta U_{PCC,q} \quad (3.50)$$

repräsentiert, wobei  $H_{PLL}$  das Übertragungsverhalten der PLL beschreibt. Das Einsetzen von (3.50) in (3.48) für die Spannungs- und Stromgrößen resultiert in

$$\begin{bmatrix} \Delta U_{PCC,d}^v \\ \Delta U_{PCC,q}^v \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 - U_{PCC,d}^0 H_{PLL} \end{bmatrix}}_{H_{\Delta\theta_{PLL}}} \begin{bmatrix} \Delta U_{PCC,d} \\ \Delta U_{PCC,q} \end{bmatrix}, \quad (3.51)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta I_{h,d}^v \\ \Delta I_{h,q}^v \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & I_{h,q}^0 H_{PLL} \\ 0 & -I_{h,d}^0 H_{PLL} \end{bmatrix}}_{Y_{\Delta\theta_{PLL}}} \begin{bmatrix} \Delta U_{PCC,d} \\ \Delta U_{PCC,q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta I_{h,d} \\ \Delta I_{h,q} \end{bmatrix}. \quad (3.52)$$

Durch Überführung der Zusammenhänge (3.39) und (3.42) in virtuelle  $dq$ -Koordinaten mit  $\gamma_{dq} \rightarrow \gamma_{dq}^v$  kann schließlich die Admittanzmatrix  $\mathbf{Y}_{PLL,dq}$  unter Berücksichtigung der PLL-Dynamiken in (3.51) und (3.52) hergeleitet werden. Aus

$$\begin{bmatrix} \Delta I_{h,d}^v \\ \Delta I_{h,q}^v \end{bmatrix} = \mathbf{Y}_{dq}^v \begin{bmatrix} \Delta U_{PCC,d}^v \\ \Delta U_{PCC,q}^v \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

folgt

$$\begin{bmatrix} \Delta I_{h,d} \\ \Delta I_{h,q} \end{bmatrix} = \underbrace{(\mathbf{Y}_{dq}^v H_{\Delta\theta_{PLL}} - \mathbf{Y}_{\Delta\theta_{PLL}})}_{\mathbf{Y}_{PLL,dq}} \begin{bmatrix} \Delta U_{PCC,d} \\ \Delta U_{PCC,q} \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

Dabei entspricht  $\mathbf{Y}_{dq}^v$  z.B. der Matrix  $\mathbf{Y}_{cc,dq}$  in (3.39) oder  $\mathbf{Y}_{vc,dq}$  in (3.42).

### 3.2.6 Exkurs: GFM-Regelungskonzepte

Wie bereits in Kap. 2.3 ausgeführt, zeichnen sich GFM-Umrichter dadurch aus, dass sie eigenständig eine AC-Spannung in Amplitude und Frequenz bereitstellen. Zur Bereitstellung der Spannungsamplitude wird sich z.B. algebraischer Zusammenhang eines Synchrongenerators bedient [21, 97] oder eine Amplitudenregelung – z.B. analog zu Kap. 3.2.3.1 – implementiert. Zur Bereitstellung der Frequenz wird in der Regel der Zusammenhang zwischen Leistung und Frequenz analog zum Synchrongenerator (Kap. 2.4) hergestellt, wobei [15] im Wesentlichen drei GFM-Regelungsverfahren gegenüberstellt: *i) Droop-Regelung*, *ii) Virtuelle Synchronmaschinen* und *iii) Matching Control*.

Die initial in [75] vorgestellte Droop-Regelung ahmt die Basiseigenschaften eines Synchrongenerators nach, in dem die Winkelgeschwindigkeit des (virtuellen) Rotors linear über eine Droopkonstante  $m_P$  in Abhängigkeit der Regelabweichung der Leistung bestimmt wird. Es existieren zahlreiche Variationen der Droop-Regelung, über welche [130] einen tiefergehenden Einblick gewährt. Die direkte Kopplung zwischen Leistung und Frequenz kann transiente Stabilitätsprobleme hervorrufen [15], weswegen die gemessene Leistungsgröße in [111] gefiltert in die Droop-Regelung eingeht. Wie [108] herleitet, wird damit über die Zeitkonstante des Filters  $T_f$  eine virtuelle Trägheit in das System eingebracht, sodass bei entsprechender Parametrierung von  $m_P$  und  $T_f$  eine Äquivalenz zwischen der Droop-Regelung und dem VSM-Konzept entsteht.

Das Konzept einer virtuellen Synchronmaschine geht auf [51] mit dem Ziel zurück, eine Analogie zwischen der Umrichterregelung und dem Verhalten einer Synchronmaschine zu schaffen. Dieses Ziel wurde durch verschiedenste Konzepte, u.a. [84, 97, 111, 129] weiterverfolgt, welche sich algebraischer Synchrongeneratormodelle unterschiedlichster Modelltiefe bedienen.

Hierbei stellt der Synchronverter nach [97] die wohl schlankste VSM-Variante (Modell dritter Ordnung) dar, da diese auf (kaskadierte) Spannungsregler verzichtet und damit – bis auf numerische Integratoren im Maschinenteil – ausschließlich aus algebraischen Funktionen aufgebaut ist. Eine besondere Herausforderungen stellt hierbei jedoch die Limitierung des Stromes dar, weswegen [124] z.B. einen Wechsel in den stromgeregelten Betrieb während Überstromereignissen vorschlägt und damit die Komplexität des Modells wiederum steigert (Erhöhung der Modellordnung von drei auf sieben).

Varianten mit kaskadierten AC-Spannungs- und AC-Stromreglern nach [112], eine *direkte Spannungsregelung* nach [20] oder stromgeregelte VSM-Implementierungen nach [31] zur Bereitstellung der Spannungsamplitude basieren zwar im Gegensatz zu [97] auf gemessenen Spannungs- und Stromgrößen sowie mit der Messung einhergehenden Filterdynamiken, ermöglichen jedoch eine implizite und damit robuste Option der Stromlimitierung, sodass Umschaltvorgänge während Über-

stromereignissen vermieden werden können. Aus diesem Grund wird der Fokus dieser Dissertation auf Varianten der expliziten Amplitudenregelung gelegt.

Aus Gründen der Vollständigkeit wird kurz auf die *Matching Control*-Methode eingegangen, worin die Funktionsweise eines Synchrongenerators den Dynamiken des VSC-Umrichters zugeordnet (engl: *match*) wird [21, 52, 106]. Daraus ist eine Dualität zwischen DC-Spannung und der Kreisfrequenz eines Rotors abzuleiten [15]. Für VSC-Umrichter der MMC-Klasse existiert eine solche algebraische Übereinstimmung vorherrschender Umrichterdynamiken nicht, was auf die internen Dynamiken des MMCs entsprechend (3.5) und (3.6) zurückzuführen ist. Aus diesem Grund bleibt diese Regelungsmethode hier ebenfalls unberücksichtigt.

### 3.2.7 Modellierung der virtuellen Synchronmaschine

#### 3.2.7.1 Stator- und Erregermodellierung

Je nach VSM-Regelkonzept wird der Stator eines Synchrongenerators in Form einer virtuellen Impedanz modelliert. [110] emuliert diesen durch eine quasistationäre Implementierung mit einer Induktivität  $L_V$  und zugehörigen ohmschen Verlusten  $R_V$ , woraus der Zusammenhang

$$\begin{bmatrix} U_{\text{PCC,d}}^{\text{ref}} \\ U_{\text{PCC,q}}^{\text{ref}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U^{\text{ref}} \\ 0 \end{bmatrix} + F_{\text{I}} \underbrace{\begin{bmatrix} R_V & -\omega_{\text{VSM}}L_V \\ \omega_{\text{VSM}}L_V & R_V \end{bmatrix}}_{\mathbf{X}_V} \begin{bmatrix} I_{\text{h,d}}^v \\ I_{\text{h,q}}^v \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

resultiert. Für harmonische Stabilitätsuntersuchungen wird die Kreisfrequenz in (3.55) zu  $\omega_{\text{VSM}} = \omega_1$  gesetzt. Weiterhin entspricht  $U^{\text{ref}}$  der virtuellen Polardspannung. Diese stellt sich ähnlich zur Erregereinheit einer Synchronmaschine in Abhängigkeit der bereitzustellenden Blindleistung ein. In der VSM wird dies durch eine Blindleistungsregelung  $G_Q$  realisiert, welche durch (3.56) linearisiert wird.

$$U^{\text{ref}} = U_{\text{PCC,d}}^0 + G_Q(Q^{\text{set}} - F_Q Q) \quad \rightarrow \quad \Delta U^{\text{ref}} = -G_Q F_Q \Delta Q \quad (3.56)$$

Durch Einsetzen der linearisierten Blindleistungsgröße aus (3.49) in (3.56) sowie in (3.55) schreibt sich

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta U_{\text{PCC,d}}^{\text{ref}} \\ \Delta U_{\text{PCC,q}}^{\text{ref}} \end{bmatrix} &= \underbrace{\left( \frac{3}{2} F_Q G_Q \begin{bmatrix} U_{\text{PCC,q}}^0 & -U_{\text{PCC,d}}^0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + F_{\text{I}} \mathbf{X}_V \right)}_{\mathbf{Z}_{V,dq}} \begin{bmatrix} \Delta I_{\text{h,d}}^v \\ \Delta I_{\text{h,q}}^v \end{bmatrix} \\ &+ \underbrace{\frac{3}{2} F_Q G_Q \begin{bmatrix} -I_{\text{h,q}}^0 & I_{\text{h,d}}^0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_{V,dq}} \begin{bmatrix} \Delta U_{\text{PCC,d}}^v \\ \Delta U_{\text{PCC,q}}^v \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.57)$$

Dies kann in (3.42) eingefügt werden, was sich analog zur eigenen Veröffentlichung [164] generalisiert in die bekannte Matrixform umformen lässt:

$$\begin{bmatrix} \Delta I_{h,d}^v \\ \Delta I_{h,q}^v \end{bmatrix} = \underbrace{[I - H_{vc,dq} Z_{V,dq}]^{-1} [Y_{vc,dq} + H_{vc,dq} H_{V,dq}]}_{Y_{u/Q,dq}^v} \begin{bmatrix} \Delta U_{PCC,d}^v \\ \Delta U_{PCC,q}^v \end{bmatrix}. \quad (3.58)$$

Hierbei beschreibt  $Y_{u/Q,dq}^v$  die Admittanzmatrix eines GFM-Umrichters unter Berücksichtigung aller passiven sowie aktiven Reglerdynamiken der Spannungs- sowie Blindleistungsregelung. Der obere Index  $v$  weist dabei darauf hin, dass sich (3.58) weiterhin in virtuellen Koordinaten befindet. Da für untersuchte GFM-Umrichter der Transformationswinkel der Park-Transformation nicht durch eine PLL, sondern ein Trägheitsmodell bestimmt wird, sind dessen Dynamiken gesondert zu berücksichtigen.

### 3.2.7.2 Trägheitsmodell

In Umrichtern der VSM-Klasse wird zur Emulation einer virtuellen Trägheit in der Regel die Schwingungsgleichung eines Synchrongenerators entsprechend (2.13) herangezogen. Dementsprechend wird die Winkelinformation für die Park-Transformation nach (3.48) durch ein aus (2.13) abgeleitetes Trägheitsmodell gewonnen.

Wie in [110] ausgeführt, wird die Schwingungsgleichung weiter um den Punkt  $\omega_1$  linearisiert und nach der Kreisfrequenz umgestellt. Weiterhin wird die mechanische Leistung durch die Referenzleistung der VSM  $P_{VSM}^{\text{ref}}$  modelliert und die Dämpfungseigenschaften in  $k_D = D\omega_1$  zusammengefasst, sodass gilt:

$$\omega_{VSM} = \frac{d\theta_{VSM}}{dt} = \omega_1 + \frac{1}{J\omega_1} \int P_{VSM}^{\text{ref}} - \bar{P} - k_D \Delta\omega dt, \quad (3.59)$$

wobei die elektrische Wirkleistung durch  $\bar{P} = F_P P$  mit einem PT1-Glied  $H_{F,P}$  berücksichtigt ist, siehe Kap. 3.2.4. Das zugehörige Blockschaltbild ist durch Abb. 3.8 dargestellt. Für die Modellierung der Winkelgeschwindigkeitsdifferenz  $\Delta\omega$  zwischen dem emulierten Rotor  $\omega_{VSM}$  und dem Stator der virtuellen Maschine kommen verschiedene Ansätze zum Tragen. In [49] wird die Kreisfrequenz des Stators durch die stationäre Kreisfrequenz  $\omega_1$  approximiert, während [110] die Kreisfrequenz mithilfe einer PLL bestimmt, sodass  $\Delta\omega = \omega_{VSM} - \omega_{PLL}$  gilt. Somit werden für erstere Option Abweichungen der Kreisfrequenz von der stationären Kreisfrequenz und für letztere Option Abweichungen der Kreisfrequenz von der Netzfrequenz gedämpft. Da letztere Option sich durch komplexere analytische Zusammenhänge auszeichnet, werden diese im Folgenden hergeleitet. Für eine Approximation durch die stationäre Kreisfrequenz, ist hierin  $\Delta\omega_{PLL} = 0$  zu wählen.

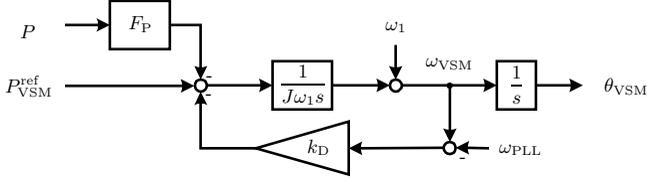


Abb. 3.8: Blockschaltbild des Trägheitsmodells nach [110].

Die zugehörige Herleitung ist der eigenen Publikation [164] zu entnehmen. Im Laplace-Bereich ergibt sich aus (3.59) in linearisierter Form

$$\begin{aligned}
 \Delta\omega_{\text{VSM}} &= \frac{1}{J\omega_1 s} (\Delta P_{\text{VSM}}^{\text{ref}} - F_P \Delta P - k_D (\Delta\omega_{\text{VSM}} - \Delta\omega_{\text{PLL}})), \\
 \Delta\omega_{\text{VSM}} \frac{J\omega_1 s + k_D}{J\omega_1 s} &= \frac{1}{J\omega_1 s} (\Delta P_{\text{VSM}}^{\text{ref}} - F_P \Delta P + k_D \Delta\omega_{\text{PLL}}), \\
 \Delta\omega_{\text{VSM}} &= \frac{1}{J\omega_1 s + k_D} (\Delta P_{\text{VSM}}^{\text{ref}} - F_P \Delta P + k_D \Delta\omega_{\text{PLL}}).
 \end{aligned} \tag{3.60}$$

Zunächst wird angenommen, dass  $P_{\text{VSM}}^{\text{ref}}$  konstant und damit  $\Delta P_{\text{VSM}}^{\text{ref}} = 0$  gilt. Weiterhin gilt  $\omega_{\text{VSM}} = \dot{\theta}_{\text{VSM}}$ . Die Anwendung von (3.49) für die Wirkleistungsgröße sowie  $\omega_{\text{PLL}} = \dot{\theta}_{\text{PLL}}$  und (3.50) resultiert somit in

$$\begin{aligned}
 \Delta\theta_{\text{VSM}} &= - \underbrace{\frac{1}{s} \frac{F_P}{J\omega_1 s + k_D}}_{H_{\omega,P}} \Delta P + \frac{1}{s} \underbrace{\frac{k_D}{J\omega_1 s + k_D}}_{H_{\omega,PLL}} \Delta\omega_{\text{PLL}} \\
 &= \underbrace{\left[ \frac{3}{2} H_{\omega,P} U_{\text{PCC,d}}^0 \quad \frac{3}{2} H_{\omega,P} U_{\text{PCC,q}}^0 \right]}_{[H_{\theta,I,d} \quad H_{\theta,I,q}]} \begin{bmatrix} \Delta I_{h,d} \\ \Delta I_{h,q} \end{bmatrix} + \\
 &\quad \underbrace{\left[ \frac{3}{2} H_{\omega,P} I_{h,d}^0 \quad \frac{3}{2} H_{\omega,P} I_{h,q}^0 + H_{\omega,PLL} H_{\text{PLL}} \right]^T}_{[H_{\theta,V,d} \quad H_{\theta,V,q}]} \begin{bmatrix} \Delta U_{\text{PCC,d}} \\ \Delta U_{\text{PCC,q}} \end{bmatrix}.
 \end{aligned} \tag{3.61}$$

Durch Einsetzen von (3.61) in (3.48) erlangt man

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \Delta U_{\text{PCC},d}^v \\ \Delta U_{\text{PCC},q}^v \end{bmatrix} &= \underbrace{\left( \mathbf{I} + \begin{bmatrix} U_{\text{PCC},q}^0 H_{\theta,V,d} & U_{\text{PCC},q}^0 H_{\theta,V,q} \\ -U_{\text{PCC},d}^0 H_{\theta,V,d} & -U_{\text{PCC},d}^0 H_{\theta,V,q} \end{bmatrix} \right)}_{\mathbf{H}_{\Delta\theta_{\text{VSM}},\mathbf{V}}} \begin{bmatrix} \Delta U_{\text{PCC},d} \\ \Delta U_{\text{PCC},q} \end{bmatrix} \\
 &+ \underbrace{\begin{bmatrix} U_{\text{PCC},q}^0 H_{\theta,I,d} & U_{\text{PCC},q}^0 H_{\theta,I,q} \\ -U_{\text{PCC},d}^0 H_{\theta,I,d} & -U_{\text{PCC},d}^0 H_{\theta,I,q} \end{bmatrix}}_{\mathbf{Z}_{\Delta\theta_{\text{VSM}}}} \begin{bmatrix} \Delta I_{h,d} \\ \Delta I_{h,q} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.62}$$

sowie

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \Delta I_{h,d}^v \\ \Delta I_{h,q}^v \end{bmatrix} &= \underbrace{\left( \mathbf{I} + \begin{bmatrix} I_{h,q}^0 H_{\theta,I,d} & I_{h,q}^0 H_{\theta,I,q} \\ -I_{h,d}^0 H_{\theta,I,d} & -I_{h,d}^0 H_{\theta,I,q} \end{bmatrix} \right)}_{\mathbf{H}_{\Delta\theta_{\text{VSM}},\mathbf{I}}} \begin{bmatrix} \Delta I_{h,d} \\ \Delta I_{h,q} \end{bmatrix} \\
 &+ \underbrace{\begin{bmatrix} I_{h,q}^0 H_{\theta,V,d} & I_{h,q}^0 H_{\theta,V,q} \\ -I_{h,d}^0 H_{\theta,V,d} & -I_{h,d}^0 H_{\theta,V,q} \end{bmatrix}}_{\mathbf{Y}_{\Delta\theta_{\text{VSM}}}} \begin{bmatrix} \Delta U_{\text{PCC},d} \\ \Delta U_{\text{PCC},q} \end{bmatrix}.
 \end{aligned} \tag{3.63}$$

Weiteres Einsetzen von (3.62) und (3.63) in (3.58) führt schließlich zu

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \Delta I_{h,d} \\ \Delta I_{h,q} \end{bmatrix} &= [\mathbf{H}_{\Delta\theta_{\text{VSM}},\mathbf{I}} - \mathbf{Y}_{u/Q,dq}^v \mathbf{Z}_{\Delta\theta_{\text{VSM}}}]^{-1} \\
 &\quad [\mathbf{Y}_{u/Q,dq}^v \mathbf{H}_{\Delta\theta_{\text{VSM}},\mathbf{V}} - \mathbf{Y}_{\Delta\theta_{\text{VSM}}}] \begin{bmatrix} \Delta U_{\text{PCC},d} \\ \Delta U_{\text{PCC},q} \end{bmatrix}, \\
 &= \mathbf{Y}_{\text{VSM},dq} \begin{bmatrix} \Delta U_{\text{PCC},d} \\ \Delta U_{\text{PCC},q} \end{bmatrix},
 \end{aligned} \tag{3.64}$$

wobei  $\mathbf{Y}_{\text{VSM},dq}$  der Admittanzmatrix des VSM-Umrichters unter Berücksichtigung der Dynamiken für Amplituden- und Winkelregelung entspricht. Ein Vergleich zwischen (3.54) und (3.64) offenbart, dass sich die Einflussnahme durch die Winkeländerung  $\Delta\theta$  für GFL- und GFM-Umrichter unterscheidet. Entsprechende Ergebnisse werden in Kap. 4 aufgezeigt.

### 3.2.7.3 Primärregler

Zur Erfüllung der fünften ausgewählten Anforderung nach Kap.2.5, ist auch in HGÜ-Systemen der VSM-Klasse ein Primärregler anzuwenden. In realen Synchronmaschinen greift dieser üblicherweise zur Beeinflussung der mechanischen Wirkleistungsabgabe bei Abweichungen der Netzfrequenz von der Grundfrequenz. Mit der Analogie der mechanischen Leistung zu  $P_{\text{VSM}}^{\text{ref}}$  in der virtuellen Synchronmaschine, lässt sich dieses Verhalten wie folgt ausdrücken sowie linearisieren:

$$P_{\text{VSM}}^{\text{ref}} = P^{\text{set}} + k_{\omega}(\omega_1 - \omega_{\text{VSM}}) \quad \rightarrow \quad \Delta P_{\text{VSM}}^{\text{ref}} = -k_{\omega}\Delta\omega_{\text{VSM}}. \quad (3.65)$$

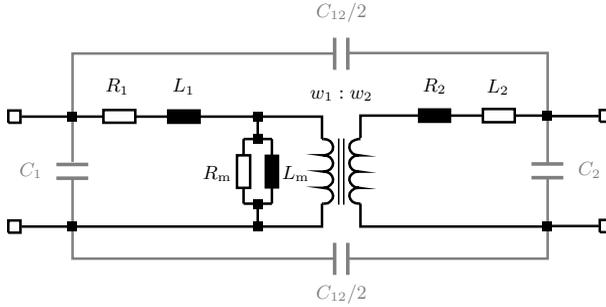
Die Konstante  $k_{\omega} = \Delta P / (2\pi\Delta f)$  korreliert mit einer vorgegebenen  $\Delta P / \Delta f$ -Statik. Unter Berücksichtigung von (3.65) verändern sich  $H_{\omega,P}$  und  $H_{\omega,\text{PLL}}$  in (3.61) somit zu

$$H_{\omega,P}^{\text{prim}} = \frac{1}{s} \frac{F_P}{J\omega_1 s + k_D + k_{\omega}} \quad \text{und} \quad H_{\omega,\text{PLL}}^{\text{prim}} = \frac{k_D}{J\omega_1 s + k_D + k_{\omega}}. \quad (3.66)$$

### 3.2.8 Stromrichtertransformator

Für die Modellbildung des Stromrichtertransformators sind in der Literatur zahlreiche Ansätze empfohlen [53, 54, 138], welche in Abhängigkeit des Studienziels anzuwenden sind. Dabei berücksichtigt das gängige Transformatormodell ausgehend von der vereinfachten Ersatzschaltung in Abb. 3.9 Wicklungswiderstände  $R_1$  und  $R_2$  sowie Streuinduktivitäten  $L_1$  und  $L_2$  für die Primär- und Sekundärseite des Transformators. Das nichtlineare Verhalten des Kerns (Sättigung und Hysterese) kann über eine variable Induktivität  $L_m$  abgebildet werden, während Wirbelstromverluste in  $R_m$  Berücksichtigung finden [54]. Über das externe Kapazitätsnetzwerk können zusätzlich kapazitive Kopplungseffekte zwischen den Windungen einer Wicklung ( $C_1, C_2$ ) sowie zwischen den Wicklungen ( $C_{12}$ ) modelliert werden. Das Übersetzungsverhältnis  $r$  leitet sich aus dem Verhältnis der Windungszahlen  $w_1$  und  $w_2$  für Primär- und Sekundärwicklung mit  $r = w_1/w_2$  ab. Nachfolgend wird diskutiert, welche Modellbausteine für eine adäquate Repräsentation der Transformatorimpedanz im harmonischen Frequenzbereich relevant sind. Ausgehend von der TAR-HGÜ ist dieser auf  $100\text{ Hz} < f < 2.5\text{ kHz}$  definiert und ggf. auf  $100\text{ Hz} < f < 9\text{ kHz}$  zu erweitern.

Im Frequenzbereich unterhalb der ersten Resonanzstelle eines Transformators verhält sich dieser in nächster Näherung linear und kann somit ansatzweise durch seine RL-Streuimpedanz mit  $R_{\sigma} = R_1 + r^2 R_2$  und  $L_{\sigma} = L_1 + r^2 L_2$  modelliert werden, siehe Kap. 3.2.2.1. Entsprechend [53, 138] ist eine Vernachlässigung kapazitiver Effekte bis etwa 3 kHz zulässig. Weiterhin bestätigen Messungen in [18] das Auftreten der ersten Resonanzstelle für  $f < 10\text{ kHz}$  für Transformatoren ähnlicher Leistungs- und Spannungsklasse. In Erweiterung zum linearen Ansatz stellt [138] fünf verschiedene Transformatormodelle für den Gültigkeitsbereich unterhalb der



**Abb. 3.9:** T-Ersatzschaltbild eines Einphasentransformators nach [54].

ersten Resonanzstelle mit dem Ziel vor, etwaige Skin-Effekte adäquat in Form eines frequenzabhängigen Widerstands  $R_\sigma(f)$  abzubilden. Das hierin häufig angewandte Modell nach [149] berücksichtigt diesen anhand von

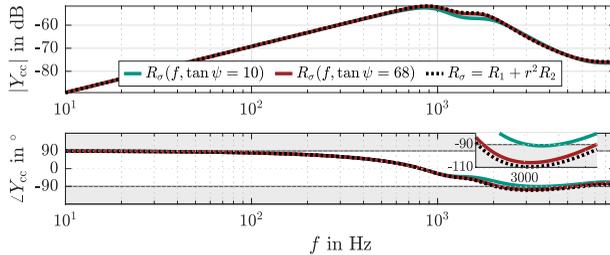
$$R_\sigma(f) = R_S + \frac{R_P(2\pi f L_\sigma)^2}{R_P^2 + (2\pi f L_\sigma)^2} \quad \text{mit}$$

$$R_S = \frac{2\pi f L_\sigma}{\tan \psi}, \quad R_P = 10\omega_1 L_\sigma \tan \psi, \quad \tan \psi = e^{0.693+0.796 \ln S_r - 0.0421(\ln S_r)^2}.$$

(3.67)

Für die nach Anhang D.2 definierte Transformatorauslegung lässt sich  $\tan \psi \approx 68$  berechnen. Jedoch ist nach [138] eine messdatenbasierte Bestimmung von  $\tan \psi$  zulässig, da in der Realität sowohl schlechtere, d.h. geringere wie auch optimierte Werte für  $\tan \psi$  denkbar sind. Der Einfluss des Modellansatzes nach (3.67) auf die Umrichteradmittanz ist nun am Beispiel eines GFL-Umrichters in Abb. 3.10 für eine Variation verschiedener  $\tan \psi$  dargestellt. Hieraus sind zweierlei Aussagen abzuleiten: einerseits ist eine Verringerung der negativen Dämpfungseigenschaften für  $2\text{kHz} \lesssim f \lesssim 6\text{kHz}$  durch Berücksichtigung eines frequenzabhängigen Widerstands  $R_\sigma(f)$  anstelle des linearen Ansatzes  $R_\sigma$  erkennbar, deren Einfluss jedoch andererseits mit verlustoptimierten, d.h. zunehmenden Werten von  $\tan \psi$ , abnimmt. Weiterhin ist eine Beeinflussung von  $R_\sigma(f)$  bis  $\approx 6\text{kHz}$  erkennbar, weswegen eine herstellereinspezifische Einordnung der Modellgültigkeit mit Hinblick auf die erste Resonanzstelle des Transformators notwendig ist.

Für eine nachfolgende Einordnung der notwendigen Modellierungstiefe wird die Auslegung aus [79] für die Streukapazitäten angewandt, welche auf Grundlage von Messdaten in [136] abgeschätzt sind. Auf dieser Basis kann die erste Resonanzstelle des modellierten HGÜ-Transformators zu  $9.8\text{kHz}$  berechnet werden, sodass in nächster Näherung von einem linearen Verhalten der Transformatorreaktanz im



**Abb. 3.10:** Einfluss der Transformatormodellierung nach (3.67) auf die Umrichteradmittanz für unterschiedliche Faktoren  $\tan \psi$ .

harmonischen Frequenzbereich ausgegangen werden kann. Da der Einfluss der Modellbildung nach (3.67) zudem stark projektspezifisch ist, wird im weiteren Verlauf eine *Worst Case* Modellierung mit  $R_\sigma$  angesetzt. Mit Verfügbarkeit relevanter Daten wird jedoch auf eine frequenzabhängige Modellierung des Längswiderstands zur detaillierten Abbildung etwaiger Dämpfungseffekte verwiesen.

Aus Gründen der Vollständigkeit sei der Zweitoransatz nach [3] zur frequenzabhängigen Modellierung der Transformatorimpedanz über ihre erste Resonanzstelle hinweg zu erwähnen, anhand dessen Magnetisierungs- und Sättigungseffekte sowie das in Abb. 3.9 dargestellte externe Kapazitätsnetzwerk berücksichtigt werden können. Eine ausführliche mathematische Herleitung zugehöriger Zusammenhänge sowie deren Integration in die Gesamtimpedanz der Umrichterstation in  $dq$ -Koordinaten findet sich dabei in der betreuten Abschlussarbeit [189], erfordert jedoch eine hinreichende Kenntnis über bauformspezifische Modellparameter.

### 3.2.9 Netzanbindung

Wie in Kap. 2.6.1 ausgewiesen, wird im Rahmen von impedanzbasierten Stabilitätsanalysen das zugrundeliegende Netz am PCC des zu untersuchenden Umrichters in einem Thévenin oder Norton-Äquivalent zusammengefasst [55]. In einem Großteil veröffentlichter Interaktionsstudien wird das Netz daher durch lineare passive Bauelemente entsprechend den Kurzschlusseigenschaften des Netzes repräsentiert [14, 47, 137]. Abweichend hierzu fordert [138] jedoch die frequenzabhängige Modellierung des Netzes über lineare Bauelemente hinaus und geht dabei auf verschiedene Modellierungsaspekte von Netzbetriebsmitteln (Freileitungen, Kabel, Transformatoren, Lasten, Synchrongeneratoren sowie parallele und serielle Kompensationseinheiten) für harmonische Studien ein. Darüber hinaus wird in [3, 5] anhand eines 3-Knotennetzwerkes gezeigt, dass die Modellierungstiefe der Leitungen einen wesentlichen Anteil daran nimmt, bei welcher Resonanzfrequenz eine negative

Phasenmarge und damit eine unerwünschte Interaktion zwischen Umrichter und Netz auftritt<sup>4</sup>.

Weiterführend wurde in der gemeinsamen Publikation mit einem ÜNB [176] anhand numerischer Simulationen die Auswirkung der Netzmodelltiefe auf die Netzimpedanz an verschiedenen Orten im Netz sowie resultierender Aussagen hinsichtlich der Stabilität des Gesamtsystems aus Umrichter und Netz untersucht. Dabei zeigt die Modelltiefe angrenzender Randnetzmodelle einen wesentlichen Einfluss auf die frequenzabhängige Abbildung des Netzes am jeweiligen Knoten. Ausgehend von diesen Untersuchungen ist zusammenzufassen, dass die hinreichende Modellbildung von stark vermaschten Übertragungsnetzen mit mehreren Betreiberpartien einer makroskopischen Aufgabenstellung entspricht, welche einerseits von der Topologie des Netzes abhängt und andererseits eine genaue Kenntnis der im jeweiligen (und den angrenzenden) Netzgebiet(en) vorhandenen Betriebsmittel sowie deren frequenzabhängige Modellierung bedarf.

Da im Rahmen dieser Dissertation Stabilitätsaussagen genereller Natur im Vordergrund stehen sollen, wird auf die weitere Modellbildung der Netzimpedanz verzichtet und nachfolgend ausschließlich Passivitätseigenschaften des Subsystems *Umrichter* sowie der Einfluss verschiedener Regelungscharakteristika auf diese untersucht und vorgestellt.

### 3.3 EMT-Modellbildung

Die EMT-Modellbildung ist eine vielschichtige Aufgabenstellung, die vor allem vom Frequenzbereich zu untersuchender Dynamiken abhängt. Entsprechend der Klassifizierung in Abb. 1.1 sind für das verfolgte Untersuchungsziel Modellierungsansätze für die Kategorien *temporäre* sowie *langsam ansteigende Überspannungen* nach *IEC 60071-1* [143] zu berücksichtigen. *IEC 60071-5* [139] schafft eine Grundlage für die notwendige Systemmodellierung von netzgeführten Stromrichtern, jedoch existiert teilweise ein abweichender Modellierungsbedarf für Stromrichter der VSC-Klasse. Hierfür klassifiziert [135], wie in Kap. 3.1 eingeführt, die verschiedenen Modelltiefen des Umrichterventils eines MMCs, während die Dissertation [79] weitere Modellierungsempfehlungen eines MMC-HGÜ-Systems für den relevanten Frequenzbereich erarbeitet. Die wesentlichen Punkte der notwendigen Systemmodellierung sind nachfolgend zusammengefasst.

---

<sup>4</sup>Im Wesentlichen unterscheidet man zwischen Netzwerkleitungsmodellen (Einfach- und Mehrfachfrequenz- $\pi$ -Ersatzglieder) sowie Wellenleitungsmodellen (Universal Line Model, Mode-Model, Bergeron-Modell), welche im Gegensatz zu den Netzwerkleitungsmodellen Wanderwellenphänomene abbilden können. Für tiefere Einsichten in existierende Leitungsmodelltiefen wird auf [7, 11, 44, 64, 133] verwiesen.

### Umrichterstation

In Anlehnung an die derzeit geplante eingebettete HGÜ-Trasse *SuedLink* wird die RBP-Konfiguration herangezogen. Die Umrichterventile werden durch ein *Typ-4* Modell nach Tab. 3.1 abgebildet. Das Modell der üblicherweise als trockenisolierte Luftdrosselspule ausgeführten Ventildrossel [69] berücksichtigt neben der Induktivität  $L_{\text{arm}}$  ohmsche Verluste durch einen seriellen Widerstand  $R_{\text{arm}}$  sowie einen parallelen Widerstand  $R_{\text{damp,L}}$  zur Dämpfung numerischer Schwingungen [79]. Es wird eine gemeinsame Stationserdung für alle geerdeten Betriebsmittel der Station mit  $0.1 \Omega$  zugrunde gelegt sowie eine Zuleitungsinduktivität von  $5 \mu\text{H}$  entsprechend der Modellierungsrichtlinie in [148]. Die DC-spannungsgeregelte Station wird über die Nullpunkt-Sammelschiene durch einen Erdungswiderstand von  $100 \Omega^5$  mit der Stationserde verbunden. Zur Vermeidung von DC-seitigen Ausgleichsströmen über das Erdreich wird die Nullpunkt-Sammelschiene der DC-stromgeregelten Station daher hochohmig über einen Ableiter (NBA, engl: *neutral bus arrester*) geerdet.

Aus Gründen der Vollständigkeit werden in Anlehnung an [79] sowie [139] AC-Ableiter auf der Stromrichterseite des Transformators sowie DC-Kabelableiter berücksichtigt<sup>6</sup>, jedoch ist deren Einfluss für die untersuchten AC-Szenarien gering bis vernachlässigbar. Daher werden berücksichtigte Ableiter ausschließlich über eine U-I-Charakteristik für eine Schaltstoßbeanspruchung mit  $30/60 \mu\text{s}$ -Impulsform sowie einem zugehörigen Ableiterschutzpegel modelliert. Die verschiedenen Ableiterschutzpegel sind Tab. D.6 in Anhang D.2 zu entnehmen.

Etwaige Einschaltwiderstände, welche entsprechend [142] zum Vorladen des Stromrichters benötigt werden, sind im stationären Betrieb kurzgeschlossen und erfordern daher keinerlei zusätzlichen Modellierungsaufwand.

### Stromrichtertransformator

Es wird ein Dreiwicklungstransformator entsprechend der Auslegung in Tab. D.5 in Anhang D.2 berücksichtigt. Aufgrund der untersuchten Spannungs- und Leistungsklassen werden je Stationspol drei einphasige Stromrichtertransformatoren eingesetzt und modelliert. Die Injektion einer dritten Spannungsharmonischen sowie der konfigurationsbedingte, stationäre DC-Offset auf der Stromrichterseite erfordert eine hochohmige Erdung der umrichterseitigen Wicklung, weswegen diese als Dreieck ausgeführt wird. Weiter werden etwaige Hilfsaggregate über eine Tertiärwicklung gespeist und in Form einer ohmschen Last modelliert.

Eine Berücksichtigung etwaiger Streukapazitäten nach Abb. 3.9 zeigt bei der Untersuchung netzseitiger Fehler einen vernachlässigbaren Einfluss und somit keine Modellierungsnotwendigkeit. Obwohl laut [54] Sättigungseffekte des Eisenkerns für die Untersuchung von Reglerinteraktionen weniger relevant sind, fordert das Hinweispapier zum Nachweis eines spannungseinprägenden Verhaltens in [151]

<sup>5</sup>Für Auslegungsaspekte der Stationserde sei auf die Dissertation [79] verwiesen.

<sup>6</sup>Eine Übersichtsgrafik findet sich in Abb 6.1 in Kap. 6.

eine entsprechende Modellierung dieser zur Gewährleistung des sicheren Umrichterbetriebs infolge der zu untersuchenden Nachweisverfahren. Aus diesem Grund werden Sättigungseffekte über eine variable Induktivität  $L_m$  entsprechend [86] berücksichtigt.

### HGÜ-Kabelsystem

Das HGÜ-Kabel wird anhand des *Universal Line Models* nach [11] und der Implementierung nach [89] frequenzabhängig modelliert. Die Modellparameter für ein 525 kV-Kabelsystem sind [79] zu entnehmen. Der Kabelschirm wird an beiden Kabelenden über eine Zuleitungsinduktivität mit 5  $\mu\text{H}$  entsprechend der Abschätzung nach [148] mit der Stationserde verbunden.

### Netzanbindung

Das AC-Netz wird an jeder Umrichterstation durch ein Kurzschlussäquivalent entsprechend den Parametern in Tab. 3.3 modelliert. Über zwei parallel schaltbare Netzzinnenimpedanzen  $Z_{g1}$  und  $Z_{g2}$  können starke Netzbedingungen mit  $\text{SCR} = 20$  und einem  $X/R$ -Verhältnis von 10 durch  $Z_{g1} || Z_{g2}$  sowie schwache Netzbedingungen mit  $\text{SCR} = 0.8$  durch  $Z_{g2}$  berücksichtigt werden.

**Tab. 3.3:** Modellparameter der AC-Netzanbindung für EMT-Simulationen.

Parameter	Variable	Wert
Netzspannung	$U_g$	400 kV
Netzfrequenz	$f_g$	50 Hz
Netzzinnenimpedanz (Mitsystem)	$Z_{g1}$	$(0.332 + j3.32) \Omega$
Netzzinnenimpedanz (Mitsystem)	$Z_{g2}$	$(8.29 + j82.9) \Omega$
Netzimpedanz (Nullsystem)	$Z_0$	$(0.553 + j5.53) \Omega$

## Kapitel 4

# Harmonische Stabilitätsuntersuchungen

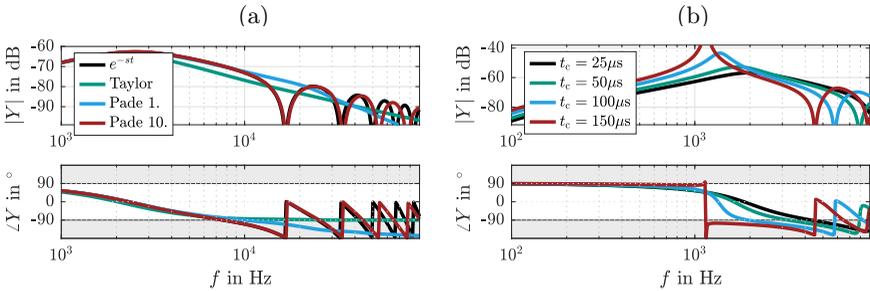
Der Fokus dieses Kapitels wird darauf gelegt, einen tiefgehenden Einblick in die frequenzabhängigen Eigenschaften von GFL- sowie GFM-Umrichtern zu gewähren und darauf basierend admittanzformende Sensitivitäten zu identifizieren. Hierfür wird eine umfassende Untersuchung potenzieller Freiheitsgrade der aktiven MMC-Dynamiken durchgeführt. Ziel ist es, zunächst für jeden Umrichtertyp generische Aussagen hinsichtlich untersuchter Sensitivitäten abzuleiten, eine Klassifizierung dieser vorzunehmen sowie abschließend einen umfänglichen Vergleich des frequenzabhängigen Verhaltens von GFL- und GFM-Umrichtern zu ziehen.

Da Stabilitätsaussagen für ein Gesamtsystem aus Umrichter und Netz lediglich für eine ausreichende Kenntnis und Modellierung der zugrundeliegenden Netztopologie belastbar getroffen werden können (vgl. Kap. 3.2.9), erfolgt die Auswertung des Subsystems *Umrichter* anhand dessen Passivitäts- und Dämpfungseigenschaften.

Die folgenden Ausführungen sind in einigen Teilen den eigenen Publikationen [155, 163–168, 170, 176] entnommen. Sofern nicht anderweitig gekennzeichnet, ist der zugrundeliegende Parametersatz Anhang D.1 zu entnehmen.

### 4.1 Verhalten stromeinprägender Umrichter

Nachfolgend wird das frequenzabhängige Verhalten von GFL-Umrichtern für verschiedenste Reglersensitivitäten klassifiziert. Hierfür wird zunächst eine Einführung in den Stand des Wissens mit dem Fokus auf Aussagen generischer Natur gegeben. Da die gezeigten Sensitivitäten Gegenstand der inneren Reglerdynamik sind, werden diese anhand von  $Y_{cc}^+$  ausgewertet. Für alle Sensitivitäten tritt hierbei ein nicht-passiver Bereich für Frequenzen  $\gtrsim 1$  kHz auf, welcher auf die



**Abb. 4.1:** Sensitivitäten der GFL-Umrichteradmittanz  $Y_{cc}^+$ : (a) Messtotzeiten, (b) Totzeitmodellierung.

Systemtotzeiten zurückzuführen ist. Daher erfolgt eine Charakterisierung des Umrichterhaltens anhand der Eintrittsfrequenz  $f_{np}$  in den nicht-passiven Bereich. In Abgrenzung hierzu erfolgt eine Gegenüberstellung mit einer von Kap. 3.2.3.1 abweichenden inneren Reglerstruktur, wobei im Anschluss verschiedenste Sensitivitäten aktiver Dynamiken untersucht und für beide inneren Reglerstrukturen verglichen werden. Abschließend erfolgt eine Einordnung dieser.

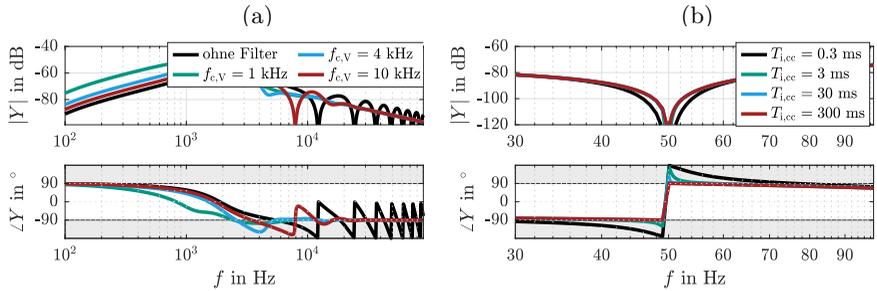
#### 4.1.1 Stand des Wissens

##### Einfluss von Totzeitapproximationen

Während sich das ideale Verhalten einer Totzeit  $t_d$  durch  $D(s) = e^{-st_d}$  ausdrückt, werden in der Literatur verschiedene Näherungen zur Stabilitätsbewertung verwendet, deren Unterschiede in Abb. 4.1a skizziert sind. Wie in [4] erarbeitet, kann eine Totzeitapproximation mittels einer Taylorreihe erster Ordnung das totzeitbedingte, nicht-passive Verhalten im oberen Frequenzbereich nicht abbilden. Hingegen wird dieses Verhalten durch eine Padé-Approximation mit einer hohen Modellordnung für die ersten Resonanzstellen angemessen dargestellt [3, 4]. Bei Betrachtung einer Padé-Approximation erster Ordnung wird  $f_{np}$  im Gegensatz zur idealen Darstellung erhöht, wobei der nicht-passive Frequenzbereich erweitert wird. Zusammenfassend führt die Verwendung der Padé-Approximation erster Ordnung zu einer Überschätzung des Dämpfungsverhaltens um  $f_{np}$  und zu einer Unterschätzung für  $f > f_{np}$ . Um das totzeitbedingte Verhalten in geeigneter Weise abzuschätzen wird daher empfohlen, auf Totzeitapproximationen zu verzichten.

##### Totzeiten

Im Allgemeinen gilt, dass ein Umrichter mehr Dämpfung in ein System einbringt, desto geringer dessen Systemtotzeiten sind [137]. Dieses Verhaltensmuster ist in Abb 4.1b durch Variation der Messverzögerung  $t_c$  visualisiert. Zusätzlich führen [3,



**Abb. 4.2:** Sensitivitäten der GFL-Umrichteradmittanz  $Y_{cc}^+$ : (a) Grenzfrequenzen des Spannungsfilters, (b) Integrationskonstante des Stromreglers.

4, 73] aus, dass  $f_{np}$  mit geringeren Systemverzögerungen zu höheren Frequenzen tendiert, wobei diese Eigenschaft unabhängig von der gewählten Regler- oder Filterauslegung ist.

### Strommesswandler

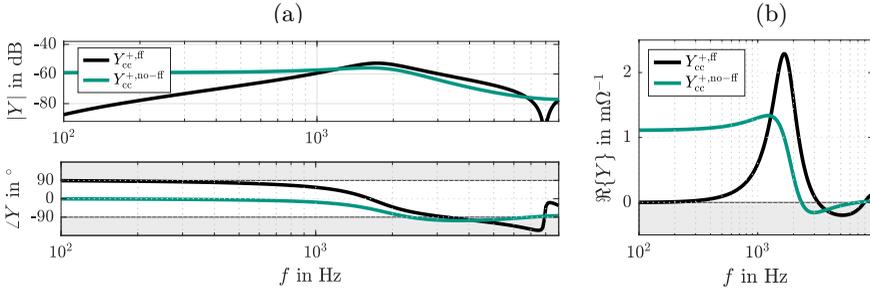
In [47] wird ein geringer Einfluss des Strommesswandlers herausgearbeitet, wonach  $f_{np}$  mit kleineren Grenzfrequenzen  $f_{c,I}$  abnimmt. Weiterhin ordnen Untersuchungen in [3] diese Sensitivität als vernachlässigbar ein. In den folgenden Analysen wird von einer definierten Filteranordnung entsprechend Anhang D.1 ausgegangen, welche einen marginalen Einfluss auf das Systemverhalten aufweist.

### Einfluss des Spannungsfilters

Abb. 4.2a zeigt den Einfluss des Spannungsfilters  $H_{F,V}$  auf die Umrichteradmittanz anhand unterschiedlicher Grenzfrequenzen  $f_{c,V}$ . Im Allgemeinen nimmt die Dämpfung mit sinkenden Grenzfrequenzen ab [3], was mit einer Abnahme der Durchtrittsfrequenz  $f_{np}$  korreliert. Wie in der eigenen Publikation [170] erarbeitet, verstärken höhere Filterordnungen diesen Effekt. Jedoch ist zu unterstreichen, dass sich totzeitbedingte nicht-passive Bereiche sowie dazugehörige parallele Resonanzen in schlecht gedämpfter Weise periodisch wiederholen, falls  $H_{F,V}$  nicht berücksichtigt wird. Aus diesem Grund ist die Notwendigkeit einer adäquaten Modellierung des Filters hervorzuheben.

### Zeitkonstante des inneren Stromreglers

In [1] und [47] wird gezeigt, dass der Umrichter mit abnehmender Zeitkonstante  $T_{i,cc}$  des Stromreglers höhere Dämpfungseigenschaften im unteren Frequenzbereich aufweist. Wie Abb. 4.2b zeigt, ist diese Sensitivität vor allem im sub- und supersynchronen Bereich sichtbar [47] und zeigt somit keinen Einfluss auf  $f_{np}$  [3].



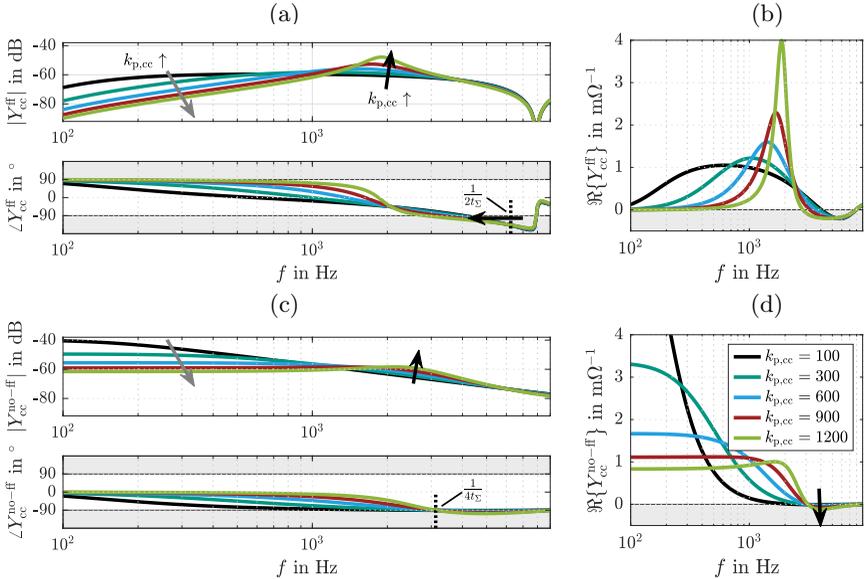
**Abb. 4.3:** Vergleich innerer GFL-Regelstrukturen im (a) Bode-Diagramm sowie in der (b) Realteildarstellung.

