

Über System- und Regelungsdynamiken von Windenergieanlagen und deren Einfluss auf die Umrichterlebensdauer

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informatik
der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur

(abgekürzt: Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von Herrn

Dipl.-Ing. Marcel Morisse

geboren am 13. Mai 1987

in Nordenham

2020

1. Referent Univ.-Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens
2. Referent Univ.-Prof. Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel

Tag der Promotion: 16.01.2020

Ehrenwörtliche Erklärung

Ehrenwörtliche Erklärung zu meiner Dissertation mit dem Titel:
„Über System- und Regelungsdynamiken von Windenergieanlagen und deren Einfluss
auf die Umrichterlebensdauer“

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Dissertation selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Hilfsmittel genutzt habe. Alle wörtlich oder inhaltlich übernommenen Stellen habe ich als solche gekennzeichnet.

Ich versichere außerdem, dass ich die vorliegende Dissertation nur in diesem und keinem anderen Promotionsverfahren eingereicht habe und dass diesem Promotionsverfahren kein endgültig gescheitertes Promotionsverfahren vorausgegangen ist.

Marcel Morisse

Hannover, 16. Januar 2020

Danksagung

Die vorliegende Arbeit ist während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik (IAL) der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover entstanden.

Mein besonderer Dank gilt Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens, der es mir durch die Beschäftigung am Institut sowie fortwährende fachliche Diskussionen ermöglicht hat, diese Arbeit zu einem erfolgreichen Abschluss zu bringen. Prof. Dr.-Ing. Hans-Günther Eckel danke ich sehr für die Übernahme des Koreferats. Darüber hinaus sei Prof. Dr.-Ing. Bernd Ponick für die Übernahme des Vorsitzes der Prüfungskommission gedankt.

Großer Dank gilt auch den Angestellten des Geschäftszimmers des IAL, die mir in organisatorischen Angelegenheiten immer mit Rat und Tat zur Seite standen. Besonders erwähnen möchte ich hier Frau Beate Pieschel, deren offenes Ohr und aufmunternde Worte mich auch die zähsten Stufen meiner Arbeit durchstehen ließen.

Ebenfalls wichtiger Dank gebührt den Mitarbeitern der Elektrowerkstatt des IAL, ohne deren Hilfe der Aufbau meiner Prüfstände weder im Umfang noch in der Kürze der Zeit möglich gewesen wäre. Namentlich sind dies Herr Clemens Larivière, Herr Thorsten Winkler sowie Herr Andreas Heydecke.

Das IAL habe ich während meiner aktiven Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter und darüber hinaus aufgrund des sehr kollegialen Umfelds zu schätzen gelernt. So haben insbesondere die Kollegen im gemeinsamen Büro und in der gemeinsamen Institutsband dafür gesorgt, dass ich beinahe jeden Morgen gerne zur Arbeit gegangen bin. Nicht zu verachten sind hierbei natürlich die wertvollen fachlichen und oft auch nicht so fachlichen Diskussionen mit Kollegen in der Kaffeeküche.

Bedanken möchte ich mich ebenfalls bei allen Mitarbeitern und Studenten, die durch ihre Unterstützung und wissenschaftlichen Arbeiten an der Vollendung der Arbeit beteiligt waren.

Zum Schluss genannt, aber deshalb nicht weniger bedeutsam, sei die mentale Unterstützung meiner Familie sowie meiner großartigen Frau Denise, ohne die ich mir den erfolgreichen Abschluss dieser Arbeit im Nachhinein nicht vorstellen kann.

Kurzfassung

Der Forderung nach besonders zuverlässigen und wartungsarmen Windenergieanlagen steht heutzutage eine nicht vernachlässigbare Anzahl von Ausfällen der Leistungshalbleitermodule bereits in den ersten Betriebsjahren gegenüber.

Die vorliegende Arbeit untersucht zu diesem Zweck die Umrichterbelastung durch thermische Wechselspiele innerhalb der Leistungshalbleiter aufgrund von bei der Umrichterauslegung oft vernachlässigten Systemdynamiken, Wechselwirkungen und Regleranforderungen.

Hierfür werden die Unterschiede in der Halbleiterbelastung durch unterschiedlich detaillierte Modellierungstiefen herausgestellt. Als Basis dieser und weiterer Untersuchungen dienen zwei der häufigsten Anlagentopologien. Zum einen ist dies eine Windenergieanlage mit Vollumrichter und permanentmagneterregter Synchronmaschine und zum anderen eine Teilumrichteranlage mit doppelt gespeister Asynchronmaschine.

Darüber hinaus werden Anforderungen seitens des Netzbetreibers berücksichtigt, wie die dynamische Netzstützung im Fall eines Spannungseinbruchs sowie die Vorgabe eines definierten Leistungsfaktors der Windenergieanlage am Netzanschlusspunkt.

Zusätzlich stehen ausgewählte Regelstrategien im Fokus der Untersuchungen, deren Zweck die Lebensdauererweiterung bestimmter Anlagenkomponenten ist und die in der Folge für eine zusätzlich Be- oder Entlastung der Umrichter verantwortlich sind.