Zusätzlich sei anzumerken, dass die Sensitivität  $T_{i,cc}$  mit geringeren Bandbreiten von  $G_{cc}$  zunimmt. Für eine bessere Sichtbarkeit des Einflusses wurde die Bandbreite von  $G_{cc}$  in Abb. 4.2b auf ein Zehntel der Auslegung in Tab. D.2 reduziert.

#### 4.1.2 Einfluss innerer Regler

In Erweiterung zu den zuvor dargelegten Sensitivitäten wird jeder zusätzlich wirksame Freiheitsgrad der inneren Stromregelung in der eigenen Publikation [170] untersucht und klassifiziert. Während nach dem besten Wissen der Autorin zuvor publizierte Sensitivitätsanalysen lediglich Stromregler mit einer Spannungsvorsteuerung am Ausgang des Stromreglers berücksichtigt haben, wird hier sowie in den weiteren eigenen Publikationen [166, 167] der Vergleich mit einer Struktur ohne Spannungsvorsteuerung gezogen. Dies entspricht einer Vernachlässigung des grauen Pfads in Abb. 3.3, wodurch sich (3.38) mit  $\mathbf{H}_{\mathbf{V},\mathbf{GFL}}^{no-ff} = \mathbf{I}$  verändert. Analog zu den eigenen Publikationen [166, 167, 170] kennzeichnet der Index  $ff$  eine Stromregelung mit Spannungsvorsteuerung ( $ff$ , engl: *feed-forward*), während der Index  $no-ff$  eine Struktur ohne markiert.

Der Unterschied beider Reglerstrukturen wird durch Abb. 4.3 skizziert. Im unteren Frequenzbereich ( $f < 1$  kHz) zeigt die  $ff$ -Reglerstruktur ein kapazitives Verhalten, während die  $no-ff$ -Struktur ein resistives Verhalten hervorruft. Im oberen Frequenzbereich wird – bei gleicher Reglerauslegung und Messverzögerungen – das durch die Systemtotzeit hervorgerufene nicht-passive Verhalten der  $no-ff$ -Struktur durch eine geringere Eintrittsfrequenz  $f_{np}$  charakterisiert als durch  $Y_{cc}^{ff}$ , jedoch unter verbesserten Dämpfungseigenschaften, d.h. einer geringeren negativen Dämpfung, siehe Abb. 4.3b. In [170] erfolgten für die Eintrittsfrequenzen die Abschätzungen  $f_{np}^{ff} \leq 1/2t_{\Sigma}$  sowie  $f_{np}^{no-ff} \leq 1/4t_{\Sigma}$ , wobei  $t_{\Sigma}$  die Summe aller im System auftretenden Totzeiten darstellt. Wie in Abb. 4.2a sowie nachfolgend gezeigt, kann  $f_{np}$  ausgehend von dieser Abschätzung in Abhängigkeit der zugrundeliegenden



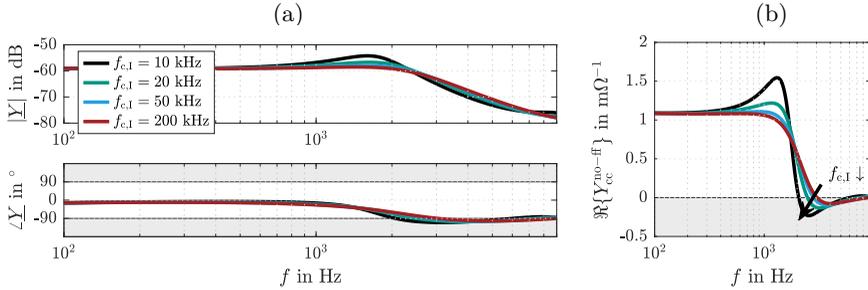
**Abb. 4.4:** Einfluss verschiedener Bandbreiten des inneren Reglers  $G_{cc}$  auf  $Y_{cc}$ . (a)-(b) mit Spannungsvorsteuerung, (c)-(d) ohne Spannungsvorsteuerung.

Regler- sowie Filterauslegung reduzierend beeinflusst werden, weswegen hierauf nachfolgend weiter eingegangen wird.

#### 4.1.2.1 Einfluss des Reglerdesigns

Abb. 4.4 vergleicht die inneren Admittanzen beider vorgestellter Reglerstrukturen für verschiedene Bandbreiten des Stromreglers, welche durch die Proportionalkonstante  $k_{p,cc}$  approximiert werden können. In [1] und [3] wurde bereits für eine Implementierung mit Spannungsvorsteuerung gezeigt, dass Regler mit höheren Bandbreiten die Dämpfungseigenschaften des Umrichters erhöhen, was in Abb. 4.4a und Abb. 4.4c für  $f \lesssim 1$  kHz durch graue Pfeile angedeutet wird. Jedoch wird in den genannten Publikationen [1] und [3] von Spannungsfiltern mit geringen Grenzfrequenzen ausgegangen, sodass der Einfluss der Reglerbandbreite im Frequenzbereich  $f > 1$  kHz nicht ausgewertet werden konnte. Hingegen zeigt Abb. 4.4 den Einfluss der Reglerbandbreite für eine moderate Filterauslegung von  $H_{F,V}$  entsprechend Tab. D.1 in  $Y_{cc}^{+,ff}$  sowie zusätzlich für  $Y_{cc}^{+,no-ff}$ .

Ausgehend von  $f \approx 1/2t_\Sigma$  verringern sich in der ff-Reglerstruktur die Dämpfungseigenschaften des Umrichters, die Durchtrittsfrequenz  $f_{np}$  wird reduziert und die



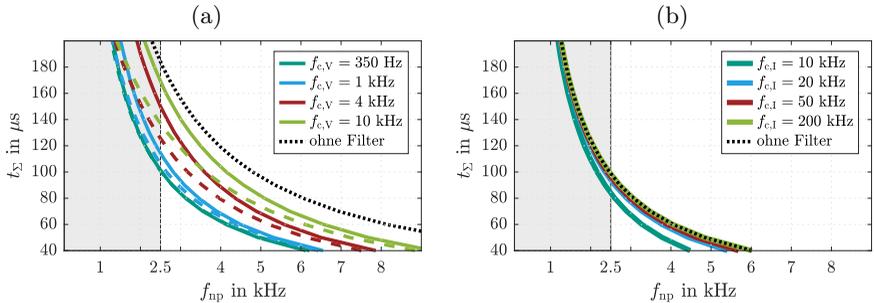
**Abb. 4.5:** Einfluss verschiedener Bandbreiten des Strommessfilters für einen inneren Stromregler ohne Spannungsvorsteuerung.

nicht-passive Bandbreite wird erweitert, siehe schwarze Pfeile in Abb. 4.4a. Zusammenfassend führen größere Reglerbandbreiten in  $Y_{cc}^{+,ff}$  zu einer Verbesserung der Dämpfungseigenschaften bei kleineren Frequenzen und zu einer Verschlechterung bei höheren Frequenzen. Wie in der eigenen Publikation [170] herausgearbeitet, nimmt die Sensitivität der Reglerbandbreite jedoch mit sinkenden Bandbreiten von  $H_{F,V}$  ab, weswegen der Spannungsfiler als größte Sensitivität in  $Y_{cc}^{+,ff}$  zu klassifizieren ist.

Wie zuvor erwähnt, zeigt die Parametrierung von  $T_{i,cc}$  keinen Einfluss auf die Eintrittsfrequenz  $f_{np}$ . Aus Gründen der Vollständigkeit ist zu erwähnen, dass diese Aussage ebenfalls für  $Y_{cc}^{+,no-ff}$  zutrifft. Jedoch hat  $k_{p,cc}$  in  $Y_{cc}^{+,no-ff}$  im Gegensatz zu  $Y_{cc}^{+,ff}$  keinen Einfluss auf die totzeitsspezifische Eintrittsfrequenz  $f_{np} \approx 1/4t_\Sigma$ . Dennoch wird mit zunehmender Reglerbandbreite mehr negative Dämpfung ins System eingebracht (siehe schwarze Pfeile in Abb. 4.4c-d), was mit den Untersuchungen zur ff-Reglerstruktur übereinstimmt.

#### 4.1.2.2 Reflexion der Sensitivität $H_{F,I}$

Wie bereits in Kap. 4.1.1 aufgezeigt, wurde der Einfluss eines Strommesswandlers in der Literatur als gering bis vernachlässigbar eingestuft, jedoch wurden hierbei lediglich Stromreglerstrukturen mit Spannungsvorsteuerung betrachtet. Aus diesem Grund wird die Sensitivität dieses Filters in der eigenen Publikation [170] zusätzlich für eine no-ff-Reglerstruktur untersucht. Abb. 4.5 zeigt anhand verschiedener Grenzfrequenzen  $f_{c,I}$ , dass die Eintrittsfrequenz  $f_{np}$  mit sinkender Bandbreite des Filters abnimmt und die negative Dämpfung zunimmt (schwarzer Pfeil). Höhere Filterordnungen verstärken diesen Effekt sogar [170]. Tatsächlich stellt  $H_{F,I}$  für  $Y_{cc}^{+,no-ff}$  im Gegensatz zu  $Y_{cc}^{+,ff}$  die größte Sensitivität dar. Daher ist die Sensitivität dieses Filters in Abhängigkeit der inneren Reglerstruktur zu klassifizieren.



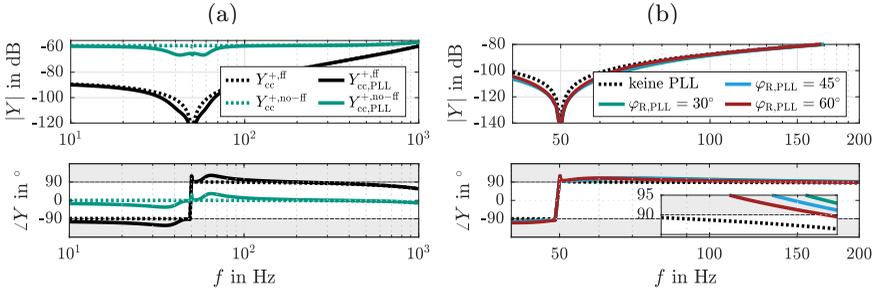
**Abb. 4.6:** Auswirkung auftretender Systemtotzeiten auf die Durchtrittsfrequenz (a) für  $Y_{cc}^{+,ff}$  und verschiedene Bandbreiten von  $H_{F,V}$  bei  $k_{p,cc} = 300$  (durchgezogen) und  $k_{p,cc} = 900$  (gestrichelt), (b) für  $Y_{cc}^{+,no-ff}$  und verschiedene Bandbreiten von  $H_{F,I}$ .

#### 4.1.2.3 Ableiten von Auslegungsrichtlinien

Zur abschließenden Bewertung untersuchter Freiheitsgrade der inneren Stromreglerstruktur wird durch Abb.4.6 die Eintrittsfrequenz  $f_{np}$  in Abhängigkeit der Systemtotzeit  $t_{\Sigma}$  sowie den größten Sensitivitäten der jeweiligen Reglerstruktur dargestellt. Die Untersuchungen erfolgen analog zur eigenen Publikation [170]. Der Frequenzbereich  $f < 2.5$  kHz ist grau hinterlegt, da dieser für die Bewertung der Spannungsqualität normativ als Mindestanforderung ausgewertet werden muss, siehe [152] oder Punkt 7 in Kap. 2.5.

Zunächst wird eine Reglerstruktur mit Spannungsvorsteuerung betrachtet. Wie in den Abschnitten 4.1.1 und 4.1.2.1 ausgeführt, stellt die Reglerbandbreite eine moderate Sensitivität dar, während die Auslegung von  $H_{F,V}$  als wesentlicher Einflussfaktor identifiziert wurde. Daher ist der Zusammenhang zwischen  $t_{\Sigma}$  und  $f_{np}$  in Abb. 4.6a für verschiedene Grenzfrequenzen  $f_{c,V}$  bei moderater (durchgezogen) und höherer (gestrichelt) Reglerdynamik aufgetragen. Wie zuvor angedeutet, sinkt  $f_{np}$  sowie der Einfluss der Reglerbandbreite mit  $f_{c,V}$ , wobei sich der Einfluss von  $f_{c,V}$  auf  $f_{np}$  für  $f_{c,V} \lesssim 350$  Hz sättigt [170]. Um eine ausreichende Systemdämpfung unabhängig von bereits vorhandenen Netzresonanzen, d.h. passives Verhalten, im Frequenzbereich  $f < 2.5$  kHz zu gewährleisten, werden maximale Systemverzögerungen im Bereich von 100-160  $\mu$ s abgeleitet.

Für eine Reglerstruktur ohne Spannungsvorsteuerung ist nochmals hervorzuheben, dass die Reglerparametrierung keinen Einfluss auf die Eintrittsfrequenz hat. Daher wird der Zusammenhang von  $t_{\Sigma}$  und  $f_{np}$  in Abb. 4.6b für unterschiedliche Stromfilter dargestellt, welcher in dieser Regelstruktur als wesentlicher Einflussfaktor identifiziert wurde. Ohne Filter wird eine maximale Totzeit zur Sicherstellung der Passivität für  $f < 2.5$  kHz mit 100  $\mu$ s abgeleitet. Jedoch wird die zulässige



**Abb. 4.7:** Auswirkung frequenzdetektierender Verfahren auf die Umrichteradmittanz, (a) für unterschiedliche Implementierungen der Stromregelung, (b) für verschiedene PLL-Designs anhand  $Y_{cc,PLL}^{+,ff}$ .

Systemverzögerung  $t_\Sigma$  mit sinkender Grenzfrequenz  $f_{c,I}$  reduziert. Maximale Systemverzögerungen liegen somit im Bereich von 80-100  $\mu$ s.

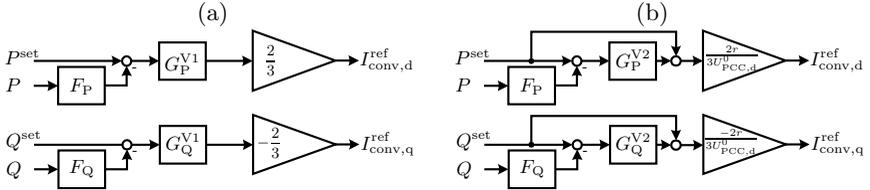
Obwohl die ff-Reglerstruktur höhere Systemtotzeiten zulässt, hat die no-ff-Reglerstruktur den Vorteil reduzierter negativer Dämpfungseigenschaften. Rückblickend auf die Diskussion hinsichtlich der Transformatormodellierung in Kap. 3.2.8, birgt die no-ff-Reglerstruktur somit das Potenzial eines gänzlich passiven Verhaltens bei entsprechender Ausprägung von  $R_\sigma(f)$  im relevanten Frequenzbereich. Für eine abschließende Bewertung ist jedoch auf herstellerspezifische Daten der Betriebsmittel sowie der Regelung zurückzugreifen.

### 4.1.3 Einfluss frequenzdetektierender Verfahren

Für die bisherigen Untersuchungen wurden die frequenzabhängigen Charakteristika in transformierten  $dq$ -Koordinaten ausgewertet. Nachfolgend wird die Park-Transformation unter Berücksichtigung des Einflusses einer PLL entsprechend Kap. 3.2.5 anhand von Abb. 4.7 ausgewertet. Äußere Regler sind weiterhin vernachlässigt, daher wird ein Arbeitspunkt von  $\mathbf{I}_{conv,dq}^{ref} = [0 \ 0]^T$  gewählt.

Unabhängig von der Implementierung der inneren Regelung wird der Einfluss der PLL-Dynamiken durch Abb. 4.7a im Frequenzbereich  $< 500$  Hz lokalisiert. Nahe der Netzfrequenz zeigen die PLL-Dynamiken die größte Auswirkung durch erhöhte Dämpfungseigenschaften sowie ein Absenken der Phase im subsynchronen und ein Anheben der Phase im supersynchronen Bereich.

Aufgrund der kapazitiven Eigenschaften von  $Y_{cc}^{+,ff}$  wird in Kombination mit der PLL-bedingten Phaseinwirkung ein nicht-passiver Bereich nahe der Netzfrequenz hervorgerufen, dessen Bandbreite abhängig von der PLL-Auslegung ist. Abb. 4.7b zeigt die Auswirkung verschiedener PLL-Bandbreiten entsprechend den



**Abb. 4.8:** Blockschaltbilder äußerer Regelungsstrukturen zur Leistungsregelung, (a) einfache Regelung V1, (b) Regelung V2 mit Sollwertumschaltung.

Auslegungskriterien nach [114], wonach kleinere Phasenmargen  $\varphi_{R,PLL}$  mit erhöhten PLL-Dynamiken einhergehen. Der phasendrehende Einfluss der PLL nimmt dabei mit der PLL-Dynamik zu, woraus eine höhere Bandbreite der Nichtpassivität für die Reglerstruktur mit Spannungsvorsteuerung resultiert.

#### 4.1.4 Einfluss äußerer Regler

Da Wirk- und Blindleistungsflüsse über  $I_{conv,d,q}^{ref}$  eingestellt werden können, sind kaskadierte Leistungsregler theoretisch überflüssig [23]. Jedoch können stationäre Sollwertabweichungen aufgrund auftretender Verluste in der Umrichterperipherie auf einfache Weise ausgeregelt werden, sodass diese in der Regel zur Anwendung kommen [116]. Hierbei kommen unterschiedliche Reglerstrukturen infrage, von denen die im Rahmen dieser Dissertation berücksichtigten in Abb.4.8 skizziert sind. Version V1 in Abb.4.8a entspricht der einfachsten Realisierung eines Leistungsreglers, während Version V2 in Abb.4.8b mit einer zusätzlichen Sollwertumschaltung an [116] und [161] angelehnt ist. Ausgehend von Abb.4.8a wird das Übertragungsverhalten der Leistungsregler V1 durch

$$\begin{aligned} I_{conv,d}^{ref} &= \frac{2}{3} G_P^{V1} (P^{set} - F_P P) \quad \rightarrow \quad \Delta I_{conv,d}^{ref} = -\frac{2}{3} G_P^{V1} F_P \Delta P \\ I_{conv,q}^{ref} &= -\frac{2}{3} G_Q^{V1} (Q^{set} - F_Q Q) \quad \rightarrow \quad \Delta I_{conv,q}^{ref} = \frac{2}{3} G_Q^{V1} F_Q \Delta Q \end{aligned} \quad (4.1)$$

linearisiert. Das anschließende Einsetzen von (3.49) in (4.1) resultiert unter Berücksichtigung von  $U_{PCC,q}^0 \approx 0$  in

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta I_{conv,d}^{ref} \\ \Delta I_{conv,q}^{ref} \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} F_P G_P^{V1} I_{h,d}^0 & F_P G_P^{V1} I_{h,q}^0 \\ F_Q G_Q^{V1} I_{h,q}^0 & -F_Q G_Q^{V1} I_{h,d}^0 \end{bmatrix}}_{Y_{PQ,dq}^{V1}} \begin{bmatrix} \Delta U_{PCC,d}^v \\ \Delta U_{PCC,q}^v \end{bmatrix} \\ &+ \underbrace{\begin{bmatrix} F_P G_P^{V1} U_{PCC,d}^0 & 0 \\ 0 & F_Q G_Q^{V1} U_{PCC,d}^0 \end{bmatrix}}_{H_{PQ,dq}^{V1}} \begin{bmatrix} \Delta I_{h,d}^v \\ \Delta I_{h,q}^v \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.2)$$

Unter Berücksichtigung von (4.2) in (3.39) ergibt sich schließlich

$$\begin{bmatrix} \Delta I_{h,d}^v \\ \Delta I_{h,q}^v \end{bmatrix} = \underbrace{[\mathbf{I} - \mathbf{H}_{cc,dq} \mathbf{H}_{PQ,dq}^{V1}]^{-1} [\mathbf{Y}_{cc,dq} + \mathbf{H}_{cc,dq} \mathbf{Y}_{PQ,dq}^{V1}]}_{\mathbf{Y}_{dq}^{V1}} \begin{bmatrix} \Delta U_{PCC,d}^v \\ \Delta U_{PCC,q}^v \end{bmatrix}, \quad (4.3)$$

wobei  $\mathbf{Y}_{dq}^{V1}$  der Admittanzmatrix in virtuellen  $dq$ -Koordinaten für Regler V1 entspricht. Für Leistungsregelung V2 wird die Admittanzmatrix  $\mathbf{Y}_{dq}^{V2}$  anhand von Abb. 4.8b analog zu (4.3) ermittelt. Dynamiken der Park-Transformation sowie der PLL werden für beide Leistungsregler entsprechend (3.54) berücksichtigt.

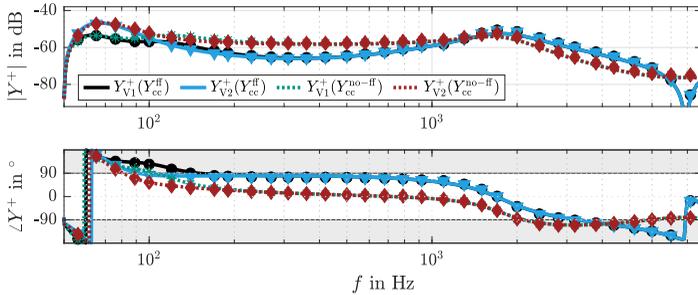
Abb. 4.9 zeigt die Umrichteradmittanz für die beiden vorgestellten inneren sowie äußeren Reglerstrukturen entsprechend den Ausführungen in der eigenen Publikation [166]. Aus Gründen der Vergleichbarkeit werden beide Leistungsreglervarianten so entworfen, dass die Antwort auf eine sprunghafte Anregung von  $P^{\text{set}}/Q^{\text{set}}$  dieselbe Anregelzeit auf 90% der neuen Sollwerte aufweist. Die proportionale Verstärkung von  $G_{P/Q}^{V1}$  wird hierbei zu  $r/U_{PCC,d}^0$  gewählt, was der intrinsischen Verstärkung der Sollwertaufschaltung in V2 in Bezug auf  $I_{conv,dq}^{\text{ref}}$  entspricht. Die proportionale Verstärkung von  $G_{P/Q}^{V2}$  wird analog zu [116] zu Null gewählt. Für alle betrachteten Reglerimplementierungen wird der gleiche Arbeitspunkt ( $P^{\text{set}} = P_n$ ,  $Q^{\text{set}} = Q_n$ ) zugrunde gelegt. Anhand der Markierungen in Abb. 4.9 ist dargelegt, dass die vorgestellten analytischen Herleitungen durch entsprechende Frequenzscans eines *Typ-5* MMCs in EMT-Software validiert sind.

In Übereinstimmung mit [32] und [48] zeigen die äußeren Regelkreise ihren Einfluss bei niedrigen harmonischen Ordnungen (hier: bis zu 500 Hz)<sup>1</sup>, während für steigende Frequenzen die inneren Reglerdynamiken dominieren. Auffallend ist jedoch, dass der Einfluss der inneren Stromreglerstruktur bis weit in den unteren Frequenzbereich hineinreicht, was vor allem durch die ohmsche Charakteristik für  $Y_{cc}^{\text{no-ff}}$  sowie die kapazitive Charakteristik für  $Y_{cc}^{\text{ff}}$  deutlich wird.

Abweichend zu den Untersuchungen in Kap. 4.1.3 zeigt sich nun unabhängig von der Reglerimplementierung ein nicht-passiver Bereich nahe der Netzfrequenz. Dieser ist auf den gewählten Arbeitspunkt zurückzuführen, denn der Umrichter befindet sich im Wechselrichterbetrieb und verhält sich somit erwartungsgemäß aktiv. Allerdings wird die Bandbreite der Nichtpassivität vor allem durch die gewählte Reglerimplementierung beeinflusst. So führt der innere no-ff-Regler zu einem nicht-passiven Bereich geringerer Bandbreite als die ff-Reglerstruktur. Gleichzeitig gehen die verbesserten Passivitätseigenschaften von  $Y_{cc}^{\text{no-ff}}$  mit reduzierten Dämpfungseigenschaften einher. Wiederum lassen sich die aufgezeigten Verhaltensmus-

---

<sup>1</sup>In der eigenen Publikation [168] wurde dieser Sachverhalt experimentell validiert. Hierfür wurde das Klemmenverhalten von Netz und Umrichter anhand linearer Vierquadrantensteller emuliert und das frequenzabhängige Verhalten verschiedener Leistungsregler durch Frequenzscans ermittelt.



**Abb. 4.9:** Umrichteradmittanz verschiedener äußerer sowie innerer Reglerstrukturen,  $P^{\text{set}} = +P_n$ ,  $Q^{\text{set}} = +Q_n$ . Marker entsprechen numerisch ermittelten Ergebnissen.

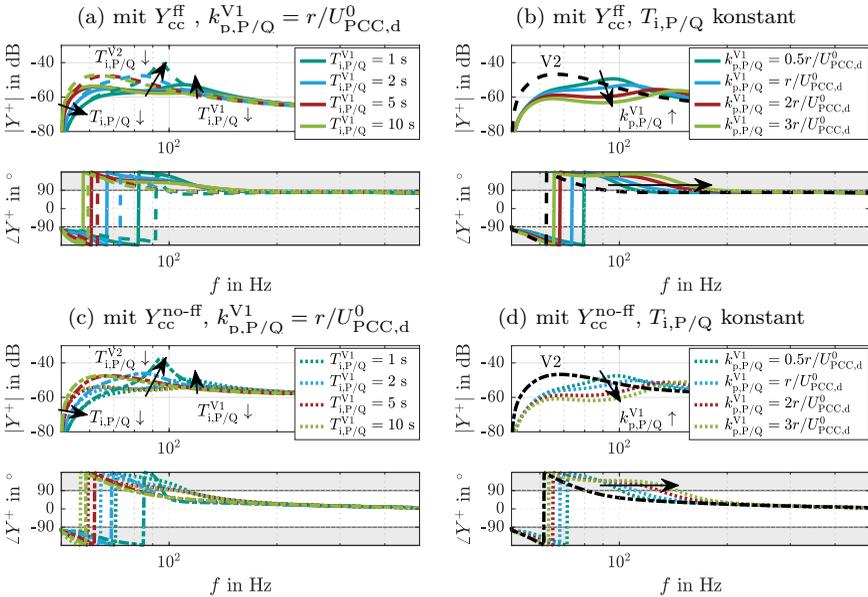
ter durch die zuvor herausgearbeiteten Charakteristika der inneren Regler im unteren Frequenzbereich erklären.

Ein Vergleich beider Leistungsreglervarianten zeigt, dass die Sollwertaufschaltung in V2 zu einer geringeren nicht-passiven Bandbreite als der einfache Regelungsansatz in V1 führt und diese Aussage unabhängig von der inneren Regelungsstruktur zu treffen ist. Zusätzlich ist ersichtlich, dass die Dämpfungseigenschaften des Umrichters in der Nähe der Netzfrequenz hauptsächlich von der Implementierung des äußeren Regelkreises beeinflusst werden. Insbesondere der Regler mit Sollwertaufschaltung (V2) zeigt hier verstärkt reduzierte Dämpfungseigenschaften.

Zusammenfassend ist hervorzuheben, dass sowohl die innere als auch die äußere Reglerimplementierung Einfluss auf die Dämpfungs- sowie Passivitätseigenschaften eines Umrichters nehmen. Gemäß Abb. 4.9 zeigen äußere Reglerimplementierungen ihren dominanten Einfluss bis etwa 100 Hz, während die Implementierung innerer Regler für den Frequenzbereich darüber relevant wird.

Es liegt nahe, dass die Dominanz des äußeren Regelkreises durch die Auslegung der äußeren Regler beeinflusst wird. Daher wird diese Sensitivität anhand von Abb. 4.10 untersucht, wobei die folgenden Ausführungen der eigenen Publikation [166] entnommen sind. Hier werden Reglerimplementierungen mit einer inneren Stromregelung mit Spannungsvorsteuerung ( $Y_{cc}^{ff}$ ) anhand durchgezogener Linien und solche mit einer inneren Stromregelung ohne Spannungsvorsteuerung ( $Y_{cc}^{no-ff}$ ) anhand gepunkteter Linien gekennzeichnet. Leistungsregler V2 wird weiterhin durch gestrichelte Linien dargestellt.

Nahe der Netzfrequenz werden die Dämpfungseigenschaften des Umrichters im Wesentlichen durch den Integralanteil der Leistungsregler beeinflusst, siehe Abb. 4.10a und Abb. 4.10c. So ist unabhängig von der Implementierungswahl der Leistungsregler die Korrelation zwischen reduzierten Zeitkonstanten ( $T_{i,P/Q}$ ) und erhöhten



**Abb. 4.10:** Umrichteradmittanz verschiedener innerer sowie äußerer Reglerstrukturen und -auslegungen. Leistungsregler V2 wird durch gestrichelte Linien, ein Stromregler ohne Spannungsvorsteuerung durch gepunktete Linien gekennzeichnet. Für (a) und (c) gilt  $T_{i,P/Q}^{V2} = T_{i,P/Q}^{V1} \cdot r/U_{PCC,d}^0$  aus Gründen der Vergleichbarkeit entsprechend Abb.4.8, für (b) und (d) siehe Tab.D.2.

Dämpfungseigenschaften im genannten Frequenzbereich abzuleiten, welche durch entsprechende Pfeile gekennzeichnet ist. Zur Einordnung dieser Aussage ist jedoch zu beachten, dass für einen äußeren Regler mit Sollwertaufschaltung (V2) höhere Zeitkonstanten erforderlich sind, um ein unerwünscht hohes Überschwingen infolge einer sprunghaften Änderung der Leistungsreferenz im Zeitbereich zu vermeiden. Bei vergleichbarem Anschwingverhalten beider Leistungsregler können sich die Dämpfungseigenschaften nahe Netzfrequenz somit dennoch voneinander unterscheiden (vergleiche Abb. 4.10b und Abb. 4.10d).

Darüber hinaus wird die Dynamik von V2 – unabhängig von der inneren Reglerimplementierung – bei geringen Zeitkonstanten  $T_{i,P/Q}$  durch eine nicht-passive serielle Resonanz bei 80–100 Hz begleitet (siehe Abb. 4.10a,c), was in Verbindung mit der Netzimpedanz zu einer größeren Neigung für ein oszillierendes Gesamtverhalten führen kann. Es ist darauf hinzuweisen, dass die mit sinkenden Integralzeitkonstanten verbundene Serienresonanz auch für den einfachen Leistungsregler V1

auftritt, jedoch weitaus geringer ausgeprägt ist. Daraus ist abzuleiten, dass geringe  $k_{p,P/Q}$  ( $k_{p,P/Q}^{V2} = 0$ ) zu einer höheren Sensitivität des Integralanteils von Leistungsreglern führen. Weiterhin ist für die Sensitivität von  $k_{p,P/Q}$  ausgehend von Abb. 4.10b,d abzuleiten, dass eine höhere Dynamik ( $k_{p,P/Q} \uparrow$ ) mit verbesserten Dämpfungseigenschaften einhergeht, wonach das reduzierte Dämpfungsverhalten von V2 erklärt wird.

Aus Gründen der Vollständigkeit sei erwähnt, dass die Wahl des PLL-Designs keinen Einfluss auf die Dämpfungs- und Passivitätseigenschaften in Bezug auf  $T_{i,P/Q}$  nahe der Netzfrequenz ( $f < 60$  Hz) hat, während für  $f > 60$  Hz reduzierte PLL-Dynamiken (höhere Phasenmargen) herausgearbeitete Sensitivitäten – insbesondere für den Leistungsregler V2 – verstärken.

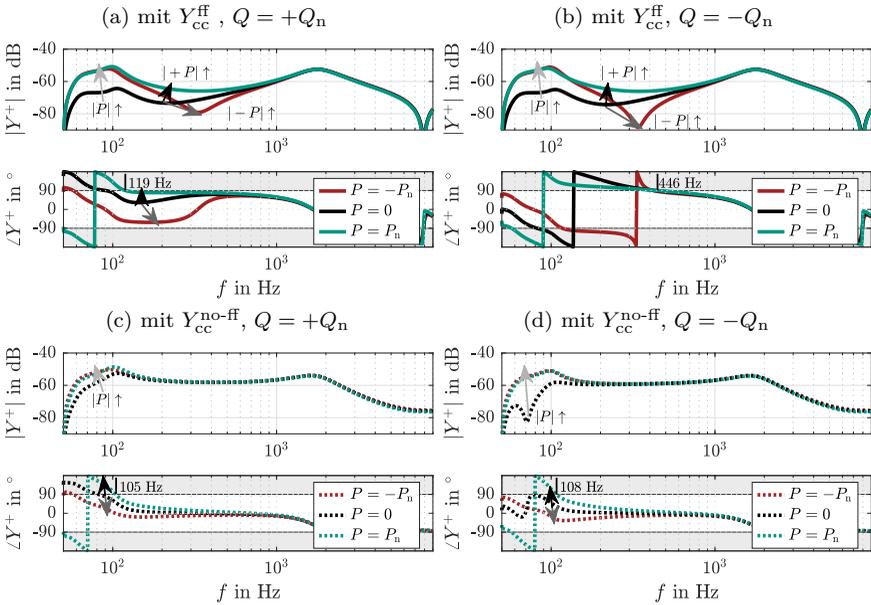
Wie zuvor erarbeitet, ist der aktive Bereich nahe der Netzfrequenz an den gewählten Arbeitspunkt im Wechselrichterbetrieb gekoppelt. Hierbei wird die Bandbreite der Nichtpassivität für Leistungsregler V1 stark durch  $k_{p,P/Q}$  beeinflusst, während der Integralanteil eine vergleichsweise kleine Sensitivität darstellt. Somit führt eine zunehmende Reglerdynamik ( $k_{p,P/Q}^{V1} \uparrow$ ) zu höheren Bandbreiten der Nichtpassivität. Für Leistungsregler V2 ist die Sensitivität der äußeren Reglerauslegung von der Implementierung des inneren Stromreglers abhängig. Während nämlich  $T_{i,P/Q}$  für einen inneren Stromregler ohne Spannungsvorsteuerung eine große Sensitivität darstellt, ist für die Variante mit Spannungsvorsteuerung ( $Y_{cc}^{ff}$ ) kein Einfluss erkennbar.

#### 4.1.5 Arbeitspunktabhängigkeit

Wie bereits in [137] postuliert, ist das frequenzabhängige Verhalten eines GFL-Umrichters nahe der Netzfrequenz neben den äußeren Reglern (Leistungsregler, PLL) des Weiteren vom Arbeitspunkt des Umrichters abhängig. In Erweiterung hierzu wird im Folgenden die Sensitivität der Arbeitspunktabhängigkeit im Bezug auf die Wahl der AC-Stromreglerstruktur eingeordnet. Ausgehend von Leistungsregler V1 visualisiert Abb. 4.11 diesen Zusammenhang. Die nachfolgenden Ausführungen sind dabei in großen Teilen der eigenen Veröffentlichung [171] entnommen.

Wie in den vorangegangenen Untersuchungen repräsentieren durchgezogene Graphen eine Umrichteradmittanz bei Verwendung eines inneren Stromreglers mit Spannungsvorsteuerung ( $Y_{cc}^{ff}$ ), während gepunktete Graphen  $Y_{cc}^{no-ff}$  unterliegen. Abb. 4.11a,c zeigen die Arbeitspunktabhängigkeit der Wirkleistung für die beiden inneren Regelstrukturen und die Einspeisung von induktiver Nennblindleistung ( $Q = +Q_n$ ), während Abb. 4.11b,d diese Sensitivität für die Einspeisung von kapazitiver Nennblindleistung zeigen ( $Q = -Q_n$ ).

Erwartungsgemäß hat eine betragsmäßige Erhöhung der Wirkleistungseinspeisung eine Erhöhung des Betrags der Umrichteradmittanz nahe der Netzfrequenz zur Folge (siehe hellgraue Pfeile). Außerdem ist, wie bereits erarbeitet, der arbeitspunktabhängige nicht-passive Bereich nahe der Netzfrequenz für den Wechselrich-

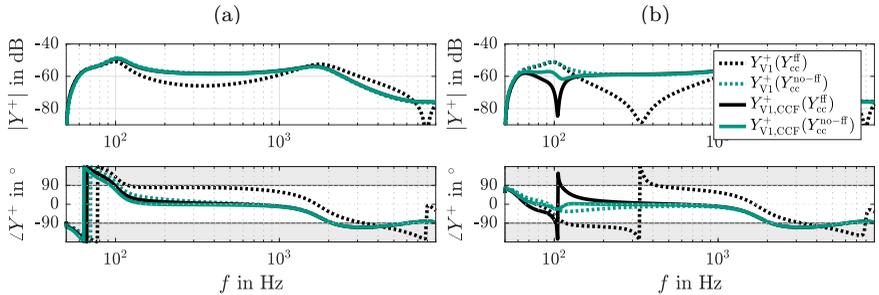


**Abb. 4.11:** Arbeitspunktabhängige Umrichteradmittanz für verschiedene Implementierungen des AC-Stromreglers.

terbetrieb erkennbar ( $P = +P_n$ ). Die Bandbreite dieses nicht-passiven Bereichs ist hierbei abhängig vom Vorzeichen der Blindleistungseinspeisung. So führt eine kapazitive Blindleistungsbereitstellung zu einer größeren nicht-passiven Bandbreite als die induktive. Dieses Verhalten zeigt sich unabhängig von der Implementierung des AC-Stromreglers, ist jedoch ausgeprägter bei Anwendung von  $Y_{cc}^{ff}$ .

Ausgehend von Abb. 4.11 ist der arbeitspunktabhängige Einfluss in den Frequenzbereich bis etwa 1 kHz einzuordnen, wobei sich dieser für die beiden betrachteten inneren Reglerstrukturen unterscheidet. Bezüglich den Dämpfungseigenschaften von  $Y_{cc}^{no-ff}$  ist der Einfluss des Arbeitspunktes auf Frequenzen  $f \lesssim 200$  Hz beschränkt, während sich für  $Y_{cc}^{ff}$  ein breitbandiger Einfluss einstellt. So entsteht bei negativer Wirkleistungseinspeisung, d.h. im Gleichrichterbetrieb, eine Parallelresonanz im Frequenzbereich von 200-300 Hz (vgl. dunkelgraue und schwarze Pfeile in Abb. 4.11a,b), welche sich mit einer betragsmäßigen Erhöhung des Wirkleistungsarbeitspunktes stärker ausprägt. In der eigenen Veröffentlichung [167] wurde dabei gezeigt, dass diese Resonanz auf die Verstärkung von  $G_{cc}$  zurückzuführen ist.

Die stärkere Arbeitspunktabhängigkeit bei Anwendung von  $Y_{cc}^{ff}$  ist zusätzlich über die Art der Blindleistungsbereitstellung charakterisiert. Im Gleichrichterbetrieb



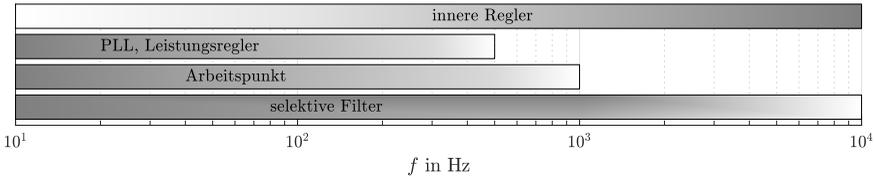
**Abb. 4.12:** Einfluss selektiver Filter auf die Umrichteradmittanz für verschiedene Implementierungen des AC-Stromreglers mit (a)  $P = +P_n, Q = +Q_n$  und (b)  $P = -P_n, Q = -Q_n$ .

( $P = -P_n$ ) liegt bei Einspeisung induktiver Blindleistung ein passives Verhalten für alle Frequenzen  $\leq 1$  kHz vor, während bei Einspeisung kapazitiver Blindleistung ein nicht-passiver Bereich im Frequenzbereich von 100-400 Hz auftritt. Auch dieser Effekt lässt sich auf die Parallelresonanz im Zusammenhang mit der inneren Reglerauslegung zurückführen. Hervorzuheben ist hier, dass  $f_{np}$  bei kapazitiver Blindleistungseinspeisung unabhängig vom Arbeitspunkt der Wirkleistung ist, siehe Abb. 4.11 c, während für  $Y_{cc}^{no-ff}$  lediglich im Wechselrichterbetrieb ein nicht-passiver Bereich auftritt.

Aus Gründen der Vollständigkeit ist zu erwähnen, dass das aufgezeigte arbeitspunktabhängige Verhalten ebenso für den Leistungsregler V2 zutrifft. Wie bereits in Kap. 4.1.4 herausgearbeitet, ist jedoch die Bandbreite der Nichtpassivität für V2 unabhängig von der Implementierung des AC-Stromreglers geringer. Allein für einen Betriebspunkt kapazitiver Blindleistungseinspeisung und  $Y_{cc}^{ff}$  ist wiederum hervorzuheben, dass  $f_{np}$  unabhängig vom Arbeitspunkt der Wirkleistung ist.

#### 4.1.6 Einfluss selektiver Filter für symmetrische Komponenten

Für die bisherigen Untersuchungen wurden Maßnahmen zur selektiven Filterung symmetrischer Komponenten nicht berücksichtigt ( $H_{MCCF}^{\pm} = 1$ ), weswegen im Folgenden deren frequenzabhängiger Einfluss untersucht wird. Hierfür werden CCF-Bausteine mit einer Grenzfrequenz von  $\omega_c = \sqrt{2}\pi 50$  rad/s zugrunde gelegt, siehe Tab. D.1. Abb. 4.12 zeigt den Einfluss der selektiven Filter für beide untersuchten inneren AC-Stromregler bei Anwendung von Leistungsregler V1. Weiterhin wird zwischen Wechselrichter- und Gleichrichterbetrieb unterschieden. Bei letzterer Variante wird von einer Einspeisung kapazitiver Blindleistung ausgegangen, um Einflüsse auf die arbeitspunktabhängige, nicht-passive Parallelresonanz bei einstelligen harmonischen Ordnungen herauszuarbeiten.



**Abb. 4.13:** Einordnung frequenzabhängiger Einflüsse in GFL-Umrichtern.

Im Wechselrichterbetrieb führt die MCCF-Anwendung für beide Stromregler zu einer Reduktion der arbeitspunktabhängigen, nicht-passiven Bandbreite nahe der Netzfrequenz, wobei der Einfluss auf den AC-Stromregler mit Spannungsvorsteuerung wesentlich größer einzuordnen ist. Zudem werden für diesen Stromregler die Dämpfungseigenschaften im Frequenzbereich  $> 1$  kHz weiter erhöht und im Frequenzbereich  $< 1$  kHz reduziert. Nicht-passive Bereiche sowie arbeitspunktabhängige Resonanzen werden zu geringeren Frequenzen gezogen und deren Bandbreite reduziert. Für den AC-Stromregler ohne Spannungsvorsteuerung verbleibt der Umrichter im Gleichrichterbetrieb im passiven Zustand.

Für beide untersuchten AC-Stromregler wurde ein nicht zu vernachlässigender Einfluss selektiver Filter für symmetrische Komponenten aufgezeigt. Da Umrichtersysteme entsprechend technischer Anschlussregeln [152] sowohl in Mit- als auch Gegensystemkomponenten zu regeln sind, ist zu empfehlen, damit zusammenhängende signalverarbeitende Maßnahmen bei der Herleitung oder Bestimmung des frequenzabhängigen Umrichterhaltens entsprechend zu berücksichtigen.

#### 4.1.7 Zusammenfassung

In diesem Unterkapitel wurde der frequenzabhängige Einfluss verschiedenster aktiver Dynamiken in GFL-Umrichtern erarbeitet, deren einflussnehmende Frequenzbereiche nochmals in Abb.4.13 zusammengefasst sind. Ein großer Schwerpunkt wurde auf den Einfluss innerer und äußerer Reglerstrukturen sowie die Klassifizierung untersuchter Sensitivitäten in Abhängigkeit der Reglerstruktur gelegt. Als großer Einflussfaktor ist die Realisierung der inneren Reglerstruktur zu nennen, da diese einerseits einen breitbandigen Einfluss auf die Umrichteradmittanz hat und andererseits abweichende Verhaltensmuster hinsichtlich der Dämpfungs- und Passivitätseigenschaften, der Sensitivität der Reglerauslegung sowie der arbeitspunktabhängigkeit hervorbringen kann.

Hierbei zeigt eine innere Stromregelstruktur ohne Spannungsvorsteuerung im Vergleich zur ff-Struktur eine größere Robustheit gegenüber Arbeitspunktanpassungen und der Reglerauslegung sowie bessere negative Dämpfungseigenschaften im Frequenzbereich  $> 1$  kHz, wobei letzterer Vorteil bei Berücksichtigung selektiver

Filter zu vernachlässigen ist. Bei der Implementierung sowie der Auslegung innerer und äußerer Regler ist letztlich ein Kompromiss zwischen einem dynamischen Verhalten und den Passivitätseigenschaften des Umrichters zu finden.

Zu diesem Zwecke sei abschließend auf die eigene Journalpublikation [155] verwiesen, welche ein Tool zur parametrischen sowie reglerstrukturabhängigen Optimierung des frequenzabhängigen (und zeitabhängigen) Umrichterhaltens mittels metaheuristischer Verfahren vorstellt. Mithilfe dessen kann ein MMC-Regelungskonzept für ein benutzerdefiniertes Umrichterverhalten erstellt werden.

## 4.2 Verhalten spannungseinprägender Umrichter

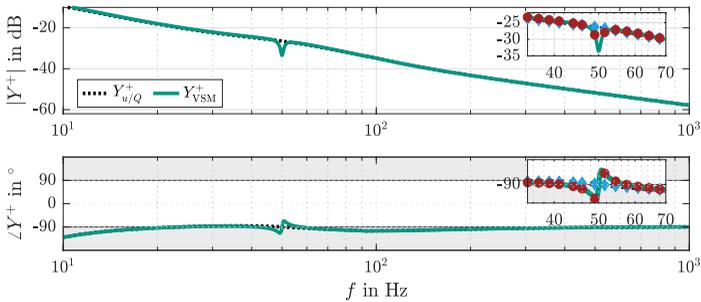
Publikationen im Bereich der harmonischen Stabilität von GFM-Umrichtern bearbeiteten bisher die Gegenüberstellung des Verhaltens spannungs- und stromgeregelter VSMs [35] sowie die Optimierung der sub- und supersynchronen Interaktion für die VSM-Anbindung in einem schwachen Netz [60]. In Abgrenzung hierzu sollen in diesem Unterkapitel Aussagen generischer Natur abgeleitet und die verschiedenen Reglersensitivitäten des VSM-Umrichters klassifiziert werden. Wie bereits in der eigenen Publikation [164] dargelegt, ist die Arbeitspunktabhängigkeit für GFM-Umrichter der VSM-Klasse vernachlässigbar, weswegen ein Arbeitspunkt von  $P = 0$  MW,  $Q = 0$  Mvar gewählt wird.

Der in Kap. 4.1.1 aufgezeigte Stand des Wissens hinsichtlich Totzeit- sowie filterabhängiger Passivitätseigenschaften trifft – bei weniger ausgeprägten negativen Dämpfungseigenschaften – ebenso für GFM-Umrichter zu, weswegen nicht weiter auf diese Relationen eingegangen wird. Die nachfolgenden Ausführungen sind in großen Teilen den eigenen Publikationen [163, 164] entnommen. Hierbei wird von  $H_{\omega, PLL} = 0$  ausgegangen.

Obwohl dies aus Gründen der Übersichtlichkeit in der Regel nicht dargestellt ist, wurden alle nachfolgend gezeigten Umrichteradmittanzen mithilfe von Frequenzscans nach Anhang B für ein *Typ-5*-MMC-Modell validiert. Während in Kap. 3.2.3.3 die Empfehlung einer MCC-Modellierung von GFM-Umrichtern für Frequenzen  $f < 100$  Hz im HSS-Modell abgeleitet wurde, ist ausgehend von den numerisch ermittelten Umrichteradmittanzen eine Modellierung der AC-Dynamiken ausreichend. Es ist vorwegzunehmen, dass dies auf die Modellierung der virtuellen Statorimpedanz zurückzuführen ist, siehe Kap. 4.2.3, weswegen für die nachfolgenden Untersuchungen lediglich die AC-Dynamiken des Umrichters ausgewertet werden.

### 4.2.1 Einfluss des Trägheitsmodells

Zur Untersuchung des Einflusses des Trägheitsmodells werden die beiden Mitsystemadmittanzen  $Y_{u/Q}^+$  und  $Y_{VSM}^+$  in Abb. 4.14 gegenübergestellt. In  $Y_{u/Q}^+$  sind alle



**Abb. 4.14:** Einfluss des Trägheitsmodells auf die GFM-Umrichteradmittanz.

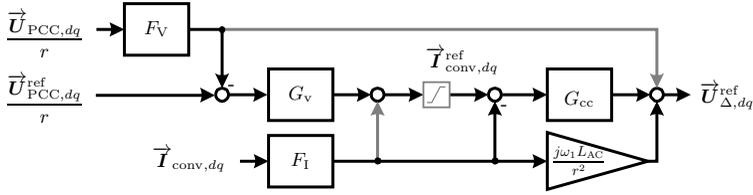
AC-seitigen passiven sowie aktiven Dynamiken abgebildet, welche Gegenstand der Amplitudenregelung der AC-Spannung sind, während  $Y_{VSM}^+$  zusätzlich die Trägheitsmodellodynamiken berücksichtigt. Dargestellte Markierungen entsprechen numerisch erzielten Ergebnissen.