Die Untersuchungen zeigen schließlich, dass starke Vereinfachungen des Anlagenverhaltens für die Umrichterauslegung zulässig sind, da signifikant nur solche Effekte auf die Lebensdauer wirken, die relativ niederfrequente Auswirkungen auf die Arbeitspunkte der Umrichter haben. Dies können zum Beispiel Anforderungen des Netzbetreibers an die Umrichter sein oder auch dynamische Regelanforderungen wie die Einzelblattverstellregelung bei ansonsten häufigem Teillastbetrieb der Rotorblattantriebsumrichter.

Die Untersuchungen innerhalb dieser Arbeit legen den Schluss nahe, dass durch Modellvereinfachungen die thermische Zyklenbeanspruchung leistungselektronischer Komponenten in Windenergieanlagen zum Teil unterschätzt werden. Dies ist nach Ansicht des Autors jedoch nicht allein für die vermehrten Frühausfälle dieser Komponenten verantwortlich.

Schlagnworte: Windenergie, Lebensdauer, Lastwechselzyklen, Systemdynamiken, DFIG-Regelung, Einzelblattverstellregelung

Abstract

The demand for highly reliable and low-maintenance wind turbines is nowadays opposed by a multitude of failures of the power modules in their early years of operation.

For this purpose, the present work investigates the thermal load cycles within the power semiconductors due to system dynamics, interactions, and controller demands which are often neglected in the converter design process.

This is done by determining the differences in the semiconductor loads due to different modelling depths. These models represent two of the most common wind turbine topologies which is the permanent magnet synchronous generator with a fully rated converter on the one hand and the doubly fed induction generator with a partially rated converter on the other hand.

In addition, grid operator requirements like the dynamic grid support in case of a voltage drop as well as the demand of a defined power factor at the grid coupling point are considered.

Furthermore, selected control strategies are investigated whose purpose is the lifetime prolonging of certain turbine components which then lead to a decrease or an increase of the converter load.

The investigations show that great simplifications of the system behaviour are admissible for the converter design process because only those effects with rather low-frequency impact on the converter's operating points have a significant influence on their lifetime. This might be the grid operator demands for the main converter or the dynamic control demands of the individual pitch control at partial load operation for the pitch converter.

The findings in this work lead to the conclusion that strong simplifications of the underlying models can cause an underestimation of thermal power cyclings of the power electronic components in wind turbines. Nevertheless, according to the author's opinion, early converter failures in wind turbines cannot be explained by these underestimations alone.

Keywords: wind energy, lifetime, power cycling, system dynamics, DFIG control, individual pitch control

Inhaltsverzeichnis

Formelzeichenverzeichnis	XIII
Abkürzungsverzeichnis	XIX
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Ziele der Dissertation	2
1.3 Gliederung der Dissertation	2
2 Grundlagen zu umrichterbasiert netzangebundenen Windenergieanlagen	5
2.1 Aufbau und Funktion moderner Windenergieanlagen	5
2.2 Leistungselektronische Stellglieder	11
2.3 Anforderungen an den Netzbetrieb	18
3 Lebensdauerberechnung von IGBT-Leistungsmodulen	23
3.1 Aufbau der betrachteten Leistungsmodule	23
3.2 Ausfallmechanismen von Leistungsmodulen	25
3.3 Temperaturzyklenbasierte Lebensdauerberechnung	27
4 Grundlegende Modellierung von Windenergieanlagen aus elektrischer Sicht	37
4.1 Aerodynamische und mechanische Abbildung	37
4.2 Modellierung des elektrischen Triebstrangs	42
4.2.1 Topologie #1 - PMSM mit Vollumrichter	43
4.2.2 Topologie #2 - DGASM mit Teilumrichter	58
4.2.3 Blattwinkelverstelleinrichtung - ASM mit Motorumrichter	69
4.3 Netzmodell	74
4.4 Plausibilität der Gesamtmodelle	75
5 Erweiterte Modellierung von Windenergieanlagen	81
5.1 Detaillierte Abbildung der Aerodynamik und Mechanik	81

5.2	Erweiterte Modellierung des elektrischen Triebstrangs	89
5.2.1	Topologie #1 - PMSM mit Vollumrichter	89
5.2.2	Topologie #2 - DGASM mit Teilumrichter	91
5.3	Netzfehlerfälle und FRT-Regelung	93
5.3.1	Zertifizierung der FRT-Regelung	94
5.3.2	FRT-Regelung im Modell	95
5.3.3	Validierung der FRT-Regelung	103
6	Umrichterbasierte Regelstrategien zur Lebensdauererlängerung	111
6.1	Aktive Torsionsdämpfung zur Triebstrangentlastung	111
6.1.1	Plausibilisierung der aktiven Torsionsdämpfung	112
6.2	Synchronismusregelung von DGASM zur Umrichterentlastung	114
6.2.1	Synchronismusregelstrategien	114
6.2.2	Validierung der Synchronismusregelstrategien am Laborprüfstand	119
6.3	Einzelblattverstellregelung zur Symmetrierung der Rotorblattlagerbelas- tung	133
6.3.1	Plausibilisierung der Einzelblattverstellregelung	135
7	Auswirkungen von Modelldetaillierung und Regelstrategien	139
7.1	Einfluss der Modelldetailgrade	140
7.1.1	Topologie #1 - PMSM mit Vollumrichter	143
7.1.2	Topologie #2 - DGASM mit Teilumrichter	152
7.2	Auswirkung von Netzzuständen und -anforderungen	159
7.2.1	Topologie #1 - PMSM mit Vollumrichter	159
7.2.2	Topologie #2 - DGASM mit Teilumrichter	167
7.3	Auswirkung der Synchronismusregelstrategien	177
7.4	Auswirkung der Einzelblattverstellregelung auf den Pitchantriebsumrichter	181
8	Schlussfolgerungen und Ausblick	185
A	Anhang	189
A.1	Transformationsvorschriften	189
A.2	Gesamtmodelle	199
A.3	Prüfstände	206
	Literatur	217
	Eigene Veröffentlichungen	231