Wie bereits in der eigenen Publikation [164] postuliert, zeichnet sich der Einfluss des Trägheitsmodells durch eine parallele Resonanz im Frequenzbereich nahe der Netzfrequenz aus. Für Frequenzen unterhalb der Netzfrequenz tritt hierbei ein aktiver Bereich auf, was einem Quellenverhalten bei Unterfrequenz entspricht. Hingegen tritt ein passiver Bereich oberhalb der Netzfrequenz auf, was wiederum einem Lastverhalten bei Überfrequenz gleichkommt. Diese Charakteristika entsprechen der Erfüllung der sechsten selektierten Anforderung aus den technischen Anschlussrichtlinien nach Kap. 2.5, wonach Umrichtersysteme ihren Wirkleistungsarbeitspunkt infolge von Frequenzänderungen kurzzeitig anpassen sollen, um den auftretenden RoCoF zu mindern.

Es liegt nahe, dass die Trägheitsmodell-basierte Parallelresonanz durch die Modellparameter  $H$  und  $D$  beeinflussbar ist. Jedoch ist vorwegzunehmen, dass die Sensitivität der Modellparameter in Abhängigkeit der Implementierung des Spannungsreglers variiert, weswegen nachfolgend zunächst auf verschiedene Implementierungsvorschläge dieses Reglers eingegangen wird.

## 4.2.2 Einfluss der Spannungsregler

Zur Einführung in die Modellierung der Admittanz spannungseinprägender Umrichter wurde in Kap. 3.2.3.1 ein vereinfachter Ansatz zur Regelung der Spannung in Form eines PI-Reglers angenommen. Tatsächlich existieren in der Literatur verschiedenste, in der Regel kaskadierte Regelansätze mit einer inneren Stromregelung, um weiterhin eine einfach realisierbare Strombegrenzung zu ermöglichen. Im Rahmen dieser Dissertation wird auf folgende zwei Regelprinzipien eingegangen,



**Abb. 4.15:** Blockschaltbild verschiedener Realisierungsmöglichkeiten einer Spannungsregelung.

deren Blockschaltbilder in Abb. 4.15 unter Berücksichtigung eines Stromlimitierblocks zusammengefasst sind:

- Version V1: eine Kaskadierung aus zwei PI-Reglern mit einem äußeren Spannungsregler  $G_v$  und einem inneren Stromregler  $G_{cc}$ , welche die in der Literatur am häufigsten vertretene Variante darstellt, z.B. [49, 110].
- Version V2: der Spannungsregler wird als P-Regler mit  $G_v = k_{p,v}$  realisiert, an dessen Ausgang der gemessene Strom vorgesteuert wird (siehe grauer Pfad in Abb. 4.15 unten). In Kombination mit der inneren Stromregelstruktur ergibt sich bei deaktivierter Stromlimitierung ein Übertragungsverhalten  $r \vec{U}_{\Delta,dq}^{\text{ref}} = k_{p,v} G_{cc} (\vec{U}_{PCC,dq}^{\text{ref}} - \vec{U}_{PCC,dq}) + ff$ , wobei  $ff$  die aufgeschalteten Pfade am Ausgang des Stromreglers zusammenfasst<sup>2</sup>. Der kumulierte Regler  $k_{p,v} G_{cc}$  stellt selbst wiederum einen PI-Regler dar.

Während für Regler V2 mit  $G_{vc} = k_{p,v} G_{cc}$  die Herleitung für GFM-Umrichter analog zu (3.40)–(3.42) applizierbar ist, erfolgt für Regler V1 zunächst (jedoch bei Vernachlässigung des grauen Pfads in Abb. 4.15) die Herleitung des geschlossenen Reglerverhaltens eines GFL-Umrichters analog zu (3.39). Weiterhin gilt

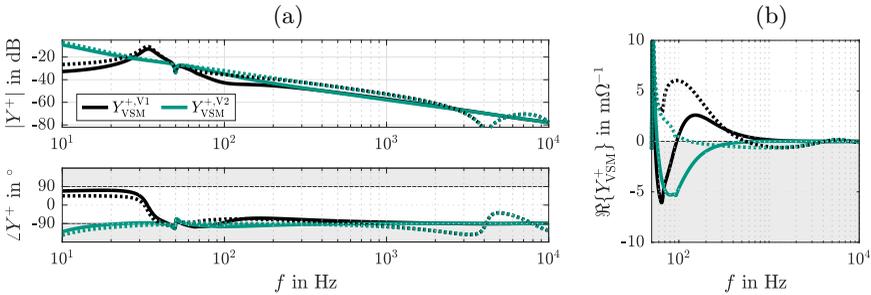
$$\vec{I}_{\text{conv},dq}^{\text{ref}} = \frac{G_v}{r} (\vec{U}_{PCC,dq}^{\text{ref}} - F_V \vec{U}_{PCC,dq}), \quad (4.4)$$

sodass sich durch Einsetzen in (3.39) folgender Zusammenhang in Matrixschreibweise ergibt:

$$\begin{bmatrix} I_{h,d} \\ I_{h,q} \end{bmatrix} = \underbrace{\left( Y_{cc,dq} - G_v F_V \frac{1}{r} H_{cc,dq} \right)}_{Y_{vc,dq}^{V1}} \begin{bmatrix} U_{PCC,d} \\ U_{PCC,q} \end{bmatrix} + \underbrace{G_v \frac{1}{r} H_{cc,dq}^{V1}}_{H_{vc,dq}^{V1}} \begin{bmatrix} U_{PCC,d}^{\text{ref}} \\ U_{PCC,q}^{\text{ref}} \end{bmatrix}, \quad (4.5)$$

welcher wiederum die Struktur aus (3.42) widerspiegelt.

<sup>2</sup>Auf die Funktionsweise sowie das resultierende Übertragungsverhalten dieser Struktur im limitierten Betrieb wird in Kap. 5.1.2 detailliert eingegangen.

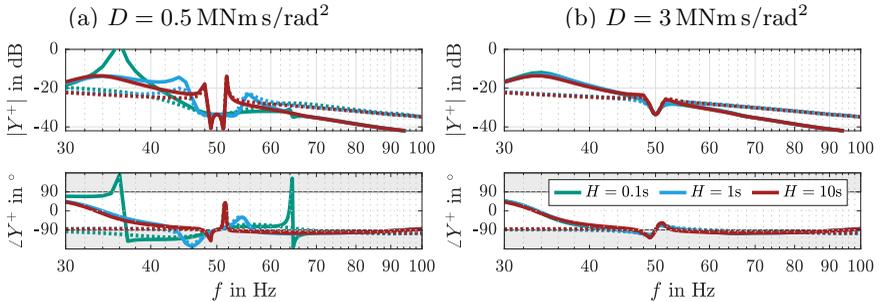


**Abb. 4.16:** Einfluss verschiedener Spannungsreglerstrukturen auf die VSM-Umrichteradmittanz mit (durchgezogen) und ohne (gepunktet) Berücksichtigung sequenzselektiver Filter.

Die beiden vorgestellten Reglervarianten finden sich in ihrer Mitsystemadmittanzform in Abb. 4.16 gegenübergestellt. Zusätzlich werden beide Varianten unter Berücksichtigung sequenzselektiver Filter entsprechend Kap. 3.2.4 gezeigt. Die folgenden Erkenntnisse sind in großen Teilen der eigenen Publikation [164] entnommen.

Die Implementierung des Spannungsreglers nimmt für Frequenzen bis etwa 1 kHz in Betrag und Phase Einfluss auf die Umrichteradmittanz. In Übereinstimmung mit den Verhaltensmustern von GFL-Umrichtern, wird der Admittanzverlauf bei höheren Frequenzen vor allem durch den inneren Stromregler, die Auslegung bandbegrenzender Filter für Strom- und Spannungsgrößen sowie auftretende Systemverzögerungen geprägt. In diesem Frequenzbereich tritt für beide untersuchten Reglervarianten ein nicht-passiver Bereich auf (gepunktete Graphen), welcher allerdings durch sequenzselektive Filter gedämpft werden kann (durchgezogene Graphen). Unter dessen wird im Frequenzbereich  $< 1$  kHz ein weiterer nicht-passiver Bereich durch die CCF-Anwendung hervorgerufen. Demnach kann eine Vernachlässigung sequenzselektiver Filter zu einer Überschätzung der Stabilitätsmerkmale von GFM-Umrichtern im unteren Frequenzbereich und einer Unterschätzung dieser im oberen Frequenzbereich führen. Aus diesem Grund finden diese in allen nachfolgenden frequenzabhängigen Untersuchungen für GFM-Umrichter weiterhin Berücksichtigung.

Ein Vergleich zwischen V1 und V2 offenbart ein hauptsächlich induktives Verhalten für V2, während für V1 eine Phasenhebung für  $f < 1$  kHz zu beobachten ist. In der eigenen Publikation [164] wird hergeleitet, dass der negative Phasenunterschied zwischen  $Y_{\text{VSM}}^{+,V2}$  und  $Y_{\text{VSM}}^{+,V1}$  für  $f < 1$  kHz auf die Stromvorsteuerung am Ausgang von  $G_v$  in V2 zurückzuführen ist, wodurch sogar ein unerwünschtes nicht-passives Verhalten unterhalb der Netzfrequenz hervorgerufen werden kann. Weiterhin prägt sich in  $Y_{\text{VSM}}^{+,V1}$  für den Bereich unterhalb der Netzfrequenz eine



**Abb. 4.17:** Einfluss verschiedener Trägheitskonstanten  $H$  auf die VSM-Admittanz für Spannungsregler V1 (durchgezogen) und V2 (gepunktet) bei verschiedenen Dämpfungskonstanten  $D$ .

Serienresonanz aus, welche durch den zusätzlichen Integralanteil in  $G_V^{V1}$  hervorgerufen wird.

#### 4.2.2.1 Sensitivität der Trägheitsmodellauslegung

Nachfolgend wird der Einfluss der Implementierung des Spannungsreglers auf die Sensitivität des Trägheitsmodelldesigns untersucht. Aus diesem Grund werden beide Reglervarianten für unterschiedliche Trägheitskonstanten  $H$  sowie Dämpfungskonstanten  $D$  in Abb. 4.17 gegenübergestellt. Dabei wird von einer vernachlässigbaren Trägheit ( $H = 0.1$  s) bis zu typischen Größenordnungen eingesetzter Synchrongeneratoren ( $H = 10$  s) variiert. Nachfolgende Interpretationen sind der eigenen Publikation [164] entnommen.

Der Vergleich zwischen Abb. 4.17a und Abb. 4.17b lässt zunächst vermuten, dass die Auslegungssensitivität der Trägheitskonstante  $H$  von der emulierten Dämpfung  $D$  abhängt. Diese ist in Abb. 4.17b sechsmal so groß wie in Abb. 4.17a.

Mit zunehmender Trägheit prägen sich zusätzliche Resonanzstellen in der Nähe der Netzfrequenz aus, welche bei geringerer Dämpfung sogar verstärkt werden, während sich die Passivitätseigenschaften des Umrichters gleichzeitig verbessern. Für projektspezifische Auslegungsrichtlinien hinsichtlich den Trägheitsmodellparametern  $H$  und  $D$  sei dabei auf Kap. 5.4.3 verwiesen.

Unterhalb der Netzfrequenz zeigt Reglervariante V1 geringere Dämpfungseigenschaften als Variante V2, woraus sich eine reduzierte Einflussbandbreite des Trägheitsmodells auf die Formung der Umrichteradmittanz  $Y_{VSM}^{+,V2}$  im Gegensatz zu  $Y_{VSM}^{+,V1}$  ableiten lässt. Folglich wird die für V1 charakteristische Serienresonanz im Frequenzbereich unterhalb der Netzfrequenz, welche auf den Integralteil von  $G_V$  zurückzuführen ist, bei geringer Trägheit und schwacher Dämpfung verstärkt.

Für dieselbe Permutation (geringe Trägheit und schwache Dämpfung) kann für V1 außerdem eine zusätzliche Resonanz oberhalb der Netzfrequenz auftreten, welche sich in Abb. 4.17a bei etwa 65 Hz zeigt. Wie sich in der eigenen Publikation [163] zeigt, können beide unerwünschten Effekte durch eine ungünstige Auslegung der Blindleistungsregelung verstärkt werden. Für die Reglervariante V2 sind diese Effekte nicht beobachtbar, woraus sich eine geringere Sensitivität der Auslegung des Trägheitsmodells im Vergleich zu V1 ableiten lässt.

Aus Gründen der Vollständigkeit ist weiterhin auf den Einfluss eines Primärreglers  $k_\omega$  einzugehen. Ein Vergleich von  $H_{\omega,P}$  in (3.61) und  $H_{\omega,P}^{\text{prim}}$  in (3.66) offenbart, dass ein Primärregler  $k_\omega$  sich zum Effekt von  $k_D = D\omega_1$  hinzuaddiert. Für eine moderate Dämpfung  $D$  nach Abb. 4.17b gilt jedoch  $k_D \gg k_\omega$ , sodass der Primärregler selbst mit hohen  $\Delta P/\Delta f$ -Statiken von 50 % einen vernachlässigbaren Einfluss hat. Bei abnehmender Dämpfung nimmt der Einfluss von  $k_\omega$  jedoch zu und zeigt ein ähnliches Verhaltensmuster wie die Variation von  $D$ .

#### 4.2.2.2 Einfluss des Reglerdesigns

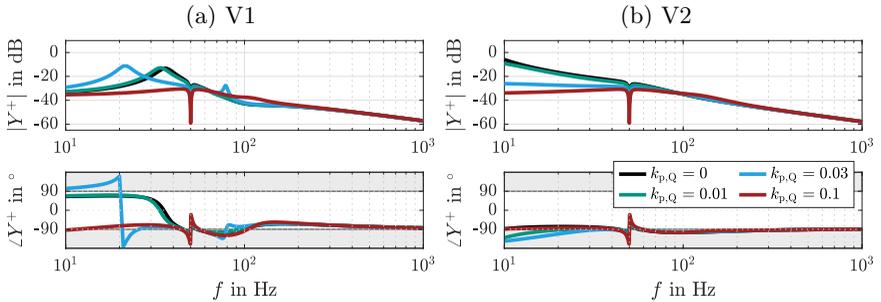
Wie anhand Abb. 4.14 erarbeitet, lässt sich das frequenzabhängige Verhalten der VSM im Wesentlichen durch die partielle Admittanz  $Y_{u/Q}^+$  beschreiben. Zur besseren Sichtbarkeit und Klassifizierung der Reglersensitivitäten von  $G_V$  und  $G_{cc}$ , wird daher im Folgenden lediglich  $Y_{u/Q}^+$  ausgewertet. Da der Blindleistungsregler  $G_Q$  in der Einflussbandbreite des Trägheitsmodells wirkt, wird diese Sensitivität anhand der Gesamtadmittanz  $Y_{\text{VSM}}^+$  ausgewertet. Die folgenden Ausführungen sind in großen Teilen der eigenen Publikation [163] entnommen.

#### Einfluss von $G_Q$

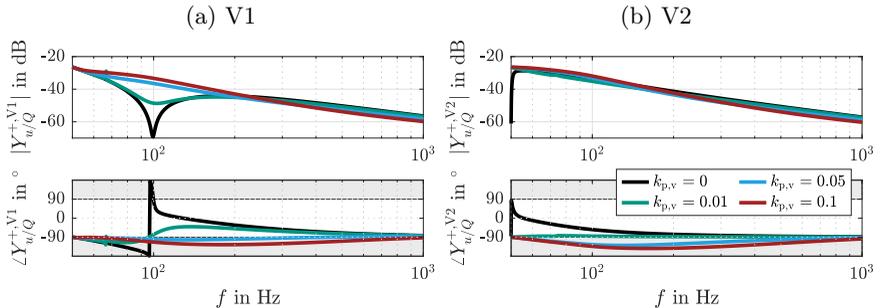
Zur Auswertung der Sensitivität von  $G_Q$  entsprechend der Implementierung nach (3.56) werden unterschiedliche Reglerbandbreiten  $k_{p,Q}$  für beide Reglervarianten in Abb. 4.18 gegenübergestellt. Der Integralanteil ist hierbei vernachlässigt.

Auffällig ist die Ausprägung einer zusätzlichen Resonanz im Frequenzbereich von 60-100 Hz mit steigender Reglerdynamik ( $k_{p,Q} \uparrow$ ), dessen Resonanzfrequenz ebenfalls mit der Reglerbandbreite zunimmt. Diese Sensitivität ist für die Reglervariante V2 vernachlässigbar.

Die für Regler V1 charakteristische Serienresonanz im Frequenzbereich unterhalb der Netzfrequenz ist ebenfalls von der Auslegung von  $G_Q$  abhängig. Während die Ausprägung der Serienresonanz für zunehmende Reglerbandbreiten zwar reduziert wird, kann sich gleichzeitig ein zusätzlicher nicht-passiver Bereich bei subsynchronen Frequenzen ausbilden. Letztere Abhängigkeit zeigt sich ebenso für Reglervariante V2.



**Abb. 4.18:** Einfluss verschiedener Proportionalkonstanten  $k_{p,Q}$  auf die GFM-Admittanz für (a) Spannungsregler V1 und (b) V2.

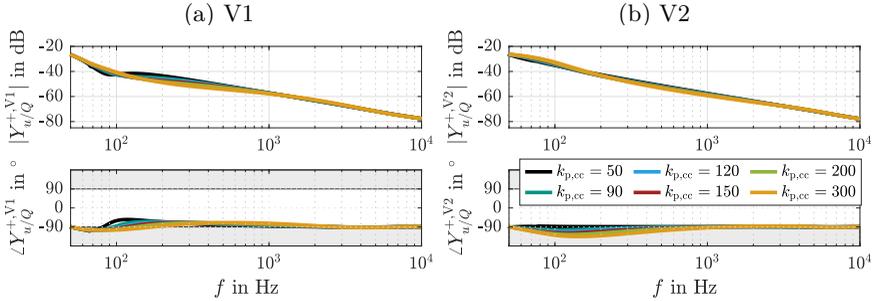


**Abb. 4.19:** Einfluss verschiedener Proportionalkonstanten  $k_{p,v}$  auf die Admittanz  $Y_{u/Q}^+$  für (a) Spannungsregler V1 und (b) V2.

### Einfluss von $G_v$

Auf den Einfluss der Reglerauslegung von  $G_v$  wird anhand Abb. 4.19 in Form der Sensitivität von  $k_{p,v}$  eingegangen, welche direkt mit der Bandbreite des Reglers korreliert. Das Design von  $G_Q$  wird nach Tab. D.3 derart gewählt, dass Interaktionen zwischen dem Blindleistungs- und Spannungsregler ausgeschlossen werden können.

Mit Hinblick auf die Dämpfungseigenschaften des Umrichters ist der Einfluss von  $k_{p,v}$  für Regler V2 vernachlässigbar, während dieser für Regler V1 auf den Frequenzbereich um  $\approx 100$  Hz beschränkt ist. Hier zeigt sich wiederum, dass V1 anfälliger für das Ausbilden zusätzlicher Resonanzen bei ungünstiger Reglerauslegung ist. Im Frequenzbereich um  $\approx 100$  Hz prägt sich mit kleineren Reglerbandbreiten zunehmend eine parallele Resonanz aus, welche durch gesteigerte Phasen-



**Abb. 4.20:** Einfluss verschiedener Proportionalkonstanten  $k_{p,cc}$  auf die Admittanz  $Y_{u/Q}^+$  für (a) Spannungsregler V1 und (b) V2.

drehungen und folglich zunehmende negative Dämpfungseigenschaften unterhalb der auftretenden Resonanzstelle begleitet wird.

Für den Frequenzbereich  $f \lesssim 100$  Hz ist der Einfluss von  $k_{p,v}$  für Regler V2 gegensätzlich zu Regler V1. Geringere Reglerbandbreiten führen zu einem passiven Verhalten, wohingegen Nichtpassivität oberhalb der Netzfrequenz mit steigender Reglerdynamik zu verzeichnen ist. Dieses Verhalten setzt sich bis etwa 1 kHz fort. Demnach lässt sich durch die Auslegung des Spannungsreglers breitbandig auf die Passivitätseigenschaften eines GFM-Umrichters einwirken, wohingegen dessen Sensitivität für unterschiedliche Reglervarianten variiert.

### Einfluss von $G_{cc}$

Die Bandbreite des inneren Stromreglers  $G_{cc}$  korreliert mit dem Proportionalglied  $k_{p,cc}$  des Reglers. Aus diesem Grund wird der Einfluss des Stromreglers auf die GFM-Admittanz für eine Variation von  $k_{p,cc}$  in Abb. 4.20 aufgezeigt, wobei wiederum beide Spannungsreglervarianten unterschieden werden.

Für beide Reglervarianten zeigt sich für  $f \lesssim 1$  kHz eine Phasenhebung mit reduzierten Reglerbandbreiten, wodurch die Passivitätseigenschaften in beiden Fällen verbessert werden können. Gleichzeitig führen höhere Reglerdynamiken zu verstärkten negativen Dämpfungseigenschaften in diesem Frequenzbereich, wobei diese Sensitivität für Reglervariante V2 stärker ausgeprägt ist als für V1.

### 4.2.3 Einfluss der virtuellen Statorimpedanz

Eingangs wurde für Reglervariante V2 ein unerwünschter nicht-passiver Bereich unterhalb der Netzfrequenz herausgearbeitet, weswegen in der eigenen Publikation [164] eine Veränderung der modellierten Statorimpedanz aus (3.55) vorgeschlagen wird. Hierbei wird die Spannung über der Statorimpedanz nicht durch

die gemessene Stromgröße, sondern durch den Referenzstrom modelliert. Unter Berücksichtigung, dass im stationären Fall  $F_I \vec{I}_{h,dq} \approx -\frac{1}{r} \vec{I}_{\text{conv},dq}^{\text{ref}}$  ist, wird

$$\begin{bmatrix} \Delta U_{\text{PCC},d}^{\text{ref}} \\ \Delta U_{\text{PCC},q}^{\text{ref}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta U^{\text{ref}} \\ 0 \end{bmatrix} - \frac{1}{r} \mathbf{X}_V \begin{bmatrix} \Delta I_{\text{conv},d}^{\text{ref}} \\ \Delta I_{\text{conv},q}^{\text{ref}} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

formuliert. Weiterhin schreibt sich (3.56) in Matrixform unter Berücksichtigung von (3.49) durch

$$\begin{bmatrix} \Delta U^{\text{ref}} \\ 0 \end{bmatrix} = \underbrace{\left( \frac{3}{2} F_Q G_Q \begin{bmatrix} U_{\text{PCC},q}^0 & -U_{\text{PCC},d}^0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \right)}_{\mathbf{Y}_{Q,dq}} \begin{bmatrix} \Delta I_{h,d}^v \\ \Delta I_{h,q}^v \end{bmatrix} + \underbrace{\frac{3}{2} F_Q G_Q \begin{bmatrix} -I_{h,q}^0 & I_{h,d}^0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_{Q,dq}} \begin{bmatrix} \Delta U_{\text{PCC},d}^v \\ \Delta U_{\text{PCC},q}^v \end{bmatrix}. \quad (4.7)$$

Für Reglervariante V1 erzielt das Einsetzen der linearisierten Form von (4.4) sowie (4.7) in (4.6) somit

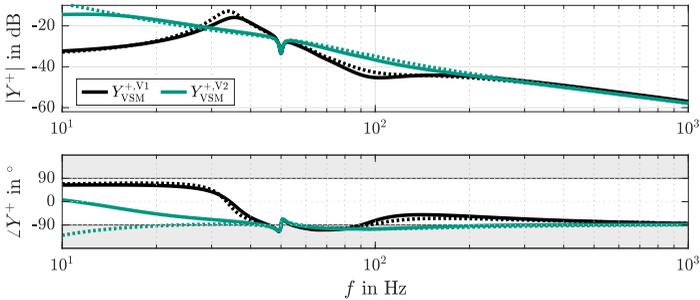
$$\begin{bmatrix} \Delta U_{\text{PCC},d}^{\text{ref}} \\ \Delta U_{\text{PCC},q}^{\text{ref}} \end{bmatrix} = \underbrace{\left( \mathbf{I} + G_V \frac{\mathbf{X}_V}{r^2} \right)^{-1} \mathbf{Y}_{Q,dq}}_{\mathbf{Y}_{V,dq}^{\text{ref},V1}} \begin{bmatrix} \Delta I_{h,d}^v \\ \Delta I_{h,q}^v \end{bmatrix} + \underbrace{\left( \mathbf{I} + G_V \frac{\mathbf{X}_V}{r^2} \right)^{-1} (\mathbf{H}_{Q,dq} + F_V G_V \frac{\mathbf{X}_V}{r^2})}_{\mathbf{H}_{V,dq}^{\text{ref},V1}} \begin{bmatrix} \Delta U_{\text{PCC},d}^v \\ \Delta U_{\text{PCC},q}^v \end{bmatrix}. \quad (4.8)$$

Für Reglervariante V2 schreibt sich (4.4) unter weiterer Berücksichtigung der Stromvorsteuerung zu

$$\vec{I}_{\text{conv},dq}^{\text{ref}} = \frac{G_V}{r} (\vec{U}_{\text{PCC},dq}^{\text{ref}} - F_V \vec{U}_{\text{PCC},dq}) - F_I r \vec{I}_{h,dq}. \quad (4.9)$$

Das Einsetzen der linearisierten Form von (4.9) sowie (4.7) in (4.6) erzielt damit

$$\begin{bmatrix} \Delta U_{\text{PCC},d}^{\text{ref}} \\ \Delta U_{\text{PCC},q}^{\text{ref}} \end{bmatrix} = \underbrace{\left( \mathbf{I} + G_V \frac{\mathbf{X}_V}{r^2} \right)^{-1} (\mathbf{Y}_{Q,dq} + F_I \mathbf{X}_V)}_{\mathbf{Y}_{V,dq}^{\text{ref},V2}} \begin{bmatrix} \Delta I_{h,d}^v \\ \Delta I_{h,q}^v \end{bmatrix} + \underbrace{\left( \mathbf{I} + G_V \frac{\mathbf{X}_V}{r^2} \right)^{-1} (\mathbf{H}_{Q,dq} + F_V G_V \frac{\mathbf{X}_V}{r^2})}_{\mathbf{H}_{V,dq}^{\text{ref},V2}} \begin{bmatrix} \Delta U_{\text{PCC},d}^v \\ \Delta U_{\text{PCC},q}^v \end{bmatrix}. \quad (4.10)$$



**Abb. 4.21:** GFM-Admittanz für Modellierung der Statorimpedanz über (3.55) (gepunktet) sowie (4.6) (durchgezogen).

Sowohl (4.8) als auch (4.10) nehmen die Form von (3.57) an, sodass für beide Reglervarianten die bekannte Matrixform  $\mathbf{Y}_{u/Q,dq}^v$  analog zu (3.58) ermittelt werden kann.

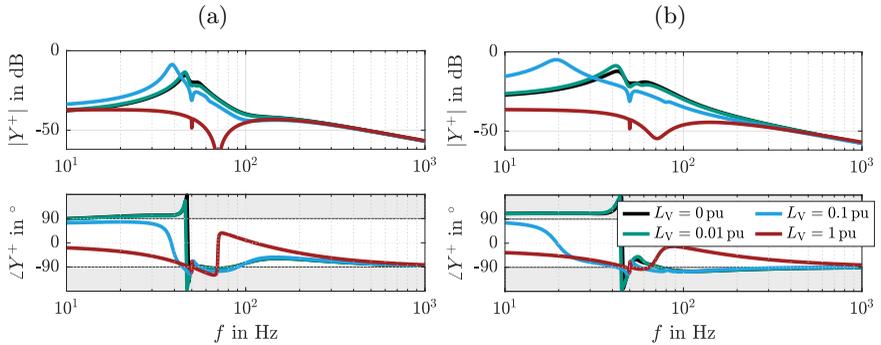
Abb. 4.21 stellt den Einfluss der Statormodellierungsvarianten nach (3.55) und (4.6) für beide Spannungsreglervarianten einander gegenüber.

Für Reglervariante V1 hat die Statormodellierung nur einen geringfügigen Einfluss auf die Umrichteradmittanz. Jedoch zeigt sich für Variante V2 vor allem im subsynchronen Bereich eine deutliche Verbesserung der Passivitätseigenschaften durch Anwendung von (4.6) anstelle von (3.55). Zusätzlich werden die Dämpfungseigenschaften des Umrichters oberhalb der Netzfrequenz geringfügig verbessert. Beide Effekte legen die Empfehlung nahe, die vorgeschlagene Modellierungsoption bei Verwendung der Reglervariante V2 zu ziehen.

Als weitere Permutation der GFM-Regelung sind die Modellparameter der virtuellen Statorimpedanz zu untersuchen, weshalb Abb. 4.22 den Einfluss verschiedener Induktivitäten  $L_V$  in pu für beide Reglervarianten auf die GFM-Admittanz veranschaulicht. Da in der Literatur GFM-Regelungsansätze ohne virtuelle Statorimpedanz existieren [49, 97, 131], ist neben der Variation dreier Größenordnungen auch die Variante  $L_V = 0$  pu gezeigt, während der ohmsche Anteil für alle Permutationen zu  $R_V = 0$  pu gewählt wird<sup>3</sup>.

Für beide Reglervarianten resultiert die Wahl einer größeren virtuellen Induktivität in einer Verbesserung der Passivitätseigenschaften rund um die Netzfrequenz. Gleichzeitig hat dies eine Erhöhung der Dämpfungseigenschaften im gleichen Frequenzbereich zur Folge, wodurch die Antwortdynamik des Umrichters reduziert wird. Weiterhin erkennbar ist die Reduktion der wirksamen Bandbreite

<sup>3</sup>Diese Wahl beruht auf Aussagen in [12], nach denen ein geringes  $L_V/R_V$ -Verhältnis maßgebend für eine unerwünscht hohe Kopplung zwischen Wirk- und Blindleistungsgrößen ist.



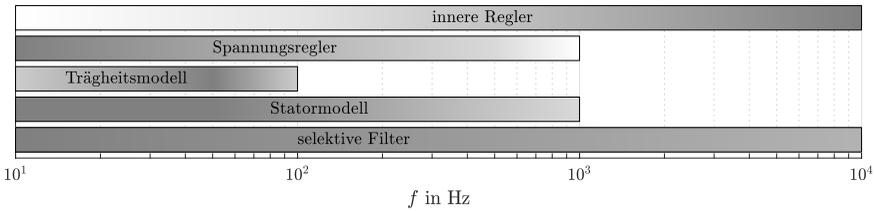
**Abb. 4.22:** Einfluss unterschiedlicher Statormodellparameter auf die GFM-Admittanz für (a) Spannungsregler V1 und (b) V2.

des Trägheitsmodells mit einer größeren virtuellen Induktivität. Bei der Auslegung der virtuellen Impedanz ist zusammenfassend ein Kompromiss zwischen den Passivitätseigenschaften sowie der Antwortdynamik des Umrichters zu finden.

Der Freiheitsgrad der virtuellen Impedanz ist weiterhin im Kontext der Modellgültigkeit von GFM-Umrichtern zu beleuchten. In Kap. 3.2.3.3 wurde die aktive Admittanz eines GFM-Umrichters für unterschiedliche Modelltiefen der passiven MMC-Admittanz dargestellt, wonach sich das kapazitive Verhalten der passiven MMC-Admittanz sowie MMC-interne Resonanzen im Frequenzbereich unterhalb 100 Hz bemerkbar machen, während diese für GFL-Umrichter vernachlässigbar sind. Dies wurde anhand verringerter Dämpfungseigenschaften von GFM-Umrichtern im Vergleich zu GFL-Umrichtern im relevanten Frequenzbereich erklärt. Dementsprechend wird die Berücksichtigung interner MMC-Dynamiken weniger relevant, je größer die virtuelle Induktivität gewählt wird. Für admittanzbasierte Untersuchungen von GFM-Regelungskonzepten ohne modellierten Stator im sub- und supersynchronen Bereich ist jedoch weiterhin die Modellbildung der passiven MMC-Admittanz über ein HSS-Modell empfehlenswert.

#### 4.2.4 Zusammenfassung

Dieses Unterkapitel hat sich mit der Einordnung verschiedenster Sensitivitäten von GFM-Umrichtern befasst, deren frequenzabhängiger Einfluss in Abb. 4.23 dargestellt ist. Besonders hervorzuheben ist, dass die Umrichteradmittanz im Wesentlichen durch die Dynamiken von Signalverarbeitung, virtueller Impedanz, Blindleistungs-, Spannungs- sowie Stromregler beeinflusst wird, während das Trägheitsmodell ausschließlich den Frequenzbereich nahe der Netzfrequenz formt.



**Abb. 4.23:** Einordnung frequenzabhängiger Einflüsse in GFM-Umrichtern.

Diese Charakteristik wurde wiederum für zwei verschiedene Spannungsreglerstrukturen untersucht, deren Einfluss sich für Frequenzen bis 1 kHz erstreckt. Die kaskadierte Reglerstruktur V1 zeigte dabei eine höhere Neigung für die Ausprägung schlecht gedämpfter Resonanzen bei ungünstiger Reglerauslegung als Regler V2. Für beide Reglervarianten stellt die Auslegung des Spannungsreglers den breitbandigsten Einstellfaktor hinsichtlich der Passivitätseigenschaften des Umrichters dar.

Ohne die vorherigen Aussagen einzuschränken wurde weiterhin die Parametrierung der virtuellen Statorimpedanz als großer Einflussfaktor identifiziert, da diese maßgeblich für die notwendige Modellierungstiefe der MMC-Admittanz verantwortlich ist. In GFM-Implementierungen ohne virtuellen Stator wird dabei aufgrund reduzierter Dämpfungseigenschaften die zusätzliche Modellierung interner Dynamiken – z.B. anhand eines HSS-Modells nach Kap. 3.2.3.2 – für die Auswertung der Umrichter dynamiken  $< 100$  Hz empfohlen. Hingegen nehmen die Dämpfungseigenschaften des Umrichters mit Berücksichtigung einer Statorimpedanz zu, sodass bei entsprechender Parametrierung dieser die Modellierung AC-seitiger Dynamiken nach Kap. 3.2.3.1 genügt.

### 4.3 Gegenüberstellung der Umrichtertypen

Im Rahmen dieses Kapitels wurden verschiedene charakteristische Sensitivitäten von GFL- und GFM-Umrichtern untersucht. Im Folgenden sollen Ähnlichkeiten sowie umrichtertypabhängige Unterschiede herausgearbeitet werden, wobei die wesentlichen Erkenntnisse in Tab. 4.1 gegenübergestellt sind.

Als großer Unterschied zwischen beiden Umrichtertypen sind deren Dämpfungseigenschaften zu nennen, welche auf die jeweiligen inneren Regler zurückzuführen sind. Während die Stromregelung der GFL-Umrichter für  $f \lesssim 1$  kHz stark dämpfende Eigenschaften hervorruft sowie – in Abhängigkeit der gewählten Stromregelstruktur – ein resistives oder kapazitives Verhalten zeigt, ist der Einfluss der aktiven Dynamiken einer Spannungsregelung in GFM-Umrichtern bedeutend geringer, sodass – entsprechend der zugrundeliegenden passiven Admittanz – ein weitest-

gehend induktives Verhalten vorliegt. Die reduzierten Dämpfungseigenschaften können dabei für niedrige harmonische Ordnungen zu einer Modellierungsnotwendigkeit interner MMC-Dynamiken führen, weswegen eine initiale Einordnung der Modellierungsgüte mithilfe numerischer Simulationen des geregelten Umrichters zu empfehlen ist.

Für GFL-Umrichter wurde gezeigt, dass die charakteristischen Eigenschaften der inneren Stromregelung (bezugnehmend auf Reglerauslegung und -struktur) zwar im Frequenzbereich  $> 1$  kHz dominieren, jedoch auch für  $f < 1$  kHz, d.h. im arbeitspunktabhängigen Frequenzbereich, einen großen Einfluss nehmen. Für GFM-Umrichter wird die Umrichteradmittanz im Wesentlichen durch die partielle Admittanz  $Y_{u/Q}^+$  geformt, welche alle passiven AC-Dynamiken sowie aktiven Dynamiken zur Regelung der Spannungsamplitude berücksichtigt. Somit stellen die inneren Regler für GFM-Umrichter ebenfalls eine breitbandige Sensitivität hinsichtlich der Dämpfungs- und Passivitätseigenschaften des Umrichters dar. Für beide Umrichtertypen gilt dabei, dass mit ansteigenden Bandbreiten von  $G_{cc}$  mehr Dämpfung in das System bei kleinen harmonischen Ordnungen eingebracht wird. Während für GFL-Umrichter der Einfluss äußerer Regler maßgeblich über  $\Delta\theta_{PLL}$ , d.h. über die Bandbreite der PLL, bestimmt wird, ist für GFM-Umrichter die Bandbreite des Trägheitsmodells oder  $\Delta\theta_{VSM}$  ausschlaggebend. Die Sensitivität dieser Einflussfaktoren ist jedoch in beiden Fällen abhängig von der Wahl der umrichtertypabhängigen Reglerstruktur (Stromregler für GFL-Umrichter, Spannungsregler für GFM-Umrichter).

Als weitere Gemeinsamkeit für beide Umrichtertypen ist der breitbandige Einfluss selektiver Filter zur Extraktion symmetrischer Komponenten zu nennen. In beiden Fällen können die Passivitätseigenschaften der Umrichter bei deren Berücksichtigung für  $f < 1$  kHz verbessert werden. Weiterhin werden umrichtertypspezifische parallele Resonanzen im Frequenzbereich  $f > 1$  kHz gedämpft, wobei resonanzbegleitende nicht-passive Bereiche zu niedrigeren Frequenzen verschoben werden.

Aus Gründen der Vollständigkeit sei zu erwähnen, dass die Implementierung etwaiger Gegenseystemregler aufgrund der selektiven Filterung symmetrischer Komponenten nur einen geringfügigen bis vernachlässigbaren Einfluss auf die Umrichteradmittanz beider Umrichtertypen im Mitsystem hat. Im stationären Zustand ist von einem Arbeitspunkt  $I_{h,dq}^- = 0$  auszugehen, sodass der Admittanzverlauf im Gegenseystem hauptsächlich durch die inneren Admittanzen  $Y_{cc}^- \approx Y_{cc}^+$  oder  $Y_{vc}^- \approx Y_{vc}^+$  geformt wird. Der wesentliche Unterschied beläuft sich auf die Frequenzverschiebung selektiver Filter sowie die Dynamiken zusätzlicher Stromregler im Gegenseystem, welcher jedoch aufgrund des erwähnten Arbeitspunktes lediglich einen zusätzlichen nicht-passiven Bereich geringer Bandbreite nahe der Netzfrequenz hervorrufen kann. Aufgrund der unsymmetrischen Eigenschaften sowie der Frequenzverschiebungen in den Matrizen  $\mathbf{Y}_{PLL,\alpha\beta}^\pm$  sowie  $\mathbf{Y}_{VSM,\alpha\beta}^\pm$  ist die Überlagerung genannter Dynamiken jedoch nicht analytisch herleitbar, sodass

die Gegensystemadmittanz eines Umrichters bei implementierter Gegensystemregelung anhand eines Frequenzscans ermittelt werden sollte.

**Tab. 4.1:** Gegenüberstellung von Sensitivitäten der Umrichteradmittanz von GFL- und GFM-Umrichtern

Sensitivität	GFL-Umrichter	GFM-Umrichter
Dämpfungs-eigenschaften	<ul style="list-style-type: none"> <li>• höhere Dämpfung</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• geringere Dämpfung</li> </ul>
Modellierungs-anforderung	<ul style="list-style-type: none"> <li>• ausschließliche Berücksichtigung AC-seitiger MMC-Dynamiken zulässig</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• für <math>f &lt; 100</math> Hz Berücksichtigung interner MMC-Dynamiken oder numerische Validierung sinnvoll</li> </ul>
Systemtzeit	<ul style="list-style-type: none"> <li>• sinkende <math>f_{np}</math> mit steigenden Systemtzeiten</li> <li>• bessere Passivitätseigenschaften für GFM-Umrichter</li> </ul>	
innere Regelung	<ul style="list-style-type: none"> <li>• breitbandiger Einfluss von Struktur und Auslegung bis in den subsynchronen Frequenzbereich</li> </ul>	
äußere Regelung	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Einfluss abhängig von der PLL-Bandbreite</li> <li>• Sensitivität der Reglerauslegung abhängig von der äußeren Reglerstruktur</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Einfluss abhängig von der Bandbreite des Trägheitsmodells</li> <li>• für <math>D \uparrow, H \downarrow</math> reduzierte Dämpfungs- und Passivitätseigenschaften</li> </ul>
Arbeitspunkt-abhängigkeit	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Sensitivität abhängig von der Wahl des inneren Reglers</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• vernachlässigbar</li> </ul>
Selektive Filter	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Verbesserung der Passivitätseigenschaften für <math>f &lt; 1</math> kHz bei Annäherung an die passiven Dämpfungseigenschaften des Umrichters</li> <li>• Dämpfung von Resonanzen für <math>f &gt; 1</math> kHz, reduzierte <math>f_{np}</math></li> </ul>	

Zusammenfassend ist ausgehend von Tab. 4.1 abzuleiten, dass für beide Umrichtertypen nicht-passive Bereiche anhand struktureller sowie parametrischer Anpassungen reduziert oder zu unkritischen Frequenzbereichen hin verschoben werden können. Während dies für GFL-Umrichter aufgrund ihrer hohen Arbeitspunktabhängigkeit ein mehrdimensionales Problem darstellt, ist dies für GFM-Umrichter einfacher realisierbar, da deren Arbeitspunktabhängigkeit im untersuchten Frequenzbereich als vernachlässigbar zu bewerten ist. Abschließend ist hierbei hervorzuheben, dass innere Regler sowie sequenzselektive Filter einen breitbandigen Einfluss auf die Umrichteradmittanz haben und damit die größten Potenziale für entsprechende Anpassungen des frequenzabhängigen Verlaufs eines Umrichters bieten.

## Kapitel 5

# Implementierung eines GFM-MMC-HGÜ-Systems

Die Implementierung von GFM-Regelverfahren in MMC-HGÜs stellt eine Option dar, geplante Umrichtersysteme im Übertragungsnetz zur Verbesserung der Systemstabilität zu nutzen. Im Kontext des *SuedLink*-Vorhabens wird im Folgenden ein Implementierungsvorschlag für eine P2P-GFM-RBP-HGÜ der VSM-Klasse vorgestellt, anhand dessen das dynamische Verhalten und potenzielle Herausforderungen im Folgekapitel erarbeitet werden. Das zugrundeliegende Regelungsschema, welches in großen Teilen auf der eigenen Journalveröffentlichung [154] basiert, ist in Abb. 5.1 dargestellt.

In der RBP-Konfiguration besteht jede Umrichterstation  $Tx$  mit  $x \in \{1, 2\}$  aus jeweils zwei Stationspolen  $Cxg$  mit  $g \in \{p, n\}$  für den positiven (p) und den negativen (n) Stationspol. Wie bereits in Kap. 2.2.3 angerissen, findet die Regelung der DC-Größen in der RBP-Konfiguration aufgrund reduzierter DC-seitiger Freiheitsgrade stationsübergreifend statt. Hierfür wird sich stationsübergreifender Größen mit  $\gamma^{Tx} = 0.5e^{-sT_d}(\gamma^{Cxp} + \gamma^{Cxn})$  unter Berücksichtigung einer Kommunikationstotzeit  $T_d = 20 \mu\text{s}$  zwischen beiden Polen einer Umrichterstation bedient.

Weiterhin wird zwischen der Umrichterstation im *DC-Master*-Betrieb (M) sowie im *DC-Slave*-Betrieb (S) unterschieden. Die Umrichterstation im *DC-Master*-Betrieb wird DC-spannungsgeregelt, während die Umrichterstation im *DC-Slave*-Betrieb DC-stromgeregelt operiert.

Zur AC-Spannungsregelung werden Spannungsgrößen am PCC des jeweiligen Stationspols gemessen und unter Berücksichtigung des Transformatorübersetzungsverhältnisses  $r$  auf die Sekundärseite mit  $u_{a,y}^{Cxg} = u_{PCC,y}^{Cxg}/r$  bezogen. Weiterhin wird die Phasenverschiebung durch die Wahl der Transformatorschaltgruppe mit  $\delta_{tr}$  berücksichtigt und mit dem netzseitig wirksamen VSM-Winkel  $\theta_{VSM}$  für Park-Transformationen sekundärseitiger Größen analog zu [116] verrechnet.

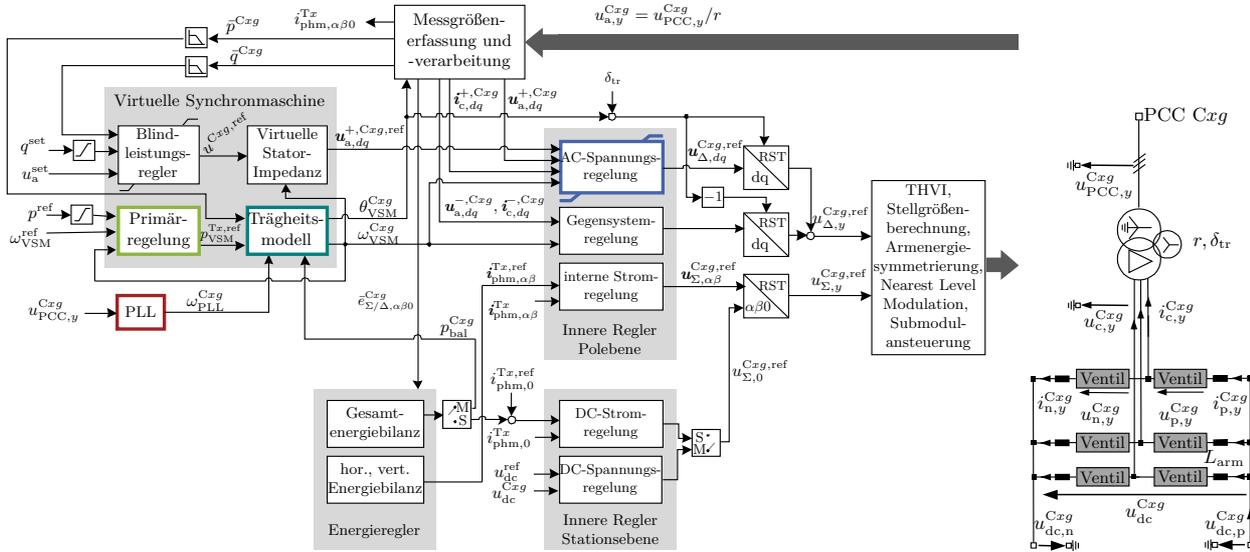


Abb. 5.1: Regelungsschema einer P2P-GFM-HGÜ in RBP-Konfiguration.

Im Folgenden werden die Funktionsweise und Zielsetzung einzelner Regelblöcke im Detail erläutert sowie die Auslegung der VSM ausführlich diskutiert. Weiterführend wird ein Strombegrenzungskonzept für die VSM-HGÜ vorgeschlagen sowie dessen Wirksamkeit zur Vermeidung von Desynchronisierungsproblemen der virtuellen Maschine aufgezeigt.

## 5.1 Regelung der AC-Dynamiken

Die Grundidee für die Regelung AC-seitiger MMC-Dynamiken ist im Kern den Veröffentlichungen [107, 110] entnommen, wobei im Rahmen dieser Dissertation zahlreiche Anpassungen für den Betrieb in einer P2P-GFM-HGÜ unter Berücksichtigung technischer Anschlussrichtlinien vorgenommen wurden. Diese werden im Folgenden tiefergehend dargelegt und begründet. Für Regelblöcke, welche auf Polregelebene implementiert sind, wird dabei aus Gründen der Übersichtlichkeit auf die Kennzeichnung *Cxg* verzichtet.

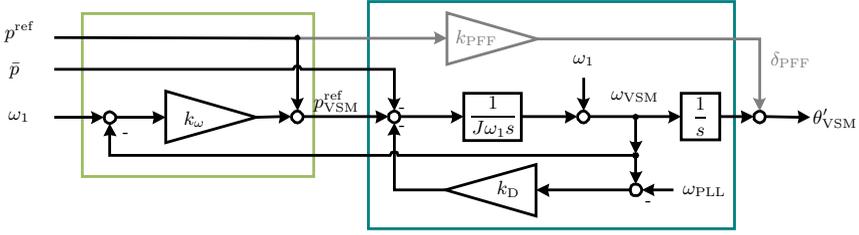
### 5.1.1 Modell der virtuellen Synchronmaschine

Das im Rahmen dieser Dissertation untersuchte Modell der virtuellen Synchronmaschine besteht aus einem Trägheitsmodell, einem Primärregler nach (3.65), einer Blindleistungsstatik nach (3.56) sowie einem Modell des Stators durch eine quasistationäre Impedanz. Die Implementierung einer quasistationären Impedanz anstelle einer dynamischen Repräsentation des Stators liegt in Untersuchungen nach [93] begründet. Für geringe ohmsche Beläge kann demnach ein unerwünschtes Schwingverhalten in den Stromgrößen infolge kleinster Spannungsabweichungen im Netz auftreten, während eine Erhöhung des ohmschen Belags in einer unerwünschten Kopplung zwischen den Wirk- und Blindleistungsgrößen resultiert. Dieses Auslegungsdilemma kann durch die quasistationäre Implementierung des virtuellen Stators umgangen werden. Hierbei wird infolge der Untersuchungsergebnisse aus Kap. 4.2.3 der Spannungsfall über den Stator anhand (4.6) emuliert. Der Maschinenteil wird unter Vernachlässigung jeglicher Limitierungseingriffe anhand eines Trägheitsmodells nach Abb. 5.2 realisiert (türkisfarbener Block), wobei die Kreisfrequenz des virtuellen Stators mithilfe einer PLL bestimmt wird<sup>1</sup>. Der Primärregler ist durch einen hellgrünen Block gekennzeichnet. Im DC-*Slave*-Betrieb gilt  $p^{\text{ref}} = p^{\text{set}}$ , während die Leistungsreferenz im DC-*Master*-Betrieb anhand der DC-seitig gemessenen Eingangsleistung unter Berücksichtigung eines Messfilters  $H_{F,\text{Pdc}}$  bestimmt wird.

Zusätzlich zu den Ausführungen in Kap. 3.2.7.2 ist in Abb. 5.2 ein Pfad zur Verbesserung des Führungsverhaltens der Wirkleistung (PFF, engl: *power feed-forward*) in grau gekennzeichnet.

---

<sup>1</sup>Auf den Einfluss der Beobachtung der Netzfrequenz wird in Kap. 5.4 detailliert eingegangen.



**Abb. 5.2:** Blockschaltbild des Trägheitsmodells mit PFF-Pfad (grau markiert).

Die durch die VSM am PCC eingespeiste Wirkleistung kann anhand der Gleichung für eine elektrisch kurze Leitung durch

$$p = \frac{3}{2} \frac{u^{\text{ref}} \hat{u}_a^+}{X} \sin \delta \stackrel{\text{Kleinwinkelnäherung}}{\approx} \frac{3}{2} \frac{u^{\text{ref}} \hat{u}_a^+}{X} \delta \quad (5.1)$$

approximiert werden<sup>2</sup>, wobei  $X$  die wirksame Reaktanz zwischen Polrad und PCC bezogen auf die Umrichterseite des Transformators darstellt. Da der Spannungsfall über die passive AC-Impedanz  $Z_{AC}$  durch entsprechende Spannungs- und Stromregler kompensiert wird, ist die wirksame Impedanz zwischen Polrad und PCC durch  $X = \omega_1 L_V$  charakterisiert.

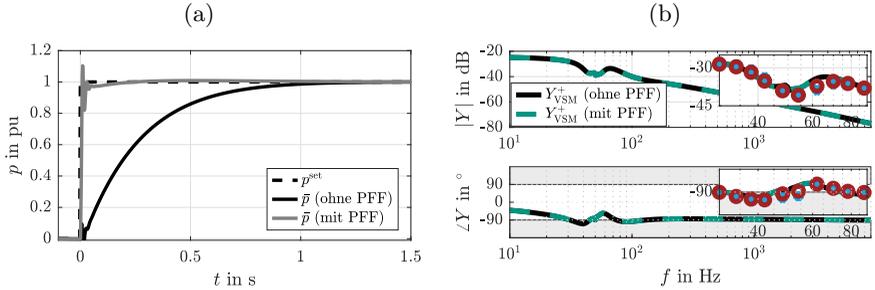
Entsprechend den Ausführungen in [109] kann (5.1) nach dem Winkel umgestellt werden, wobei durch Ersetzen der Wirkleistung durch dessen Referenz  $p^{\text{ref}}$  eine Schätzung des sich über  $X$  einstellenden Winkels erfolgt. Die Winkelschätzung wird weiterhin, wie in Abb. 5.2 in grau angedeutet, dem Winkel aus dem Trägheitsmodell in Form von  $\delta_{\text{PFF}}$  vorgesteuert, sodass gilt:

$$\theta'_{\text{VSM}} = \theta_{\text{VSM}} + \delta_{\text{PFF}} = \theta_{\text{VSM}} + \underbrace{\frac{2}{3} \frac{\omega_1 L_V}{u^{\text{ref}} \hat{u}_a^+} F_{\text{PFF}}}_{k_{\text{PFF}}} p^{\text{ref}}. \quad (5.2)$$

Zudem kann im Vorsteuerfaktor  $k_{\text{PFF}}$  ein Tiefpassfilter  $F_{\text{PFF}}$  berücksichtigt werden, um eine robustere Winkelvorstuerung zu erzielen.

Abb. 5.3a zeigt die Auswirkung des PFF-Pfads auf die Leistungsantwort der VSM infolge einer Sprunganregung mit 1 pu für einen VSM-MMC entsprechend der Auslegung nach Tab. D.3 in Anhang D.1, woraus die Verbesserung des Führungsverhaltens der Wirkleistung direkt erkennbar wird. In [109] wurde dabei mittels Kleinsignalanalyse hergeleitet, dass die Bandbreite der Leistungseinspeisung

<sup>2</sup>Da  $\hat{u}_a^+$  der Spannungsamplitude des zugehörigen Raumzeigers  $\vec{u}_{a,dq}^+$  infolge einer betragsinvarianten Park-Transformation entspricht und  $u^{\text{ref}}$  bereits die Amplitude des zugehörigen Raumzeigers darstellt, ist für die Leistungsberechnung ein Vorfaktor 3/2 zu berücksichtigen.



**Abb. 5.3:** Einfluss des PFF-Pfads auf (a) die Wirkleistungsantwort der VSM (b) das frequenzabhängige Verhalten der VSM mit numerisch ermittelten Frequenzpunkten.

$\Delta p^{Cxg,ref}/\Delta p_{VSM}^{Cxg}$  durch diese Maßnahme erhöht wird, während der Einfluss auf das Trägheitsverhalten umgangen wird.

Vervollständigend wurde in der eigenen Veröffentlichung [163] anhand analytischer Herleitungen sowie numerischer Validierungen im Frequenzbereich gezeigt, dass die PFF-Implementierung trotz förderlichem Verhalten im Zeitbereich einen vernachlässigbaren Einfluss auf das frequenzabhängige Verhalten des Umrichters im relevanten Frequenzbereich zeigt (Abb. 5.3b), wodurch die Anwendbarkeit dieser Maßnahme bestätigt wird.

### 5.1.2 AC-Spannungsregelung

In Kap. 4.2 wurde das frequenzabhängige Verhalten für verschiedene Implementierungsmöglichkeiten eines GFM-Umrichters diskutiert, wobei für unterschiedlichste Permutationen zwei Spannungsregler gegenübergestellt wurden. Hierbei zeigt die Variante  $G_{vc} = k_{p,v}G_{cc}$  Vorteile im Hinblick auf die Robustheit gegenüber Veränderungen im Trägheitsmodell sowie anderen Reglersensitivitäten, wie der Blindleistungsstatik und dem AC-Spannungsregler, und bietet zudem die Möglichkeit einer integrierten Stromlimitierung ähnlich zum Funktionsprinzip in [58]. Aus diesem Grund wird diese Variante für die Regelung der Mitsystemspannung im dynamischen GFM-Modell zugrunde gelegt, wobei das zugehörige Blockschaltbild in Abb. 5.4 abgebildet ist.

Sofern keine Stromlimitierung aktiv ist, gilt  $\vec{i}_{conv,dq}^{+,lim} = \vec{i}_{conv,dq}^{+,ref}$ . Für diesen Fall ist das Übertragungsverhalten durch

$$\vec{u}_{\Delta,dq}^{+,ref} = k_{p,v}G_{cc} \vec{e}_{dq}^+ + ff \quad (5.3)$$

zu beschreiben, wobei  $\vec{e}_{dq}^+$  dem Raumzeiger der Regelabweichung in der Mitsystemspannung in  $dq$ -Koordinaten beschreibt und  $ff$  die aufgeschalteten Pfade am

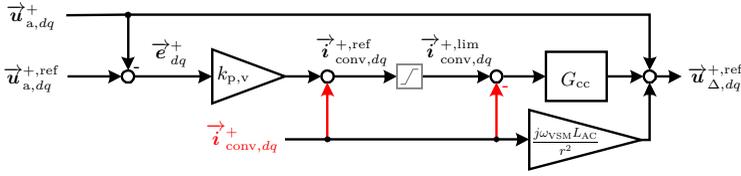


Abb. 5.4: AC-Spannungsregelung mit integrierter Stromlimitierung.

Ausgang des Stromreglers zusammenfasst. Somit ist das Übertragungsverhalten durch einen reinen Spannungsregler charakterisiert, da Dynamiken der gemessenen Ströme im Übertragungsverhalten des Reglerkonzepts voneinander subtrahiert werden (rot gekennzeichnet).

Wird die Stromlimitierung aktiv, so gilt  $\vec{i}_{conv,dq}^{+,lim} < \vec{i}_{conv,dq}^{+,ref}$  und das Übertragungsverhalten des Reglers resultiert in

$$\vec{u}_{\Delta,dq}^{+,ref} = k_{p,v} G_{cc} \vec{e}_{dq}^+ - G_{cc} \underbrace{\left( \vec{i}_{conv,dq}^{+,ref} - \vec{i}_{conv,dq}^{+,lim} \right)}_{\Delta \vec{i}_{conv,dq}^{+,ref}} + ff. \quad (5.4)$$

Ein Vergleich von (5.3) und (5.4) offenbart, dass bei aktiver Stromlimitierung inhärent ein zusätzlicher Regelpfad im Gesamtübertragungsverhalten des Spannungsreglers aktiv wird, welcher die Abweichung zwischen unlimitierter und limitierter Stromreferenz ( $\Delta \vec{i}_{conv,dq}^{+,ref}$ ) über den Regler  $G_{cc}$  ausregelt. Auf diese Weise wird ohne Umschaltung einer Reglerstruktur ein Überstrom limitiert, während die AC-Spannungsregelung weiterhin aktiv bleibt. Auf das ganzheitliche Konzept der implementierten Stromlimitierung wird in Kap. 5.5 ausführlich eingegangen.

### 5.1.3 Gegensystemregelung

Wie bereits anhand Abb. 3.6 hergeleitet, werden gemessene Strom- und Spannungsgrößen mittels einer MCCF-Struktur in ihre Mit- und Gegensystemanteile zerlegt, sodass für diese  $\gamma_{\alpha\beta} = \gamma_{\alpha\beta}^+ + \gamma_{\alpha\beta}^-$  gilt. Unter Anwendung der Park-Transformation nach Anhang A.1 entsteht der Zusammenhang

$$\gamma_{\alpha\beta} = \mathbf{T}^{\alpha\beta \rightarrow dq}(\theta = \theta_{VSM}) \gamma_{dq}^+ + \mathbf{T}^{\alpha\beta \rightarrow dq}(\theta = -\theta_{VSM}) \gamma_{dq}^- \quad (5.5)$$

Weiterhin gilt für Wirk- und Blindleistungsgrößen im Allgemeinen

$$p = \frac{3}{2}(u_{\alpha} i_{\alpha} + u_{\beta} i_{\beta}), \quad q = \frac{3}{2}(u_{\beta} i_{\alpha} - u_{\alpha} i_{\beta}). \quad (5.6)$$

Demnach erzielt die Anwendung von (5.5) für die Strom- und Spannungsgrößen sowie anschließendes Einsetzen in (5.6) nach den Ausführungen in [31, 38, 77]

$$p = \bar{p} + P_{c2} \cos(2\theta_{VSM}) + P_{s2} \sin(2\theta_{VSM}), \quad \text{mit} \quad (5.7a)$$

$$\bar{p} = \underbrace{\frac{3}{2}(u_d^+ i_d^+ + u_q^+ i_q^+)}_{p_0^+} + \underbrace{\frac{3}{2}(u_d^- i_d^- + u_q^- i_q^-)}_{p_0^-}, \quad (5.7b)$$

$$P_{c2} = \frac{3}{2}(u_d^+ i_d^- + u_q^+ i_q^- + u_d^- i_d^+ + u_q^- i_q^+), \quad (5.7c)$$

$$P_{s2} = \frac{3}{2}(u_q^+ i_q^- - u_q^+ i_d^- - u_d^- i_q^+ + u_q^- i_d^+), \quad (5.7d)$$

sowie

$$q = \bar{q} + Q_{c2} \cos(2\theta_{VSM}) + Q_{s2} \sin(2\theta_{VSM}), \quad \text{mit} \quad (5.8a)$$

$$\bar{q} = \underbrace{\frac{3}{2}(u_q^+ i_d^+ - u_d^+ i_q^+)}_{q_0^+} + \underbrace{\frac{3}{2}(u_q^- i_d^- - u_d^- i_q^-)}_{q_0^-}, \quad (5.8b)$$

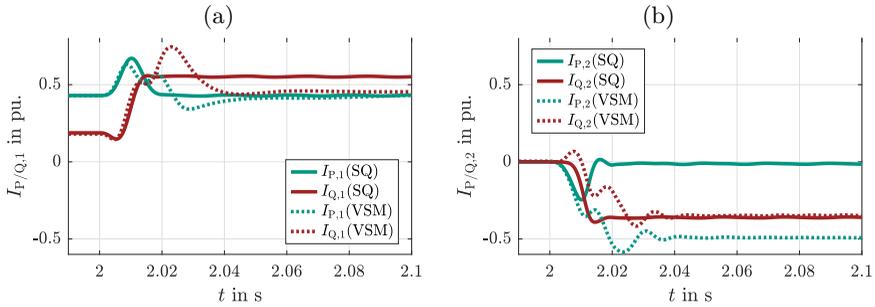
$$Q_{c2} = \frac{3}{2}(u_q^+ i_d^- - u_d^+ i_q^- + u_q^- i_d^+ - u_d^- i_q^+), \quad (5.8c)$$

$$Q_{s2} = \frac{3}{2}(u_q^+ i_q^- + u_d^+ i_d^- - u_q^- i_q^+ - u_d^- i_d^+). \quad (5.8d)$$

Somit lassen sich die Leistungsgrößen in konstante Leistungsterme im Mitsystem ( $p_0^+, q_0^+$ ), konstante Leistungsterme im Gegensystem ( $p_0^-, q_0^-$ ) sowie weitere Leistungsterme  $P_{c2}, P_{s2}, Q_{c2}$  und  $Q_{s2}$  zerlegen, in denen Stromkomponenten im Mit- und Gegensystem jeweils mit Spannungskomponenten im Gegen- und Mitsystem gekoppelt sind. Daraus wird ersichtlich, dass bei Auftreten eines Gegensystems die Terme  $P_{c2}, P_{s2}, Q_{c2}$  und  $Q_{s2}$  in Erscheinung treten, wodurch Blind- und Wirkleistungskomponenten mit der doppelten Frequenz ( $2\omega_{VSM} = 2\dot{\theta}_{VSM}$ ) schwingen.

Zur Regelung der Leistungsterme existieren im Mit- und Gegensystem jeweils zwei Freiheitsgrade. Die zwei Freiheitsgrade im Mitsystem werden, wie bereits ausführlich in dieser Dissertation thematisiert, zur Regelung des Spannungszeigers in Amplitude und Winkel angewandt, was in einer indirekten Regelung der konstanten Leistungsterme resultiert. Somit verbleiben nach (5.7c)-(5.7d) und (5.8c)-(5.8d) vier weitere Leistungsterme für jedoch ausschließlich zwei weitere Freiheitsgrade. Die verbleibenden Freiheitsgrade im Gegensystem können für unterschiedliche Regelungsziele eingesetzt werden [31, 77]:

- Elimination des Wirkleistungsripples durch Ausregeln von  $P_{c2}$  und  $P_{s2}$ ,
- Elimination des Blindleistungsripples durch Ausregeln von  $Q_{c2}$  und  $Q_{s2}$ ,
- Unterdrückung des Gegensystemstroms d.h.  $\mathbf{i}_{conv,dq}^{\text{ref}} = [0 \quad 0]^T$ ,



**Abb. 5.5:** Antworten der Wirk- und Blindströme einer impedanzbehafteten Spannungsquelle (SQ) sowie eines VSM-geregelten MMCs (VSM) auf einen unsymmetrischen Fehler auf Phase R mit 50 % Restspannung. (a) Mitsystem, (b) Gegensystem.

- Stellen oder explizites Regeln der Gegensystemspannung zu Null.

Aufgrund limitierter Freiheitsgrade lassen sich diese Regelungsziele nicht gleichzeitig verfolgen, weswegen [31] die dynamische Performanz der VSM für die aufgelisteten Regelungsziele während unsymmetrischer Netzzustände im Netz- sowie Inselnetzbetrieb gegenüberstellt. Hierbei wurde erarbeitet, dass keine der vorgestellten Methoden universell geeignet ist. Für eine angemessene Wahl der Gegensystemregelung erscheint es daher sinnvoll, zunächst das Sollverhalten der VSM während unsymmetrischer Ereignisse anhand des Verhaltens einer Spannungsquelle zu ergründen.

In Abb. 5.5 wird das Verhalten einer impedanzbehafteten Spannungsquelle sowie einer MMC-VSM ohne Gegensystemregelung bei einem Kurzschluss am PCC zum Zeitpunkt  $t = 2\text{ s}$  auf Phase R mit einer Residualspannung von 50 % gegenübergestellt. Analog zur MMC-VSM ist die Spannungsquelle über einen Transformator entsprechend der Auslegung in Anhang D.2 an das Netz angeschlossen, wobei die Innenimpedanz der Spannungsquelle aus Gründen der Vergleichbarkeit zu  $Z_{SQ} = \omega_1 L_V$  gewählt wird. Für beide Testobjekte sind Konzepte zur Stromlimitierung vernachlässigt. Es werden die Wirk- und Blindströme der Grundschwingung entsprechend den Auswertungsrichtlinien einschlägiger Literatur [144, 151] gegenübergestellt, deren mathematische Grundlagen in Anhang A.2 dargelegt sind.

Die Spannungsquelle reagiert auf den unsymmetrischen Fehler mit einer Stromantwort, welche dem Ereignis entgegenwirkt. Dies entspricht einer positiven Blindstromänderung infolge einer negativen Spannungsänderung im Mitsystem und einer negativen Blindstromänderung infolge einer positiven Spannungsänderung im Gegensystem. Aus diesem Verhalten lässt sich die vierte Anforderung an HGÜ-Systeme aus Kap. 2.5 entsprechend den Anschlussregeln in [152] ableiten. Die



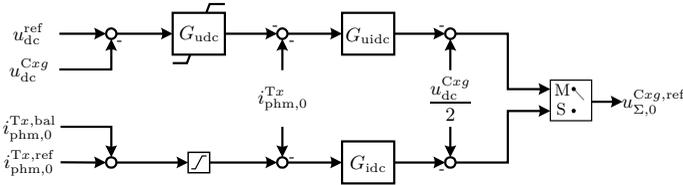


Abb. 5.7: Regelungsprinzip der DC-Größen.

## 5.2 Regelung der DC-Komponenten

Wie in der eigenen Journalpublikation [156] erarbeitet sowie entsprechend in Kap. 2.2.3 erwähnt, stehen in der RBP-Konfiguration drei regelbare Freiheitsgrade für die Bestimmung von vier Stellgrößen  $u_{\Sigma,0}^{Cxg,ref}$  aller Stationspole zur Verfügung. Ähnlich zum Implementierungsvorschlag in [156] werden diese für die Regelung der DC-Spannungen beider Systempole (zwei Freiheitsgrade) sowie des DC-Stroms (ein Freiheitsgrad) genutzt. Daher wird sich hier, wie eingangs erwähnt, stationsübergreifender Führungsgrößen bedient. Das berücksichtigte Regelprinzip ist somit der Stationsregelebene zuzuordnen und Abb. 5.7 zu entnehmen.

Hierbei wird im *Master*-Betrieb eine kaskadierte DC-Spannungsregelung (oberer Zweig) mit DC-Spannungsregler  $G_{udc}$  sowie nachgelagerter Stromregelung  $G_{uidc}$  implementiert. Im *Slave*-Betrieb findet eine DC-Stromregelung  $G_{idc}$  über die stationsübergreifende Führungsgröße  $i_{phm,0}^{Tx}$  statt (unterer Zweig). Der Referenzwert der DC-Stroms wird dabei wie folgt bestimmt:

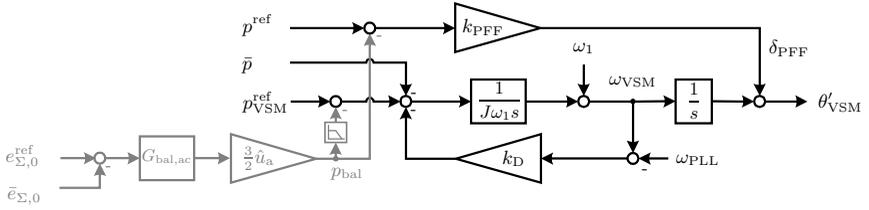
$$i_{phm,0}^{Tx,ref} = \frac{p_{VSM,flt}^{Tx,ref}}{3u_{dc}^{ref}}. \quad (5.10)$$

Hierbei entspricht  $p_{VSM,flt}^{Tx,ref}$  der mechanischen Leistung der VSM, welche mit  $F_{Pdc}$  nach Tab. D.1 in Anhang D.1 gefiltert wird. Die Filterung hat zum Ziel, das Übertragen etwaiger Oszillationen doppelter Netzfrequenz bei Auftreten unsymmetrischer Netzbedingungen im AC-Netz auf die DC-Seite zu verhindern.

## 5.3 Energiebilanzierung

Während das Herstellen der horizontalen und vertikalen Energiebilanz analog zum Implementierungsvorschlag in [116] erfolgt, ist im GFM-Umrichter eine abweichende Realisierung der Gesamtenergiebilanz notwendig. Die in jedem Umrichterarm gespeicherte Energie ist durch

$$e_{g,y} = \frac{1}{2} \frac{C_{SM}}{n_{SM}} (u_{Cg,y}^{\Sigma})^2 \quad (5.11)$$



**Abb. 5.8:** Blockschaltbild des Trägheitsmodells mit Pfad zur Gesamtenergiebilanzierung über die AC-Seite (grau markiert).

beschreibbar [71]. Durch Summenbildung der Energietermine  $e_{\Sigma,y} = 0.5(e_{p,y} + e_{n,y})$  sowie nachfolgende Clarke-Transformation wird die durchschnittliche Energie  $e_{\Sigma,0}$  je Umrichterarm ermittelt. Die je Umrichterarm durchschnittlich ausgetauschte Leistung ist weiterhin anhand

$$\dot{e}_{\Sigma,0} = p_{\Sigma,0} = \underbrace{u_{\Sigma,0} i_{\text{phm},0}}_{\frac{1}{6} p_{\text{dc}}} - \underbrace{\frac{1}{4} (u_{\Delta,\alpha} i_{\text{conv},\alpha} + u_{\Delta,\beta} i_{\text{conv},\beta})}_{\frac{1}{6} p_{\text{ac}}} + \frac{1}{6} p_{\text{V,conv}} \quad (5.12)$$

in die je Umrichterarm durchschnittlich DC-seitig aufgenommene Wirkleistung, die durchschnittlich AC-seitig abgegebene Wirkleistung sowie die durchschnittlichen Umrichterverluste  $p_{\text{V,conv}}$  je Umrichterarm (letzter Term) zu zerlegen. Eine ausführliche Herleitung hierzu ist in [116] dargelegt. Entsprechend (5.12) können entstehende Umrichterverluste somit entweder über die AC-Seite oder die DC-Seite des jeweiligen MMCs ausgeglichen werden.

Im *Slave*-Betrieb bietet sich eine Gesamtenergiebilanzierung über die DC-Seite an. Ähnlich zum Implementierungsvorschlag der eigenen Journalpublikation [156] wird anhand eines vorgelagerten Gesamtenergiereglers  $G_{\text{bal,dc}}$  mit der gefilterten Energiegröße  $\bar{e}_{\Sigma,0}^{\text{C}xg}$  als Führungsgröße die Reglerausgangsgröße  $i_{\text{phm},0}^{\text{C}xg,\text{bal}}$  je Stationspol ermittelt, welche in Form der stationsübergreifenden Größe  $i_{\text{phm},0}^{\text{T}x,\text{bal}}$  dem arbeitspunktabhängigen Referenzwert  $i_{\text{phm},0}^{\text{T}x,\text{ref}}$  der DC-Stromregelung aufgeschaltet wird, vergleiche Abb. 5.7. Instantane Energiegleichgewichte werden über die AC-Seiten der jeweiligen Umrichterpole ausgeglichen, sind im symmetrischen Betrieb beider Umrichterpole jedoch zu vernachlässigen. Folglich sind die Verluste beider Stationen sowie der DC-Strecke über die AC-Seite der *Master*-Station zu beziehen. Abweichend zu Realisierungen für GFL-Umrichter kann die Energiebilanz über das Trägheitsmodell hergestellt werden. Ein entsprechender Implementierungsvorschlag ist in Abb. 5.8 in grau hervorgehoben und erfolgt für jeden Stationspol separat. Hierbei wird mittels einer AC-seitigen Energieregulierung  $G_{\text{bal,ac}}$  sowie durch Multiplikation mit der Grundschriftungsamplitude der Netzspannung ein Leistungsterm  $p_{\text{bal}}$  ermittelt, welcher der mechanischen Leistung der VSM nega-

tiv aufgeschlagen wird. Das negative Vorzeichen erklärt sich hierbei anhand der Zusammenhänge in (5.12).

## 5.4 Auslegung der VSM-HGÜ

Zur Auslegung der Parameter im Trägheitsmodell ist es zunächst sinnvoll, deren Einfluss genauer zu verstehen. Aus diesem Grund wird im Folgenden das Verhalten der VSM für verschiedene Netzereignisse analytisch hergeleitet sowie graphisch erläutert. Aus den daraus gewonnenen Kernaussagen wird im letzten Schritt eine Auslegungsrichtlinie sowie ein Parametersatz für die GFM-HGÜ unter Berücksichtigung verfügbarer Energiemengen innerhalb eines MMCs abgeleitet.

Sofern nicht anderweitig gekennzeichnet, wird hierbei zunächst von einer Auslegung nach Tab. D.3 in Anhang D.1 ausgegangen. Die Auslegung der AC-Spannungsregelung sowie der Gesamtenergiebilanzierung über die AC-Seite wird ebenfalls in Anhang D.2 beschrieben, während zur Auslegung der vertikalen und horizontalen Energieregler, der internen und DC-Stromregler sowie der DC-Spannungsregler auf [116] verwiesen wird.

### 5.4.1 Abhängigkeiten während eines Winkelsprungs

Ausgehend von (5.1) sowie unter Berücksichtigung, dass der Winkel zwischen virtuellem Polrad und PCC  $\vartheta = \theta_{\text{VSM}} - \theta_{\text{PCC}}$  beträgt, ist die eingespeiste Wirkleistung am PCC im Laplace-Bereich bei Anwendung der Kleinwinkelnäherung durch

$$P = \frac{3}{2} \frac{U^{\text{ref}} U_a^+}{X} (\theta_{\text{VSM}} - \theta_{\text{PCC}}) \quad (5.13)$$

zu beschreiben. Die Linearisierung von (5.13) sowie unter der Annahme, dass die Amplituden  $U^{\text{ref}}$  und  $U_a^+$  während eines Winkelsprungereignisses konstant sind, und nachfolgendes Einsetzen von (3.61) führen zu dem Zusammenhang

$$\Delta P = \frac{3}{2} \frac{U^{\text{ref}} U_a^+}{X} \left( -\frac{1}{s} \frac{F_P}{J\omega_1 s + k_D} \Delta P + \frac{1}{s} \frac{k_D}{J\omega_1 s + k_D} \Delta \omega_{\text{PLL}} - \Delta \theta_{\text{PCC}} \right). \quad (5.14)$$

Weiterhin kann die Kreisfrequenz, welche aus der PLL-Struktur in Abb. 3.7a ermittelt wird, durch  $\Delta \omega_{\text{PLL}} = H_{F,\text{PLL}} \Delta \omega_{\text{PCC}} = H_{F,\text{PLL}} s \Delta \theta_{\text{PCC}}$  ausgedrückt werden, wobei das Übertragungsverhalten durch  $H_{F,\text{PLL}} = G_{\text{PLL}} / (s + G_{\text{PLL}})$  zu beschreiben ist. Weiteres Auflösen und Umstellen von (5.14) führt schließlich zu

$$\Delta P = \frac{-\frac{3}{2} \frac{U^{\text{ref}} U_a^+}{X} (s^2 + \frac{k_D}{J\omega_1} s (1 - H_{F,\text{PLL}}))}{s^2 + \frac{k_D}{J\omega_1} s + \frac{3}{2} \frac{U^{\text{ref}} U_a^+ F_P}{X J\omega_1}} \Delta \theta_{\text{PCC}} = H_{P,\theta} \Delta \theta_{\text{PCC}}. \quad (5.15)$$

Für eine ideale Beobachtung der Kreisfrequenz am PCC gilt  $H_{F,PLL} = 1$ , was bei entsprechender Auslegung der PLL<sup>3</sup> näherungsweise angenommen werden kann. Damit schreibt sich (5.15) zu

$$\Delta P(H_{F,PLL} = 1) = \frac{-\frac{3}{2} \frac{U_a^{\text{ref}} U_a^+}{X} s^2}{s^2 + \frac{k_D}{J\omega_1} s + \frac{3}{2} \frac{U_a^{\text{ref}} U_a^+ F_P}{X J\omega_1}} \Delta\theta_{PCC}. \quad (5.16)$$

In einigen VSM-Implementierungen [49, 97] wird die Kreisfrequenz des virtuellen Stators nicht beobachtet und damit zu  $\omega_1$  approximiert. In diesem Fall gilt  $H_{F,PLL} = 0$  mit

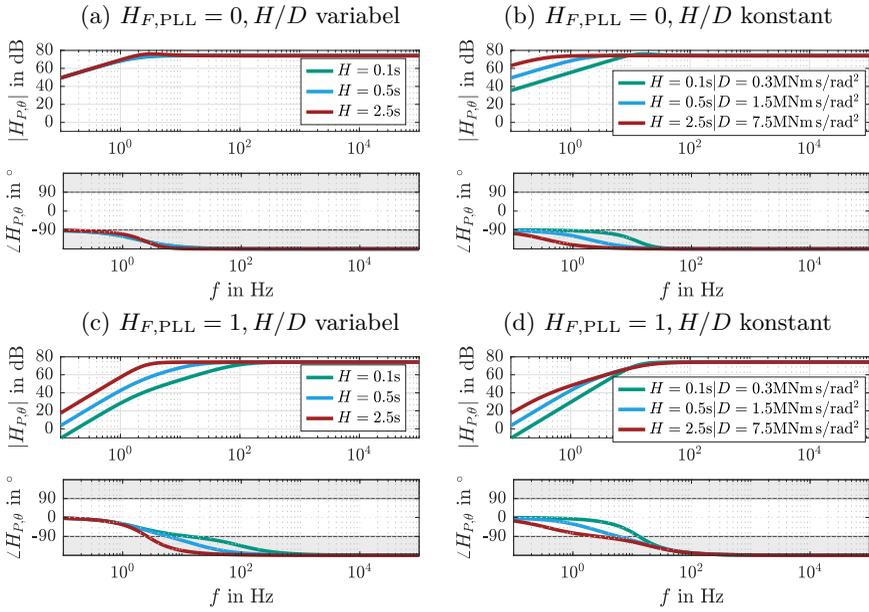
$$\Delta P(H_{F,PLL} = 0) = \frac{-\frac{3}{2} \frac{U_a^{\text{ref}} U_a^+}{X} (s^2 + \frac{k_D}{J\omega_1} s)}{s^2 + \frac{k_D}{J\omega_1} s + \frac{3}{2} \frac{U_a^{\text{ref}} U_a^+ F_P}{X J\omega_1}} \Delta\theta_{PCC}. \quad (5.17)$$

Die Unterschiede der VSM-Implementierung nach (5.16) und (5.17) sollen nun anhand verschiedener Bode-Diagramme in Abb. 5.9 verstanden werden. Hierbei wird zudem eine Parametervariation der Trägheitsmodellparameter  $H$  und  $D$  vorgenommen. Es gilt zunächst  $D = 1.5 \text{ MN m} \frac{\text{s}}{\text{rad}^2}$ .

Sowohl (5.16) als auch (5.17) beschreiben im Wesentlichen ein Hochpassverhalten, welches für  $s \rightarrow \infty$  gegen  $-\frac{3}{2} \frac{U_a^{\text{ref}} U_a^+}{X}$  tendiert. In Abb. 5.9 entspricht dies der Annäherung an  $73.26 \text{ dB} \angle -180^\circ = -4604 \text{ MW/rad} = -80.35 \text{ MW/}^\circ$  für hohe Frequenzen unter der Annahme von  $U^{\text{ref}} \approx U_a^+ \approx U_{PCC,d}^0/r$ . Abb. 5.10 zeigt das zugehörige Antwortverhalten der Wirkleistung für eine gesteuerte AC-Spannungsquelle (ACS) unter Berücksichtigung aller AC-seitigen VSM-Dynamiken infolge eines Winkelsprungs von  $\Delta\theta_{PCC} = -5^\circ$  zum Zeitpunkt  $t = 2 \text{ s}$  für eben selbe Permutationen wie in Abb. 5.9, wobei die Parametrierung der PLL [154] zu entnehmen ist. Bei einer VSM-Implementierung ohne Beobachtung der Statorfrequenz stellt sich unabhängig von der Parametrierung des Trägheitsmodells initial ein Wirkleistungsfluss von  $\Delta P \approx +402 \text{ MW}$  ein, was direkt aus dem Hochpassverhalten in Abb. 5.9a-b ableitbar ist. Das Rückschwingverhalten auf den vorherigen Arbeitspunkt ist hauptsächlich durch die Dämpfungskonstante  $D$  formbar (Abb. 5.9b und Abb. 5.10b), während die Trägheitskonstante  $H$  nur marginalen Einfluss zeigt (Abb. 5.9a und Abb. 5.10a).

Bei einer VSM-Implementierung mit expliziter Beobachtung der Statorfrequenz tritt ein abweichendes Verhalten auf. In diesem Fall zeigt Abb. 5.10c eine erhöhte Leistungsantwort mit zunehmender Trägheitskonstante  $H$ , während eine zur Zunahme von  $H$  proportionale Erhöhung von  $D$  in einer vergleichbaren initialen Leistungseinspeisung resultiert (Abb. 5.10d). Dies lässt vermuten, dass die Leistungsantwort nicht von den Absolutwerten der Trägheitsmodellparameter abhängt, sondern von deren Verhältnis zueinander.

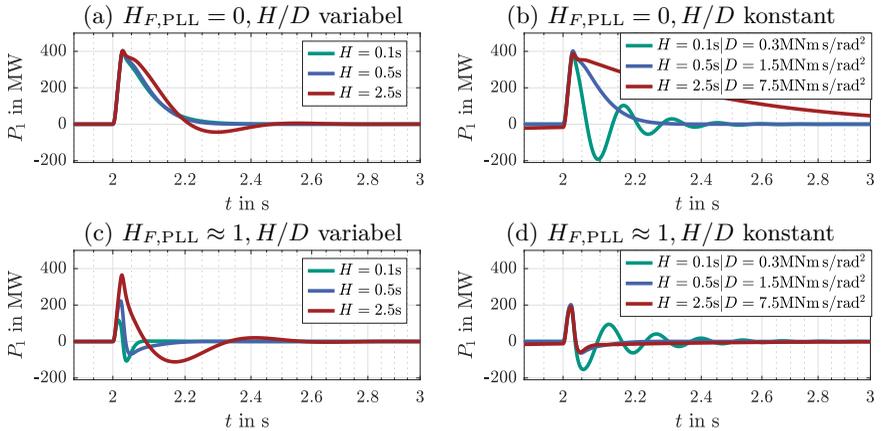
<sup>3</sup>Weiterführende Untersuchungen hinsichtlich der Auslegung der PLL für einen optimierten VSM-Betrieb sind dem eigenen Journalbeitrag [154] zu entnehmen.



**Abb. 5.9:** Übertragungsverhalten von Leistung zu VSM-Winkel für unterschiedliche Variationen von  $H_{F,PLL}$ ,  $H$  und  $D$ .

Da die Leistungsmessung nach Anhang A.2 über ein Integrationsfenster von einer Netzperiode integriert, sind Frequenzanteile um  $\approx 50$  Hz für die Evaluation der Leistungsantwort relevant. Eine Auswertung von Abb. 5.9c zeigt dabei, dass für  $H_{F,PLL} = 1$  das Hochpassverhalten erst für höhere Frequenzen ( $\approx 500$  Hz) dominant wird, während im Reaktionsbereich auf einen Winkelsprung ( $\approx 50$  Hz) das  $H/D$ -Verhältnis einflussnehmend ist. Tatsächlich unterscheiden sich die Betragskennlinien im unteren Frequenzbereich um  $\approx 13.98$  dB = 5, was - wie zuvor angedeutet - der Variation des  $H/D$ -Verhältnisses entspricht.

Bei konstantem  $H/D$ -Verhältnis (Abb. 5.9d) ist die Auffächerung der Kennlinien im unteren Frequenzbereich ebenfalls zu beobachten, jedoch ist sie - wie auch für  $H_{F,PLL} = 0$ , siehe Abb. 5.9b - auf  $f < 10$  Hz limitiert und somit nicht für die initiale Leistungsantwort, sondern vielmehr für die Formung des Rückschwingverhaltens relevant. Weiterhin ist erkennbar, dass eine explizite Beobachtung der Frequenz höhere Dämpfungseigenschaften für  $f \approx 50$  Hz aufweist als die Variante ohne (Abb. 5.9b und Abb. 5.9d), wodurch der Unterschied in der initialen Ausprägung der Leistungsantwort zu erklären ist (Abb. 5.10b und Abb. 5.10d).



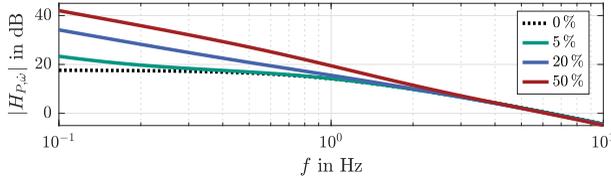
**Abb. 5.10:** Antwortverhalten der Wirkleistung infolge eines Winkelsprungs von  $\Delta\theta_{PCC} = -5^\circ$  für unterschiedliche Variationen von  $H_{F,PLL}$ ,  $H$  und  $D$ .

Aus Gründen der Vollständigkeit ist weiterhin einzubringen, dass die Verwendung eines Primärreglers nach Kap. 3.2.7.3 einen vernachlässigbaren Einfluss auf die initiale Leistungsantwort hat, jedoch kann dieser bei großen  $\Delta P/\Delta f$ -Statiken - ähnlich zu  $k_D$  - das Rückschwingverhalten infolge eines Winkelsprungs formen.

Es bleibt zu erwähnen, dass das Antwortverhalten der VSM mit sinkenden PLL-Bandbreiten von den Zusammenhängen für  $H_{F,PLL} = 1$  in die für  $H_{F,PLL} = 0$  überführt wird. Für ein optimiertes Verhalten der VSM hinsichtlich der transienten Stabilität des Umrichters ist jedoch von  $H_{F,PLL} \approx 1$  auszugehen. Ein Exkurs hierzu findet sich in der eigenen Journalpublikation [154].

Für vorangegangene Ergebnisse und Untersuchungen ist zu unterstreichen, dass der zusätzliche PFF-Pfad im Trägheitsmodell keinerlei Einfluss auf das Verhalten der VSM bei Winkelsprüngen nimmt. Dies liegt darin begründet, dass Winkelsprungszenarien am Netzäquivalent keine Auswirkung auf die Spannungsamplituden haben und  $p^{\text{ref}}$  während dieses Ereignisses ebenfalls unverändert bleibt, vgl. (5.2).

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass bei Beobachtung der Statorfrequenz zusätzliche Reaktionen des Statorfeldes berücksichtigt werden können, welche dem Rotordrehfeld entgegenwirken und damit die Leistungsantwort des Umrichters beeinflussen. Mit dem Ziel, die wesentlichen Eigenschaften des Synchrongenerators möglichst genau durch das VSM-Modell abzubilden, wird die Kreisfrequenz des virtuellen Stators in dieser Dissertation anhand einer PLL mit entsprechender Bandbreite nach [154] berücksichtigt.



**Abb. 5.11:** Amplitudengang des Übertragungsverhaltens von Leistung zu RoCoF für unterschiedliche  $\Delta P/\Delta f$ -Statiken in Prozent.

### 5.4.2 Abhängigkeiten während Frequenzänderungen

Die Leistungsantwort infolge einer Frequenzänderung  $\dot{\omega}_{PCC}$  errechnet sich durch Ersetzen von  $s^2 \Delta \theta_{PCC} = \Delta \dot{\omega}_{PCC}$  in (5.16) zu

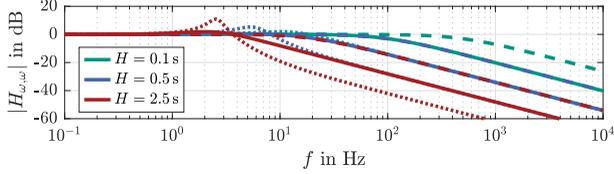
$$\Delta P(H_{F,PLL} = 1) = \frac{-\frac{3}{2} \frac{U_a^{\text{ref}} U_a^+}{X}}{s^2 + \frac{k_D}{J\omega_1} s + \frac{3}{2} \frac{U_a^{\text{ref}} U_a^+ F_P}{X J \omega_1}} \Delta \dot{\omega}_{PCC}, \quad (5.18)$$

wobei die stationäre Frequenzänderung idealerweise bei  $\dot{\omega}_{PCC}^0 = 0 \text{ rad/s}$  liegt. Für  $s \rightarrow 0$  tendiert (5.18) gegen  $\Delta P = J\omega_1 \Delta \dot{\omega}_{PCC}$ , sodass sich - wie durch die Fachliteratur in [132] anhand des Verhaltens eines realen Synchrongenerators abgeleitet - ein linearer Zusammenhang zwischen bereitgestellter Leistung und der Abweichung des RoCoFs  $\Delta \dot{\omega}_{PCC}$  in Abhängigkeit der Wahl der Trägheitskonstante  $H$  ergibt, da  $J = 2HS_{\text{conv,r}}/\omega_1^2$ . Unter Berücksichtigung eines Primärreglers durch (3.66) schreibt sich (5.18) weiterhin zu

$$\Delta P(H_{F,PLL} = 1) = \frac{-\frac{3}{2} \frac{U_a^{\text{ref}} U_a^+}{X} \left(1 + \frac{k_\omega}{J\omega_1 s}\right)}{s^2 + \frac{k_D + k_\omega}{J\omega_1} s + \frac{3}{2} \frac{U_a^{\text{ref}} U_a^+ F_P}{X J \omega_1}} \Delta \dot{\omega}_{PCC} = H_{P,\omega} \Delta \dot{\omega}_{PCC}, \quad (5.19)$$

dessen Interpretation anhand von Abb.5.11 grafisch erfolgt. Hierbei werden verschiedene  $\Delta P/\Delta f$ -Statiken ( $\Delta P/\Delta f = 2\pi k_\omega$ ) der Variante ohne Primärregler (0%) gegenübergestellt. Wie bereits hergeleitet, sättigt sich das Übertragungsverhalten für  $k_\omega = 0$  und  $H = 1 \text{ s}$  bei kleinen Frequenzen auf  $J\omega_1 = 17.66 \text{ dB}$ , während Betrag und betragsmäßige Steigung im gleichen Frequenzbereich mit höheren  $k_\omega$  zunehmen, um der geforderten  $\Delta P/\Delta f$ -Statik entsprechend Rechnung zu tragen. Der Primärregler zeigt damit ein dominantes Verhalten bis zu  $\approx 4 \text{ Hz}$ , wobei das Frequenzspektrum erwartbarer RoCoFs nach [24, 132] unterhalb dieser Grenze liegt.

Mit dieser Perspektive ist die Wahl für oder gegen einen Primärregler in der VSM-Applikation entsprechend projektspezifischer Anforderungen für das Umrichterverhalten während Frequenzänderungen zu treffen.



**Abb. 5.12:** Übertragungsverhalten  $H_{\omega, \omega}$  der VSM für unterschiedliche Variationen von  $H$  mit  $D = 0.3 \text{ MN m} \frac{\text{s}}{\text{rad}^2}$  (gepunktet),  $D = 1.5 \text{ MN m} \frac{\text{s}}{\text{rad}^2}$  (durchgezogen) und  $D = 7.5 \text{ MN m} \frac{\text{s}}{\text{rad}^2}$  (gestrichelt).

Zum besseren Verständnis des VSM-Verhaltens im Hinblick auf die Begrenzung auftretender Frequenzänderungen wird im Weiteren das Übertragungsverhalten der VSM-Frequenz im Verhältnis zur Netzfrequenz hergeleitet. Das Einsetzen der linearisierten Form von (5.13) in (3.61) mit (3.66) sowie nachfolgendes Auflösen nach  $\Delta\omega_{\text{VSM}} = \Delta\theta_{\text{VSM}}s$  führt zum Zusammenhang

$$\Delta\omega_{\text{VSM}} = \frac{\frac{k_D}{J\omega_1} H_{F, \text{PLL}}s + \frac{3}{2} \frac{U^{\text{ref}} U_a^+ F_P}{X J \omega_1}}{s^2 + \frac{k_D + k_w}{J\omega_1} s + \frac{3}{2} \frac{U^{\text{ref}} U_a^+ F_P}{X J \omega_1}} \Delta\dot{\omega}_{\text{PCC}} = H_{\omega, \omega} \Delta\omega_{\text{PCC}}, \quad (5.20)$$

was näherungsweise in ein PT1-Verhalten mit  $T_{\text{PT1}} = \frac{J\omega_1}{k_D}$  überführt werden kann. Hierbei ist anzumerken, dass selbst für hohe  $\Delta P/\Delta f$ -Statiken der Einfluss des Primärreglers vernachlässigbar wird.

Abb. 5.12 zeigt das Übertragungsverhalten aus (5.20) für unterschiedliche Trägheitsmodellparameter  $H$  und  $D$ , wobei die 3dB-Knickfrequenz oder die Bandbreite des Trägheitsmodells mittels

$$H_{\omega, \omega} \approx \frac{\frac{k_D}{J\omega_1} (s + \frac{3}{2} \frac{U^{\text{ref}} U_a^+ F_P}{X J \omega_1} \frac{J\omega_1}{k_D})}{(s + \frac{3}{2} \frac{U^{\text{ref}} U_a^+ F_P}{X J \omega_1} \frac{J\omega_1}{k_D}) (s + \frac{k_D}{J\omega_1})} = \frac{1}{\frac{J\omega_1}{k_D} s + 1} \quad (5.21)$$

durch  $\omega_{c, \text{VSM}} \approx \frac{1}{T_{\text{PT1}}} = \frac{k_D}{J\omega_1}$  approximiert werden kann. Somit erhöhen sich die Dämpfungseigenschaften der VSM mit höheren Trägheiten und reduzierter Dämpfungskonstante  $k_D$ . Jedoch ist weiterhin erkennbar, dass geringe Dämpfungskonstanten zu einer Überhöhung des Amplitudengangs um die Knickfrequenz führen. Diese kann bei Frequenzänderungen in selbigem Frequenzbereich anstelle einer Dämpfung in einer Verstärkung des RoCoFs resultieren [188], was ein unerwünschtes Verhalten für GFM-Umrichter darstellt und bei der Auslegung der VSM entsprechend zu berücksichtigen ist.

Um dieses unerwünschte Verhalten zu vermeiden, sollte weiterhin eine Auslegungsrichtlinie hinsichtlich  $D$  formuliert werden. Hierfür wird angenommen, dass die Resonanzüberhöhung in (5.20) bei Vernachlässigung des Zählerterms durch ein

ungenügend gedämpftes PT2-Verhalten hervorgerufen wird. Für das PT2-Glied können die Zeitkonstante  $T_{PT2}$  sowie Dämpfung  $d_{PT2}$  in (5.22) mit der Annahme  $F_P = 1$  abgeleitet werden.

$$T_{PT2} = \sqrt{\frac{J\omega_1}{\frac{3}{2} \frac{U_a^{\text{ref}} U_a^+}{X}}}, \quad \text{und} \quad d_{PT2} = \frac{k_D}{2\sqrt{J\omega_1 \frac{3}{2} \frac{U_a^{\text{ref}} U_a^+}{X}}}. \quad (5.22)$$

Aufgrund der Proportionalität  $k_D/\sqrt{J}$  in der Dämpfung lässt sich der dominierende Einfluss der Dämpfungskonstante  $k_D$  im Rückschwingverhalten erklären. Um Resonanzerhöhungen bei der Knickfrequenz zu vermeiden gilt weiterhin

$$d_{PT2} \stackrel{!}{>} \frac{1}{\sqrt{2}} \Leftrightarrow k_D \stackrel{!}{>} \sqrt{3J\omega_1 \frac{U_a^{\text{ref}} U_a^+}{X}}, \quad (5.23)$$

was unter Berücksichtigung des Zusammenhangs von  $H/D$  wie folgt umgeschrieben werden kann:

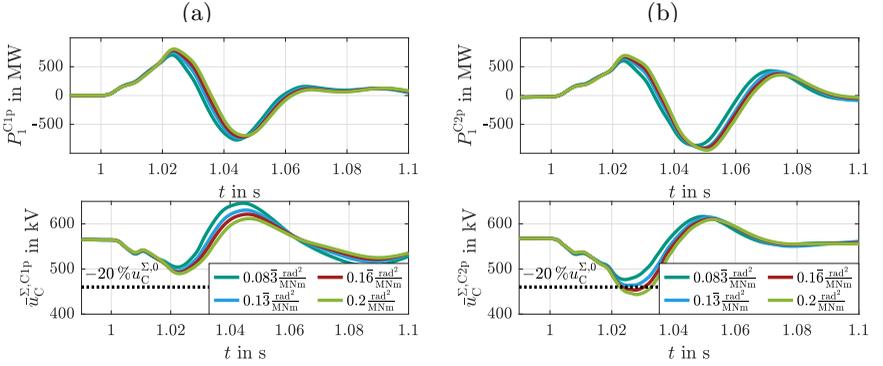
$$k_D \stackrel{!}{>} \frac{6 \frac{H}{D} S_{\text{conv},r} \frac{U_a^{\text{ref}} U_a^+}{X}}{\omega_1^2}. \quad (5.24)$$

### 5.4.3 Auslegung einer GFM-MMC-HGÜ

Aus den vorangegangenen Überlegungen sind folgende Kernaussagen abzuleiten:

- Die Leistungsantwort infolge von Winkelsprüngen ist negativ proportional zum Verhältnis aus  $H$  und  $D$ , sofern die Statorfrequenz beobachtet wird.
- Die Leistungsantwort bei Frequenzänderungen ist ohne Berücksichtigung eines Primärreglers direkt proportional zur Trägheitskonstante  $H$ . Mit Primärregler ist die Antwort abhängig von der gewählten  $\Delta P/\Delta f$ -Statik.
- Die Dämpfungskonstante  $D$  ist ein sensibler Parameter hinsichtlich des Rückschwingverhaltens der Leistung bei Netzereignissen sowie der Dämpfung auftretender RoCofs. Geringe Dämpfungskonstanten können hierbei ein unerwünschtes oszillierendes Verhalten hervorrufen. Daher wird die Auslegungsrichtlinie nach (5.24) empfohlen.