Formelzeichenverzeichnis

Generelle Definitionen

x	zeitabhängige Größe
X	Effektivwert, Gleichgröße, Konstante, Matrix
\hat{x}	Amplitude
x^*	Sollwert oder komplex konjugierte Größe
x'	bezogene oder geschätzte Größe
\vec{x}	Vektor
\underline{x}	komplexe Größe
\bar{x}	Mittelwert

Lateinische Formelzeichen

a	Aussteuergrad
a	aerodynamischer Induktionsfaktor
a	Beschleunigung
\underline{a}	Drehoperator
A	Fläche
c	Konstante, Beiwert
C	Kapazität
d	Torsionsdämpfung
D	Durchmesser
e	Regelabweichung
E	Energie
E	Störgröße
f	Frequenz
f	Funktion
F	Kraft
I	Strom
J	Massenträgheitsmoment
k	Torsionsfedersteifigkeit

L	Gesamtlebensdauerverbrauch
L	Induktivität
m	Geradensteigung
m	Strangzahl
M	Gegeninduktivität
M	Drehmoment
n	Umdrehungen pro Minute
N	Lastwechselanzahl
N_f	zulässige Lastwechselanzahl
p	Polpaarzahl
P	Wirkleistung
Q	Blindleistung
r	Radius
r_D	differentieller Widerstand
R	ohmscher Widerstand
s	Schaltfunktion
s	Schlupf
S	Scheinleistung
t	Zeit
T	Zeitschritt, Periode
U	Spannung
U_0	Schleusenspannung
v	Geschwindigkeit
w	Sollgröße
x	Wegstrecke
X	Reaktanz
y	Stellgröße
z	Höhe
Z	Impedanz
Z	Schaltzustand
\ddot{u}	Übersetzungsverhältnis

Griechische Formelzeichen

α	aerodynamischer Anstellwinkel
α_{shear}	Windscherungsexponent
β	Rotorblattwinkel (Pitchwinkel)
η	Wirkungsgrad
ϑ	mechanischer Drehwinkel
λ	Schnelllaufzahl
ρ	spezifische Dichte
φ	elektrischer Phasenwinkel
Ψ	Verkettungsfluss
ω	Kreisfrequenz, Winkelgeschwindigkeit

Präfixe, Subskripte und Superskripte

+	Mitsystem
-	Gegensystem
0	Nullsystem
1	Grundharmonische
abc	Dreiphasensystem
a	ambient
asym	asymmetrisch
A	Auftrieb, axial
b	Bezugsgröße
Betz	Index des Betz'schen Leistungsbeiwert
c	case
c	Converter
C	Collector
d	d-Komponente
D	Diode
eff	effektiv
el	elektrisch
E	Emitter
f	Filter
f	fluid

F	forward
Flt	Fault
ges	gesamt
G	Gate
Gen	Generator
h	Hauptanteil
h	heatsink
j	Sperrschicht
k	Kurzschluss
komp	Kompensation
m	Mittelwert
min	Minimalwert
max	Maximalwert
M	Moment
n	Ordnungszahl
neg	negativ
N	Netz
o	oben
on	ein
off	aus
p	primär
pos	positiv
P	Polrad
P	Wirkleistung
PM	Permanentmagnete
PR	Proportional-Resonanz-Anteil
q	q-Komponente
r	rated (Bemessungsgröße)
rec	recovery
res	Resonanz
R	Rotorkreis (elektrisch)
Rot	Rotor
s	sekundär
sym	symmetrisch
S	Stator
S	Harmonische der Trägerfrequenz

Sk	Saugkreis
St	Stirnrad
t	Totband
T	IGBT
T	tangential
T	Torsion
T	Transformator
u	unten
v _j	virtuelle Sperrschicht
V	Verzug in der Halbbrückensteuerung
V	Verlust
W	Widerstand
zul	zulässig
Zk	Zwischenkreis
α	α -Komponente
β	β -Komponente
Δ	Differenz
σ	Streuanteil
Ψ	Verkettungsfluss

Abkürzungsverzeichnis

ASM	Asynchronmaschine
ATD	aktive Torsionsdämpfung
BEM	Blatt-Elemente-Methode
BLDC	bürstenloser Gleichstrommotor (engl. „brushless DC motor“)
BPF	Bandpassfilter
CPC	gemeinsame Blattverstellregelung (engl. „collective pitch control“)
DCB	haftfeste Kupferbeschichtung (engl. „direct copper bonded“)
DDSRF	voneinander entkoppelte zweifach synchrone Bezugssysteme (engl. „decoupled double synchronous reference-frame“)
DGASM	doppelt gespeiste Asynchronmaschine
DPWM	diskontinuierliche Pulsdauermodulation (engl. „discontinuous pulse-width modulation“)
DSOGI	zweifacher generalisierter Integrator zweiter Ordnung (engl. „dual second order generalized Integrator“)
EEG	Gesetz für den Vorrang Erneuerbarer Energien (kurz „Erneuerbare-Energien-Gesetz“)
ESB	Ersatzschaltbild
FFT	schnelle Fourier-Transformation (engl. „fast Fourier transform“)
FGW	Fördergesellschaft Windenergie und andere Dezentrale Energien
FOR	feldorientierte Regelung
FRT	Durchfahren von Netzfehlern (engl. „fault ride-through“)
GeCoLab	Generator-Umrichter-Prüfstand (engl. „generator converter laboratory“)