Auf Basis dieser Kernaussagen soll im letzten Schritt die Parametrierung der Trägheitsmodellparameter hinsichtlich einer optimierten Ausschöpfung submodulinterner Energien stattfinden. Während ein einzelnes Submodul um etwa die Hälfte der Submodulnennspannung abweichen darf, sollte eine engmaschigere Limitierung für die Armsummenspannung  $u_{Cg,y}^\Sigma$  gewählt werden [116]. Auf diese Weise



**Abb. 5.13:** Antwort der Wirkleistung sowie der durchschnittlichen Armsummenspannung für verschiedene  $H/D$ -Verhältnisse infolge eines Winkelsprungs von  $-25^\circ$  (a) an Station T1, (b) an Station T2.

wird sichergestellt, dass einzelne Submodule während dynamischer Vorgänge nicht ihren zulässigen Arbeitsbereich verlassen. Hierfür wird eine durchschnittliche Abweichung aller Armsummenspannungen eines Stationspols von  $\pm 20\%$  gewählt mit  $\bar{u}_C^\Sigma = \frac{1}{6} \sum_{g \in \{p,n\}} \sum_{y \in \{a,b,c\}} u_{Cg,y}^\Sigma$ . Dies stellt einen *Worst Case* dar, da einzelne Arme in Abhängigkeit vom Eintrittszeitpunkt eines Netzszenarios größeren Abweichungen bis etwa  $\pm 30\%$  der Armsummenspannung ausgesetzt sein können.

Zur Erfüllung einer *frequenzabhängigen Anpassung der Wirkleistung im frequenzabhängigen Modus* entsprechend der TAR HGÜ nach [152] wird ein Primärregler implementiert. Somit ist ein Frequenzereignis für die absolute Dimensionierung der Trägheit ungeeignet<sup>4</sup>. Aus diesem Grund wird ein Winkelsprungszenario zur Hand genommen, anhand dessen ein geeignetes  $H/D$ -Verhältnis abgeleitet wird. Abb. 5.13 zeigt die Reaktion der Wirkleistung sowie der durchschnittlichen Armsummenspannung aller Arme des positiven Stationspols infolge eines exemplarischen Winkelsprungs von  $-25^\circ$  am Netzäquivalent der jeweiligen Station von T1 oder T2 bei starken Netzbedingungen ( $Z_{g1} || Z_{g2}$ ). Winkelsprungszenarien entsprechen nach [151] u.a. einem geeigneten Szenario zum Nachweis eines spannungseinprägenden Verhaltens. Für positive Winkelsprünge ist dabei von einem x-achsensymmetrischen Antwortverhalten im Vergleich zum negativen Winkelsprung auszugehen. Da für den gewählten Winkelsprung bereits etwaige Maß-

<sup>4</sup>Bei STATCOM-Anlagen ist die Bereitstellung von Primärregelleistung aus regulatorischer Sicht problematisch, sodass andere Auslegungsanforderungen an die VSM entstehen. Auslegungskriterien für eine STATCOM-Anlage mit integriertem Energiespeicher können der betreuten Masterarbeit [188] entnommen werden.

nahmen zur Begrenzung der Ventilströme<sup>5</sup> zum Tragen kommen, ist ein vergleichbares Verhalten für betragsmäßig größere Winkelsprünge vorzufinden.

Sowohl für den Winkelsprung an Station T1 als auch Station T2 ist die in Kap. 5.4.1 hergeleitete Abhängigkeit zwischen der Leistungsantwort und dem gewählten  $H/D$ -Verhältnis erkennbar, was sich wiederum in einer zunehmenden Abweichung der Armsummenspannung mit größeren  $H/D$ -Verhältnissen widerspiegelt. Während Station T1 im *Slave*-Betrieb die in den Submodulen entstehende Energiedifferenz unmittelbar nach Verstreichen der Filterverzögerungen in  $\hat{e}_{\Sigma,0}^{C,x,g}$  über die DC-Seite ausgleicht, muss Station T2 den entstehenden Energiebedarf zusätzlich über die AC-Seite decken. Aus diesem Grund ist eine höhere Auslenkung der Leistung sowie eine größere Beanspruchung der Submodule bei einem Winkelsprung an der Station im *Master*-Betrieb zu verzeichnen, sodass die Trägheitsmodellparameter im Folgenden anhand des Ereignisses an Station T2 dimensioniert werden.

Abb. 5.13 zeigt die maximal gewählte Abweichung der Armsummenspannung von 20 % durch eine gestrichelte Horizontale, woran sich  $H/D < 0.13 \frac{\text{rad}^2}{\text{MNm}}$  empirisch bestimmen lässt. Mittels (5.24) und der Auslegung der Umrichterstation nach Anhang D.2 ist schließlich  $D > 0.0954 \text{ MN m} \frac{\text{s}}{\text{rad}^2}$  abzuleiten.

Für einen optimierten Beitrag der VSM-HGÜ zur Systemträgheit wird nun eine Trägheitskonstante von  $H = 1 \text{ s}$  gewählt sowie zur Erfüllung beider zuvor genannten Bedingungen und unter Berücksichtigung weiterer Sicherheitsmargen eine Dämpfungskonstante von  $D = 8 \text{ MN m} \frac{\text{s}}{\text{rad}^2}$ .

## 5.5 Stromlimitierungskonzept

Durch Anwendung von (2.3) und (2.4) lässt sich der Armstrom zu

$$i_{p/n,y}(t) = i_{\text{phm},y}(t) \pm \frac{i_{\text{conv},y}(t)}{2} \quad (5.25)$$

umschreiben. Demnach ist die Ventilstrombelastung in AC-seitige, DC-seitige sowie interne Stromanteile zerlegbar, wodurch bei aufgezeigtem Regelungsschema eine direkte Begrenzung des Ventilstroms nicht anwendbar ist. Vielmehr werden die einzelnen Stromanteile limitiert, sodass eine Superposition aller Stromanteile den technischen Grenzen der eingesetzten Leistungselektronik Rechnung trägt.

Hierbei wird analog zu [116] ein dynamischer Maximalstrom von 3.5 kA zugrunde gelegt, wobei die stationäre Strombelastung unter Vollast weitaus weniger entspricht. Im stationären Fall ist der Ventilstrom im Wesentlichen durch eine Überlagerung des DC-Stroms mit  $i_{\text{phm},0} = \frac{i_{\text{dc}}}{3}$  sowie des halben AC-Stroms  $\hat{i}_{\text{conv}}$  charakterisiert, dessen stationärer Maximalwert zu 2.3 kA gewählt wird. Mit diesen Überlegungen werden die Stromgrenzen, wie in Tab. 5.1 aufgelistet, festgesetzt.

---

<sup>5</sup>Dieser Sachverhalt wird in Kap. 5.5 behandelt.

**Tab. 5.1:** Gewählte Stromgrenzen in der Implementierung nach Abb. 5.1.

Limit	Wert	Kommentar
$\pm \hat{i}_{\text{conv}}^{\text{max}}$	$\pm 3.1 \text{ kA}$	in Abhängigkeit des MMC-Arbeitsbereichs
$\pm \hat{i}_{\text{phm},0}^{\text{bal,max}}$	$\pm 0.7 \text{ kA}$	zusätzliche dynamische Stromkomponente
$\pm \hat{i}_{\text{phm},\alpha\beta}^{\text{max}}$	$\pm 0.5 \text{ kA}$	zusätzliche dynamische Stromkomponente

Während DC-Strom- sowie interne Stromanteile durch Begrenzung ihrer Stromvorgaben für die jeweiligen inneren Regler (vgl. Abb. 5.1) limitiert werden können, sind bei der Entwicklung eines Begrenzungskonzepts für den AC-Strom weiterführende Überlegungen hinsichtlich der transienten Stabilität des Umrichters anzusetzen. Der Implementierungsvorschlag dieser Dissertation ist dabei den folgenden Abschnitten zu entnehmen.

### 5.5.1 AC-Stromlimitierung im Mitsystem

Die Limitierung der AC-Stromkomponenten erfolgt mittels eines gekoppelten Limitierungskonzepts für Mit- und Gegensystemanteile. Aus Gründen der Übersicht wird zunächst das Limitierungskonzept des Mitsystemstroms ausführlich behandelt und im Anschluss auf die Begrenzung im Gegensystem eingegangen.

Zweimal je Netzperiode tritt eine *Worst Case* Superposition der Stromanteile aus Mit- und Gegensystem auf, sodass die Bestimmung der maximalen AC-Stromamplitude im Mitsystem  $\hat{i}_{\text{conv}}^{+,\text{max}}$  in Abhängigkeit der limitierten und mit 50 Hz gefilterten Gegensystemstromamplitude  $\hat{i}_{dq,\text{filt}}^{-,\text{lim}}$  erfolgt:

$$\hat{i}_{\text{conv}}^{+,\text{max}} = \hat{i}_{\text{conv}}^{\text{max}} - \hat{i}_{dq,\text{filt}}^{-,\text{lim}}. \quad (5.26)$$

In [50] wurde dabei thematisiert, dass GFM-Umrichter einen Synchronisationsverlust erleiden können, insbesondere wenn die Stromamplitude im Überstromfall ohne weitere Maßnahmen ähnlich zu GFL-Umrichtern gesättigt wird. Eine weitere, oft in der Literatur angewandte Begrenzungsmethode stellt die Stromlimitierung mittels einer zuschaltbaren virtuellen Impedanz (TVI, engl: *threshold virtual impedance*) oder Admittanz dar, sobald eine bestimmte Stromschwelle erreicht ist [12, 61, 88]. In [119] wurde daher ein Vergleich der klassischen Stromsättigung sowie der Stromlimitierung mittels TVI gezogen, wonach letztere Methode zwar bessere Eigenschaften im Hinblick auf die transiente Stabilität des Umrichters mitbringt, jedoch weniger effektiv in der Limitierung des initialen Strompeaks ist. Eine Weiterentwicklung der TVI in [118] stellt eine zusätzliche Anpassung der Trägheitsmodellparameter während kritischer Netzereignisse dar.

Aus Gründen der Robustheit sowie der Effektivität des Strombegrenzungskonzepts wird im Rahmen dieser Dissertation jedoch eine Methode entwickelt, wodurch An-

passungen in der Reglerstruktur sowie -auslegung während kritischer Netzsituationen gänzlich vermeidbar sind. Ausgehend vom Maximalstrom  $\hat{i}_{\text{conv}}^{+, \text{max}}$  ist daher ein mehrstufiges Begrenzungskonzept implementiert, welches auf unterschiedlichen Zeitskalen der Reglerkaskade angreift, um zum einen spannungseinprägende Eigenschaften im Limitierungsfall beizubehalten und zum anderen Windup-Effekte im Trägheitsmodell und gleichwohl ein *außer-Tritt-geraten* der VSM zu verhindern. Letzterer Sachverhalt wird in Kap. 5.5.3 näher thematisiert.

Motiviert durch [56] dient auf langsamer Zeitskala eine Limitierung der Leistungs- und Spannungsvorgabe einer Anpassung von Polradspannung und -winkel in einen für den aktuellen Netzzustand zulässigen Arbeitsbereich. Auf schneller Zeitskala erfolgt eine Begrenzung der Stromreferenzwerte. Während die eigene Journalpublikation [154] die wesentlichen Merkmale des entwickelten Begrenzungskonzepts aufweist, sind in den nachfolgenden Unterkapiteln alle für das Gesamtverständnis notwendigen Herleitungen dargelegt.

### 5.5.1.1 Limitierung der Leistungsvorgabe

Zur Limitierung der Leistungsvorgabe wird die maximal zulässige Scheinleistung  $s^{+, \text{max}}$  zunächst in Abhängigkeit der maximalen Mitsystemstromamplitude sowie der aktuellen Netzspannung bestimmt. Hierfür wird die Grundsatzkomponente der Netzspannung im Mitsystem nach Anhang A.2 extrahiert und daraus die zugehörige umrichterseitige Spannungsamplitude  $\hat{U}_{a,1}$  ermittelt.

$$s^{+, \text{max}} = \frac{3}{2} \hat{U}_{a,1} \hat{i}_{\text{conv}}^{+, \text{max}} \geq \sqrt{(p^{+, \text{max}})^2 + (q^{+, \text{max}})^2} \quad (5.27)$$

Die maximalen Wirk- und Blindleistungswerte  $p^{+, \text{max}}$  und  $q^{+, \text{max}}$  werden hierbei in Abhängigkeit des vorherrschenden Leistungsfaktors  $\lambda_P$  bestimmt. Dieser sowie ein Äquivalent für die Blindleistung  $\lambda_Q$  wird anhand der Wirk- und Blindleistungs-komponenten der Grundsatzkomponente  $P_1$  und  $Q_1$  bestimmt:

$$\lambda_P = \frac{|P_1|}{S_1}, \quad \lambda_Q = \frac{|Q_1|}{S_1}, \quad \text{mit} \quad S_1 = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2}. \quad (5.28)$$

Die Verwendung gefilterter Größen führt zwar zu einer Verzögerung in der Bestimmung von  $\lambda_{P/Q}$ , verhindert jedoch eine Interaktion mit dem Blindleistungsregler und dem Trägheitsmodell. Die Begrenzung der Wirk- und Blindleistungsvorgaben erfolgt dabei mit  $\pm p^{+, \text{max}}$  und  $\pm q^{+, \text{max}}$ , sofern  $S_1$  mindestens 95 % der maximalen Scheinleistung  $s^{+, \text{max}}$  übersteigt. Die Wahl dieser Grenze ermöglicht zum einen eine rechtzeitige Aktivierung der Vorgabenbegrenzung und verhindert zum anderen ein unerwünschtes hochfrequentes Umschalten zwischen limitiertem und Normalbetrieb. Damit gilt:

$$\pm p^{+, \text{max}}, \pm q^{+, \text{max}} = \begin{cases} \pm s^{+, \text{max}} & S_1 \leq 0.95 s^{+, \text{max}} \\ \pm \lambda_P s^{+, \text{max}}, \pm \lambda_Q s^{+, \text{max}} & S_1 > 0.95 s^{+, \text{max}} \end{cases}. \quad (5.29)$$

Aus (5.28) und (5.29) ist eine winkelneutrale Begrenzung der Leistungsgrößen zu schlussfolgern. In Abhängigkeit betriebsspezifischer Vorgaben, wie z.B. die priorisierte Bereitstellung dynamischer Blindleistung während Spannungsbandverletzungen entsprechend der TAR-HGÜ, kann weiterhin entweder die Wirk- oder Blindleistungsvorgabe priorisiert werden. Dann gilt

$$\lambda_{P/Q} = \sqrt{1 - (\lambda_{Q/P}^{\text{prio}})^2} \quad \text{mit} \quad \lambda_{Q/P}^{\text{prio}} = \frac{q^{\text{set}}/p^{\text{ref}}}{s_{+, \text{max}}}, \quad 0 \leq \lambda_{Q/P}^{\text{prio}} \leq 1. \quad (5.30)$$

### 5.5.1.2 Limitierung der Spannungsvorgabe

Während eine Limitierung der Wirkleistungsvorgabe zwar Windup-Effekte der Integratoren im Trägheitsmodell verhindert, werden auftretende Stromgrößen nicht durch diese Maßnahme begrenzt. Aus diesem Grund erfolgt weiterhin eine Limitierung der Spannungsvorgabe zur Limitierung des Stroms. Die Funktionsweise dieser Methode ist anhand Abb. 5.14a aufgezeigt.

Wird im unlimitierten Betrieb eine Polradspannung  $\vec{u}^{\text{ref, nolim}}$  gestellt, so stellt sich entsprechend der wirksamen Impedanz zwischen Polrad und Netz ein Strom  $\vec{i}_{\text{conv}}^{+, \text{ref}}$  ein, welcher der Netzspannung  $\vec{u}_a^+$  um den Phasenverschiebungswinkel  $\varphi$  nacheilt. Als wirksame Impedanz ist für die VSM  $X_V = \omega_{\text{VSM}} L_V$  zu wählen, da der Spannungsfall über die passive Impedanz  $Z_{AC}$  über den Spannungsregler ausgeregelt wird.

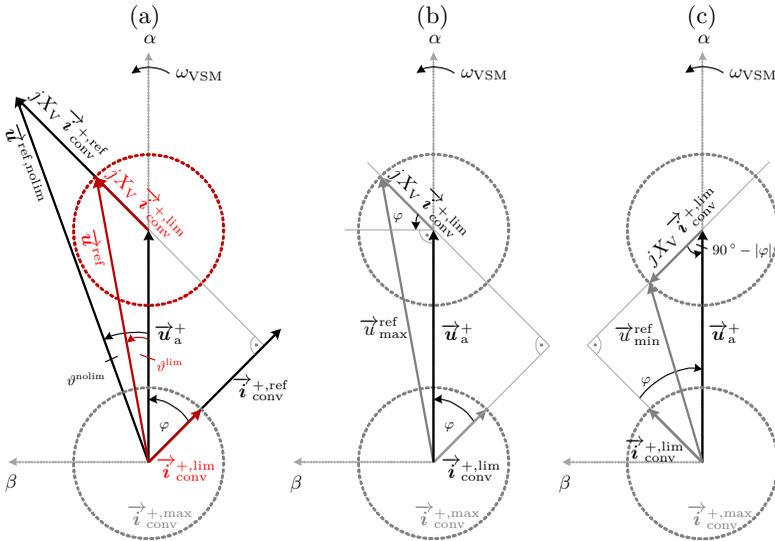
Die maximal zulässige Stromamplitude ist durch einen Kreis um den Ursprung des Zeigerdiagramms gekennzeichnet. Ziel des Begrenzungskonzeptes ist es, die Polradspannung derart zu limitieren, dass sich ein Strom  $\vec{i}_{\text{conv}}^{+, \text{lim}}$  über  $X_V$  einstellt, ohne den derzeitigen Phasenverschiebungswinkel zu verändern. Der maximale Spannungsfall über  $X_V$  ist durch einen roten Kreis um die Spitze des Zeigers  $\vec{u}_a^+$  visualisiert, welcher mit der maximalen Stromamplitude korreliert. Für den maximalen Spannungsfall  $\hat{u}_V^{\text{max}}$  über der virtuellen Statorimpedanz gilt:

$$\hat{u}_V^{\text{max}} = X_V \hat{i}_{\text{conv}}^{+, \text{max}}. \quad (5.31)$$

In Abhängigkeit des Vorzeichens von  $\varphi$  ist das Ende des Zeigers der limitierten Polradspannung entweder auf die obere oder die untere Hälfte des roten Kreises zu legen. Daraus sind Bedingungen für die minimale sowie maximale virtuelle Polradspannung  $\hat{u}_{\text{min}}^{\text{ref}}$  sowie  $\hat{u}_{\text{max}}^{\text{ref}}$  entsprechend den Zeigerdiagrammen in Abb 5.14b und Abb 5.14c ableitbar. Durch Anwendung des Kosinussatzes ergibt sich damit

$$\hat{u}_{\text{max}}^{\text{ref}} = \sqrt{(\hat{u}_a)^2 + (\hat{u}_V^{\text{max}})^2 - 2\hat{u}_a \hat{u}_V^{\text{max}} \cos(90^\circ + |\varphi|)}, \quad \varphi \geq 0, \quad (5.32)$$

$$\hat{u}_{\text{min}}^{\text{ref}} = \sqrt{(\hat{u}_a)^2 + (\hat{u}_V^{\text{max}})^2 - 2\hat{u}_a \hat{u}_V^{\text{max}} \cos(90^\circ - |\varphi|)}, \quad \varphi < 0. \quad (5.33)$$



**Abb. 5.14:** Zeigerdiagramme (a) über die Funktionsweise der Limitierung der Spannungsvorgabe (b) zur Ermittlung der maximalen Spannungsvorgabe (c) zur Ermittlung der minimalen Spannungsvorgabe.

Nach Ersetzen der Netzspannung durch ihre Grundschwingungskomponente  $\hat{U}_{a,1}$  sowie durch Umstellen und Einsetzen von (5.27) und (5.31) in (5.32) und (5.33) ist unter Berücksichtigung von  $-s^{+,max} \cos(90^\circ \pm |\varphi|) = \pm s^{+,max} \sin(|\varphi|) = \pm q^{+,max}$  der finale Zusammenhang

$$\hat{u}_{\max/\min}^{\text{ref}} = \sqrt{(\hat{U}_{a,1})^2 + (X_V i_{\text{conv}}^{+,max})^2} \pm \frac{4}{3} X_V q^{+,max} \quad (5.34)$$

herleitbar. Die Begrenzung der virtuellen Polradspannung durch  $\hat{u}_{\max/\min}^{\text{ref}}$  führt entsprechend Abb.5.14a zu einer Veränderung des virtuellen Polradwinkels von  $\vartheta^{\text{nolim}}$  zu  $\vartheta^{\text{lim}}$ , wobei der Phasenverschiebungswinkel bei Berücksichtigung von (5.28) unberührt bleibt oder sich entsprechend einer Priorisierung nach (5.30) über die Information  $\pm q^{+,max}$  in (5.34) einstellt.

### 5.5.1.3 Limitierung der Stromreferenz

Während die Limitierung der Leistungs- und Spannungsvorgaben Polradspannung und -winkel stationär effektiv begrenzen, ist die Reaktionsdauer dieser Begrenzungsmethoden von der Auslegung des Trägheitsmodells, der Blindleistungs-

Spannungs- und Stromregler, der virtuellen Impedanz sowie der Signalverarbeitungsdauer zur Extraktion der Grundschwingungskomponenten (20 ms) abhängig. Um thermische Schäden in den Submodulen des Umrichters aufgrund auftretender Stromüberschwinger zu vermeiden, tritt zusätzlich eine instantane Strombegrenzung über eine Limitierung der Stromreferenzwerte in Kraft. Das grundlegende Funktionsprinzip in der Spannungsreglerkaskade ist Kap. 5.1.2 zu entnehmen.

Da eine Priorisierung der Wirk- oder Blindleistungskomponente durch das Begrenzungsmanagement von Leistungs- und Spannungsvorgabe erfolgt, wird eine winkelneutrale Stromlimitierung zugrunde gelegt, welche erst mit Überschreiten der Stromamplitude  $\hat{i}_{\text{conv},dq}^+ = \sqrt{(i_{\text{conv},d}^+)^2 + i_{\text{conv},q}^+{}^2}$  von  $\hat{i}_{\text{conv}}^{+, \text{max}}$  aktiviert wird. Hierbei gilt

$$\pm \hat{i}_{\text{conv},d}^{+, \text{max}} = \pm \hat{i}_{\text{conv}}^{+, \text{max}} \left| \cos \left( \arctan \left( \frac{i_{\text{conv},q}^+}{i_{\text{conv},d}^+} \right) \right) \right| = \pm \hat{i}_{\text{conv}}^{+, \text{max}} \left| \frac{i_{\text{conv},d}^+}{\hat{i}_{\text{conv},dq}^+} \right|, \quad (5.35)$$

$$\pm \hat{i}_{\text{conv},q}^{+, \text{max}} = \pm \hat{i}_{\text{conv}}^{+, \text{max}} \left| \sin \left( \arctan \left( \frac{i_{\text{conv},q}^+}{i_{\text{conv},d}^+} \right) \right) \right| = \pm \hat{i}_{\text{conv}}^{+, \text{max}} \left| \frac{i_{\text{conv},q}^+}{\hat{i}_{\text{conv},dq}^+} \right|. \quad (5.36)$$

### 5.5.2 AC-Stromlimitierung im Gegensystem

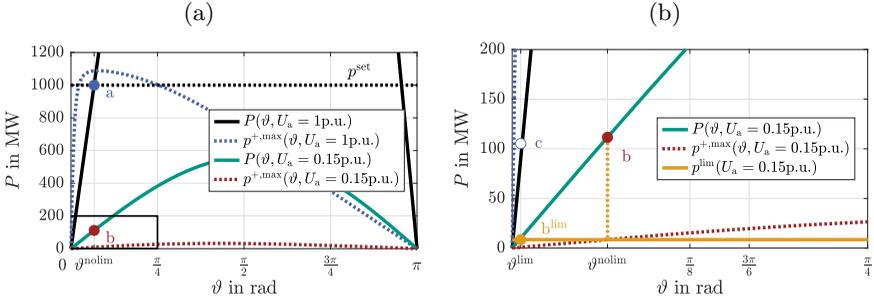
Anhand (5.26) ist eine Kopplung des AC-Stromlimitierungskonzepts in Mit- und Gegensystem ersichtlich, welche in einer elliptischen Begrenzung des unsymmetrischen Stroms resultiert. Hierbei wird der maximale Stromanteil im Gegensystem zu  $\hat{i}_{\text{conv}}^{-, \text{max}} = \hat{i}_{\text{conv}}^{+, \text{max}}/3$  festgelegt. Da die Spannungsvorgabe im Gegensystem zu jeder Zeit Null beträgt, ist lediglich eine instantane Limitierung der Stromreferenz in winkelneutraler Ausführung implementiert:

$$\pm \hat{i}_{\text{conv},d}^{-, \text{max}} = \pm \hat{i}_{\text{conv}}^{-, \text{max}} \left| \cos \left( \arctan \left( \frac{i_{\text{conv},q}^-}{i_{\text{conv},d}^-} \right) \right) \right| = \pm \hat{i}_{\text{conv}}^{-, \text{max}} \left| \frac{i_{\text{conv},d}^-}{\hat{i}_{\text{conv},dq}^-} \right|, \quad (5.37)$$

$$\pm \hat{i}_{\text{conv},q}^{-, \text{max}} = \pm \hat{i}_{\text{conv}}^{-, \text{max}} \left| \sin \left( \arctan \left( \frac{i_{\text{conv},q}^-}{i_{\text{conv},d}^-} \right) \right) \right| = \pm \hat{i}_{\text{conv}}^{-, \text{max}} \left| \frac{i_{\text{conv},q}^-}{\hat{i}_{\text{conv},dq}^-} \right|. \quad (5.38)$$

### 5.5.3 Transiente Stabilität während Netzfehlern

Zur weiteren Analyse des Synchronisierungsverhaltens der VSM wird zunächst der Wirkleistungsverlauf in Abhängigkeit des Polradwinkels hergeleitet, wobei die Kopplung zwischen Wirk- und Blindleistung Berücksichtigung findet. Anhand dessen wird im weiteren Verlauf die Funktionsweise der vorgestellten Stromlimitierungsmethode erläutert.



**Abb. 5.15:** Wirkleistungsverlauf in Abhängigkeit des Polradwinkels  $\vartheta$  im Normalbetrieb sowie während eines Netzfehlers mit 0.15 pu Residualspannung. (a) ohne Strombegrenzungskonzept, (b) Ausschnitt mit Strombegrenzungskonzept.

Für die eingespeiste Blindleistung gilt dabei der Zusammenhang

$$Q = \frac{3}{2} \frac{U^{\text{ref}}(U^{\text{ref}} - U_a^+ \cos(\vartheta))}{X}. \quad (5.39)$$

Die Polradspannung  $U^{\text{ref}}$  wird anhand einer Blindleistungsstatik nach (3.56) bestimmt. Unter Vernachlässigung des Messverhaltens ( $F_Q = 1$ ) sowie unter Berücksichtigung von  $G_Q = k_Q$  gilt daher

$$U^{\text{ref}} = U_{\text{PCC,d}}^0 + k_Q(Q^{\text{set}} - Q). \quad (5.40)$$

Weiteres Einsetzen von (5.39) in (5.40) sowie nachfolgendes Auflösen nach  $U^{\text{ref}}$  erzielt entsprechend den Ausführungen in [28] und [128] den Zusammenhang

$$U^{\text{ref}} = \frac{\frac{3}{2}k_Q U_a^+ \cos(\vartheta) - X + \sqrt{(X - \frac{3}{2}k_Q U_a^+ \cos(\vartheta))^2 + 6k_Q X(U_{\text{PCC,d}}^0 + k_Q Q^{\text{set}})}}{3k_Q}. \quad (5.41)$$

Dies kann wiederum in (5.13) eingesetzt werden, woraus der Wirkleistungsverlauf in Abhängigkeit der Polradspannung in Abb. 5.15 resultiert. Hierbei wird zwischen dem Verlauf im stationären Betrieb ( $U_a^+ = 1$  pu) sowie dem Verlauf während eines Netzfehlers mit 0.15 pu Residualspannung unterschieden. Weiterhin ist die maximale Wirkleistung  $p^{+, \max}$  für die jeweilige Netzspannung und ein winkelneutrales Begrenzungskonzept nach (5.28) aufgetragen.

Vor Fehlereintritt beschleunigt die VSM bis in den Schnittpunkt von Leistungsvorgabe (hier beispielhaft  $p^{\text{set}} = 1000$  MW) und Leistungsverlauf in Punkt a, sodass sich ein Polradwinkel  $\vartheta^{\text{no lim}}$  einstellt. Die Wirkleistungsbegrenzung wird in

diesem Fall nicht aktiv, da  $P < 0.95p^{+,max}$  gilt. Tritt nun ein Fehler mit 0.15 pu Residualspannung auf, so geht die Maschine auf die grüne Kurve in Punkt b über, woraus sie stetig weiter beschleunigt, um das auftretende Leistungsungleichgewicht zwischen  $p^{set}$  und  $P$  wiederherzustellen. Da jedoch kein Schnittpunkt zwischen diesen beiden Graphen existiert (Abb. 5.15a), führt dieser Fehler bei hinreichender Fehlerdauer zu einem Synchronisierungsverlust der VSM [56, 118].

Weiterhin wurde im Rahmen einer detaillierten auslegungsbezogenen Studie in [28] ermittelt, dass Umrichter der VSM-Klasse transient stabil bleiben, sofern Schnittpunkte zwischen der einspeisbaren Wirkleistung und der Referenzleistung existieren. Die Funktionsweise des entwickelten Strombegrenzungskonzepts greift diese Kausalität während Netzfehlern auf und ist zur weiteren Erläuterung durch Abb. 5.15b visualisiert. Bei winkelneutraler Limitierung wird die Referenzleistung im Fehlerfall auf  $p^{lim}$  limitiert, wodurch ein Schnittpunkt zwischen einspeisbarer Wirkleistung und der Referenzleistung entsteht und die VSM bis in ihren neuen Arbeitspunkt in  $b^{lim}$  abgebremst wird. Wie zuvor angedeutet, wird bei aktiver Strombegrenzung somit der virtuelle Polradwinkel von  $\vartheta^{nolim}$  zu  $\vartheta^{lim}$  begrenzt. Auf diese Weise wird ein Synchronisierungsverlust während des Netzfehlers ausgeschlossen. Unmittelbar nach Fehlerbehebung geht die VSM mit Spannungswiederkehr in Punkt c auf dem schwarzen Graphen über, woraus sie wieder auf ihren ursprünglichen Arbeitspunkt vor Fehlereintritt in Punkt a beschleunigen kann.

Auf diese Weise ist der Beitrag der vorgestellten Begrenzungsmethode zum Erhalt der transienten Stabilität des Umrichters grundsätzlich aufgezeigt. Für tieferegehende Studien in diesem Themenbereich sei der interessierte Leser zusätzlich auf [28, 128] verwiesen.

#### 5.5.4 Weitere Wirkleistungsbegrenzungsmaßnahmen

Zur Reduktion der Submodulbelastungen ist eine simultane Begrenzung AC- sowie DC-seitiger Wirkleistungsgrößen vonnöten, weswegen im Weiteren die DC-Strombegrenzung aufgezeigt wird. Weiterhin stellt die kontinuierliche Regelbarkeit des HGÜ-Systems während dynamischer Netzereignisse die höchste Priorität dar, um zu vermeiden, dass sich die Anlage vom Netz trennt. Aus diesem Grund sind weitere Begrenzungsmaßnahmen wie eine energieabhängige sowie eine link-übergreifende Wirkleistungsbegrenzung notwendig, auf welche im Folgenden kurz eingegangen wird.

##### Limitierung des DC-Stroms

Die Limitierung des DC-Stroms erfolgt, wie durch Tab. 5.1 angedeutet, auf Stationsregelebene über eine Begrenzung des Referenzwertes für den Phasenmodulstrom in der Nullkomponente durch

$$i_{\text{phm},0}^{\text{max,Tx}} = \frac{p^{+, \text{max,Tx}}}{3u_{\text{dc}}^{\text{ref}}}. \quad (5.42)$$

### Energieabhängige Wirkleistungsbegrenzung

Die energieabhängige Wirkleistungsbegrenzung ist eine Maßnahme, welche insbesondere für den Betrieb der *Master*-Station relevant ist, da in diesem Fall die in den Submodulen auftretenden Energiebedarfe über die AC-Seite ausgeglichen werden. Aus diesem Grund ist in (5.27) des Weiteren die Bilanzierungsgröße  $p_{\text{bal}}$  durch

$$s^{+, \text{max}} \geq \sqrt{(p_{\text{bal}} + p^{+, \text{max}})^2 + (q^{+, \text{max}})^2} \quad (5.43)$$

zu berücksichtigen, welche bei der Ermittlung von  $\lambda_{\text{P/Q}}$  priorisiert behandelt wird.

### Linkübergreifende Wirkleistungsbegrenzung

Während eine dynamische Wirkleistungsanpassung aufgrund kritischer Netzereignisse an Station T1 durch  $p^{\text{ref}}$  an Station T2 detektiert wird, ist bei einem ähnlichen Ereignis an Station T2 eine Kommunikation zwischen beiden Stationen notwendig. Eine notwendige Reduktion der Wirkleistungsübertragung wird hierbei durch eine linkübergreifende Wirkleistungsanpassung nach (5.44) geschaffen, wobei die Kommunikationstotzeit zwischen beiden Stationen anhand der Laufzeit zwischen beiden Stationen mit  $T_{\text{Link}} = 3.5 \text{ ms}$  approximiert wird.

$$p_{\text{Link}}^{+, \text{max}} = \min\{p^{+, \text{max,T1}}(t - T_{\text{Link}}), p^{+, \text{max,T2}}(t - T_{\text{Link}})\} \quad (5.44)$$

## Kapitel 6

# Dynamische Performanz eines GFM-MMC-HGÜ-Systems

Ausgehend vom Implementierungsvorschlag einer P2P-GFM-RBP-HGÜ der VSM-Klasse im vorangegangenen Kapitel soll nachfolgend dessen GFM-Verhalten anhand geeigneter Szenarien nachgewiesen, deren linkübergreifende AC-DC-AC-Interaktion klassifiziert sowie mögliche Herausforderungen im Hinblick auf die Integration im Übertragungsnetz erarbeitet werden.

Anhand Abb. 6.1 können die im Folgenden untersuchten Szenarien abgeleitet werden. In Anlehnung an die in [80] und [151] vorgeschlagenen Szenarien befindet sich am Auswertungsknoten PCC Tx jeder Umrichterstation ein Testnetzwerk zum Nachweis eines spannungseinprägenden Verhaltens. Dieses besteht jeweils aus einem Netzäquivalent mit einstellbarer Spannungsquelle  $u_g^{Tx}$  zur Veränderung von Spannungsamplitude  $U_g^{Tx}$ , -winkel  $\theta_g^{Tx}$  und Frequenz  $f_g^{Tx}$ , den Netzzinnenimpedanzen  $Z_{g1}$  und  $Z_{g2}$  sowie  $Z_0$  im Nullsystem nach Tab. 3.3 in Kap. 3.3. Über die Schalter  $S_1$  sowie  $S_4$  kann somit zwischen zwei verschiedenen Netzstärken umgeschaltet werden.

Weiterhin kann über die Schalter  $S_3$  sowie  $S_6$  eine stromeinprägend geregelte Last (GFL-Last) entsprechend der Reglerauslegung nach [151] und dem Arbeitspunkt  $P = 200 \text{ MW}$ ,  $Q = 100 \text{ Mvar}$  an die jeweiligen Auswertungsknoten PCC Tx zugeschaltet werden. Im Inselnetzzenario (Öffnung von  $S_2$  oder  $S_5$ ) muss die GFM-Umrichterstation zum Nachweis eines spannungseinprägenden Verhaltens instantan ihren Arbeitspunkt anpassen, um den Leistungsbedarf der GFL-Last zu decken.

Zusätzlich zu den GFM-Nachweiskriterien nach [151] ist von GFM-HGÜs entsprechend der TAR-HGÜ während Netzfehlern eine dynamische Stromantwort zu erwarten, weswegen AC-Fehler in Form einer zuschaltbaren Fehlerimpedanz  $Z_F$  ebenfalls im Rahmen des aufgezeigten Testnetzwerks Berücksichtigung finden.

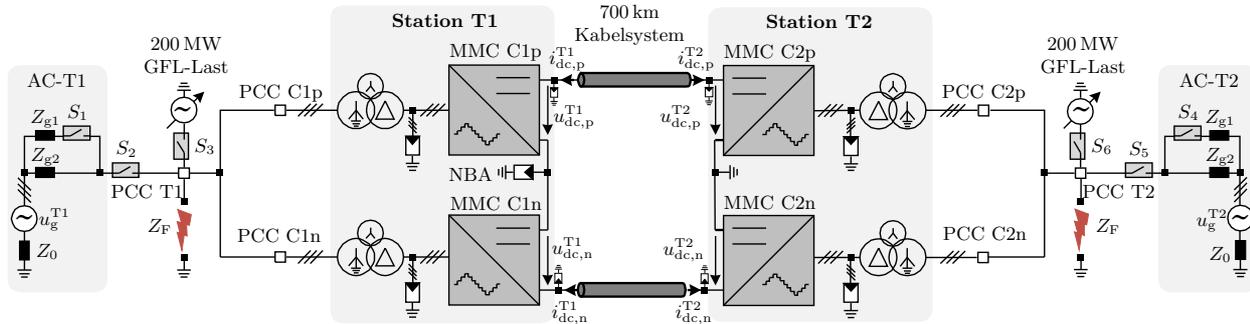


Abb. 6.1: Szenarioüberblick in einer P2P-GFM-RBP-HGÜ.

Die Analyse erfolgt mithilfe einer EMT-Studie in PSCAD EMTDC. Sofern nicht anderweitig beschrieben, beträgt der gewählte Arbeitspunkt an Umrichterstation T1  $P = +1000$  MW,  $Q = +300$  Mvar. An Umrichterstation T2 stellt sich der Wirkleistungsarbeitspunkt entsprechend den Umrichterstations- sowie DC-Übertragungsverlusten ein, für die Blindleistung gilt  $Q = +300$  Mvar. Sofern nicht anderweitig beschrieben, treten alle Szenarien zum Zeitpunkt  $t = 1.0$  s auf.

## 6.1 Winkelsprungszenarien

Entsprechend dem technischen FNN Hinweispapier [151] soll das spannungseinprägende Verhalten eines Testumrichters anhand von Winkelsprüngen mit  $\pm 10^\circ$  und  $\pm 30^\circ$  sowie teilweise in Kombination mit auftretenden Frequenzrampen untersucht werden. Aus diesem Grund wird das Umrichterverhalten beider Stationen Tx jeweils anhand eines *Winkelsprungs an einer Station* mit einem *Worst Case* Winkelsprung von  $\Delta\theta_g^{Tx} = -30^\circ$  sowie nachfolgender linearer Frequenzänderung mit  $-2$  Hz/s ausgewertet. Die Größenordnung dieses Testszenarios ist dabei an das bisher weitreichendste intereuropäische Netzereignis vom 4. November 2006 angelehnt, siehe [150], wobei die Auftrennung der 380-kV-Doppelleitung zwischen den elektrisch nahegelegenen Umspannwerken Diele und Conneforde in einem Winkelsprung von  $|29^\circ|$  zwischen beiden Stationen resultierte und schließlich zu einer Systemauftrennung des europäischen Verbundnetzes in mehrere Teilnetzgebiete führte.

Große Winkelsprünge treten in der Regel im Zusammenhang mit größeren topologischen Veränderungen des Energienetzes auf. Ein Blick in die Untersuchungsberichte realer Netzereignisse – wie beispielsweise der zuvor erwähnten Systemauftrennung am 4. November 2006, siehe [150], oder der Trennung der iberischen Halbinsel vom kontinentaleuropäischen Verbundnetz am 24. Juli 2021, siehe [147] – führt dabei zur Empfehlung, in Erweiterung zu den durch [151] vorgegebenen Szenarien an einer Umrichterstation weitere Untersuchungsszenarien infolge von Systemauftrennungen in Betracht zu ziehen.

Liegt die Systemauftrennungslinie elektrisch gesehen exakt zwischen den beiden Umrichterstationen einer HGÜ, so erfahren beide Umrichterstationen *gegensynchrone Winkelsprungszenarien* mit  $\Delta\theta_g^{T1} = -\Delta\theta_g^{T2}$ . Bei HGÜ-Systemen mit langer Übertragungsstrecke ist davon auszugehen, dass mit Annäherung der Systemauftrennungslinie an eine der beiden Umrichterstationen auftretende Effekte in ein Szenario *Winkelsprung an einer Station* übergehen.

Für den Fall, dass beide Umrichterstationen des betrachteten HGÜ-Systems im selben Teilnetz nach einer Systemauftrennung liegen, erfahren beide Umrichterstationen *synchrone Winkelsprungszenarien* mit  $\Delta\theta_g^{T1} \approx \Delta\theta_g^{T2}$ .

Die diskutierten Winkelsprungszenarien werden im Folgenden innerhalb des HGÜ-Systems entsprechend Abb. 6.1 analysiert. Zur besseren Einordnung auftretender

instantaner Reaktionen mit einem geringstmöglichen Einfluss durch implementierte Stromlimitierungskonzepte wird dabei für die Winkelsprunzenarien abweichend von den übrigen Untersuchungen der Arbeitspunkt  $P = 0$  MW gewählt. Die erwartbare Antwort der VSM infolge von Winkelsprüngen ist für die Wirkleistung über (5.16) hergeleitet und kann für die Blindleistung anhand von (5.39) beschrieben werden. Dies entspricht einer negativen Wirkleistungs- und einer positiven Blindleistungsreaktion infolge von positiven Winkelsprüngen sowie einer positiven Wirkleistungs- und einer negativen Blindleistungsreaktion infolge von negativen Winkelsprüngen. Aufgrund erwartbarer achsensymmetrischer Antworten werden die aufgelisteten Winkelsprunzenarien lediglich für einen negativen Winkelsprung untersucht, wobei später gezeigt wird, dass dieser einen *Worst Case* im Hinblick auf den sicheren Betrieb der HB-Submodule darstellt.

### 6.1.1 Winkelsprung an T1

Abb. 6.2 zeigt die Intralinkauswirkung einer P2P-GFM-HGÜ infolge eines Winkelsprungs an T1 mit  $\Delta\theta_g^{T1} = -30^\circ$  bei nachfolgender linearer Frequenzänderung von 50 Hz zum Zeitpunkt  $t = 1.0$  s bis 49 Hz zum Zeitpunkt  $t = 1.5$  s mit  $-2$  Hz/s. Die Zeitskala in Abb. 6.2 ist hierbei so gewählt, dass zunächst die instantane Reaktion infolge des Winkelsprungs ausgewertet werden kann.

Wie anhand (5.16) beschrieben, reagiert die VSM infolge eines negativen Winkelsprungs mit einer Erhöhung der Wirkleistungskomponente sowie einer Reduktion der Blindleistungskomponente (Abb. 6.2a) an Station T1. Hierbei greift die Limitierung der Stromreferenz ein, um die Armströme innerhalb ihres zulässigen Arbeitsbereichs zu erhalten (Abb. 6.2d). Da beide Stationspole einer Umrichterstation symmetrisch geregelt werden und somit eine ähnliche Antwort aufzeigen, ist hier exemplarisch die Reaktion des positiven Stationspols dargestellt.

Ein negativer Winkelsprung in der Netzspannung entspricht in der Theorie einer negativen unendlichen Änderung der Netzfrequenz, was durch die PLL als eine negative Auslenkung detektiert wird (Abb. 6.2j). Die Reaktion der Netzfrequenz wird aufgrund der hinreichend groß gewählten Trägheitskonstante  $H$  durch die VSM gedämpft (siehe  $\omega_{VSM}^{C2P}$ ) und unterstreicht somit den möglichen Beitrag der GFM-HGÜ zur Frequenzstabilität entsprechend Punkt 6 in Kap. 2.5.

Die schnelle Wirkleistungsänderung an T1 wird instantan über die in den Submodulen beider Stationspole gespeicherte Energie ermöglicht, wodurch die Submodulspannungen instantan auslenken (Abb. 6.2g). Bei Detektion einer Abweichung in der gefilterten durchschnittlichen Energiegröße (Abb. 6.2k) erfolgt eine Bilanzierung über die DC-Seite (Abb. 6.2e und Abb. 6.2h). Dieser Energiebedarf wird an Station T2 wiederum zunächst aus den Submodulen bezogen (Abb. 6.2i und Abb. 6.2k) und schließlich über AC-T2 ausgeglichen (Abb. 6.2c).

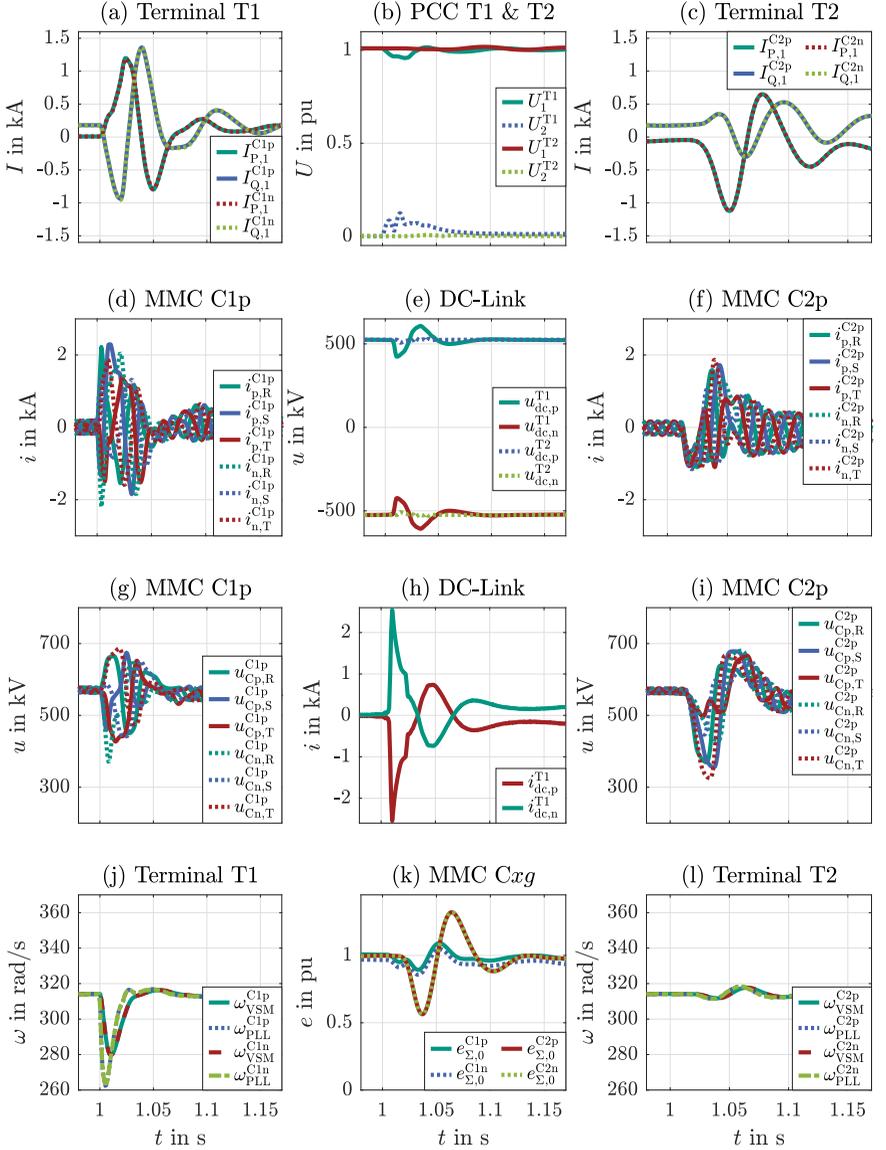
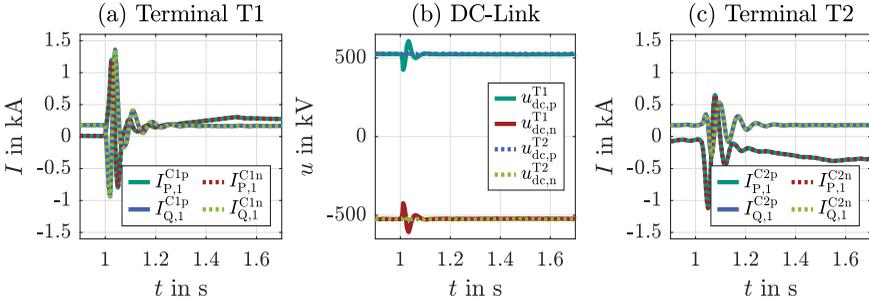


Abb. 6.2: Antwort der P2P-GFM-HGÜ auf einen Winkelsprung an T1 mit  $\Delta\theta_g^{T1} = -30^\circ$  und einer linearen Frequenzänderung von  $-2\text{ Hz/s}$ .



**Abb. 6.3:** Antwort der P2P-GFM-HGÜ auf einen Winkelsprung an T1 mit  $\Delta\theta_g^{T1} = -30^\circ$  und einer linearen Frequenzänderung von  $-2$  Hz/s.

Ein Winkelsprungeteignis an der *Slave*-Station T1 hat demnach eine nicht vernachlässigbare Auswirkung auf die Submodulbelastung der *Master*-Station T2 sowie deren Netzgebiet. Resultierende Polradwinkelpendelungen an Station T2 haben dabei geringfügige Auswirkungen auf die Netzfrequenz in AC-T2 (Abb. 6.2l).