GM	Gleichstrommaschine
IAL	Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik
IMC	„internal model control“
IPC	Einzelblattverstellregelung (engl. „individual pitch control“)
KOS	Koordinatensystem
LSC	netzseitiger Umrichter (engl. „line-side converter“)
MPP	Punkt maximaler Leistung (engl. „maximum power point“)
MSC	maschinenseitiger Umrichter (engl. „machine-side converter“)
PCC	Netzeinspeisepunkt (engl. „point of common coupling“)
PCC	Lastwechselzyklen-Widerstandsfähigkeit (engl. „power cycling capability“)
PLL	Phasenregelschleife (engl. „phase-locked loop“)
PMSM	permanentmagneterregte Synchronmaschine
PWM	Pulsdauermodulation (engl. „pulse-width modulation“)
SDLWindV	Verordnung zu Systemdienstleistungen durch Windenergieanlagen (kurz Systemdienstleistungsverordnung)
SM	Synchronmaschine
SRF	synchrones Bezugssystem (engl. „synchronous reference-frame“)
SVPWM	Raumzeiger-Pulsdauermodulation (engl. „space vector pulse-width modulation“)
TPF	Tiefpassfilter
WEA	Windenergieanlage

1 Einleitung

1.1 Motivation

Windenergieanlagen (WEA) haben sich in den vergangenen Jahren zu einem substantiellen Bestandteil der Kraftwerkslandschaft nicht nur in Deutschland, sondern auch in weiten Teilen der restlichen Welt entwickelt [1]. Begünstigt durch nationale und multilaterale Bestrebungen wie das Pariser Klimaabkommen zur Begrenzung der Erderwärmung aus dem Jahr 2015 [2], sind erneuerbare Energien, unter ihnen die Windenergie mit dem größten Anteil, für mehr als ein Viertel der Bruttostromerzeugung Deutschlands im Jahr 2016 verantwortlich gewesen [3]. Durch die Neuauflage des Gesetzes für den Vorrang Erneuerbarer Energien (kurz „Erneuerbare-Energien-Gesetz“, EEG) von 2008 [4] und dessen unregelmäßig beschlossene Neuregelungen (zum Beispiel [5]) scheint auch der weitere Ausbau der Windenergie und dessen steigende Bedeutung im Energiemix in Deutschland gesichert. Durch ein begrenztes Flächenangebot und aus Gründen der Wirtschaftlichkeit und des Wettbewerbs steigen zudem die Leistungsklassen der einzelnen Anlagen an Land sowie in den küstennahen Offshorewindparks stetig an [3].

Gleichsam mit dieser Entwicklung erhöhen sich die Anforderungen an die Vorhersagbarkeit und Zuverlässigkeit der Energiegewinnung aus dem Wind. Langfristig angelegte Auswertungen der Betriebs- und Ausfalldaten von WEA zeigen in diesem Bereich jedoch ein deutliches Defizit. So unterliegt statistisch gesehen eine moderne WEA mit einer Leistung im höheren Kilowatt- bis Megawattbereich bereits nach einer Betriebsdauer von weniger als einem Jahr unvorhergesehenen Stillstandszeiten aufgrund von Wartungsbedarf an Teilkomponenten [6].

Hauptursache für die daraus resultierenden Stillstandszeiten sind laut einer Vielzahl von Veröffentlichungen innerhalb der letzten 15 Jahre die leistungselektronischen Bestandteile der WEA [7, 8].

Vermutungen zu den Gründen dieser Ausfälle, die aufgrund ihrer Häufigkeit nicht als rein produktionsbedingte Frühausfälle abgetan werden können, führen von modulinternen thermomechanischen Spannungen über Vibrationsdefekte, Feuchteinwirkungen innerhalb der Umrichterschränke und Isolationsdegradationen bis hin zu Einflüssen der Höhenstrahlung auf die Leistungshalbleiter [9]. Auch Defekte der Ansteuerelektronik, die schlussendlich in einem Ausfall der leistungselektronischen Endstufe resultieren, sind mögliche Fehlerquellen. Während die aktuelle Forschung und Entwicklung sich vermehrt mit der Thematik der Feuchteproblematik in WEA beschäftigt [10, 11], mangelt es noch immer an umfangreichen Untersuchungen darüber, welche tatsächlichen Alterungsef-

fekte durch das Gesamtsystem einer WEA auf die Umrichtersysteme wirken, die zu den eher klassischen Ausfallmechanismen der Leistungsmodule durch Wechsellasten führen können.

So sind WEA relativ komplexe Gesamtsysteme, deren Einzelkomponenten, sei es nun das Übersetzungsgetriebe, der Stahlurm, die Rotorblätter oder eben die Generatorumrichter, durch ihren langjährigen Einsatz auch in anderen Systemen und durch eine Vielzahl von Veröffentlichungen relativ gut durchdrungen sind. Jedoch ist dem Autor keine Veröffentlichung bekannt, welche die vollständige Betrachtung des Systems einer WEA mit den Wechselwirkungen all seiner Einzelkomponenten untereinander anstrebt, mit dem Ziel einer Klärung der Aussage, inwieweit Einflüsse und Wechselwirkungen aus der mechanischen und aerodynamischen Domäne oder dem Netz einen alternden Effekt auf die Hauptumrichter der elektrischen Generatoren haben können. Darüber hinaus werden bei den meisten Untersuchungen, die sich mit zusätzlichen Regelstrategien zur Reduzierung der Belastung einzelner Komponenten einer WEA beschäftigen, wie zum Beispiel der aktiven Torsionsdämpfung des Haupttriebstrangs oder der Einzelblattregelung zur Rotorblattlagerentlastung, die daraus resultierenden Auswirkungen auf den von der Regelung beeinflussten Umrichter vernachlässigt.

1.2 Ziele der Dissertation

Die vorliegende Arbeit hat sich aus diesem Grund zum Ziel gesetzt, einen Beitrag zur Klärung der vermehrten Umrichterausfälle zu leisten, indem es die Notwendigkeit einer detaillierteren Betrachtung des Gesamtsystems WEA im Hinblick auf die Belastungen der Umrichtersysteme untersucht. Dies soll erreicht werden, indem vollständige Simulationsmodelle von zwei geläufigen WEA-Topologien sowie ein detailliertes Simulationsmodell einer Blattwinkelverstelleinrichtung erstellt werden. Durch das gezielte Berücksichtigen von verschiedenen Modellierungstiefen und Reglereingriffen soll deren Einfluss auf die Halbleiteralterung hinsichtlich thermomechanischer Degradation und somit auf die Umrichterlebensdauer ermittelt werden.

1.3 Gliederung der Dissertation

Anschließend an diese Einleitung folgt in Kapitel 2 ein Überblick über den Aufbau und die Funktionsweise moderner WEA mit dem Hauptaugenmerk auf die typischerweise eingesetzten leistungselektronischen Umrichter. Abgeschlossen wird dieses Kapitel mit den von modernen Erzeugungsanlagen erneuerbarer Energien zu erbringenden Netzdienstleistungen, welche einen zusätzlichen Funktionsumfang für die vollständigen Anlagenmodelle definieren.

Kapitel 3 behandelt die Referenzgröße der Untersuchungen in dieser Dissertation, indem es, ausgehend von der Struktur und dem Aufbau von Leistungshalbleitermodulen, einen Überblick über die gängigsten Ausfallmechanismen dieser Module gibt und daran anschließend die Berechnung des Lebensdauerverbrauchs eines IGBT-Leistungsmoduls anhand von Sperrschichttemperaturzyklen nach aktuellem Stand der Wissenschaft beschreibt.

Im Anschluss behandelt Kapitel 4 die Modellierung der insgesamt drei gewählten Simulationsmodelle, zwei davon die Hauptumrichter einer WEA betreffend sowie eines zur Untersuchung des Rotorblattverstellantriebs. Diese Modelle werden mit den für die meisten Untersuchungen üblichen Vereinfachungen sowohl bei der Modellierung der Aerodynamik und Mechanik der WEA als auch bei der Modellierung des elektrischen Generators, der Umrichtersysteme mitsamt Regelung und des Einspeisernetzes vorgestellt.

Die Modellerweiterungen aller zuvor genannten Bestandteile, die als mögliche Einflussgrößen auf die Umrichterlebensdauer in den vollständigen Simulationsmodellen berücksichtigt werden, sind in Kapitel 5 aufgeführt. In diesem Kapitel findet sich ebenfalls die praktische Validierung zweier Teilaspekte der Gesamtmodelle, der Netzfehlerregelung des Vollumrichters an einem Laborprüfstands Aufbau und der Modelldetaillierung der doppelt gespeisten Asynchronmaschine an einem Generator-Umrichter-Prüfstand (engl. „generator converter laboratory“, GeCoLab) im Megawattbereich, welche die Plausibilität der Gesamtmodelle unterstreichen.

Das 6. Kapitel befasst sich mit der Theorie und der Implementierung von ausgewählten Reglereingriffen, deren Ziel es ist, die Lebensdauer einzelner Komponenten oder Baugruppen einer Windenergieanlage zu verlängern. Die Validierung ausgewählter Reglereingriffe im Bereich um den synchronen Betrieb der doppelt gespeisten Asynchronmaschine an einem im Rahmen dieser Arbeit entworfenen Labornachbildung eines Generators einer Windenergieanlage im Labormaßstab dient hier erneut zur Plausibilisierung der Regelung des Gesamtmodells.

Aufbauend darauf werden in Kapitel 7 die Auswirkungen sowohl der Modelldetaillierungen als auch der zusätzlichen Reglereingriffe auf die Belastung und den Lebensdauerverbrauch der betreffenden Leistungshalbleiter untersucht und ausgewertet, während im abschließenden 8. Kapitel ein schlussfolgerndes Resümee gezogen wird und die Dissertation mit einem knappen Ausblick auf weitere mögliche Untersuchungen abgeschlossen wird.