Zur Interpretation der Spannungsantwort an Station T1 in der Grundschwingung (Abb. 6.2b) sind die mathematischen Zusammenhänge zu dessen Berechnung in Anhang A.2 heranzuziehen. Das gleitende Integrationsfenster  $T = 1/f_T$  wird mittels einer PLL mit einer Zeitkonstante von 200 ms entsprechend den Richtlinien in [151] bestimmt. Die dabei detektierte Frequenz  $f_T$  erfährt ebenfalls eine negative Auslenkung infolge des auftretenden Winkelsprungs, sodass bis zum Einschwingen der PLL ein von der tatsächlichen Netzperiode abweichendes Integrationsfenster zugrunde liegt, wodurch die Diskrepanz in der Grundschwingungsspannung erklärt werden kann.

Die Reaktion der GFM-HGÜ auf die lineare Frequenzänderung ist auf einer größeren Zeitskala in Abb. 6.3 aufgezeigt. Aufgrund des implementierten Primärreglers reagiert die VSM mit einer Anpassung des Wirkleistungsarbeitspunktes in positive Richtung infolge der negativen Frequenzänderung (Abb. 6.3a). Die Höhe der Arbeitspunktanpassung korreliert dabei direkt mit der gewählten  $\Delta P/\Delta f$ -Statik. Somit gelten die Punkte 5 und 6 aus Kap. 2.5 entsprechend der TAR-HGÜ als validiert.

### 6.1.2 Winkelsprung an T2

Abb. 6.4 zeigt die Intralinkauswirkung einer P2P-GFM-HGÜ infolge eines Winkelsprungs an T2 mit  $\Delta\theta_g^{T1} = -30^\circ$ . Die VSM-Regelung an Station T2 reagiert auf den negativen Sprung im Netzwinkel ebenfalls instantan mit einer positiven Wirkleistungsantwort sowie einer negativen Blindleistungsantwort (Abb. 6.4c), wo-

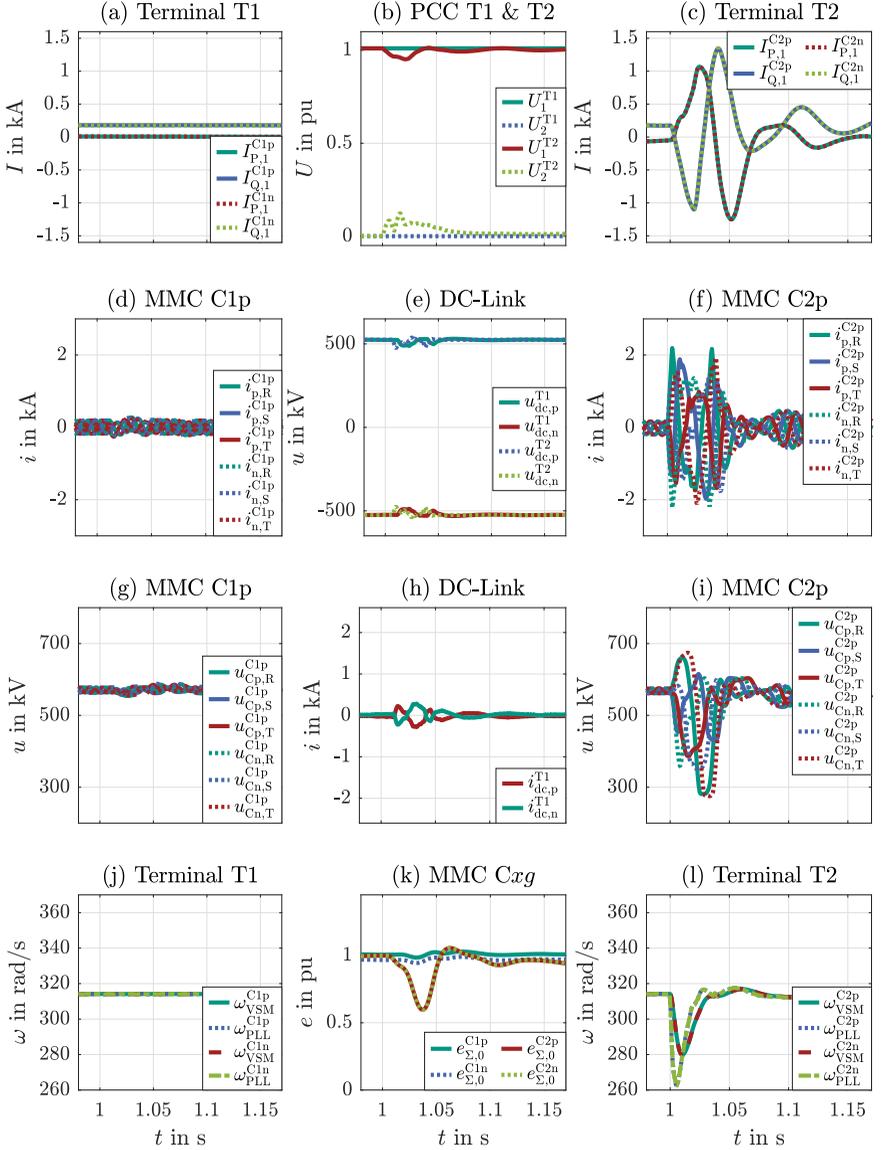


Abb. 6.4: Antwort der P2P-GFM-HGÜ auf einen Winkelsprung an T2 mit  $\Delta\theta_{\text{g}}^{\text{T2}} = -30^\circ$ .

bei die hierfür benötigte Energie den Submodulkapazitäten der beiden MMCs an Station T2 entzogen wird (siehe Abb. 6.4i exemplarisch für den positiven Stationspol). Die Reaktion ermöglicht wiederum eine Dämpfung der detektierten Frequenzauslenkung der virtuellen Statorfrequenz an PCC T2 (Abb. 6.4j).

Die entstehende Energiedifferenz (Abb. 6.4k) wird an der *Master*-Station aufgrund der implementierten AC-Bilanzierung aus dem Netzgebiet AC-T2 ausgeglichen, was im Vergleich zur entsprechenden Wirkleistungsantwort an T1 infolge des Szenarios *Winkelsprung an T1* eine größere negative Fläche der Wirkleistungsantwort an Station T2 zur Folge hat. Tritt das Netzereignis bei ungünstiger Phasenlage auf, so können Stellgrößen mit  $u_{g,y}^{C2g,ref} < 0$  kV bestimmt werden, wodurch der sichere Betrieb der HB-Submodule gefährdet wäre. Aus diesem Grund werden solche Armstellgrößen begrenzt, was in einer entsprechenden Antwort auf der DC-Seite resultiert (Abb. 6.4e und Abb. 6.4h). Diese als gering zu bewertende AC-DC-Interaktion kann jedoch durch die intrinsische Pufferkapazität der Submodule an Station T1 abgefangen werden (Abb. 6.4g), sodass das Teilnetz AC-T1 keinen Einfluss durch das Netzereignis an Station T2 erfährt (Abb. 6.4a und Abb. 6.4j).

Die durch die AC-seitige Energiebilanzierung ermöglichte Reduktion der Intralinkauswirkungen schlägt an der *Master*-Station im Vergleich zum selben Szenario an der *Slave*-Station mit einer erhöhten Submodulbelastung zu Buche (vgl. Abb. 6.2g sowie Abb. 6.4i). Hierbei sei zu erwähnen, dass die Submodulbelastungen für unterschiedlichste Winkelsprünge von  $\pm 10^\circ$  bis  $\pm 80^\circ$  ausgewertet wurden. Da jedoch für Winkelsprungszszenarien ab circa  $|30^\circ|$  das Strom- und Leistungslimitierungskonzept vollumfänglich greift, ist das untersuchte Szenario als *Worst Case* Belastung einzustufen.

Zur Interpretation der Spannungsantwort in der Grundschiwingung (Abb. 6.4b) sei auf die Erläuterungen in Kap. 6.1.1 verwiesen.

Abweichend zur Untersuchung an Station T1 wird im Rahmen des Szenarios *Winkelsprung an Station T2* die VSM-Reaktion auf eine lineare Frequenzrampe hier nicht weiter dargestellt, jedoch im Folgenden für die Umrichterstation im *Master*-Betrieb diskutiert.

Da der Leistungsreferenzwert  $p^{ref,T2}$  an Station T2 über die durch Station T1 abgefragte Wirkleistung ermittelt wird, führt die Implementierung eines Primärreglers zu einer Anpassung der virtuellen mechanischen Wirkleistung  $p_{VSM}^{ref,C2g}$  entsprechend der vorgegebenen  $\Delta P/\Delta f$ -Statik. Zur Bereitstellung der durch Station T1 DC-seitig geforderten Wirkleistung würde jedoch der Unterschied zwischen  $p^{ref,C2g}$  und  $p_{VSM}^{ref,C2g}$  zu einer stationären Abweichung der Ladezustände in den Submodulen an Station T2 führen ( $\approx p_{bal}^{C2g}$ ). Aus diesem Grund ist im Realbetrieb entweder auf einen Primärregler an der *Master*-Station zu verzichten oder eine Kommunikation zwischen beiden Stationen zu realisieren, welche in einer entsprechenden Anpassung des Wirkleistungsarbeitspunktes an der *Slave*-Station resultiert.

### 6.1.3 Synchrone Winkelsprünge an T1 und T2

Liegen beide Umrichterstationen einer HGÜ im selben Netzgebiet und mit gleicher elektrischer Entfernung zur Ursache eines Winkelsprungs, so erfahren die PCCs beider Umrichterstationen ein synchrones Winkelsprungsereignis. Abb. 6.5 zeigt die Antwort der GFM-HGÜ auf ein solches Ereignis mit  $\Delta\theta_g^{T1} = \Delta\theta_g^{T2} = -30^\circ$ .

Hierbei überlagern sich die für die Szenarien *Winkelsprung an Station T1* sowie *Winkelsprung an Station T2* herausgearbeiteten Effekte an beiden Stationen. Wie zuvor erarbeitet, führt ein Winkelsprung in AC-T2 zu einer geringen AC-DC-Interaktion, sodass die Reaktion der *Slave*-Station im Wesentlichen mit der Antwort auf einen *Winkelsprung an Station T1* vergleichbar ist (Abb. 6.5a,d,g und j). Für die *Master*-Station nimmt die Submodulbelastung jedoch deutlich zu (Abb. 6.5i), da die GFM-Reaktion der eigenen Station einerseits einen instantanen Wirkleistungsabruf (Abb. 6.5c) sowie einen damit verbundenen Energiebedarf bewirkt (Abb. 6.5k) und andererseits das an Station T1 entstehende Energiedefizit zusätzlich über die DC-Seite abgefragt wird (Abb. 6.5e,h). Somit ist das synchrone Winkelsprungsereignis für Station T2 als kritischer einzustufen als das Szenario *Winkelsprung an Station T2*.

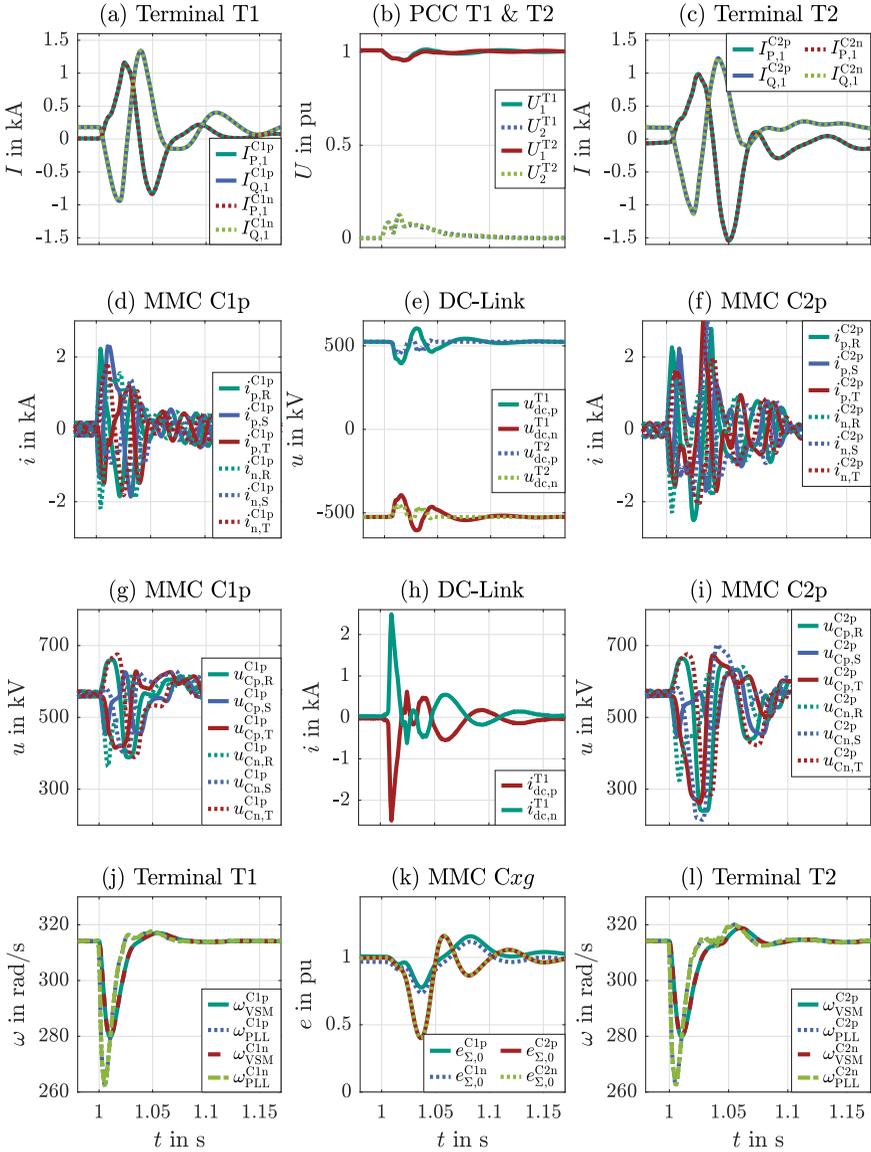
Hieraus leitet sich die Empfehlung ab, einerseits die projektspezifische Auftretswahrscheinlichkeit des Szenarios *synchrone Winkelsprünge an T1 und T2* aufgrund der topologischen Platzierung der geplanten HGÜ im Netz zu ermitteln und andererseits bei Notwendigkeit eine herstellereinspezifische Einordnung auftretender Submodulbelastungen im Rahmen dieses Szenarios vorzunehmen. In letzter Konsequenz dienen eine striktere Einschränkung des *H/D*-Verhältnisses nach Kap. 5.4.3 oder eine Reduktion der bereitstellbaren Momentanreserve als Stellglieder zur Optimierung der Submodulbelastung.

### 6.1.4 Gegensynchrone Winkelsprünge an T1 und T2

Bei einer Systemauftrennung elektrisch mittig zwischen den beiden Stationen T1 und T2 kann ein *gegensynchrones Winkelsprungszenario* auftreten, dessen Antwort der GFM-HGÜ für  $\Delta\theta_g^{T1} = -30^\circ$  und  $\Delta\theta_g^{T2} = +30^\circ$  in Abb. 6.6 aufgezeigt ist.

Vergleichbar mit den beiden zuvor diskutierten Winkelsprungszenarien ist die AC-DC-Interaktion eines Ereignisses an Station T2 gering. Aus diesem Grund ist die Antwort an Station T1 wiederum vergleichbar mit der bei einem eigenständigen *Winkelsprung an Station T1* (Abb. 6.6a,d,g,j).

An Station T2 hat der positive Winkelsprung eine negative Wirkleistungsantwort sowie eine positive Blindleistungsantwort zur Folge (Abb. 6.6c). Die theoretisch positive unendliche Änderung der Netzfrequenz wird durch die PLL als eine positive Auslenkung der virtuellen Statorfrequenz detektiert (Abb. 6.6l), welche durch die instantane Wirkleistungsantwort wiederum entsprechend gedämpft wird. Die



**Abb. 6.5:** Antwort der P2P-GFM-HGÜ auf Winkelsprünge an T1 und T2 mit  $\Delta\theta_g^{\text{T1}} = \Delta\theta_g^{\text{T2}} = -30^\circ$ .

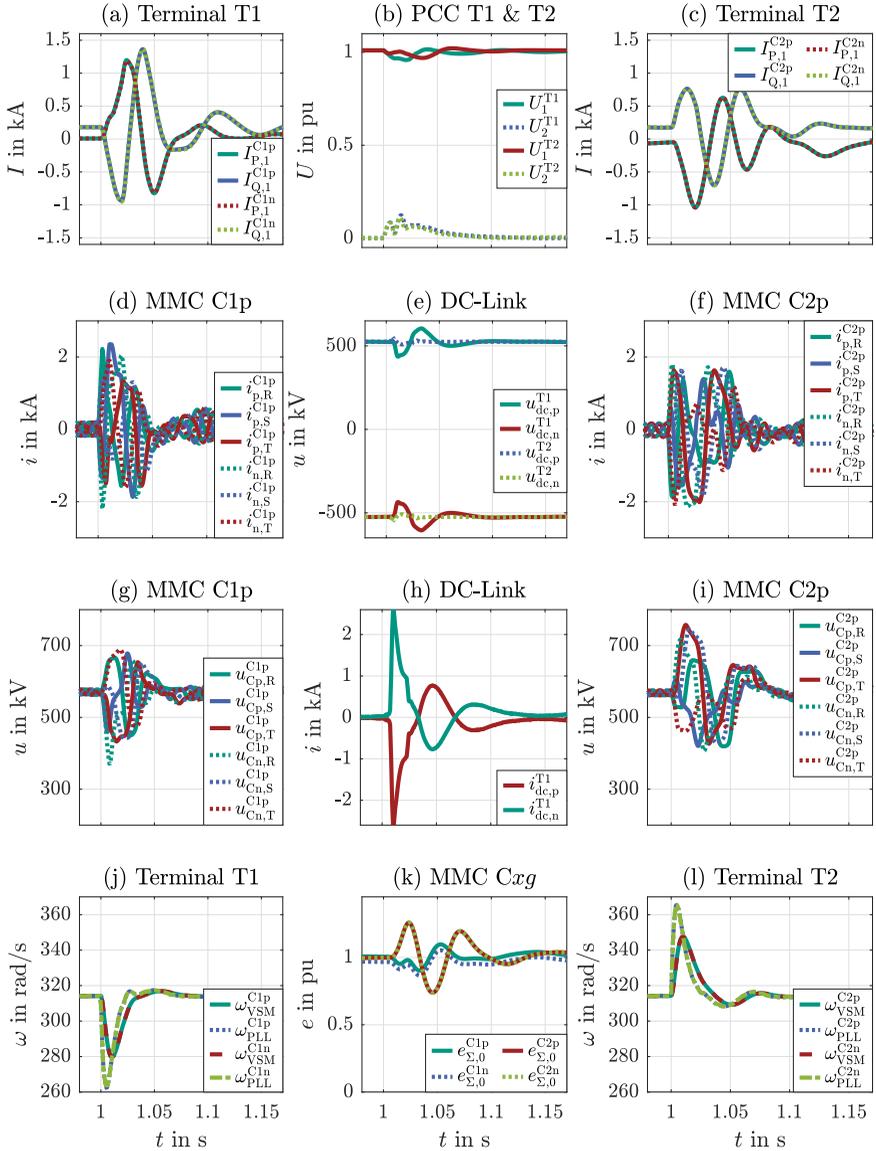


Abb. 6.6: Antwort der P2P-GFM-HGÜ auf Winkelsprünge an T1 und T2 mit  $\Delta\theta_{\text{g}}^{\text{T1}} = -30^\circ$  und  $\Delta\theta_{\text{g}}^{\text{T2}} = +30^\circ$ .

negative Wirkleistungsantwort hat einen instantanen Energieüberschuss an Station T2 zur Folge (Abb. 6.6i,k), welcher den durch den negativen Winkelsprung an Station T1 entstehenden Energiebedarf über die DC-Seite (Abb. 6.6e,h) unmittelbar decken kann. Dieser selbstheilende Mechanismus hat im Vergleich mit allen untersuchten Winkelsprungsszenarien die geringste Submodulbelastung an Station T2 zur Folge. Jedoch reduziert er sich, je unterschiedlicher die Netzstärken an AC-T1 und AC-T2 nach einer Systemauftrennung sind. Unabhängig davon ist die AC-DC-AC-Interaktion von Station T1 zu Station T2 und damit verbundene Submodulbelastungen an Station T2 jedoch als weniger kritisch zu bewerten als im Falle eines *Winkelsprungs an Station T2* oder *synchronen Winkelsprüngen*.

## 6.2 Symmetrische Fehler

Mit der Untersuchung der FRT-Performanz der GFM-HGÜ während symmetrischer AC-Fehler werden in dieser Dissertation zweierlei Ziele verfolgt.

Einerseits sollen die AC-DC-AC-Interaktionen während eines AC-Fehlers in Abhängigkeit der Rolle der Umrichterstation bewertet werden. Um die betrieblichen Herausforderungen während dieses Ereignisses zu identifizieren, geschieht dies anhand eines schweren Fehlers im Netzgebiet der jeweiligen Umrichterstation. Andererseits wird mithilfe einer Analyse auftretender Effekte am PCC in Abhängigkeit der Fehlerimpedanz ein Spannungsquellenverhalten abgeleitet anhand dessen das Antwortverhalten der GFM-HGÜ validiert und diskutiert wird.

Auf Grundlage der TAR-HGÜ wird eine Priorisierung der Blindstromantwort im Falle von Spannungsbandverletzungen vorausgesetzt.

### 6.2.1 Auswertung der Intralinkauswirkungen

Zur Auswertung der AC-DC-AC-Interaktionen infolge von AC-Fehlern wird zunächst ein symmetrischer Fehler mit 0.15 pu Residualspannung an PCC T1 untersucht, welcher zum Zeitpunkt  $t = 1.0$  s auftritt und zum Zeitpunkt  $t = 1.25$  s wieder geklärt wird. Die resultierende Antwort des HGÜ-Systems ist in Abb. 6.7 dargestellt.

Infolge des Spannungseinbruchs am PCC (Abb. 6.7b) reagieren die beiden als VSM geregelten Stationspole C1p und C1n mit einer instantanen positiven Stromantwort in den Wirk- und Blindstromkomponenten (Abb. 6.7a). Im Anstieg beider Komponenten überlagern sich dabei mehrere Effekte, welche auf die implementierten Stromlimitierungsmaßnahmen zurückzuführen sind.

Die dynamisch wirksame Limitierung der Stromreferenz resultiert in einer effektiven Begrenzung der Armströme an Station T1 (für den positiven Stationspol exemplarisch in Abb. 6.7d gezeigt), jedoch führt diese Maßnahme zu einer Reduktion der Anstiegsdynamik in den Grundschwingungskomponenten des AC-

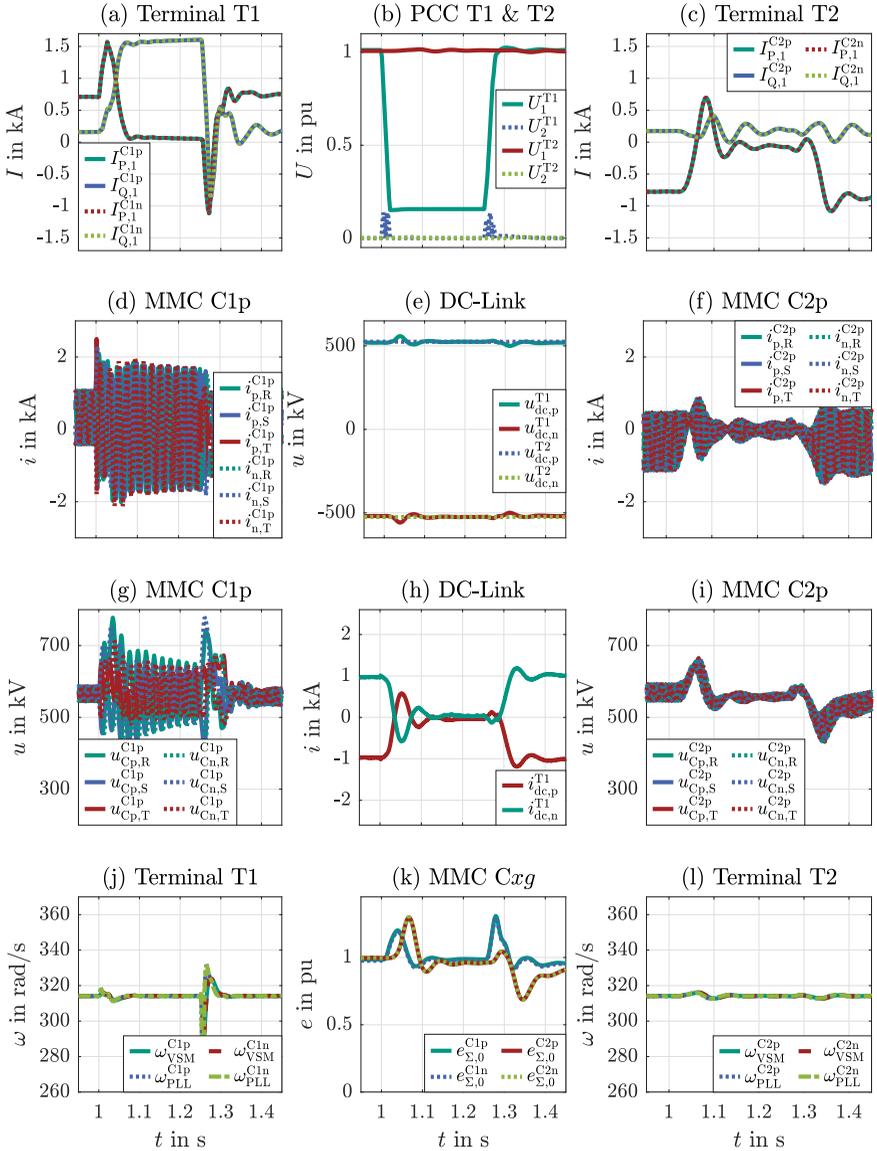


Abb. 6.7: Antwort der P2P-GFM-HGÜ auf einen dreipoligen Fehler an PCC T1 mit 0.15 pu Residualspannung.

Stroms, welche sich vor allem in der Blindstromkomponente bemerkbar macht<sup>1</sup>. Mit Abweichung der AC-Spannung um mehr als  $\pm 10\%$  wird weiterhin von einer winkelneutralen in eine blindstrompriorisierte Limitierung der Leistungs- sowie Spannungsvorgabe übergegangen. Infolgedessen wird die Wirkleistung über das Trägheitsmodell zu Null geregelt bzw. durch den PFF-Pfad zu Null gestellt und es stellt sich ein Blindstrom mit einem quasistationären Arbeitspunkt von 1 pu während des Fehlerereignisses ein.

Die Reduktion der Wirkleistungsübertragung auf 0 pu (Abb. 6.7c,h) hat instantan einen Energieüberschuss an Station T1 zur Folge (Abb. 6.7g,k), welcher über die DC-Seite (Abb. 6.7e,h) bzw. über Station T2 (Abb. 6.7i,k) und schließlich über AC-T2 abgeführt wird (Abb. 6.7c). Die FRT-Fähigkeit des HGÜ-Systems bei einem symmetrischen Fehlerereignis ist somit erfolgreich gezeigt, wobei die damit verbundenen AC-DC-AC-Interaktionen als moderat bis hoch eingestuft werden.

Die Auswertung der AC-DC-AC-Interaktion desselben Fehlers an PCC T2 erfolgt anhand Abb. 6.8. Zum Zeitpunkt  $t = 1.0\text{s}$  tritt ein symmetrischer Fehler mit 0.15 pu Residualspannung an PCC T2 auf, welcher zum Zeitpunkt  $t = 1.25\text{s}$  geklärt wird.

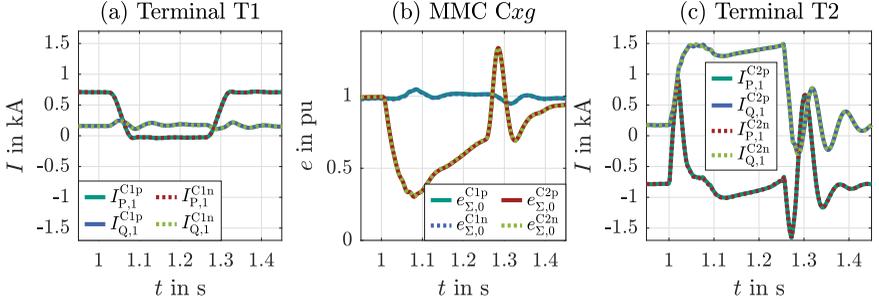
Vergleichbar mit der Antwort in Abb. 6.7 reagieren die beiden als VSM geregelten Stationspole C2p und C2n mit einer positiven Antwort in den Grundschwingungskomponenten von Wirk- und Blindstrom (Abb. 6.8c). Da Station T2 damit instantan den Wirkstrom betragsmäßig reduziert, ist instantan ein höherer Anteil der Stromamplitude verfügbar und somit eine höhere Dynamik der Blindstromkomponente im Vergleich zum selben Fehler an PCC T1 möglich. Gleichzeitig fordert die DC-stromgeregelter Station T1 weiterhin die Übertragung von positiver Wirkleistung, weswegen ein hoher Energiebedarf an Station T2 vonnöten ist (Abb. 6.8b), um einerseits die instantane GFM-Antwort (positive Änderung der Wirkstromkomponente) zu entfalten und andererseits weiterhin Wirkleistung an die DC-Strecke zu übergeben.

Als Folge hierzu greift die energieabhängige Wirkleistungsbegrenzung an Station T2 ein, weswegen die Bereitstellung eines dynamischen Blindstroms auf  $< 1\text{ pu}$  eingeschränkt ist. Zudem wird in nächster Konsequenz die linkübergreifende Wirkleistungsbegrenzung zur Reduktion des Wirkleistungsarbeitspunktes an Station T1 aktiv (Abb. 6.8a). Die von der Kommunikationsdauer abhängige Reaktion letzterer Maßnahme kann unter Umständen kritische Submodulbelastungen hervorrufen, weswegen der symmetrische Fehler an der *Master*-Station mit geringen Residualspannungen als kritisches Belastungsszenario für das untersuchte GFM-HGÜ-System hervorzuheben ist. Hingegen sind die Intralinkauswirkungen dieses Szenarios für die untersuchte Bilanzierungsmethode als moderat zu bewerten.

Wie bereits in [116] angedeutet, kann in einem solchen Fehlerfall der Wechsel von einer Bilanzierung über die AC-Seite zur DC-Seite sowie damit verbundene

---

<sup>1</sup>Auf diesen Sachverhalt wird im nachfolgenden Kap. 6.2.3 näher eingegangen.



**Abb. 6.8:** Antwort der P2P-GFM-HGÜ auf einen dreipoligen Fehler an PCC T2 mit 0.15 pu Residualspannung.

Maßnahmen zur zuverlässigen Regelung des DC-Stromkreises sinnvoll sein. Unabhängig von der realisierten DC-Regel- sowie Gesamtenergiebilanzierungsstrategie ist die Untersuchung des gezeigten Szenarios in projektspezifischen dynamischen Performanztests jedoch zu empfehlen, um einerseits eine Einordnung der FRT-Fähigkeit mit Hinblick auf die Submodulbelastungen und ggf. erforderliche Anpassungen in der Auslegung des Trägheitsmodells vorzunehmen und andererseits erwartbare AC-DC-AC-Interaktionen zu identifizieren.

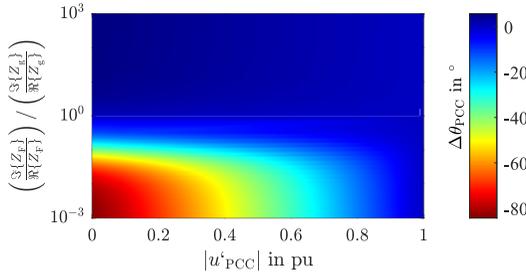
### 6.2.2 Fehleranalyse

Während AC-Fehler in der Regel durch Fehlerimpedanzen mit  $\Im\{Z_F\}/\Re\{Z_F\} = \Im\{Z_g\}/\Re\{Z_g\}$  modelliert werden (z.B. in [128] sowie in Kap. 6.2.1), wurde in der eigenen Journalpublikation [154] zur besseren Einordnung des Verhaltens eines GFM-Betriebsmittels während AC-Fehlern eine Analyse des Spannungsquellenverhaltens in Abhängigkeit der Fehlerimpedanz vorgenommen. Die wesentlichen Erkenntnisse werden im Folgenden nochmals aufgegriffen.

Hierfür erfolgt eine Zusammenfassung der Netzimpedanz zu  $Z_g = Z_{g1} || Z_{g2}$ , sowie die Abschätzung der Residualspannung am PCC  $U'_{PCC}$  während eines Fehlers durch Anwendung des Überlagerungssatzes.

$$\begin{aligned}
 U'_{PCC} &= \frac{Z_F}{Z_F Z_d + Z_g (Z_F + Z_d)} (Z_d U_g + Z_g U^{\text{ref}}) \\
 &\stackrel{|Z_d| \gg |Z_g|}{\approx} \frac{Z_F Z_d}{Z_F Z_d + Z_g (Z_F + Z_d)} U_g \approx \frac{Z_F}{Z_F + Z_g} U_g
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

Hierbei kumuliert  $Z_d = R_d + j\omega L_d$  alle am PCC wirksamen AC-Impedanzen der GFM-HGÜ-Station. Die Annahme  $|Z_d| \gg |Z_g|$  ist dabei insbesondere für große



**Abb. 6.9:** Resultierender Phasensprung am PCC in Abhängigkeit der Fehlerimpedanz  $Z_F$ .

Netzstärken gültig. Mit abnehmender Netzstärke steigt der Einfluss der GFM-HGÜ auf die resultierende Spannung am PCC, jedoch dient die vorgenommene Abschätzung einer *Worst Case* Analyse der Vorgänge am PCC.

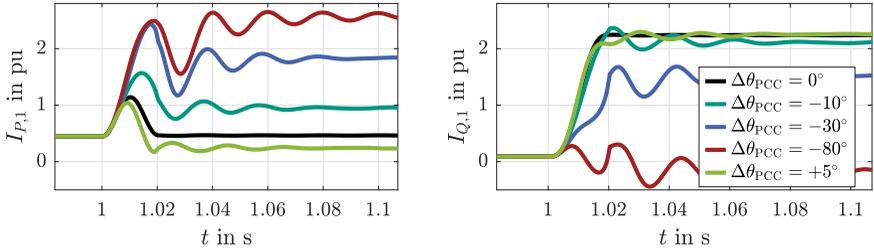
Anhand (6.1) wird ersichtlich, dass in Abhängigkeit der Fehlerimpedanz neben unterschiedlichen Höhen eines Spannungseinbruchs zudem ein Phasensprung in der Residualspannung  $U'_{PCC}$  auftreten kann, was durch Abb. 6.9 für die Netzimpedanz nach Tab. 3.3 in Kap. 3.3 sowie unterschiedliche Fehlerimpedanzen visualisiert ist. Hieraus lassen sich drei Fälle ableiten:

- $\Im\{Z_F\}/\Re\{Z_F\} = \Im\{Z_G\}/\Re\{Z_G\}$ : Die Residualspannung ist vom Betrag der Fehlerimpedanz abhängig und es tritt kein Winkelsprung auf.
- $\Im\{Z_F\}/\Re\{Z_F\} > \Im\{Z_G\}/\Re\{Z_G\}$ : Für zunehmend induktive Fehlerimpedanzen ist ein vergleichbares Verhalten wie im vorherigen Punkt mit geringen positiven Phasensprüngen am PCC bis maximal  $\Delta\theta_{PCC} \approx +5^\circ$  zu erwarten.
- $\Im\{Z_F\}/\Re\{Z_F\} < \Im\{Z_G\}/\Re\{Z_G\}$ : Neben einem Spannungseinbruch tritt zusätzlich ein negativer Phasensprung auf, welcher mit zunehmenden ohmschen Eigenschaften sowie abnehmenden Beträgen der Fehlerimpedanz betragsmäßig zunimmt bis hin zu einem *Worst Case* von  $\Delta\theta_{PCC} \approx -80^\circ$  bei einer rein ohmschen Fehlerimpedanz.

Die dynamische Reaktion einer starren Spannungsquelle  $u^{\text{ref}} = U^{\text{ref}} e^{j\omega_1 t}$  mit Innenimpedanz  $Z_d = R_d + j\omega L_d$  lässt sich unmittelbar nach Fehlereintritt anhand der Differentialgleichung

$$R_d i_{PCC} + L_d \frac{di_{PCC}}{dt} = u^{\text{ref}} - u'_{PCC} \quad (6.2)$$

mit  $u'_{PCC} = U'_{PCC} e^{j\omega_1 t}$  beschreiben. Um das fehlerimpedanzabhängige Verhalten eines Betriebsmittels mit Spannungsquellenverhalten besser diskutieren zu können,



**Abb. 6.10:** Dynamische Antwort einer starren Spannungsquelle auf einen symmetrischen Fehler mit 0.15 pu Residualspannung und Fehlerimpedanzen unterschiedlicher  $\Im\{Z_F\}/\Re\{Z_F\}$ -Verhältnisse.

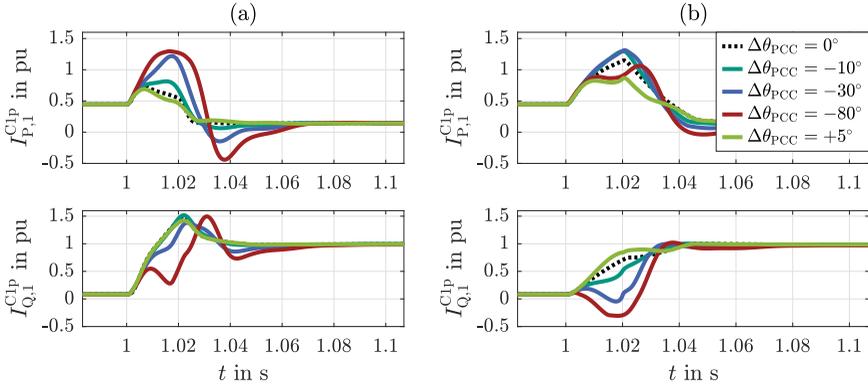
wird zunächst das Verhalten einer starren Spannungsquelle infolge eines symmetrischen Fehlers mit 0.15 pu Residualspannung und unterschiedlichen  $\Im\{Z_F\}/\Re\{Z_F\}$ -Verhältnissen der Fehlerimpedanz untersucht. Für die Innenimpedanz der Spannungsquelle gilt  $Z_d = \omega_1 L_V$ , wobei die Quelle selbst über einen Transformator entsprechend der Auslegung in Tab. D.5 in Anhang D.2 an den PCC angeschlossen ist. Die entsprechende Reaktion ist in Abb. 6.10 für die Grundschwingungskomponenten der Wirk- und Blindströme am fehlerbehafteten PCC dargestellt.

Das initiale Verhalten der Spannungsquelle entspricht einem Anstieg in den Wirk- und Blindstromkomponenten, wobei die Anstiegsdynamik von dem sich einstellenden quasistationären Arbeitspunkt abhängt. Dieser wiederum reicht von einer vorwiegenden Blindstromeinspeisung bei induktiven Fehlerimpedanzen ( $\Delta\theta_{PCC} = +5^\circ$ ) bis hin zu einer weitestgehenden Wirkstromeinspeisung bei ohmschen Fehlerimpedanzen ( $\Delta\theta_{PCC} = -80^\circ$ ). Eine Einordnung realistischer Fehlerimpedanzen erfolgt an dieser Stelle nicht, ist jedoch in Abhängigkeit projektspezifischer Anforderungen hinsichtlich des Sollverhaltens eines GFM-Umrichters während AC-Fehlern ebenfalls zu empfehlen.

Wie zuvor erwähnt, wurde für die Untersuchungen in Kap. 6.2.1 eine Fehlerimpedanz mit  $\Im\{Z_F\}/\Re\{Z_F\} = \Im\{Z_g\}/\Re\{Z_g\}$  modelliert. Ausgehend von Abb. 6.10 entspricht dies einem *Worst Case* auftretender AC-DC-AC-Interaktionen aufgrund der notwendigen Arbeitspunktanpassung der Wirkleistung ( $P_1 = 3I_{P,1}U_1$ ). Die fehlerimpedanzabhängige FRT-Performanz wird hingegen im Folgenden untersucht.

### 6.2.3 Fehlerimpedanzabhängige FRT-Performanz

Tatsächlich ist das Verhalten von GFM-Umrichtern zur dynamischen Spannungsstützung nicht genauer durch die TAR-HGÜ definiert, vielmehr sind vom relevanten ÜNB projektspezifische Mindestanforderungen an das HGÜ-System mithilfe



**Abb. 6.11:** Antwort der GFM-HGÜ auf einen symmetrischen AC-Fehler in AC-T1 mit 0.15 pu Residualspannung und Fehlerimpedanzen unterschiedlicher  $\Im\{Z_F\}/\Re\{Z_F\}$ -Verhältnisse für eine Strombegrenzung durch (a) Limitierung der Leistungs- und Spannungsvorgabe sowie (b) zusätzlicher Limitierung der Stromreferenz.

geeigneter Studien zu stellen [152]. Ein verbreiteter Ansatz ist, wie eingangs erwähnt, die Blindstrompriorisierung zur Spannungsstützung analog zur bekannten Verhaltensform bei GFL-Umrichtern, welche sich ursprünglich aus Fehlerformen mit  $\Im\{Z_F\}/\Re\{Z_F\} \approx \Im\{Z_g\}/\Re\{Z_g\}$  ableiten ließ. Der quasistationäre Arbeitspunkt sollte in GFM-Umrichtern dabei laut einer ÜNB-Veröffentlichung in etwa einer Netzperiode erreicht werden [80].

Die Herausforderung dieser Anforderung soll nun exemplarisch anhand eines symmetrischen Fehlers in AC-T1 mit 0.15 pu Residualspannung und unterschiedlichen  $\Im\{Z_F\}/\Re\{Z_F\}$ -Verhältnissen der Fehlerimpedanz in Abb.6.11 aufgezeigt werden. Hierbei wird zwischen der Antwort eines Strombegrenzungskonzepts durch Limitierung der Leistungs- und Spannungsvorgabe (Abb.6.11a) sowie der zusätzlichen Limitierung der Stromreferenz unterschieden (Abb.6.11b). Während sich im ersten Fall eine effektive Strombegrenzung durch Reduktion von  $|U^{\text{ref}}|$  nach etwa einer Netzperiode einstellt, kann ein instantaner Überstrom durch die zusätzliche Limitierung der Stromreferenz begrenzt werden (vgl. Kap.5.5).

Ein Vergleich von Abb.6.10 und Abb.6.11a zeigt dabei ein vergleichbares initiales Verhalten von starrer Spannungsquelle und GFM-HGÜ in Abhängigkeit des fehlerimpedanzbezogenen Winkelsprungs in  $U'_{PCC}$ . Auf diese Weise wird das Übergangsverhalten mit betragsmäßig zunehmenden negativen Winkelsprüngen in  $U'_{PCC}$  zu einem quasistationären Arbeitspunkt mit  $I_{Q,1} = 1$  pu zwar verlangsamt beeinflusst, jedoch kann (mit Ausnahme eines rein ohmschen Fehlers) ein Blindstrom von  $\approx 1$  pu innerhalb etwa einer Netzperiode bereitgestellt werden.

Somit lässt sich das GFM-Verhalten der HGÜ grundsätzlich validieren. Jedoch schlägt dieses mit einer hohen Belastung der Ventilströme während des Ausgleichsvorgangs auf den quasistationären Arbeitspunkt mit Blindstrompriorisierung zu Buche. Eine zusätzliche und unmittelbar wirksame Limitierung der Stromreferenz und damit der Ventilströme führt hingegen zu einer Reduktion der Antwortdynamik in den Grundswingungskomponenten des AC-seitigen Umrichterstroms (Abb. 6.11b), ist jedoch als notwendige Maßnahme zum sicheren Weiterbetrieb der HGÜ einzuordnen.

Vor diesem Hintergrund wurde in der eigenen Journalpublikation [154] das Konzept der dynamischen Blindleistungsregelung (DQC, engl: *dynamic reactive power (Q) control*) vorgestellt. Dessen Ziel ist die Erhöhung der Antwortdynamik des Blindstroms entsprechend den Anforderungen in [80] unter weiterer Berücksichtigung vorgegebener Stromgrenzen. Die Funktionsweise ist in [154] erläutert. Hierbei wird ausdrücklich darauf hingewiesen, dass die vorgestellte DQC-Maßnahme zwar die Blindstromdynamik im Fehlerfall erhöht, jedoch dem initialen Verhalten einer Spannungsquelle entsprechend Abb. 6.10 entgegenwirkt.

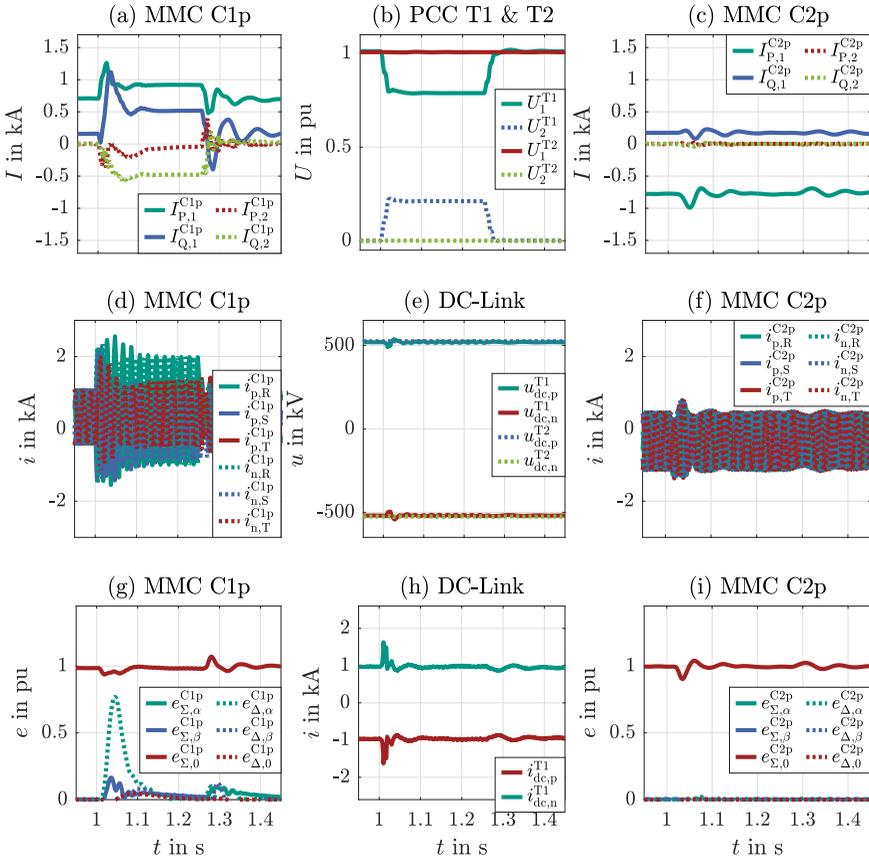
Als weiteres Stellglied zur Erhöhung der dynamischen Eigenschaften der VSM ist daher eine Reduktion der implementierten Trägheit bzw. eine Erhöhung der Bandbreite des Trägheitsmodells zu nennen<sup>2</sup>. Diese Maßnahme geht jedoch mit einer reduzierten Bereitstellung von Momentanreserve einher.

Ausgehend von diesen Untersuchungen wird empfohlen, das Wunschverhalten eines GFM-Betriebsmittels projektspezifisch sowie unter Berücksichtigung der Untersuchungen in Kap. 6.2.2 abzuleiten. Insbesondere ist hierbei eine adäquate Definition des quasistationären Sollverhaltens während AC-Fehlerereignissen zu nennen. Schließlich ist vorsichtig zwischen den dynamischen Eigenschaften für eine priorisierte und fehlerimpedanzabhängige Bereitstellung dynamischer Blindleistung während AC-Fehlerereignissen sowie der Bereitstellung von Momentanreserve während Frequenz- oder Winkelereignissen abzuwägen.

### 6.3 Unsymmetrische Fehler

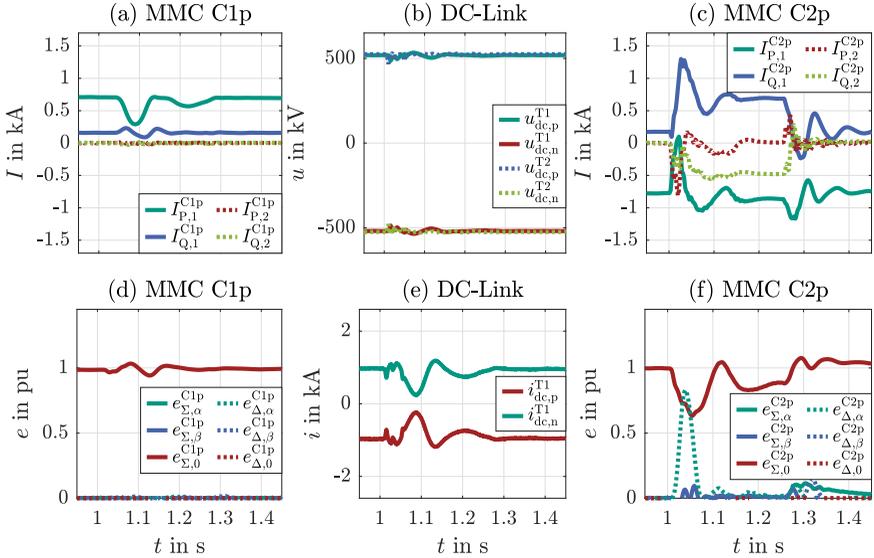
Zur Untersuchung der FRT-Performanz bei unsymmetrischen Netzereignissen wird beispielhaft ein einpoliger Fehler an Phase R mit einer Residualspannung von 0.15 pu untersucht. Zur Einordnung der *Worst Case* Intralink-Interaktion wird wiederum von einer Fehlerimpedanz mit  $\Im\{Z_F\}/\Re\{Z_F\} = \Im\{Z_g\}/\Re\{Z_g\}$  ausgegangen. Die Antwort des HGÜ-Systems auf einen solchen Fehler in AC-T1 ist in Abb. 6.12 und für AC-T2 in Abb. 6.13 aufgezeigt.