2 Grundlagen zu umrichterbasiert netzangebundenen Windenergieanlagen

In diesem Kapitel sollen grundlegende Kenntnisse zur Betriebsführung und zum Aufbau moderner drehzahlvariabler WEA vermittelt werden, die für das Verständnis der weiterführenden Kapitel notwendig sind. Nach einem Überblick über den Aufbau und die Funktionalität der WEA folgt eine Einführung in die leistungselektronischen Umrichter, die den Hauptgegenstand der Untersuchungen in dieser Arbeit darstellen. Abgeschlossen werden die technischen Grundlagen mit einer Zusammenfassung spezieller Betriebsanforderungen an leistungselektronisch angebundene WEA im Netzverbund.

2.1 Aufbau und Funktion moderner Windenergieanlagen

Die Leistung P_{Wind} als die Energie pro Zeiteinheit, die in einem zeitlich veränderlichen Luftmassenstrom, der mit der Geschwindigkeit v_{Wind} und der Dichte der Luft ρ die Fläche A durchströmt, enthalten ist, lässt sich bei über die Gesamtfläche als konstant angenommenen Größen nach [12] berechnen zu

$$P_{\text{Wind}} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot v_{\text{Wind}}^3. \quad (2.1)$$

Das Grundprinzip einer WEA basiert darauf, dass eine die Rotorflächen durchströmende Luftmasse einen Teil ihrer kinetischen Energie in Rotationsenergie des aerodynamischen Rotors umwandelt. Beispielhaft ist dies in Abbildung 2.1 dargestellt. Die WEA entnimmt hier dem Wind einen Teil seiner Leistung, die in der Fläche A_1 und der Windgeschwindigkeit v_1 enthalten ist. Hierbei wird die Geschwindigkeit des Luftmassenstroms abgebremst (von v_1 auf v_2) und dessen Durchtrittsfläche aufgeweitet (von A_1 zu A_2), da der Luftmassenstrom vor und hinter der Rotorfläche physikalisch bedingt konstant bleibt und die kinetische Energie in der Durchschnittsfläche A_2 verglichen mit der in A_1 geringer ist.

Die somit dem Wind entnommene Leistung lässt sich mit dem Leistungsbeiwert c_p als das Verhältnis der aus dem Wind entnommenen zur im Wind enthaltenen Leistung

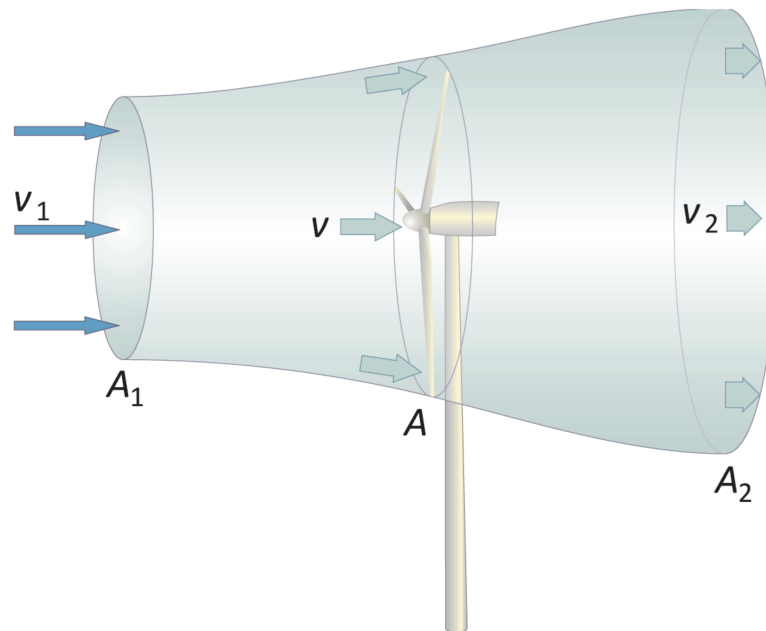


Abbildung 2.1: Strömungsverlauf bei einer frei umströmten Windturbine aus [12]

beschreiben. Nach [13] erreicht dieser Wert sein physikalisch bedingtes theoretisches Maximum durch eine Verringerung der Windgeschwindigkeit hinter der Rotorfläche auf $\frac{1}{3}$ des Wertes vor der Rotorfläche bei

$$c_{P,\text{Betz}} = \frac{16}{27} \approx 0,593. \quad (2.2)$$

Die Verringerung der Windgeschwindigkeit und somit der Anteil der aus dem Wind entnommenen Energie hängt hierbei neben den physikalischen Randbedingungen der Luftmassen maßgeblich vom Aufbau der WEA ab. Bei modernen WEA hat sich überwiegend die Bauform aus drei symmetrisch an der Nabe angeordneten Rotorblättern durchgesetzt, die bei relativ schnell laufenden Rotoren hauptsächlich die Auftriebskraft zur Beschleunigung des Rotors nutzt [14].

Die Kräftezerlegung an einem Auftriebsläufer ist in Abbildung 2.2(a) schematisch an einem Schnitt quer zur Rotorblattlänge dargestellt. Durch die vektorielle Summe aus Windgeschwindigkeit und Umlaufgeschwindigkeit des Rotorblattelements ergibt sich die Anströmgeschwindigkeit v_A , die mit der Profilsehne den aerodynamischen Anstellwinkel α bildet. Durch die Form des Rotorblattes wird auf dessen Oberseite eine schnellere Luftmassengeschwindigkeit erzwungen, welche zu einer Druckdifferenz und in Folge dessen zu einer Auftriebskraft F_A führt. Tangential zu dieser führt der Druck der Luftmassen auf die Profiloberfläche zu einer Widerstandskraft F_W . Die Summe F_R aus Auftriebskraft und Widerstandskraft lässt sich wiederum in eine Tangentialkomponente F_{RT} und eine Axialkomponente F_{RA} in Schubrichtung aufspalten. Dies wird noch ein-

mal in Abbildung 2.2(b) verdeutlicht. Die Tangentialkomponente der Kräfte über die gesamte Länge aller Rotorblätter führt dann über die Entfernung zum Nabenmittelpunkt zu rotationsbeschleunigenden Drehmomenten der Hauptwelle. Der Anteil der Auftriebskraft an der Rotorbeschleunigung ist bei modernen Rotorblättern aufgrund der deutlich größeren Effizienz des Auftriebsläufers um bis zu 200-mal größer als der Anteil der Widerstandskraft.[12, 15]¹⁾

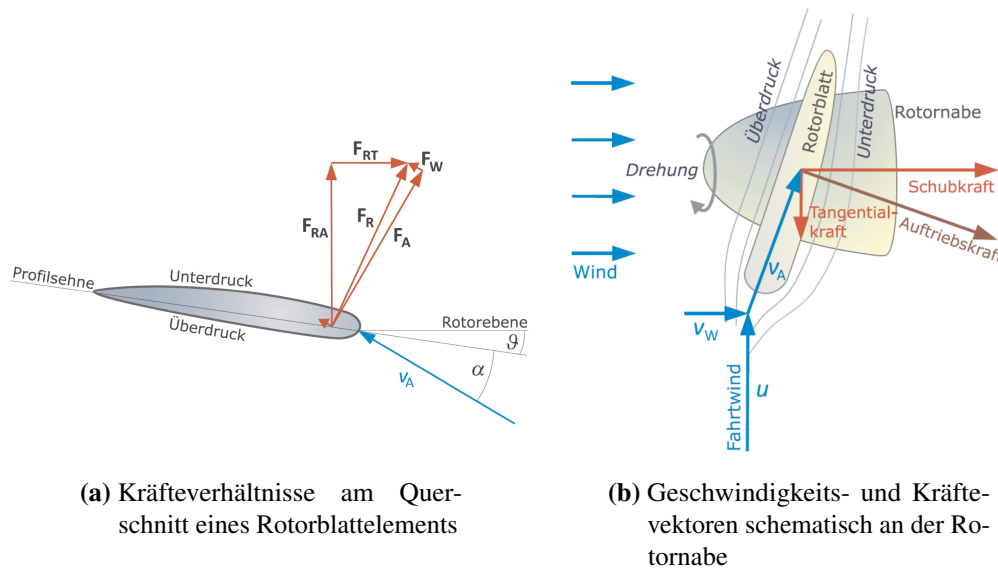


Abbildung 2.2: Geschwindigkeits- und Kräfteverhältnisse beim Auftriebsläufer aus [12]

Leistungskenngrößen und Betriebsbereiche von WEA Üblicherweise werden in Datenblättern drehzahlvariabler WEA jeweils Kennlinien für die ins Netz einspeisbare Leistung sowie für den Leistungsbeiwert in Abhängigkeit der Windgeschwindigkeit angegeben. Diese Darstellung beruht auf der Annahme, dass sich durch die anlageninterne Regelung die WEA stationär betrachtet stets in einem zur Windgeschwindigkeit optimal korrelierenden Drehzahlbereich der Hauptwelle befindet. Das Verhältnis der Umfangsgeschwindigkeit der Rotorblätter, ausgedrückt durch die Winkelgeschwindigkeit ω_{Rot} multipliziert mit der Rotorblattlänge zum Nabenmittelpunkt r_{Rot} , zur Windgeschwindigkeit wird mit der Schnelllaufzahl λ gekennzeichnet.

$$\lambda = \frac{\omega_{\text{Rot}} \cdot r_{\text{Rot}}}{v_{\text{Wind}}} \quad (2.3)$$

Diese Kennzahl ist verantwortlich für den Anströmwinkel und damit neben dem Blatteinstellwinkel (engl. pitch angle) der Rotorblätter β maßgebend für die resultierende Tangentialkraft in Rotationsrichtung. Der Winkel ϑ in der Abbildung 2.2 entspricht dem im weiteren Verlauf verwendeten Rotorblattwinkel β . Trägt man den Leistungsbeiwert

¹⁾Quellenangaben hinter einem Satzzeichen beziehen sich im Folgenden auf den gesamten vorangestellten Absatz.

einer WEA über die Schnelllaufzahl auf, so erhält man das zur Klassifizierung von WEA übliche $c_p - \lambda$ -Kennfeld für verschiedene Pitchwinkel wie in Abbildung 2.3. In dieser Abbildung ist zu sehen, dass für jeden Pitchwinkel der Rotorblätter eine optimale Schnelllaufzahl λ_{opt} existiert, bei der ein Maximum an Leistung aus dem Wind entnommen werden kann.