<sup>2</sup>Eine ausführliche auslegungsbezogene Studie zur Optimierung des Antwortverhaltens einer GFM-HGÜ während FRT-Ereignissen ist ebenfalls dem eigenen Journalbeitrag [154] zu entnehmen.



**Abb. 6.12:** Antwort der P2P-GFM-HGÜ auf einen Pol-Erde-Fehler von Phase R an PCC T1 mit 0.15 pu Residualspannung.

Infolge eines einpoligen Fehlers in AC-T1 bricht die Mitsystemspannung an PCC T1 ein und es tritt eine Gegensystemspannung auf (Abb.6.12b). Station T1 antwortet instantan mit einer positiven Stromantwort im Mitsystem sowie einer negativen Stromantwort im Gegensystem (Abb.6.12a), um den Änderungen in Mit- und Gegensystemspannung entgegenzuwirken. Weiterführend stellt sich der quasistationäre Arbeitspunkt der Blindstromkomponenten in Abhängigkeit von der Fehler-, Netz- sowie emulierten Statorimpedanz ein, wobei das Übergangsverhalten von der Auslegung des Trägheitsmodells abhängt. Die Wirkleistungskomponente im Gegensystem stellt sich entsprechend den abgeleiteten Anforderungen

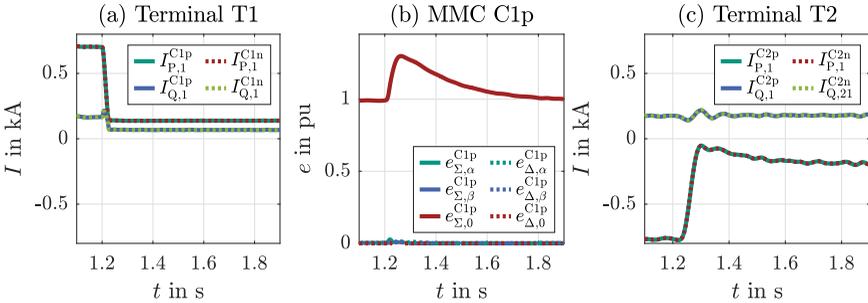


**Abb. 6.13:** Antwort der P2P-GFM-HGÜ auf einen Pol-Erde-Fehler von Phase R an PCC T2 mit 0.15 pu Residualspannung.

in Kap. 5.1.3 zu Null ein. Weiterhin erhöht sich die quasistationäre Wirkleistungskomponente im Mitsystem, um trotz reduzierter Mitsystemspannung das Leistungsgleichgewicht nach (3.59) im Rahmen verfügbarer Stromgrenzen herzustellen. Die Ventilströme verbleiben an der fehlerbehafteten Station somit in ihrem vorgesehenen Arbeitsbereich (Abb. 6.12d), während eine Übertragung von Wirkleistung weiterhin ermöglicht ist.

Im Vergleich zu den zuvor untersuchten Szenarien sind die auftretenden Energieabweichungen als moderat einzustufen (Abb. 6.12g), welche wiederum über die DC-Seite der Station (Abb. 6.12e und Abb. 6.12h) und schließlich über Station T2 (Abb. 6.12f,i) und AC-T2 ausgeglichen werden (Abb. 6.12c). Die Intralinkauswirkungen können dabei ebenfalls als gering bewertet werden.

Bei einem einpoligen Fehler in AC-T2 antwortet Station T2 ebenfalls mit einer positiven Stromantwort im Mitsystem sowie einer negativen Stromantwort im Gegensystem (Abb. 6.13c), um den auftretenden Abweichungen in der Mit- und Gegensystemspannung an PCC T2 entgegenzuwirken. Im Gegensatz zum Fehler an Station T1, muss das auftretende Energieungleichgewicht jedoch nun über die AC-Seite der fehlerbehafteten Station T2 gedeckt werden. Zur Reservierung hierfür notwendiger Wirkstromanteile greift die linkübergreifende Wirkleistungslimitierung ein, weswegen die Wirkleistungsübertragung von Station T2 zu Station



**Abb. 6.14:** Antwort der P2P-GFM-HGÜ infolge einer Inselnetzbildung an PCC T1.

T1 temporär reduziert wird (Abb. 6.13a und Abb. 6.13e). Die dafür notwendige Kommunikationsdauer führt zu einer verzögerten Reaktion dieser Maßnahme und damit zu einem erhöhten Energiebedarf an Station T2 (Abb. 6.13f) im Vergleich zum selben Fehler an Station T1. Dennoch ist die auftretende Intralinkinteraktion als moderat einzustufen.

## 6.4 Inselnetzbildung

Als eine wichtige Eigenschaft netzbildender Umrichter gilt die Inselnetzfähigkeit bzw. die Fähigkeit, nach einer plötzlichen Abkopplung des Umrichters vom Netz stromgeregelte Systeme weiter betreiben zu können. Zum Nachweis der Inselnetzfähigkeit an Station T1 wird zum Zeitpunkt  $t = 1.0$  s Schalter  $S_3$  geschlossen und die 200 MW GFL-Last initialisiert. Zum Zeitpunkt  $t = 1.2$  s wird schließlich Schalter  $S_2$  geöffnet und Station T1 somit von AC-T1 getrennt.

Die Antwort des HGÜ-Systems auf dieses Szenario ist durch Abb. 6.14 gezeigt. Infolge der Inselnetzbildung passt Station T1 instantan ihren Arbeitspunkt von Wirk- und Blindstrom an (Abb. 6.14a), um das Netz für die GFL-Last entsprechend deren Leistungsbedarf zu formen (200 MW, 100 Mvar). Die instantan auftretende Leistungsdifferenz  $p^{\text{ref},T1} - p_{\text{GFL-Last}}$  resultiert zunächst in einer positiven Energieabweichung an Station T1, welche aufgrund der realisierten DC-Bilanzierung an AC-T2 abgegeben wird. Schließlich wird die Leistungsübertragung über die HGÜ entsprechend der an PCC T1 abgefragten Leistung angepasst. Die Intralinkauswirkung dieses Szenarios ist damit als moderat einzustufen.

Obwohl nicht dargestellt ist zu erwähnen, dass die VSM aufgrund der auftretenden Leistungsdifferenz  $p^{\text{ref},T1} - p_{\text{GFL-Last}}$  mit einer Beschleunigung in  $\omega_{\text{VSM}}^{C1g}$  reagiert. Aus diesem Grund erfolgt eine Anpassung von  $p_{\text{VSM}}^{\text{ref},C1g}$  über den Primärregler entsprechend der implementierten  $\Delta P/\Delta f$ -Statik. Folglich wird dem Inselnetz

eine Frequenz mit einer vom Wirkleistungsbedarf der GFL-Last abhängigen stationären Abweichung von  $\omega_1$  bereitgestellt. Je nach Definition des Sollverhaltens des GFM-Betriebsmittels durch den zuständigen ÜNB könnte daher eine Anpassung von  $p^{\text{ref}, T1}$  bzw. eine Implementierung eines Sekundärreglers zur Rückführung der Frequenz auf  $\omega_1$  sinnvoll sein.

Bei Inselnetzbildung an Station T2 reagiert auch diese aufgrund ihrer netzbildenden Regelung instantan mit einer Arbeitspunktanpassung in Wirk- und Blindleistung, um das Netz für die GFL-Last zu bilden. Jedoch zieht dies in Abhängigkeit des vorherigen Arbeitspunktes einen positiven oder negativen Energiebedarf mit sich, welcher aufgrund der Wahl für eine AC-Bilanzierung an Station T2 gänzlich durch die Submodule der beiden Stationspole bereitgestellt werden muss, wohingegen ein Nachladen über die AC-Seite im Inselnetzbetrieb nicht möglich ist. Die DC-spannungsgeregelte bzw. die DC-netzbildende Umrichterstation kann somit nicht gleichzeitig eine AC-netzbildende Station vollumfänglich darstellen.

Um den Betrieb der HGÜ aufrechtzuerhalten, ist folglich ein Wechsel der DC-Regel- sowie Bilanzierungsstrategie notwendig. Hierbei sind Umladevorgänge hoher Dynamik zu erwarten und dementsprechend eine hohe AC-DC-AC-Interaktion infolge des Inselnetzzenarios an PCC T2. Die Untersuchung solcher Umschaltvorgänge wird jedoch in dieser Arbeit nicht weiterverfolgt.

## 6.5 Zusammenfassung und Handlungsempfehlungen

Im Rahmen dieses Kapitels erfolgte eine umfangliche Analyse des Verhaltens einer GFM-HGÜ bei unterschiedlichen AC-Netzzenarien mit dem Ziel, etwaige Intralinkinteraktionen zu bewerten sowie Herausforderungen hinsichtlich des sicheren Umrichterbetriebs bei Wahl einer Umrichterregelung der VSM-Klasse zu identifizieren. Die wesentlichen Erkenntnisse werden im Folgenden nochmals zusammengefasst. Die szenarienabhängigen AC-DC-AC-Interaktionen werden hierfür anhand von Tab. 6.1 klassifiziert. Aus Gründen der Vollständigkeit findet die Einordnung neben den diskutierten Szenarien zudem für die nach [151] definierten Szenarien zum Nachweis eines GFM-Verhaltens statt.

Die Szenarien *Synchrone Winkelsprünge* sowie schwere *AC-Fehler an der Master-Station* mit geringen Residualspannungen stellen im Sinne des sicheren Umrichterbetriebs eine Herausforderung dar. Obgleich diese bislang nicht durch das FNN-Hinweispapier [151] Berücksichtigung finden, leitet sich aus den vorangegangenen Untersuchungen die Empfehlung ab, die Bereitstellung von virtueller Momentanreserve durch eine GFM-HGÜ anhand dieser beiden kritischen Szenarien auszuliegen. Hierbei bleibt zu erwähnen, dass benannte Szenarien für starke Netzbedingungen untersucht wurden, um einen *Worst Case* hinsichtlich möglicher Submodulbelastungen sowie auftretender AC-DC-AC-Interaktionen abzubilden. Bei schwächeren Netzbedingungen nehmen die dargestellten Effekte ab, weswegen eine

**Tab. 6.1:** Klassifizierung szenarioabhängiger AC-DC-AC-Interaktionen.

Szenario	Ort	Intralink-Interaktion	Kommentar
$\Delta\theta_g \pm 30^\circ$	T1	hoch	Energiebedarf wird an gegenüberliegender Station abgerufen → an ausgedehntem Netzmodell zu untersuchen
$\Delta\theta_g \pm 30^\circ$	T2	keine	hohe Submodulbelastung an <i>Master</i> -Station → Auslegungsszenario für Trägheitsmodell
$\Delta f_g \pm 2 \text{ Hz/s}$	T1	gering	Anpassung von $P$ durch $p_{\text{VSM}}^{\text{ref}, C1g}$
$\Delta f_g \pm 2 \text{ Hz/s}$	T2	keine	Anpassung von $p_{\text{VSM}}^{\text{ref}, C2g}$ und $e_{\Sigma,0}^{C2g}$ , daher Kommunikation zur Anpassung von $p^{\text{set}, C1g}$ erforderlich
$\Delta\theta_g \downarrow\downarrow$	T1,T2	T1: hoch, T2: gering	kritisches Belastungsszenario, Auftrittswahrscheinlichkeit prüfen
$\Delta\theta_g \downarrow\uparrow$	T1↓,T2↑	T1: hoch, T2: keine	selbstheilender Mechanismus, Submodulbelastungen im Rahmen
sym. AC-Fehler	T1	mittel bis hoch	Ausgleichsenergie über AC-T2 → an ausgedehntem Netzmodell zu untersuchen
sym. AC-Fehler	T2	hoch	kritische Submodulbelastung an der <i>Master</i> -Station
unsym. AC-Fehler	T1	gering	-
unsym. AC-Fehler	T2	moderat	Ggf. energieabhängige Wirkleistungsreduktion erforderlich
Inselnetz	T1	moderat	instantane Anpassung der Wirkleistungsübertragung
Inselnetz	T2	hoch	DC-Rollenwechsel notwendig
$ Z_g  \uparrow$	T1	gering	Ausgleichsenergie über AC-T2
$ Z_g  \uparrow$	T2	keine	-
$U_g \pm 5\%$	T1,T2	gering,keine	geringer je schwächer das Netz

optimierte Auslegung der GFM-Eigenschaften des HGÜ-Systems unter Kenntnis der vorherrschenden Netzbedingungen zu empfehlen ist.

Weiterführend leitet sich aus den Untersuchungen in diesem Kapitel folgendes Dilemma für die Betriebsführung einer GFM-HGÜ ab: Ein vollumfängliches GFM-Verhalten einer Umrichterstation ist ausschließlich mithilfe einer DC-Bilanzierungsstrategie realisierbar (siehe Inselnetzscenario bzw. kritisches Belastungsszenario

*AC-Fehler an T2*), jedoch geht diese für manche Szenarien mit hohen Intralinkauswirkungen einher. Hingegen sind auftretende Intralinkinteraktionen an der Umrichterstation mit AC-Bilanzierungsstrategie gering bis vernachlässigbar. Eine Option beide Stationen über deren AC-Seiten zu bilanzieren wäre denkbar, geht jedoch mit erhöhten Submodulbelastungen einher und erfordert für eine szenarienabhängige Umschaltung zur DC-Bilanzierungsstrategie die Kommunikation zwischen beiden Umrichterstationen sowie ein entsprechendes Management der DC-Regelstrategie. Als weitere Option ist der Dual-Port-Regelansatz nach [27] zu erwähnen, welcher sowohl AC- als auch DC-netzbildende Eigenschaften gleichzeitig für eine Umrichterstation ermöglicht, jedoch keine Einstellmöglichkeiten stationärer AC- und DC-Lastflüsse bietet und dauerhafte stationäre Abweichungen der Submoduladezustände erfordert. Die Wahl der Betriebsstrategie ist somit projektspezifisch in Abhängigkeit der vorherrschenden Netzsituation an den jeweiligen Umrichterstationen abzuwägen.

Da das Sollverhalten eines GFM-Betriebsmittels während AC-Netzfehlern unzureichend durch die TAR-HGÜ definiert ist, erfolgte in dieser Dissertation des Weiteren eine Diskussion über die Vereinbarkeit bestehender Anforderungen für GFL-Umrichter im Sinne einer Blindstrompriorisierung sowie dem dynamischen Antwortverhalten einer Spannungsquelle. Mithilfe einer Fehleranalyse wurde die Diskrepanz beider Punkte für die Reaktion einer idealen Spannungsquelle aufgezeigt, anhand deren das grundlegende Antwortverhalten der als VSM geregelten GFM-HGÜ validiert werden konnte. Als wichtige Erkenntnis ist aufzuführen, dass Maßnahmen zur instantanen Begrenzung der Ventilströme die Antwortdynamik in den Grundschwingungskomponenten reduzieren, jedoch für den sicheren Betrieb der GFM-HGÜ erforderlich sind. Als eine Maßnahme zur Erhöhung der Antwortdynamik während AC-Fehlern wurde die Reduktion der virtuellen Trägheit herausgearbeitet, welche gleichermaßen mit der Reduktion von Momentanreserve einhergeht. Für die Auslegung der VSM ist folglich – unter Berücksichtigung der Auslegungsrichtlinien nach Kap. 5.4.3 – ein Kompromiss zwischen der Antwortdynamik während Netzfehlern, auftretenden Submodulbelastungen sowie der Bereitstellung von Momentanreserve zu finden.



# Kapitel 7

## Zusammenfassung

Die zunehmende Integration umrichterbasierter Systeme im Energienetz erfordert ein umfängliches Verständnis bestehender sowie zukünftiger Energiesysteme, um die Wahrung der Systemstabilität fortführend zu gewährleisten. Aus diesem Grund hat diese Dissertation einige Stabilitätsaspekte mit dem Fokus auf die Umrichterregelung von MMC-HGÜ-Systemen näher beleuchtet. Hierbei wurde das Ziel verfolgt, einerseits die Auswirkungen der Umrichterregelung auf die harmonische Stabilität zu klassifizieren und andererseits Nutzungspotenziale der Umrichterregelung zur Verbesserung der Frequenz- und Spannungsstabilität sowie begleitende Herausforderungen zu identifizieren.

Zu diesem Zwecke wurde in Kap. 3 ein Schwerpunkt auf die analytische Herleitung der frequenzabhängigen Umrichteradmittanz gelegt sowie Modellierungsempfehlungen zur adäquaten Bestimmung dieser unter Berücksichtigung passiver sowie aktiver MMC-Dynamiken erarbeitet. Während im GFL-Betrieb der vereinfachte Modellierungsansatz durch ausschließliche Berücksichtigung AC-seitiger MMC-Dynamiken zulässig ist, ist die notwendige Modellierungstiefe im GFM-Betrieb im sub- und supersynchronen Bereich zu Beginn von harmonischen Stabilitätsuntersuchungen mithilfe eines Frequenzscans einzuordnen. Für die untersuchten GFM-Umrichter der VSM-Klasse ist die Modellierung interner MMC-Dynamiken aufgrund der dämpfenden Eigenschaften eines emulierten virtuellen Stators jedoch vernachlässigbar.

Auf dieser Grundlage wurden weiterführend parametrische sowie strukturelle Sensitivitäten der Umrichterregelung für bestehende (GFL-Betrieb) sowie zukünftige (GFM-Betrieb) Umrichtersysteme im Übertragungsnetz untersucht, um daraus generische Aussagen hinsichtlich deren admittanzformenden Eigenschaften abzuleiten und damit eine Handhabe zur Formung eines stabilen Gesamtsystems aus Umrichter und Netz zu bieten. Eine umfassende Sensitivitätsanalyse sowie Klassifizierung umrichtertypabhängiger Einflüsse wurde durch Kap. 4 bereitgestellt.

Besonders hervorzuheben ist die adäquate Berücksichtigung selektiver Filter zur Extraktion symmetrischer Komponenten, da diese unabhängig vom untersuchten Umrichtertyp einen breitbandigen Einfluss auf die Passivitäts- sowie Dämpfungseigenschaften des Umrichters haben und bei Vernachlässigung zu falschen Stabilitätsaussagen führen können. Als weiterer breitbandiger Einflussfaktor ist die Struktur der umrichtertypspezifischen inneren Regelung zu nennen, d.h. die Stromregelstruktur in GFL-Umrichtern oder die (kaskadierte) Spannungsregelstruktur in GFM-Umrichtern, da die Sensitivität überlagerter Regler stark von diesen abhängt.

Der zweite Schwerpunkt dieser Dissertation lag auf der Untersuchung der Machbarkeit sowie der Herausforderungen in P2P-GFM-HGÜs zur Verbesserung der Frequenz- und Spannungsstabilität. Für diesen Zweck wurde in Kap. 5 ein umfangreicher Implementierungsvorschlag für eine P2P-GFM-HGÜ der VSM-Klasse in der RBP-Konfiguration dargelegt. Ein Fokus wurde hierbei auf die analytische Beschreibung des VSM-Verhaltens infolge von Winkelsprüngen und Frequenzänderungen gerichtet, auf dessen Basis unter weiterer Berücksichtigung realisierbarer Submodulbelastungen Auslegungsrichtlinien für das Trägheitsmodell abgeleitet werden konnten. Weiterhin wurde ein funktionales Strombegrenzungskonzept mit dem Hintergrund entwickelt, etwaige Desynchronisierungsprobleme des VSM-Umrichters im limitierten Betrieb zu vermeiden.

Ausgehend von diesem Implementierungsvorschlag erfolgte in Kap. 6 eine umfassende EMT-Studie, anhand derer linkübergreifende Interaktionen in Abhängigkeit verschiedenster Szenarien klassifiziert und mögliche Herausforderungen für die HGÜ-Systemführung sowie das unterlagerte Übertragungsnetz abgeleitet wurden. In diesem Zusammenhang konnten kritische und in Normenwerken teilweise bisher unberücksichtigte Szenarien im Hinblick erwartbarer Submodulbelastungen identifiziert werden, welche die Bereitstellung von virtueller Momentanreserve einschränken und damit in Ergänzung zu den zuvor abgeleiteten Richtlinien als Auslegungsgrundlage des VSM-Umrichters empfohlen werden. Weiterhin wurde mithilfe des Antwortverhaltens einer Spannungsquelle für unterschiedliche Fehlerimpedanzen das Sollverhalten eines GFM-Betriebsmittels während Netzfehlern diskutiert.

Im Kontext der untersuchten Systemstabilitätsaspekte existieren folgende weitere Forschungsfragen:

- *EMT-Modellbildung ausgedehnter Übertragungsnetze:*

Da Nichtlinearitäten (Transformatorsättigung, Schutz- und Begrenzungsmaßnahmen, etc.) umrichterbasierter Systeme durch die impedanzbasierte Methode keine Berücksichtigung finden, ist eine weiterführende Bestätigung gewonnener Stabilitätsaussagen durch die Untersuchung harmonischer Interaktionen in EMT-Software sinnvoll. Für belastbare Aussagen ist hierfür die Entwicklung von Methoden zur passenden Abbildung auftretender Lastflüs-

---

se in ausgedehnten EMT-Netzmodellen sowie eine performante, adäquate Berücksichtigung von Randnetzmodellen notwendig.

- *Interaktionen leistungselektronischer Betriebsmittel im Netz:*

Da das Sollverhalten von GFM-HGÜ-Umrichtern während AC-Netzfehlern unzureichend durch bestehende Normenwerke definiert ist, ist die Untersuchung von transienten Interaktionen zwischen GFL- und GFM-Betriebsmitteln während solcher Szenarien in einem ausgedehnten Netzmodell sinnvoll. Auf diese Weise können ungewollte Interaktionen zusätzlich aktivierter Regelschleifen sowie Schutzmaßnahmen im Rahmen dieser Szenarien identifiziert und Handlungsempfehlungen für das GFM-Fehlerverhalten abgeleitet werden.

- *Einordnung weiterer GFM-Regelansätze:*

Während in dieser Dissertation die Intralinkinteraktionen einer GFM-HGÜ der VSM-Klasse untersucht wurden, sind weitere Regelansätze denkbar, die u.a. der synchronen GFM-Umrichterklasse zuzuordnen sind. Für diese Regelansätze erscheint eine umfassende Einordnung möglicher linkübergreifender Interaktionen ebenfalls sinnvoll, welche den aus dieser Dissertation gewonnenen Aussagen gegenübergestellt werden können. Weiterhin ist der Parallelbetrieb von HGÜ-Links mit verschiedenen GFM-Regelansätzen ein interessanter Untersuchungspunkt, um potenzielle Interaktionen dieser einordnen zu können.

- *Einordnung von Intralinkauswirkungen für MTDC-GFM-HGÜs:*

Da zukünftig eine Vermaschung europäischer HGÜ-Interkonnektoren angestrebt wird, stellt die Untersuchung potenzieller Fehlerfortpflanzungen von AC-Netzereignissen über MTDC-Systeme eine weitere Forschungsfrage dar, um einen fortwährenden Betrieb des DC-(Teil-)Netzes zu gewährleisten.



# Anhang A

## Mathematische Grundlagen

In den folgenden Abschnitten werden die für die vorliegende Arbeit relevanten mathematischen Grundlagen kurz zusammengefasst.

### A.1 Verwendete Transformationen

Folgende Transformationsvorschriften werden in dieser Dissertation verwendet.

#### Clarke-Transformation

Es werden die Clarke-Transformation nach (A.1) sowie die inverse Clarke-Transformation nach (A.2) angewandt.

$$\mathbf{T}^{\text{RST} \rightarrow \alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

$$\mathbf{T}^{\alpha\beta 0 \rightarrow \text{RST}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

#### Park-Transformation

Es werden die betragsinvariante Park-Transformation nach (A.3) sowie die inverse Park-Transformation nach (A.4) zugrunde gelegt.

$$\mathbf{T}^{\text{RST} \rightarrow dq0}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

$$\mathbf{T}^{\text{RST} \rightarrow dq^0}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Für die Transformation zwischen  $\alpha\beta$ -Koordinaten und  $dq$ -Koordinaten werden weiterhin folgende Drehmatrizen verwendet:

$$\mathbf{T}^{\alpha\beta \rightarrow dq}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}^{dq \rightarrow \alpha\beta}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}. \quad (\text{A.5})$$

## A.2 Extraktion der Grundschwingungskomponenten

Das FNN Hinweispapier zum Nachweis eines spannungseinprägenden Verhaltens [151] fordert eine einheitliche Auswertung der Strom-, Spannungs- und Leistungsgrößen am PCC entsprechend der *DIN EN IEC 61400-21-1* [144] durch Extraktion der Grundschwingung. Die wesentlichen mathematischen Zusammenhänge aus [144] sind nachfolgend zusammengefasst.

Zunächst erfolgt die Bestimmung der Real- und Imaginärteile der Phasenspannungen (und -ströme) der Grundschwingung im Mitsystem über ein gleitendes Integrationsfenster  $T$  entsprechend (A.6). Das Integrationsfenster kann vereinfacht durch  $T = 1/f_1$  oder über eine langsame PLL bestimmt werden<sup>1</sup>.

$$\Re\{U_{y,1}\} = +\frac{\sqrt{2}}{T} \int_{t-T}^t u_y(t) \cos(2\pi f_1 t) dt \quad (\text{A.6a})$$

$$\Im\{U_{y,1}\} = -\frac{\sqrt{2}}{T} \int_{t-T}^t u_y(t) \sin(2\pi f_1 t) dt \quad (\text{A.6b})$$

Die Zeigerkomponenten der Mitsystemspannung in der Grundschwingung werden wie folgt berechnet.

$$\Re\{U_1\} = \frac{1}{6} [2\Re\{U_{R,1}\} - \Re\{U_{S,1}\} - \Re\{U_{T,1}\} + \sqrt{3}(\Im\{U_{T,1}\} - \Im\{U_{S,1}\})] \quad (\text{A.7a})$$

$$\Im\{U_1\} = \frac{1}{6} [2\Im\{U_{R,1}\} - \Im\{U_{S,1}\} - \Im\{U_{T,1}\} + \sqrt{3}(\Re\{U_{S,1}\} - \Re\{U_{T,1}\})] \quad (\text{A.7b})$$

---

<sup>1</sup>In [151] wird für die Bestimmung des Integrationsfensters eine PLL mit einer Zeitkonstante von 200 ms gefordert.

Daraus errechnet sich der Effektivwert der Spannung im Mitsystem der Grundschwingungskomponente zu

$$U_1 = \sqrt{(\Re\{U_1\})^2 + (\Im\{U_1\})^2}. \quad (\text{A.8})$$

Für die Phasenströme werden dieselben Berechnungsvorschriften (A.6)-(A.7) angewandt, sodass die Grundschwingungskomponenten der Wirk- und Blindleistung im Mitsystem wie folgt zu bestimmen sind.

$$P_1 = 3(\Re\{U_1\}\Re\{I_1\} + \Im\{U_1\}\Im\{I_1\}) \quad (\text{A.9a})$$

$$Q_1 = 3(\Im\{U_1\}\Re\{I_1\} - \Re\{U_1\}\Im\{I_1\}) \quad (\text{A.9b})$$

Weiterhin errechnen sich die Grundschwingungskomponenten der Wirk- und Blindströme im Mitsystem zu

$$I_{P,1} = \frac{P_1}{3U_1} \quad \text{und} \quad I_{Q,1} = \frac{Q_1}{3U_1}. \quad (\text{A.10})$$



---

## Anhang B

# Numerische Messung frequenzabhängiger Systeme

Zur Bestimmung der frequenzabhängigen Umrichterimpedanz (oder -admittanz) kann in numerischer Software ein Frequenzscan durchgeführt werden. Unter Berücksichtigung der Ausführungen in [13, 47, 85, 137] wird der zu untersuchende Umrichter (inklusive aller relevanter aktiver und passiver Dynamiken) zunächst in den stationären Zustand bei gewähltem Arbeitspunkt überführt. Anschließend wird am PCC eine Störspannung (oder ein Störstrom) mit sequentiell aufsteigender Perturbationsfrequenz  $f_{\text{pert}}$  injiziert und die Strom- (oder Spannungs-)antwort des Umrichters am PCC gemessen. Hieraus werden die Fourierkoeffizienten  $\Re\{S_{y,k}\}$  und  $\Im\{S_{y,k}\}$  jeder Frequenz  $f_{\text{pert}} = kf_1$  des gemessenen Signals  $s_y(t)$  der Phase  $y$  wie folgt ermittelt.

$$\Re\{S_{y,k}\} = +\frac{2}{T} \int_{t-T}^t s_y(t) \cos(2\pi f_{\text{pert}}t) dt \quad (\text{B.1a})$$

$$\Im\{S_{y,k}\} = -\frac{2}{T} \int_{t-T}^t s_y(t) \sin(2\pi f_{\text{pert}}t) dt \quad (\text{B.1b})$$

Die Fourierkoeffizienten des Signals im Mitsystem berechnen sich für die Frequenz  $f_{\text{pert}}$  durch:

$$\Re\{S_k^+\} = \frac{1}{6} [2\Re\{S_{R,k}\} - \Re\{S_{S,k}\} - \Re\{S_{T,k}\} + \sqrt{3}(\Im\{S_{T,k}\} - \Im\{S_{S,k}\})], \quad (\text{B.2a})$$

$$\Im\{S_k^+\} = \frac{1}{6} [2\Im\{S_{R,k}\} - \Im\{S_{S,k}\} - \Im\{S_{T,k}\} + \sqrt{3}(\Re\{S_{S,k}\} - \Re\{S_{T,k}\})]. \quad (\text{B.2b})$$

Hieraus kann die Änderung des Signals im Mitsystem  $\Delta S^+(f_{\text{pert}})$  an der Frequenzstützstelle  $f_{\text{pert}}$  in komplexer Schreibweise ermittelt werden.

$$\Delta S^+(f_{\text{pert}}) = \sqrt{(\Re\{S_k^+\})^2 + (\Im\{S_k^+\})^2} e^{j \arctan\left(\frac{\Im\{S_k^+\}}{\Re\{S_k^+\}}\right)} \quad (\text{B.3})$$

Nach Ermittlung der Mitsystemkomponenten für die Änderungen von Strom und Spannung wird die Admittanz an der Frequenzstützstelle  $f_{\text{pert}}$  berechnet.

$$Y^+(f_{\text{pert}}) = \frac{\Delta I_{\text{PCC}}^+(f_{\text{pert}})}{\Delta U_{\text{PCC}}^+(f_{\text{pert}})} \quad (\text{B.4})$$

Um die frequenzabhängige Admittanz des Umrichters zu bestimmen, ist dieses Vorgehen für relevante Frequenzstützstellen zu wiederholen. Im Gegensystem berechnen sich die Fourierkoeffizienten zu

$$\Re\{S_k^-\} = \frac{1}{6} \left[ 2\Re\{S_{R,k}\} - \Re\{S_{S,k}\} - \Re\{S_{T,k}\} - \sqrt{3}(\Im\{S_{T,k}\} - \Im\{S_{S,k}\}) \right], \quad (\text{B.5a})$$

$$\Im\{S_k^-\} = \frac{1}{6} \left[ 2\Im\{S_{R,k}\} - \Im\{S_{S,k}\} - \Im\{S_{T,k}\} - \sqrt{3}(\Re\{S_{S,k}\} - \Re\{S_{T,k}\}) \right]. \quad (\text{B.5b})$$

---

## Anhang C

# HSS-Modell eines MMCs

### C.1 Kurze Herleitung der HSS-Modellbeschreibung

Die Idee des HSS-Modells ist es, ein LTI-System aus einem LTP-System zu entwickeln, um klassische regelungstechnische Auswertungsmethoden anwendbar zu machen. Hierbei wird die LTP-Darstellung eines Systems durch Fourier-Reihen und die Zustandsvariablen durch exponentiell modulierte periodische (EMP)-Repräsentationen ausgedrückt, welche wiederum in den Laplace-Bereich überführt werden können.

In Ergänzung zu Kap. 3.2.2.2 sind im Folgenden die mathematischen Grundlagen für das untersuchte MMC-HSS-Modell entsprechend den Ausführungen in [63, 92] aufgeführt. Die zeitperiodischen Matrizen  $\mathbf{A}(t), \mathbf{B}(t)$  aus (3.10)a können jeweils durch eine Fourierreihe dargestellt werden:

$$\mathbf{A}(t) = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} A_h e^{jh\omega_1 t}, \quad \mathbf{B}(t) = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} B_h e^{jh\omega_1 t}, \quad (\text{C.1})$$

wobei  $A_h, B_h$  die  $h$ -ten Fourierkoeffizienten von  $\mathbf{A}(t), \mathbf{B}(t)$  darstellen. Für die EMP-Repräsentationen der Zustands- und Eingangsvariablen gilt

$$\Delta \mathbf{x}(t) = e^{j\omega t} \sum_{h=-\infty}^{+\infty} X_h e^{jh\omega_1 t} \quad \text{und} \quad \Delta \mathbf{u}(t) = e^{j\omega t} \sum_{h=-\infty}^{+\infty} U_h e^{jh\omega_1 t} \quad (\text{C.2})$$

mit den  $h$ -ten Fourierkoeffizienten  $X_h, U_h$  von  $\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)$ . Für die Ableitung der Zustandsvariablen  $d\Delta \mathbf{x}(t)/dt$  gilt unter Anwendung der Produktregel

$$\frac{d\Delta \mathbf{x}(t)}{dt} = e^{j\omega t} \sum_{h=-\infty}^{+\infty} (j\omega + jh\omega_1) X_h e^{jh\omega_1 t}. \quad (\text{C.3})$$

Mit diesen Grundlagen kann (3.10) in den Laplace-Bereich überführt werden. Für (C.3) resultiert dies unter Berücksichtigung von (3.15)–(3.18) im Zusammenhang  $(s + \mathbf{N})\chi$ . Auf diese Weise erhält man die bekannte Form in (3.14).

## C.2 HSS-Modell zur Beschreibung des geregelten MMCs

In Erweiterung zu Kap. 3.2.3.2 wird die Vorgehensweise zur Ermittlung der aktiven Umrichteradmittanz nachfolgend kurz beschrieben. Hierfür erfolgt zunächst eine Überführung der linearisierten MMC-Dynamiken in (3.25)–(3.28) in  $dq$ -Koordinaten, sodass sich die Dimensionen dieser im HSS-Modell verdoppeln. Hierbei gilt entsprechend [81]

$$\sin(\theta^0) = \frac{1}{2}[1 \quad \dots \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad \dots \quad 1], \quad (\text{C.4a})$$

$$\cos(\theta^0) = \frac{1}{2j}[-1 \quad \dots \quad -1 \quad 0 \quad 1 \quad \dots \quad 1]. \quad (\text{C.4b})$$

Zur Berücksichtigung der AC-Regler werden (3.37) sowie (3.40) herangezogen und linearisiert. Aufgrund der Zusammenhänge in (2.5), (3.6) sowie (3.19) und (3.20) gilt im Laplace-Bereich weiterhin

$$\Delta U_{\Delta} = M_{\Delta}^0 \Delta U_{C\Sigma} + U_{C\Sigma}^0 \Delta M_{\Delta} - \frac{M_{\Sigma}^0}{2} \Delta U_{C\Delta} - \frac{U_{C\Delta}^0}{2} \Delta M_{\Sigma}. \quad (\text{C.5})$$

Anschließend wird (C.5) in  $dq$ -Koordinaten überführt, in  $\Delta U_{\Delta,dq} = D_M \mathbf{I} \Delta U_{\Delta,dq}^{\text{ref}}$  eingesetzt und danach nach  $\Delta M_{\Delta,dq}$  aufgelöst. Am Beispiel des GFL-Umrichters mit einer Regelung entsprechend (3.37) gilt für die AC-seitigen Dynamiken mit  $\Delta \mathbf{I}_{\text{conv},dq}^{\text{ref}} = 0 \mathbf{I}$

$$\begin{aligned} \Delta M_{\Delta,dq} = & \\ (U_{C\Sigma,dq}^0)^{-1} & \left[ \begin{array}{cc} D_M G_{cc} F_{\text{I}r} & \omega_1 L_{AC} D_M F_{\text{I}r} \frac{1}{\tau} \\ -\omega_1 L_{AC} D_M F_{\text{I}r} \frac{1}{\tau} & D_M G_{cc} F_{\text{I}r} \end{array} \right] 0 \mathbf{I} \frac{M_{\Sigma,dq}^0}{2} M_{\Delta,dq}^0 \left. \vphantom{(U_{C\Sigma,dq}^0)^{-1}} \right] \\ & [\Delta \mathbf{I}_{h,dq} \quad \Delta \mathbf{I}_{\text{phm},dq} \quad \Delta U_{C\Delta,dq} \quad \Delta U_{C\Sigma,dq}]^T \\ & + (U_{C\Sigma,dq}^0)^{-1} \left[ 0 \mathbf{I} \quad \frac{U_{C\Delta,dq}^0}{2} \quad D_M F_V \mathbf{I}_{\tau} \frac{1}{\tau} \quad 0 \right] \\ & [\Delta M_{\Delta,dq} \quad \Delta M_{\Sigma,dq} \quad \Delta U_{\text{PCC},dq} \quad \Delta U_{\text{dc}}]^T. \end{aligned} \quad (\text{C.6})$$

Für GFM-Umrichter ist dieselbe Methode anzusetzen. Für die internen Dynamiken wird ein Regler mit folgendem linearisierten Übertragungsverhalten angesetzt. Regler- und Filterdynamiken sind Tab. C.1 zu entnehmen.

$$\Delta U_{\Sigma, \alpha/\beta}^{\text{ref}} = G_{\text{phm}} F_{\text{phm}} \Delta I_{\text{phm}, \alpha/\beta} + \frac{1}{2} F_{\text{Vdc}} \Delta U_{\text{dc}} \quad (\text{C.7})$$

Dieses Übertragungsverhalten wird in  $dq$ -Koordinaten überführt. Weiterhin gilt aufgrund der Zusammenhänge in (3.6), (3.20) sowie (2.5) folgender Zusammenhang im Laplace-Bereich.

$$\Delta U_{\Sigma} = M_{\Sigma}^0 \Delta U_{\text{C}\Sigma} + U_{\text{C}\Sigma}^0 \Delta M_{\Sigma} - \frac{M_{\Delta}^0}{2} \Delta U_{\text{C}\Delta} - \frac{U_{\text{C}\Delta}^0}{2} \Delta M_{\Delta} \quad (\text{C.8})$$

Diese Gleichung wird in  $dq$ -Koordinaten überführt, in  $\Delta U_{\Sigma, dq} = D_{\text{M}} \mathbf{I} \Delta U_{\Sigma, dq}^{\text{ref}}$  eingesetzt und nach  $\Delta M_{\Sigma, dq}$  aufgelöst. Da die Regelung in  $\alpha\beta$ -Koordinaten stattfindet, werden die Kreuzkoppelkomponenten des Phasenmodulstroms ohne Berücksichtigung von Totzeit- oder Filterdynamiken angesetzt.

$$\begin{aligned} \Delta M_{\Sigma, dq} = & \\ (\mathbf{U}_{\text{C}\Sigma, dq}^0)^{-1} & \left[ \mathbf{0I} \begin{bmatrix} D_{\text{M}} G_{\text{phm}} F_{\text{phm}} & \omega_1 L_{\text{arm}} \\ -\omega_1 L_{\text{arm}} & D_{\text{M}} G_{\text{phm}} F_{\text{phm}} \end{bmatrix} \frac{M_{\Delta, dq}^0}{2} - M_{\Sigma, dq}^0 \right] \\ & [\Delta I_{\text{h}, dq} \quad \Delta I_{\text{phm}, dq} \quad \Delta U_{\text{C}\Delta, dq} \quad \Delta U_{\text{C}\Sigma, dq}]^{\text{T}} \\ & + (\mathbf{U}_{\text{C}\Sigma, dq}^0)^{-1} \left[ \frac{U_{\text{C}\Delta, dq}^0}{2} \quad \mathbf{0I} \quad \mathbf{0I} \quad \frac{1}{2} D_{\text{M}} F_{\text{Vdc}} \right] \\ & [\Delta M_{\Delta, dq} \quad \Delta M_{\Sigma, dq} \quad \Delta U_{\text{PCC}, dq} \quad \Delta U_{\text{dc}}]^{\text{T}} \end{aligned} \quad (\text{C.9})$$

**Tab. C.1:** Parametersatz für interne Dynamiken im HSS-Modell

Parameter	Variable	Wert
Interner Regler	$G_{\text{phm}}$	$416 + \frac{1}{3\text{ms}\cdot\text{s}}$
Filter <sup>1</sup>	$H_{F, \text{phm}}$	$f_c = 10 \text{ kHz}, 4. \text{ Ordnung}$
	$H_{F, \text{Vdc}}$	$f_c = 4 \text{ kHz}, 4. \text{ Ordnung}$

<sup>1</sup>Die Filterübertragungsfunktionen sind Anhang D.1 zu entnehmen.

Die Zusammenhänge (C.6) und (C.9) werden weiterhin für alle  $h$  mit  $s \rightarrow s + jh\omega_1$  aufgestellt [48]. Mit  $\Delta\mathbf{M}_{\Delta,dq}(s + jh\omega_1)$  und  $\Delta\mathbf{M}_{\Sigma,dq}(s + jh\omega_1)$  können anschließend die Matrizen  $\mathbf{C}$  sowie  $\mathbf{D}$  in (3.43) aufgestellt werden, woraus schließlich die Admittanzmatrix  $\mathbf{Y}_{\text{HSS,ctrl}}$  nach (3.44) in  $dq$ -Koordinaten hergeleitet werden kann. Abschließend erfolgt eine Überführung der resultierenden Matrix  $\mathbf{Y}_{0,dq}$  in das Mitsystem entsprechend (3.9).

---

## Anhang D

# MMC-HGÜ-System

### D.1 Parametersatz für harmonische Studien

Für die harmonischen Stabilitätsuntersuchungen werden der allgemeine Parametersatz in Tab. D.1 sowie die Parametersätze in Tab. D.2 für GFL-Umrichter und in Tab. D.3 für GFM-Umrichter zugrunde gelegt. Die passiven Eigenschaften des Umrichters sind hingegen aus Tab. D.4 und Tab. D.5 abzuleiten.

Für die Filter  $H_F$  werden die folgenden Übertragungsfunktionen in Abhängigkeit der gewählten Filterordnung angesetzt, wobei  $p = \frac{s}{2\pi f_c}$  gilt:

$$\begin{aligned} \text{1.Ordnung : } H_F &= \frac{1}{p+1}, \\ \text{2.Ordnung : } H_F &= \frac{1}{p^2 + \sqrt{2}p + 1}, \\ \text{4.Ordnung : } H_F &= \frac{1}{(p^2 + \sqrt{2 - \sqrt{2}}p + 1)(p^2 + \sqrt{2 + \sqrt{2}}p + 1)}. \end{aligned} \tag{D.1}$$

**Tab. D.1:** Allgemeiner Parametersatz für harmonische Studien

Parameter	Variable	Wert
Verzögerungen $D = e^{-sT}$	$D_c$	$T_c = 50 \mu\text{s}$
	$D_M$	$T_M = 30 \mu\text{s}$
Filter	$H_{F,V/1}$	$f_{c,V/1} = 10 \text{ kHz}$ , 4. Ordnung
	$CCF^\pm$	$\omega_c = \sqrt{2}\pi \cdot 50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$
Transformatorübersetzung	$r$	400 kV/280 kV

**Tab. D.2:** Reglerparameter für GFL-Umrichter

Parameter	Variable	Wert
Arbeitspunkte	$U_{\text{PCC,d}}^0$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} 400 \text{ kV}$
	$U_{\text{PCC,q}}^0$	0 kV
	$P_n$	1000 MW
	$Q_n$	300 Mvar
	$\omega_1 = 2\pi f_1$	$2\pi 50 \text{ rad/s}$
Regler $G = k_p + \frac{1}{T_i s}$	$G_{cc}$	$900 + \frac{1}{0.003 \text{ s} \cdot \text{s}}$
	$G_p^{V1}$	$0.003 + \frac{1}{7 \text{ s} \cdot \text{s}}$
	$G_Q^{V1}$	$0.003 + \frac{1}{5 \text{ s} \cdot \text{s}}$
	$G_p^{V2}$	$\frac{1}{0.021 \text{ s} \cdot \text{s}}$
	$G_Q^{V2}$	$\frac{1}{0.015 \text{ s} \cdot \text{s}}$
	$G_{\text{PLL}}$	$(138.23 + \frac{1}{0.1256 \text{ ms} \cdot \text{s}}) \text{ p.u.}$
Filter	$H_{F,P/Q}$	$f_c = 50 \text{ Hz}, 2. \text{ Ordnung}$

**Tab. D.3:** Reglerparameter für GFM-Umrichter

Parameter	Variable	Wert
Arbeitspunkte	$U_{\text{PCC,d}}^0$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} 400 \text{ kV}$
	$U_{\text{PCC,q}}^0$	0 kV
	$P^{\text{set}}$	0 MW
	$Q^{\text{set}}$	0 Mvar
	$\omega_1 = 2\pi f_1$	$2\pi 50 \text{ rad/s}$
VSM-Modell	$H$	1 s
	$D$	$8 \text{ MN m} \frac{\text{s}}{\text{rad}^2}$
	$R_V$	0 pu
	$L_V$	0.15 pu
Regler $G = k_p + \frac{1}{T_i s}$	$G_{cc}$	$90 + \frac{1}{0.003 \text{ s} \cdot \text{s}}$
	$G_{vc}$	$1.8 + \frac{1}{0.15 \text{ s} \cdot \text{s}}$
	$G_v^{V1}$	$0.02 + \frac{1}{0.2 \text{ s} \cdot \text{s}}$
	$G_v^{V2}$	0.02
	$G_Q$	0.01
Filter	$H_{F,P}$	$f_c = 100/\sqrt{2} \text{ Hz}, 1. \text{ Ordnung}$
	$H_{F,Q}$	$f_c = 50/\sqrt{2} \text{ Hz}, 1. \text{ Ordnung}$
	$H_{F,Pdc}$	$f_c = 10 \text{ Hz}, 1. \text{ Ordnung}$
	$F_{\text{PFF}}$	$f_c = 40 \text{ Hz}, 1. \text{ Ordnung}$

## D.2 Auslegung der RBP-HGÜ

Das Modell einer RBP-HGÜ in Kap. 5 und Kap. 6 unterliegt der Auslegung in Tab. D.4. Die Auslegung der Stromrichtertransformatoren ist in Tab. D.5 dargestellt.

**Tab. D.4:** Parametersatz für eine P2P-GFM-HGÜ

Parameter	Variable	Wert
Bemessungswirkleistung netzseitig	$P_{PCC,r}$	2x1000 MW
Bemessungsblindleistung netzseitig	$Q_{PCC,r}$	2x300 Mvar
Bemessungsscheinleistung je Umrichter	$S_{conv,r}$	1200 MVA
DC-Nennspannung je Umrichter	$U_{dc}^{set}$	525 kV
DC-Bemessungsstrom	$I_{dc,r}$	2 kA
Ventildrossel	$L_{arm}$	50 mH
Anzahl der Submodule je Ventil	$n_{SM}$	230
Submodulkapazität (absolut)	$C_{SM}$	8.5 mF
Submodulkapazität (relativ)	-	$33.3 \frac{kJ}{MVA}$
Maximale IGBT-Sperrspannung	-	4.5 kA
Durchlasswiderstand IGBT und Diode	$R_{on}$	3 mΩ
Sperrwiderstand IGBT und Diode	$R_{off}$	10 MΩ
Eigenbedarf je Umrichter	-	15 MW

**Tab. D.5:** Parametersatz für einen Einphasen-Stromrichtertransformator mit der Schaltgruppe YNd11yn0.

Parameter	Wert
Bemessungsspannung Primärwicklung (Netz) $U_{r1}$	400 kV/ $\sqrt{3}$
Bemessungsspannung Sekundärwicklung (Umrichter) $U_{r2}$	280 kV
Bemessungsspannung Tertiärwicklung $U_{r3}$	20 kV/ $\sqrt{3}$
Bemessungsleistung Primärwicklung (Netz) $S_{r1}$	435 MVA
Bemessungsleistung Sekundärwicklung (Umrichter) $S_{r2}$	435 MVA
Bemessungsleistung Tertiärwicklung $S_{r3}$	7 MVA
Relative Kurzschlussspannung (1)-(2) bezogen auf $S_{r1}$ $u_{k,1-2}$	20 %
Relative Kurzschlussspannung (1)-(3) bezogen auf $S_{r3}$ $u_{k,1-3}$	5 %
Relative Kurzschlussspannung (2)-(3) bezogen auf $S_{r3}$ $u_{k,2-3}$	4 %
Kupferverluste bezogen auf $S_{r1}$	0.002 pu

**Tab. D.6:** Ableiterschutzpegel relevanter Überspannungsableiter.

Ableiter	Schutzpegel (Schaltstoß)	bei Strom
AC-Ableiter	485 kV	3 kA
DC-Ableiter	550 kV	3 kA
NBA	145 kV	10 kA

# Literatur

## Wissenschaftliche Veröffentlichungen und Bücher

- [1] A. AGBEMUKO, J. DOMÍNGUEZ-GARCÍA, E. PRIETO-ARAUJO, O. GOMIS-BELLMUNT: *Impedance Modelling and Parametric Sensitivity of a VSC-HVDC System: New Insights on Resonances and Interactions*, in: *Energies*, Vol. 11, Nr. 4, S. 845, 2018, DOI: 10.3390/en11040845.
- [2] A. ANTONOPOULOS, L. ANGQUIST, H.-P. NEE: *On dynamics and voltage control of the Modular Multilevel Converter*, in: 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications, Barcelona, Spanien, Sep. 2009.
- [3] A. BAYO-SALAS: *Control Interactions in Power Systems with Multiple VSC HVDC Converters: Dissertation*, Dissertation, Katholieke Universiteit Leuven, Löwen, Belgien, 2018.
- [4] A. BAYO-SALAS T. ROOSE, J. B.: *Frequency-Domain Modeling and Assessment of AC and DC Electromagnetic Stability in MMC-Based VSC HVDC Links*, in: 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2018), Washington, DC, USA, Okt. 2018, DOI: 10.1109/IECON.2018.8591070.
- [5] A. BAYO-SALAS, J. BEERTEN, D. VAN HERTEM: *Analytical methodology to develop frequency-dependent equivalents in networks with multiple converters*, in: IEEE Manchester PowerTech, Manchester, Vereinigtes Königreich, Jun. 2017, DOI: 10.1109/PTC.2017.7980938.
- [6] A. BAYO-SALAS, J. BEERTEN, J. RIMEZ, D. VAN HERTEM: *Impedance-based stability assessment of parallel VSC HVDC grid connections*, in: 11th IET International Conference on AC and DC Power Transmission (ACDC), Birmingham, Vereinigtes Königreich, Feb. 2015, DOI: 10.1049/cp.2015.0087.

- [7] A. BUDNER: *Introduction of Frequency-Dependent Line Parameters into an Electromagnetic Transients Program*, in: IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 89, Nr. 1, S. 88–97, 1970, DOI: 10.1109/tpas.1970.292674.
- [8] A. H. NAYFEH, D. T. MOOK: *Nonlinear oscillations*, A Wiley-Interscience publication, Wiley, New York, USA, 1979, ISBN: 978-0471035558.
- [9] A. J. SCHWAB: *Elektroenergiesysteme: Smarte Stromversorgung im Zeitalter der Energiewende*, 7. Aufl. 2022, Berlin, Heidelberg: Springer, 2022, ISBN: 9783662647745.
- [10] A. LESNICAR, R. MARQUARDT: *An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range*, in: 2003 IEEE Bologna Power Tech, Bologna, Italien, Jun. 2003, DOI: 10.1109/ptc.2003.1304403.
- [11] A. MORCHED B. Gustavsen, M. T.: *A universal model for accurate calculation of electromagnetic transients on overhead lines and underground cables*, in: IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, Nr. 3, S. 1032–1038, 1999, DOI: 10.1109/61.772350.
- [12] A. PAQUETTE, D. M. DIVAN: *Virtual Impedance Current Limiting for Inverters in Microgrids With Synchronous Generators*, in: IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 51, Nr. 2, S. 1630–1638, 2015, DOI: 10.1109/TIA.2014.2345877.
- [13] A. RYGG, M. MOLINAS, C. ZHANG, X. CAI: *A Modified Sequence-Domain Impedance Definition and Its Equivalence to the dq-Domain Impedance Definition for the Stability Analysis of AC Power Electronic Systems*, in: IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 4, Nr. 4, S. 1383–1396, 2016, DOI: 10.1109/JESTPE.2016.2588733.
- [14] A. SCHÖN, A. LORENZ, R. A. ALVAREZ VALENZUELA: *Impedance-based analysis of HVDC converter control for robust stability in AC power systems*, in: 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe), Sep. 2022.
- [15] A. TAYYEBI, F. DÖRFLER, F. KUPZOG, Z. MILETIC, W. HRIBERNIK: *Grid-Forming Converters – Inevitability, Control Strategies and Challenges in Future Grids Application*, in: CIRED 2018 Ljubljana Workshop, Jun. 2018, DOI: 10.34890/412.
- [16] B. C. SMITH, N. R. WATSON, A. R. WOOD, J. ARRILLAGA: *Harmonic tensor linearisation of HVDC converters*, in: IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13, Nr. 4, S. 1244–1250, 1998, DOI: 10.1109/61.714491.
- [17] B. FRANKEN, G. ANDERSSON: *Analysis of HVDC converters connected to weak AC systems*, in: IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 5, Nr. 1, S. 235–242, 1990.

- [18] B. GUSTAVSEN, Y. VERNAY: *Measurement-based frequency-dependent model of a HVDC transformer for electromagnetic transient studies*, in: Electric Power Systems Research, Vol. 180, 2020, DOI: 10.1016/j.epsr.2019.106141.
- [19] B. H. CHO, F. C. Y. LEE: *Modeling and analysis of spacecraft power systems*, in: IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, Nr. 1, S. 44–54, 1988, DOI: 10.1109/63.4330.
- [20] B. WEISE, A. KORAI: *Regelungskonzepte für leistungselektronische Erzeugungseinheiten zur Verbesserung der Netzstabilität: Direkte Spannungsregelung als Lösungsansatz*, in: ETG Fachtagung Netzregelung und Systemführung, Berlin, Deutschland, Sep. 2019.
- [21] C. ARGHIR, T. JOUINI, F. DÖRFLER: *Grid-forming control for power converters based on matching of synchronous machines*, in: Automatica, Vol. 95, S. 273–282, 2018, DOI: 10.1016/j.automatica.2018.05.037.
- [22] C. BUCHHAGEN, C. RAUSCHER, A. MENZE, J. JUNG: *BorWin1 - First Experiences with harmonic interactions in converter dominated grids*, in: Internationaler ETG Kongress 2015; Die Energiewende - Blueprints for the new energy age, Bonn, Deutschland, Nov. 2015.
- [23] C. HAHN: *Modellierung und Regelung selbstgeführter, höherstufiger Multi-terminal-HGÜ-Systeme mit Gleichnungszwischenkreis*, Dissertation, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg, 2018.
- [24] C. HECK: *Systemauftrennungen - Anforderungen an HGÜ & STATCOM*, in: HGÜ & Transportnetz Kolloquium 2022, Karlsruhe, Deutschland, Okt. 2022.
- [25] C. YOON, X. WANG, C. L. BAK, F. BLAABJERG: *Stabilization of multiple unstable modes for small-scale inverter-based power systems with impedance-based stability analysis*, in: 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference und Exposition (APEC), Charlotte, USA, Mär. 2015, DOI: 10.1109/APEC.2015.7104500.
- [26] CIGRE TF-B4-77: *VSC HVDC Converters as Virtual Synchronous Machine?*, Sep. 2019, URL: [https://www.cigre.org/article/GB/news/the\\_latest\\_news/tf-77-vsc-hvdc-converters-as-virtual-synchronous-machine](https://www.cigre.org/article/GB/news/the_latest_news/tf-77-vsc-hvdc-converters-as-virtual-synchronous-machine) (aufgerufen am 06.05.2024).
- [27] D. GROSS, E. SÁNCHEZ-SÁNCHEZ, E. PRIETO-ARAUJO, O. GOMIS-BELLMUNT: *Dual-port grid-forming control of MMCs and its applications to grids of grids*, in: arXiv, 2022, DOI: 10.48550/arXiv.2106.11378.
- [28] D. PAN, X. WANG, F. LIU, R. SHI: *Transient Stability of Voltage-Source Converters With Grid-Forming Control: A Design-Oriented Study*, in: IEEE Journal of Emerging und Selected Topics in Power Electronics, Vol. 8, Nr. 2, S. 1019–1033, 2020, DOI: 10.1109/JESTPE.2019.2946310.

- [29] D. SCHMITT, Y. WANG, TH. WEYH, R. MARQUARDT: *DC-side fault current management in extended multiterminal-HVDC-grids*, in: 9th International Multi-Conference on Systems, Signals und Devices (SSD), Chemnitz, Deutschland, Mai 2012, DOI: 10.1109/SSD.2012.6198125.
- [30] D. SCHRÖDER, R. MARQUARDT: *Leistungselektronische Schaltungen: Funktion, Auslegung und Anwendung*, Berlin, Heidelberg: Springer Vieweg, 2019, ISBN: 9783662553244.
- [31] E. AVDIAJ, J. A. SUUL, S. D'ARCO, L. PIEGARI: *A Current Controlled Virtual Synchronous Machine Adapted for Operation under Unbalanced Conditions*, in: 9th International Conference on Renewable Energy Research und Applications (ICRERA 2020), Glasgow, Vereinigtes Königreich, Sep. 2020, DOI: 10.1109/ICRERA49962.2020.9242657.
- [32] E. SANCHEZ-SANCHEZ, E. PRIETO-ARAÚJO, A. JUNYENT-FERRE, O. GOMIS-BELLMUNT: *Analysis of MMC Energy-Based Control Structures for VSC-HVDC Links*, in: IEEE Journal of Emerging und Selected Topics in Power Electronics, Vol. 6, Nr. 3, S. 1065–1076, 2018, DOI: 10.1109/JESTPE.2018.2803136.
- [33] E. SPERLING: *Eine realitätsnahe Übertragungsfunktion zur Beschreibung eines RC-Teilers für Frequenzen bis 30 kHz*, Dissertation, Technische Universität Dresden, 2018.
- [34] E. SPERLING: *Messung von Power Quality Parametern im Hochspannungsnetz mit Hilfe der RC-Teiler-Technologie*, in: VDE-Hochspannungstechnik 2016 - ETG-Fachtagung, Berlin, Deutschland, Nov. 2016.
- [35] E. UNAMUNO, A. RYGG, M. AMIN, M. MOLINAS, J. A. BARRENA: *Impedance-Based Stability Evaluation of Virtual Synchronous Machine Implementations in Converter Controllers*, in: 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia), Niigata, Japan, Mai 2018, DOI: 10.23919/IPEC.2018.8507905.
- [36] EUROPÄISCHE KOMMISSION: *Klima- und energiepolitischer Rahmen bis 2030*, URL: [https://climate.ec.europa.eu/eu-action/climate-strategies-targets/2030-climate-energy-framework\\_de](https://climate.ec.europa.eu/eu-action/climate-strategies-targets/2030-climate-energy-framework_de) (aufgerufen am 17.09.2023).
- [37] F. KAMMERER: *Systemanalyse und Regelung des Modularen Multilevel Umrichters als Antriebsumrichter*, Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, 2016.
- [38] F. LI, G. LIU, Z. ZHU, W. WANG: *An Improved Control Strategy of Virtual Synchronous Generator under Unbalanced Conditions*, in: 2018 IEEE 4th Southern Power Electronics Conference (SPEC), Singapur, Singapur, Dez. 2018, DOI: 10.1109/SPEC.2018.8636005.

- [39] F. LOKU: *On converter control interoperability in multi-terminal HVDC networks*, Dissertation, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 2022.
- [40] F. PUENTE LEÓN: *Messtechnik: Grundlagen, Methoden und Anwendungen*, 11. Auflage, Berlin: Springer Vieweg, 2019, ISBN: 978-3662597668.
- [41] G. GUO ET AL.: *Application of Third-Order Harmonic Voltage Injection in a Modular Multilevel Converter*, in: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 65, Nr. 7, S. 5260–5271, 2018, DOI: 10.1109/TIE.2017.2777413.
- [42] G. W. HILL: *Researches in the Lunar Theory*, in: American Journal of Mathematics, Vol. 1, Nr. 1, S. 5, 1878, DOI: 10.2307/2369430.
- [43] G. W. WESTER, R. D. MIDDLEBROOK: *Low-frequency characterization of switched DC-DC converters*, in: Power Processing und Electronics Specialists Conference, Atlantic City, USA, Mai 1972, DOI: 10.1109/PPESC.1972.7094882.
- [44] H. DOMMEL: *Digital Computer Solution of Electromagnetic Transients in Single-and Multiphase Networks*, in: IEEE Transactions on Power Apparatus und Systems, Vol. 88, Nr. 4, S. 388–399, 1969, DOI: 10.1109/tpas.1969.292459.
- [45] H. SAAD ET AL.: *Dynamic Averaged and Simplified Models for MMC-Based HVDC Transmission Systems*, in: IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 28, Nr. 3, S. 1723–1730, 2013, DOI: 10.1109/TPWRD.2013.2251912.
- [46] H. SAAD, P. RAULT, S. DENNETIÈRE: *Study on transient overvoltages in converter station of MMC-HVDC links*, in: Electric Power Systems Research, Vol. 160, S. 397–403, 2018, DOI: 10.1016/j.epsr.2018.03.017.
- [47] H. SAAD, Y. FILLION, S. DESCHANVRES, Y. VERNAY, S. DENNETIÈRE: *On Resonances and Harmonics in HVDC-MMC Station Connected to AC Grid*, in: IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 32, Nr. 3, S. 1565–1573, 2017, DOI: 10.1109/TPWRD.2017.2648887.
- [48] H. WU, X. WANG, L. KOCEWIAK, L. HARNEFORS: *AC Impedance Modeling of Modular Multilevel Converters and Two-Level Voltage-Source Converters: Similarities and Differences*, in: 2018 IEEE 19th Workshop on Control und Modeling for Power Electronics (COMPEL), Padua, Italien, Jun. 2018, DOI: 10.1109/COMPEL.2018.8459952.
- [49] H. XIAO, Z. XU, S. WANG, S. LIU, W. JIANG: *Control strategy for multi-infeed MMC-based HVDC system connected to weak grid*, in: 2017 IEEE Power & Energy Society General Meeting, Chicago, USA, Jul. 2017, DOI: 10.1109/PESGM.2017.8274400.

- [50] H. XIN, L. HUANG, L. ZHANG, Z. WANG, J. HU: *Synchronous Instability Mechanism of P-f Droop-Controlled Voltage Source Converter Caused by Current Saturation*, in: IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 31, Nr. 6, S. 5206–5207, 2016, DOI: 10.1109/TPWRS.2016.2521325.
- [51] H.-P. BECK, R. HESSE: *Virtual synchronous machine*, in: 9th International Conference on Electrical Power Quality und Utilisation, Barcelona, Spanien, Okt. 2007, DOI: 10.1109/EPQU.2007.4424220.
- [52] I. CVETKOVIC, D. BOROYEVICH, R. BURGOS, C. LI, P. MATTAVELLI: *Modeling and control of grid-connected voltage-source converters emulating isotropic and anisotropic synchronous machines*, in: 2015 IEEE 16th Workshop on Control und Modeling for Power Electronics (COMPEL), Vancouver, Kanada, Jul. 2015, DOI: 10.1109/COMPEL.2015.7236454.
- [53] J. A. MARTINEZ: *Parameter Determination for Power Systems Transients*, in: 2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting, Tampa, USA, Jun. 2007, DOI: 10.1109/PES.2007.385564.
- [54] J. A. MARTINEZ: *Power system transients - Parameter determination*, Boca Raton, USA: CRC Press, 2010, ISBN: 1420065297.
- [55] J. B. WARD: *Equivalent Circuits for Power-Flow Studies*, in: Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Vol. 68, Nr. 1, S. 373–382, 1949, DOI: 10.1109/T-AIEE.1949.5059947.
- [56] J. CHEN, F. PRYSTUPCZUK, T. O'DONELL: *Use of voltage limits for current limitation in grid-forming converters*, in: CSEE Journal of Power und Energy Systems, 2020, DOI: 10.17775/CSEEPES.2019.02660.
- [57] J. FREYTES, G. BERGNA, J. A. SUUL, S. D'ARCO, F. GRUSON, F. COLAS, H. SAAD, X. GUILLAUD: *Improving Small-Signal Stability of an MMC With CCSC by Control of the Internally Stored Energy*, in: IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 33, Nr. 1, S. 429–439, 2018, DOI: 10.1109/TPWRD.2017.2725579.
- [58] J. FREYTES, J. LI, G. DE PREVILLE, M. THOUVENIN: *Grid-Forming Control With Current Limitation for MMC Under Unbalanced Fault Ride-Through*, in: IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 36, Nr. 3, S. 1914–1916, 2021, DOI: 10.1109/TPWRD.2021.3053148.
- [59] J. GLEADOW ET AL.: *TF-77 – AC fault response options for VSC HVDC converters*, in: CIGRE Science & Engineering, Nr. 15, S. 105–110, 2019.
- [60] J. GUO ET AL.: *Analysis and Mitigation of Low-Frequency Interactions Between the Source and Load Virtual Synchronous Machine in an Islanded Microgrid*, in: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 69, Nr. 4, S. 3732–3742, 2022, DOI: 10.1109/TIE.2021.3075847.

- [61] J. HE, Y. W. LI: *Analysis, Design, and Implementation of Virtual Impedance for Power Electronics Interfaced Distributed Generation*, in: IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 47, Nr. 6, S. 2525–2538, 2011, DOI: 10.1109/TIA.2011.2168592.
- [62] J. KOLB: *Optimale Betriebsführung des Modularen Multilevel-Umrichters als Antriebsumrichter für Drehstrommaschinen*, Dissertation, Karlsruhe Institut für Technologie, 2014, ISBN: 978-3-7315-0183-1.
- [63] J. KWON, X. WANG, C. L. BAK, F. BLAABJERG: *Harmonic interaction analysis in grid connected converter using Harmonic State Space (HSS) modeling*, in: 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Charlotte, USA, Mär. 2015, DOI: 10.1109/APEC.2015.7104588.
- [64] J. MARTI: *Accurate Modelling of Frequency-Dependent Transmission Lines in Electromagnetic Transient Simulations*, in: IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 101, Nr. 1, S. 147–157, 1982, DOI: 10.1109/tas.1982.317332.
- [65] J. PERALTA, H. SAAD, S. DENNETIERE, J. MAHSEREDJIAN, S. NGUEFEU: *Detailed and Averaged Models for a 401-Level MMC-HVDC System*, in: IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 27, Nr. 3, S. 1501–1508, 2012, DOI: 10.1109/TPWRD.2012.2188911.
- [66] J. SUN: *Impedance-Based Stability Criterion for Grid-Connected Inverters*, in: IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, Nr. 11, S. 3075–3078, 2011, DOI: 10.1109/TPEL.2011.2136439.
- [67] J. SUN: *Small-Signal Methods for AC Distributed Power Systems—A Review*, in: IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, Nr. 11, S. 2545–2554, 2009, DOI: 10.1109/TPEL.2009.2029859.
- [68] J. SVENSSON, M. BONGIORNO, A. SANNINO: *Practical Implementation of Delayed Signal Cancellation Method for Phase-Sequence Separation*, in: IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 22, Nr. 1, S. 18–26, 2007, DOI: 10.1109/TPWRD.2006.881469.
- [69] K. SHARIFABADI, L. HARNEFORS, H.-P. NEE, S. NORRGA, R. TEODORSCU: *Design, control, and application of modular multilevel converters for HVDC transmission systems*, Chichester, Vereinigtes Königreich: Wiley IEEE Press, 2016.
- [70] L. HARNEFORS: *Modeling of Three-Phase Dynamic Systems Using Complex Transfer Functions and Transfer Matrices*, in: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, Nr. 4, S. 2239–2248, 2007, DOI: 10.1109/TIE.2007.894769.

- [71] L. HARNEFORS, A. ANTONOPOULOS, S. NORRGA, L. ANGQUIST, H.-P. NEE: *Dynamic Analysis of Modular Multilevel Converters*, in: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, Nr. 7, S. 2526–2537, 2013, DOI: 10.1109/TIE.2012.2194974.
- [72] L. HARNEFORS, M. BONGIORNO, S. LUNDBERG: *Input-Admittance Calculation and Shaping for Controlled Voltage-Source Converters*, in: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, Nr. 6, S. 3323–3334, 2007, DOI: 10.1109/TIE.2007.904022.
- [73] L. HARNEFORS, R. FINGER, X. WANG, H. BAI, F. BLAABJERG: *VSC Input-Admittance Modeling and Analysis Above the Nyquist Frequency for Passivity-Based Stability Assessment*, in: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 64, Nr. 8, S. 6362–6370, 2017, DOI: 10.1109/TIE.2017.2677353.
- [74] M. BELKHAYAT: *Stability criteria for AC power systems with regulated loads*, Dissertation, Purdue University, West Lafayette, USA, 1997.
- [75] M. C. CHANDORKAR, D. M. DIVAN, R. ADAPA: *Control of parallel connected inverters in standalone AC supply systems*, in: IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, Nr. 1, S. 136–143, 1993, DOI: 10.1109/28.195899.
- [76] M. CESPEDES, J. SUN: *Impedance Modeling and Analysis of Grid-Connected Voltage-Source Converters*, in: IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, Nr. 3, S. 1254–1261, 2014, DOI: 10.1109/TPEL.2013.2262473.
- [77] M. CHEN, X. XIAO, C. YUAN, S. TAO: *Flexible power control of virtual synchronous generators under unbalanced grid voltage conditions*, in: 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Cincinnati, USA, Okt. 2017, DOI: 10.1109/ECCE.2017.8096533.
- [78] M. DOMMASCHK: *Modularer Multilevelstromrichter für Anwendungen in der Hochspannungsgleichstromübertragung: Dissertation*, Dissertation, Technische Universität Chemnitz, 2011.
- [79] M. GOERTZ: *Elektromagnetische transiente Ausgleichsvorgänge in HGÜ-Systemen und deren Auswirkung auf die Isolationskoordination von Kabelanlagen*, Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, 2021.
- [80] M. GOERTZ, S. WENIG: *Grid-forming requirements for HVDC and FACTS - a TSO Perspective*, IEEE PES General Meeting, Online, 2021.
- [81] M. JOHN: *Frequency-domain modeling of harmonic interactions in pulse-width modulated voltage-source inverter drives*, Dissertation, Leibniz Universität Hannover, 2019.

- [82] M. KOOSHACK ZADEH, T. RENDEL, C. RATHKE, A. MENZE: *Operating experience of HVDC links – Behaviour during faults and switching events in the onshore grid*, in: CIGRÉ Winnipeg 2017 Colloquium, Winnipeg, Kanada, Okt. 2017.
- [83] M. MEYER: *Signalverarbeitung: Analoge und digitale Signale, Systeme und Filter*, 9., korrigierte Auflage, Wiesbaden: Springer Vieweg, 2021, ISBN: 978-3658328009.
- [84] M. P. N. VAN WESENBEECK, S. W. H. HAAN, P. DE VARELA, K. VISCHER: *Grid tied converter with virtual kinetic storage*, in: 2009 IEEE Bucharest PowerTech proceedings, Bukarest, Rumänien, Jun. 2009, DOI: 10.1109/PTC.2009.5282048.
- [85] M. QUESTER, F. LOKU, V. YELLISETTI, R. PUFFER: *Online Impedance Measurement of a Modular Multilevel Converter*, in: 2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT-Europe), Bukarest, Rumänien, Sep. 2019, DOI: 10.1109/ISGTEurope.2019.8905769.
- [86] M. SALIMI, A. M. GOLE, R. P. JAYASINGHE: *Improvement of Transformer Saturation Modeling for Electromagnetic Transient Programs*, in: Proceedings of the International Conference on Power Systems Transients (IPTS2013), 2013.
- [87] M. SALTZER ET AL.: *Surge and extended overvoltage testing of HVDC cable systems*, in: Jicable-HVDC'17 International Symposium on HVDC Cable Systems, Dunkirk, Frankreich, Nov. 2022.
- [88] M. ZUBIAGA ET AL.: *Enhanced TVI for Grid Forming VSC under Unbalanced Faults*, in: Energies, Vol. 14, Nr. 19, 2021, DOI: 10.3390/en14196168.
- [89] MANITOBA HVDC RESEARCH CENTRE: *EMTDC Transient Analysis for PSCAD Power System Simulation - User's Guide*, Benutzerhandbuch, 2010.
- [90] MANITOBA HYDRO INTERNATIONAL LTD.: *Power Electronic Switch Component: Handbuch für PSCAD Version 5.0*, 2020.
- [91] N. HATZIARGYRIOU ET AL.: *Stability definitions and characterization of dynamic behavior in systems with high penetration of power electronic interfaced technologies: Task Force on Stability definitions and characterization of dynamic behavior in systems with high penetration of power electronic interfaced technologies*, in: IEEE Power & Energy Society, Technischer Report, 2020.
- [92] N. M. WERELEY: *Analysis and control of linear periodically time varying systems*, Dissertation, Massachusetts Institute of Technology, Massachusetts, USA, Nov. 1990.

- [93] O. MO, S. D'ARCO, J. A. SUUL: *Evaluation of Virtual Synchronous Machines With Dynamic or Quasi-Stationary Machine Models*, in: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 64, Nr. 7, S. 5952–5962, 2017, DOI: 10.1109/TIE.2016.2638810.
- [94] P. F. KRASSELLT: *Optimierte Netzverträglichkeit von Gleichstrom-Schnell-ladesystemen durch aktive Netzbeeinflussung*, Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, 2016.
- [95] P. KUNDUR: *Power system stability and control*, New York: McGraw-Hill Education, 2007, ISBN: 007035958X.
- [96] P. KUNDUR ET AL.: *Definition and Classification of Power System Stability IEEE/CIGRE Joint Task Force on Stability Terms and Definitions*, in: IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 19, Nr. 3, S. 1387–1401, 2004, DOI: 10.1109/TPWRS.2004.825981.
- [97] Q.-C. ZHONG, G. WEISS: *Synchronverters: Inverters That Mimic Synchronous Generators*, in: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, Nr. 4, S. 1259–1267, 2011, DOI: 10.1109/TIE.2010.2048839.
- [98] R. ALVAREZ, M. WAHLE, H. GAMBACH, J. DORN: *Optimum semiconductor voltage level for MMC submodules in HVDC applications*, in: 2016 18th European Conference on Power Electronics und Applications (EPE'16 ECCE Europe), Karlsruhe, Deutschland, Okt. 2016, DOI: 10.1109/EPE.2016.7695646.
- [99] R. D. MIDDLEBROOK: *Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators*, in: Annual Meeting of the IEE Industry Applications Society, 1976.
- [100] R. H. PARK: *Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I*, in: Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Vol. 48, Nr. 3, S. 716–727, 1929, DOI: 10.1109/T-AIEE.1929.5055275.
- [101] R. LI, J. E. FLETCHER, B. W. WILLIAMS: *Influence of third harmonic injection on modular multilevel converter -based high-voltage direct current transmission systems*, in: IET Generation, Transmission & Distribution, Vol. 10, Nr. 11, S. 2764–2770, 2016, DOI: 10.1049/iet-gtd.2015.1470.
- [102] R. MARQUARDT: *Modular Multilevel Converters: State of the Art and Future Progress*, in: IEEE Power Electronics Magazine, Vol. 5, Nr. 4, S. 24–31, 2018, DOI: 10.1109/MPEL.2018.2873496.
- [103] R. MARQUARDT, A. LESCINAR, J. HILDINGER: *Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendung bei hohen Spannungen*, in: VDE ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, Deutschland, Jan. 2022.

- [104] R. TURNER, S. WALTON, R. DUKE: *A Case Study on the Application of the Nyquist Stability Criterion as Applied to Interconnected Loads and Sources on Grids*, in: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, Nr. 7, S. 2740–2749, 2013, DOI: 10.1109/TIE.2012.2198031.
- [105] S. ALMÉR, U. J.: *Harmonic analysis of pulse-width modulated systems*, in: Automatica, Vol. 45, Nr. 4, S. 851–862, 2009, DOI: 10.1016/j.automatica.2008.10.029.
- [106] S. CURI, D. GROSS, F. DÖRFLER: *Control of low-inertia power grids: A model reduction approach*, in: 2017 IEEE 56th Annual Conference on Decision und Control (CDC), Melbourne, Australien, Dez. 2017, DOI: 10.1109/CDC.2017.8264521.
- [107] S. D’ARCO, G. GUIDI, J. A. SUUL: *Operation of a Modular Multilevel Converter Controlled as a Virtual Synchronous Machine*, in: 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia), Niigata, Japan, Mai 2018, DOI: 10.23919/IPEC.2018.8508009.
- [108] S. D’ARCO, J. A. SUUL: *Equivalence of Virtual Synchronous Machines and Frequency-Droops for Converter-Based MicroGrids*, in: IEEE Transactions on Smart Grid, Vol. 5, Nr. 1, S. 394–395, 2014, DOI: 10.1109/TSG.2013.2288000.
- [109] S. D’ARCO, J. A. SUUL: *Improving the Power Reference Tracking of Virtual Synchronous Machines by Feed-Forward Control*, in: 2021 IEEE 19th International Power Electronics und Motion Control Conference (PEMC), Gliwice, Polen, Apr. 2021, DOI: 10.1109/PEMC48073.2021.9432548.
- [110] S. D’ARCO, J. A. SUUL: *Small-Signal analysis of an isolated power system controlled by a virtual synchronous machine*, in: 2016 IEEE International Power Electronics und Motion Control Conference (PEMC), Varna, Bulgarien, Sep. 2016, DOI: 10.1109/EPEPMC.2016.7752041.
- [111] S. D’ARCO, J. A. SUUL: *Virtual synchronous machines — Classification of implementations and analysis of equivalence to droop controllers for microgrids*, in: 2013 IEEE Grenoble Conference, Grenoble, Frankreich, Jun. 2013, DOI: 10.1109/PTC.2013.6652456.
- [112] S. D’ARCO, J. A. SUUL, O. B. FOSSO: *Control system tuning and stability analysis of Virtual Synchronous Machines*, in: 2013 IEEE Energy Conversion Congress und Exposition (ECCE 2013), Denver, USA, Sep. 2013, DOI: 10.1109/ECCE.2013.6647045.
- [113] S. DEBNATH, J. QIN, B. BAHRANI, M. SAEEDIFARD, P. BARBOSA: *Operation, Control, and Applications of the Modular Multilevel Converter: A Review*, in: IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, Nr. 1, S. 37–53, 2015, DOI: 10.1109/TPEL.2014.2309937.

- [114] S. GOLESTAN, M. MONFARED, F. D. FREIJEDO: *Design-Oriented Study of Advanced Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loops*, in: IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 28, Nr. 2, S. 765–778, 2013, DOI: 10.1109/TPEL.2012.2204276.
- [115] S. ROHNER, J. WEBER, S. BERNET: *Continuous model of Modular Multi-level Converter with experimental verification*, in: 2011 IEEE Energy Conversion Congress und Exposition (ECCE 2011), Phoenix, USA, Sep. 2011, DOI: 10.1109/ECCE.2011.6064316.
- [116] S. WENIG: *Potential of Bipolar Full-Bridge MMC-HVDC Transmission for Link and Overlay Grid Applications*, Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.
- [117] S. ZACHER, M. R.: *Regelungstechnik für Ingenieure*, Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2022, ISBN: 978-3-658-36406-9.
- [118] T. QORIA ET AL.: *Critical Clearing Time Determination and Enhancement of Grid-Forming Converters Embedding Virtual Impedance as Current Limitation Algorithm*, in: IEEE Journal of Emerging und Selected Topics in Power Electronics, Vol. 8, Nr. 2, S. 1050–1061, 2020, DOI: 10.1109/JESTPE.2019.2959085.
- [119] T. QORIA, F. GRUSON, F. COLAS, X. KESTELYN, X. GUILLAUD: *Current Limiting Algorithms and Transient Stability Analysis of Grid-Forming VSCs*, in: Power Systems Computation Conference 2020, Online, Jul. 2020.
- [120] T. WESTERWELLER ET AL.: *Trans bay cable - world's first HVDC system using multilevel voltage-sourced converter*, in: CIGRE Paris Session 2010, Paris, Frankreich, 2010.
- [121] T. YIN ET AL.: *Impedance-Based Characterization of Positive–Negative Sequence Separation and Its Effects on MMC-HVDC Stability*, in: IEEE Journal of Emerging und Selected Topics in Power Electronics, Vol. 10, Nr. 4, S. 4395–4412, 2022, DOI: 10.1109/JESTPE.2021.3113866.
- [122] U. N. GNANARATHNA, A. M. GOLE, R. P. JAYASINGHE: *Efficient Modeling of Modular Multilevel HVDC Converters (MMC) on Electromagnetic Transient Simulation Programs*, in: IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 26, Nr. 1, S. 316–324, 2011, DOI: 10.1109/TPWRD.2010.2060737.
- [123] W. LETERME, P. TIELENS, S. DE BOECK, D. VAN HERTEM: *Overview of Grounding and Configuration Options for Meshed HVDC Grids*, in: IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 29, Nr. 6, S. 2467–2475, 2014, DOI: 10.1109/TPWRD.2014.2331106.

- [124] W. SCHULZE, P. WEBER, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *Grid-forming synchronverter-based control method with current limiting method for grid-side converters of converter-based generation plants*, in: 21st Wind & Solar Integration Workshop (WIW 2022), Den Haag, Niederlande, Okt. 2022, DOI: 10.1049/icp.2022.2802.
- [125] X. GUO W. WU, Z. C.: *Multiple-Complex Coefficient-Filter-Based Phase-Locked Loop and Synchronization Technique for Three-Phase Grid-Interfaced Converters in Distributed Utility Networks*, in: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, Nr. 4, S. 1194–1204, 2011, DOI: 10.1109/TIE.2010.2041738.
- [126] X. WANG, F. BLAABJERG: *Harmonic Stability in Power Electronic-Based Power Systems: Concept, Modeling, and Analysis*, in: IEEE Transactions on Smart Grid, Vol. 10, Nr. 3, S. 2858–2870, 2019, DOI: 10.1109/TSG.2018.2812712.
- [127] X. WANG, L. HARNEFORS, F. BLAABJERG: *Unified Impedance Model of Grid-Connected Voltage-Source Converters*, in: IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, Nr. 2, S. 1775–1787, 2018, DOI: 10.1109/TPEL.2017.2684906.
- [128] X. XIONG, C. WU, P. HU, D. PAN, F. BLAABJERG: *Transient Damping Method for Improving the Synchronization Stability of Virtual Synchronous Generators*, in: IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 36, Nr. 7, S. 7820–7831, 2021, DOI: 10.1109/TPEL.2020.3046462.
- [129] Y. CHEN, R. HESSE, D. TURSCHNER, H.-P. BECK: *Dynamic properties of the virtual synchronous machine (VISMA)*, in: Renewable Energy und Power Quality Journal, S. 755–759, 2011, DOI: 10.24084/repqj09.444.
- [130] Y. HAN, H. LI, P. SHEN, E. A. A. COELHO, J. M. GUERRERO: *Review of Active and Reactive Power Sharing Strategies in Hierarchical Controlled Microgrids*, in: IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, Nr. 3, S. 2427–2451, 2017, DOI: 10.1109/TPEL.2016.2569597.
- [131] Z. LV, Q.-C. ZHONG: *Control of modular multilevel converters as virtual synchronous machines*, in: 2017 IEEE Power & Energy Society General Meeting, Chicago, USA, Jul. 2017, DOI: 10.1109/PESGM.2017.8274551.

## Verordnungen, Standards und technische Dokumente

- [132] 50HERTZ TRANSMISSION GMBH, AMPRION GMBH, TENNET TSO GMBH, TRANSNETBW GMBH: *Bewertung der Systemstabilität: Begleitdokument zum Netzentwicklungsplan Strom 2035, Version 2021, zweiter Entwurf*, Apr. 2021.
- [133] CIGRE TECHNICAL BROCHURE 39: *Guidelines for Representation of Network Elements when Calculating Transients*, Internationaler Rat für große elektrische Netze (CIGRE), Paris, Frankreich, 1990.
- [134] CIGRE TECHNICAL BROCHURE 533: *HVDC Grid Feasibility Study*, Internationaler Rat für große elektrische Netze (CIGRE), Paris, Frankreich, Apr. 2013.
- [135] CIGRE TECHNICAL BROCHURE 604: *Guide for the Development of Models for HVDC Converters in a HVDC Grid*, Internationaler Rat für große elektrische Netze (CIGRE), Paris, Frankreich, Dez. 2014.
- [136] CIGRE TECHNICAL BROCHURE 609: *Study of Converter Transients Imposed on the HVDC Converter Transformers*, Internationaler Rat für große elektrische Netze (CIGRE), Paris, Frankreich, Feb. 2015.
- [137] CIGRE TECHNICAL BROCHURE 754: *AC side harmonics and appropriate limits for VSC HVDC*, Internationaler Rat für große elektrische Netze (CIGRE), Paris, Frankreich, Feb. 2019.
- [138] CIGRE TECHNICAL BROCHURE 766: *Network modelling for harmonic studies*, Internationaler Rat für große elektrische Netze (CIGRE), Paris, Frankreich, Apr. 2019.
- [139] DIN EN 60071-5: *Isolationskoordination: Teil 5: Verfahren für Hochspannungs-Gleichstrom-Stromrichterstationen (HGÜ-Stromrichterstationen)*, Ausgabedatum: Mai 2015.
- [140] DIN EN 60633:2021-07: *Hochspannungsgleichstrom-Übertragung (HGÜ) - Begriffe*, Ausgabedatum: Jul. 2021.
- [141] DIN EN 62428:2009-02: *Elektrische Energietechnik - Modale Komponenten in Drehstromsystemen - Größen und Transformationen*, Ausgabedatum: Feb. 2009.
- [142] DIN EN 62747:2020-04: *Terminologie für Spannungszwischenkreis-Stromrichter (VSC) für Hochspannungsgleichstrom (HGÜ)-Systeme*, Ausgabedatum: Apr. 2020.
- [143] DIN EN IEC 60071-1: *Isolationskoordination: Teil 1: Begriffe, Grundsätze und Anforderungen*, Ausgabedatum: Okt. 2022.

- [144] DIN EN IEC 61400-21-1: *Winderzeugungsanlagen: Teil 21-1: Messung und Bewertung der elektrischen Kennwerte - Windenergieanlagen*, Ausgabedatum: Aug. 2020.
- [145] ENTSO-E: *ENTSO-E Standardized control interface for HVDC SIL/HIL conformity tests*, 2020.
- [146] ENTSO-E: *Ten-Year Network Development Plan 2020: Main Report*, Nov. 2020.
- [147] ICS INVESTIGATION EXPERT PANEL: *Continental Europe Synchronous Area Separation on 24 July 2021 - Final Report*, 2022.
- [148] IEC TR 60071-4: *Insulation co-ordination: Part 4: Computational guide to insulation co-ordination and modelling of electrical networks*, Ausgabedatum: Jun. 2004.
- [149] JOINT CIGRE/CIRED WG CC-02: *Guide for assessing the network harmonic impedance*, ÉLECTRA, Vol. 167, S. 97–131, 1996.
- [150] UNION FÜR DIE KOORDINIERUNG DES TRANSPORTS VON ELEKTRIZITÄT: *System Disturbance on 4 November 2006 - Final Report*, 2007.
- [151] VDE FNN HINWEIS: *Spannungseinprägendes Verhalten von HGÜ-Systemen und nichtsynchrone Erzeugungsanlagen mit Gleichstromanbindung*, Ausgabedatum: Jun. 2020.
- [152] VDE-AR-N 4131: *Technische Regeln für den Anschluss von HGÜ-Systemen und über HGÜ-Systeme angeschlossene Erzeugungsanlagen (TAR-HGÜ)*, Ausgabedatum: März 2019.
- [153] VERORDNUNG (EU) 2016/1447: *Festlegung eines Netzkodex mit Netzanchlussbestimmungen für Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragungssysteme und nichtsynchrone Stromerzeugungsanlagen mit Gleichstromanbindung*, 26.08.2016.

**Eigene Journalbeiträge**

- [154] C. HIRSCHING, M. GOERTZ, S. WENIG, A. BISSELING, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *On Fault-Ride-Through Performance in MMC-HVDC Applications Controlled as a Virtual Synchronous Machine*, in: IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 37, Nr. 4, S. 2803–2812, 2022, DOI: 10.1109/TEC.2022.3205055.
- [155] C. HIRSCHING, S. DE JONGH, D. ESER, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *Metaheuristic optimization of control structure and design for MMC-HVDC applications*, in: Electric Power Systems Research, Vol. 213, 2022, DOI: 10.1016/j.epsr.2022.108371.
- [156] C. HIRSCHING, M. GOERTZ, S. WENIG, S. BECKLER, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *On control and balancing of rigid bipolar MMC-HVDC links enabling subsystem-independent power transfer*, in: Electric Power Systems Research, Vol. 189, 2020, DOI: 10.1016/j.epsr.2020.106768.
- [157] I. JAHN, M. NAHALPARVARI, C. HIRSCHING, M. HOFFMANN, P. DULLMANN, F. LOKU, A. AGBEMUKO, G. CHAFFEY, E. PRIETO-ARAUJO, S. NORRGA: *An Architecture for a Multi-Vendor VSC-HVDC Station With Partially Open Control and Protection*, in: IEEE Access, Vol. 10, S. 13555–13569, 2022. DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3146782.
- [158] M. GOERTZ, S. WENIG, S. BECKLER, C. HIRSCHING, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *Overvoltage characteristics in symmetrical monopolar HB MMC-HVDC configuration comprising long cable systems*, in: Electric Power Systems Research, Vol. 189, 2020, DOI: 10.1016/j.epsr.2020.106603.
- [159] M. GOERTZ, S. WENIG, S. BECKLER, C. HIRSCHING, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *Analysis of Cable Overvoltages in Symmetrical Monopolar and Rigid Bipolar HVDC Configuration*, in: IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 35, Nr. 4, S. 2097–2107, 2020, DOI: 10.1109/TPWRD.2019.2960851.
- [160] M. GOERTZ, S. WENIG, C. HIRSCHING, M. KAHL, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *Analysis of Extruded HVDC Cable Systems Exposed to Lightning Strokes*, in: IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 33, Nr. 6, S. 3009–3018, 2018, DOI: 10.1109/TPWRD.2018.2858569.
- [161] S. WENIG, M. GOERTZ, C. HIRSCHING, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *On Full-Bridge Bipolar MMC-HVDC Control and Protection for Transient Fault and Interaction Studies*, in: IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 33, Nr. 6, S. 2864–2873, 2018. DOI: 10.1109/TPWRD.2018.2823770.

## Eigene Veröffentlichungen auf Konferenzen

- [162] A. BISSELING, C. HIRSCHING, K. HÄUSLER, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *Impact of supercapacitor energy storage on transient behaviour of MMC-based grid-forming ES-STATCOM*, in: International Symposium on High Voltage Engineering (ISH 2023), Glasgow, Vereinigtes Königreich, Aug. 2023.
- [163] C. HIRSCHING, A. BISSELING, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *Harmonic Stability in MMC-HVDC applications controlled as a virtual synchronous machine*, in: 2023 4th International Conference on High Voltage Engineering and Power Systems (ICHVEPS), Denpasar Bali, Indonesien, Aug. 2023, DOI: 10.1109/ICHVEPS58902.2023.10257570.
- [164] C. HIRSCHING, M. LINDNER, A. BISSELING, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *Control Structure Related Admittance-Shaping Effects in VSM Controlled Converters*, in: 2022 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT Asia), Singapur, Singapur, Nov. 2022 – Ausgezeichnet mit dem „Best Poster Award“, DOI: 10.1109/ISGTAsia54193.2022.10003533.
- [165] C. HIRSCHING, S. DE JONGH, D. ESER, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *Meta-heuristic Optimization of Control Structure and Design for MMC-HVDC Applications*, in: 22nd Power Systems Computation Conference (PSCC 2022), Porto, Portugal, Jun. 2022.
- [166] C. HIRSCHING, A. BISSELING, S. WENIG, M. GOERTZ, C. BISCHOFF, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *On the impact of controller implementations on passivity and damping properties in grid-following MMC-HVDC applications*, in: 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Toronto, Kanada, Okt. 2021, DOI: 10.1109/IECON48115.2021.9589392.
- [167] C. HIRSCHING, A. BISSELING, S. WENIG, M. GOERTZ, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *Passivity-Based Sensitivity Analysis regarding Control Structures in Grid-Following MMC-HVDC Applications*, in: The 17th International Conference in AC and DC Power Transmission (ACDC 2021), Online, Dez. 2021, DOI: 10.1049/icp.2021.2441.
- [168] C. HIRSCHING, W. SCHULZE, M. ZAJADATZ, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *Emulation of Grid-Following Inverters for Impedance-Based Stability Analysis regarding Outer Control Loops*, in: 2021 56th International Universities Power Engineering Conference (UPEC), Online, Sep. 2021, DOI: 10.1109/UPEC50034.2021.9548176.
- [169] C. HIRSCHING, M. GOERTZ, S. WENIG, S. BECKLER, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *On Control and Balancing of Rigid Bipolar MMC-HVDC Links Enabling Subsystem-Independent Power Transfer*, in: 1st Power Systems Computation Conference (PSCC 2020), Online, Jul. 2020.

- [170] C. HIRSCHING, S. WENIG, S. BECKLER, M. GOERTZ, P. PRAEGER, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *Passivity-Based Sensitivity Analysis of the Inner Current Controller in Grid-Following MMC-HVDC Applications - An Overview*, in: 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Online, Okt. 2020, DOI: 10.1109/IECON43393.2020.9254425.
- [171] C. HIRSCHING, M. GOERTZ, S. WENIG, S. BECKLER, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *On Control and Balancing of MMC-HVDC Links in Rigid Bipolar Configuration*, in: 15th IET International Conference on AC and DC Power Transmission (ACDC 2019), Coventry, Vereinigtes Königreich, Feb. 2019, DOI: 10.1049/cp.2019.0026.
- [172] C. HIRSCHING, M. GOERTZ, S. WENIG, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *Active Damping Method for Harmonic Current Mitigation in Grid-Connected MMC-HVDC Applications*, in: 2018 53rd International Universities Power Engineering Conference (UPEC), Glasgow, Vereinigtes Königreich, Sep. 2018, DOI: 10.1109/UPEC.2018.8542036.
- [173] M. GOERTZ, C. HIRSCHING, S. WENIG, K.M. SCHÄFER, S. BECKLER, J. REISBECK, M. KAHL, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *Analysis of Overvoltage Levels in the Rigid Bipolar MMC-HVDC Configuration*, in: 15th IET International Conference on AC and DC Power Transmission (ACDC 2019), Coventry, Vereinigtes Königreich, Feb. 2019, DOI: 10.1049/cp.2019.0025.
- [174] M. GOERTZ, S. WENIG, C. HIRSCHING, K.M. SCHÄFER, S. BECKLER, J. REISBECK, M. KAHL, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *Overvoltage Characteristics in Symmetrical Monopole HB MMC-HVDC Configuration comprising Long Cable Systems*, in: Proceedings of the International Conference on Power Systems Transients 2019 (IPST 2019), Perpignan, Frankreich, Jun. 2019.
- [175] M. GOERTZ, S. WENIG, C. HIRSCHING, M. KAHL, S. BECKLER, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *Lightning Performance of HVDC Mixed Overhead-Cable Lines*, in: International Colloquium on Lightning and Power Systems, Ljubljana, Slowenien, Sep. 2017.
- [176] S. WENIG, C. HIRSCHING, C. JOHN, T. LEIBFRIED: *Considerations on the frequency-dependent grid impedance in meshed HVAC grids - Parametric sensitivity analysis and impact of power electronic assets*, in: 2020 Cigre e-session, Paris, Frankreich, Aug. 2020.
- [177] Y. RINK, S. WENIG, C. HIRSCHING, M. SURIYAH, T. LEIBFRIED: *Cluster-based DC grid control strategies applied to a European offshore grid scenario*, in: 2017 52nd International Universities Power Engineering Conference (UPEC), Heraklion, Griechenland, Aug. 2017, DOI: 10.1109/UPEC.2017.8232033.

## Betreute studentische Abschlussarbeiten

- [178] A. A. YENES SEPÚLVEDA: *Impedanz-basierte Untersuchung verschiedener Regelungskonzepte mittels Echtzeit-PC und 4-Quadranten Spannungsverstärker*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2020.
- [179] A. BISSELING, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2020.
- [180] C. BISCHOFF: *Einfluss Arbeitspunkt-abhängiger Regelungskonzepte auf die Umrichterimpedanz eines Modularen Multilevel-Umrichters*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2020.
- [181] C. ICHOKU: *Stability Analysis of the Voltage Measurement Unit in grid-following Inverters*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2020.
- [182] D. ESER: *Implementierung einer automatisierten Ansteuerung von EMT-Modellen über Python zur Parameteroptimierung von Regelungsstrukturen für Modulare Multilevel Umrichter*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2021.
- [183] D. WIELAND: *Dynamische und frequenzabhängige Stabilitätsuntersuchung spannungseinprägender Regelungsverfahren*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2021.
- [184] I. S. KLEMM: *MMC basierte Implementierung eines spannungseinprägenden Regelverfahrens in EMT Software*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2020.
- [185] J. LEINS: *Auswertung des Dämpfungsverhaltens von Hochspannungs-Transformatoren*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2020.
- [186] J. LUKAS: *Untersuchung des Verhaltens von Spannungsquellen für verschiedene Netzszenarien*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2020.
- [187] J. N. STOYKE: *Auswirkungen eines Spannungsteilers auf die harmonische Stabilität eines Modularen Multilevel Umrichters*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2020.
- [188] K. HÄUSLER: *EMT-Untersuchungen eines STATCOMs mit erweitertem Energiespeicher auf Basis eines netzbildend geregelten MMCs hinsichtlich der Anforderungen an das Regelungsdesign*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2023.
- [189] N. P. OLDEHINKEL: *Impedanz-basierte Analyse von HGÜ-Umrichtern der modularen Multilevel-Technologie zur Untersuchung harmonischer Interaktionen mit dem Übertragungsnetz*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.

- [190] N. RINDERSPACHER: *Implementierung des Harmonischen Zustandsraummodells eines stromeinprägenden Modulare Multilevel-Umrichters in Matlab*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2022.
- [191] P. HEINZ: *Untersuchung der Umrichterimpedanz eines Modulare Multilevel Umrichters hinsichtlich verschiedener Regelungskonzepte in EMT-Software*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2021.
- [192] P. SHEN: *A.I. based Parameter Optimization of Control Structures for Modular Multilevel Converters*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2020.
- [193] S. ENGELHARDT: *Entwicklung und Validierung eines Online-Impedanzscan-Tools in EMT-Software zur Untersuchung zukünftiger Netzszenarien*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.
- [194] S. MÜLLER: *Konzeption und Realisierung eines Ausstellungsmodells zur Erläuterung der aktuellen Netzsituation in Deutschland*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2020.
- [195] T. ECKSTEIN: *Auswirkungen frequenzdetektierender Verfahren auf die Performanz spannungseinprägender Umrichter während Netzfehlern*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2022.