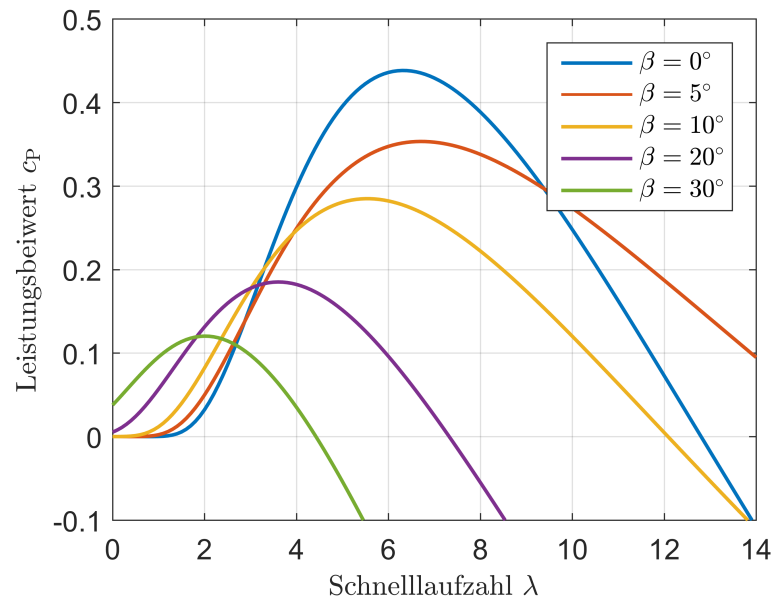


Abbildung 2.3: Beispielhafter Verlauf des Leistungsbeiwerts über die Schnelllaufzahl bei verschiedenen Pitchwinkeln für eine 2MW-WEA nach [16]

Trägt man das Produkt aus Leistungsbeiwert und der im Wind vorhandenen Leistung bei einem Pitchwinkel von 0° für verschiedene Windgeschwindigkeiten über die Rotordrehzahl auf, so erhält man die Darstellung nach Abbildung 2.4. Die gestrichelte Kurve kennzeichnet hier den Punkt maximaler Leistung (engl. „maximum power point“) (MPP) für jede Windgeschwindigkeit.

Diese MPP-Kennlinie erlaubt es, drehzahlvariable WEA trotz unzureichender Windmessensorik stets am Arbeitspunkt maximaler Leistungsentnahme zu betreiben. Bei den im MW-Bereich ausschließlich eingesetzten Luv-Läufern, also WEA, bei denen durch den Azimutantrieb (engl. yaw system) die Rotorblätter dem Wind nachgeführt werden, ist die Windmessung durch Anemometer auf der Gondel im Betrieb durch die Nachlaufströmung (engl. wake) der Luftmassen hinter den Rotorblättern nicht präzise genug für eine Drehzahlregelung in Abhängigkeit der gemessenen Windgeschwindigkeit [17]. Streng genommen gilt dies auch für Lee-Läufer, da die Rotorblätter ebenfalls einen starken Einfluss auf die Windverhältnisse vor der Rotorebene ausüben. Zur Regelung des MPP wird aus diesem Grund nur die gemessene Generator- oder Rotordrehzahl verwendet und ein kennlinienbasiertes Generatormoment eingestellt. Im Falle einer Abweichung der durch die Rotordrehzahl und die augenblickliche Windgeschwindigkeit eingestellte Schnelllaufzahl von der der MPP-Kennlinie zugrunde liegenden optimalen Größe wirkt das aerodynamische Moment an der Rotornabe bremsend oder beschleunigend auf die

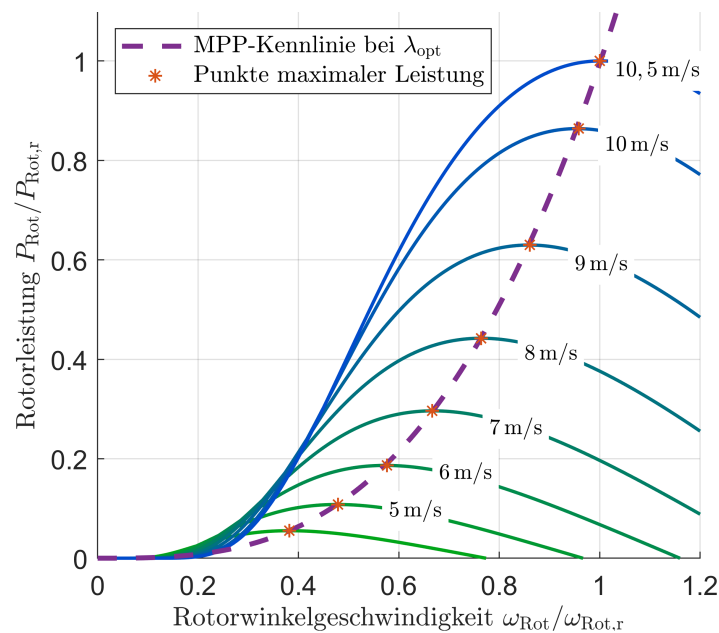


Abbildung 2.4: Beispielhafter Verlauf der aus dem Wind entnehmbaren Leistung über die Rotordrehzahl bei verschiedenen Windgeschwindigkeiten

Hauptwelle. Bei einer Drehzahl, die entsprechend der tatsächlichen Windverhältnisse zu groß gewählt ist, wird durch die Reglerkennlinie ein elektrisches Gegenmoment eingestellt, welches durch das kleinere aerodynamische Antriebsmoment zum Abbremsen des Rotors führt. Umgekehrt führt eine zu klein gewählte Drehzahl durch das geringere Bremsmoment im Vergleich zum aerodynamischen Antriebsmoment zu einer Beschleunigung des Rotors. So stellt sich als stationärer Arbeitspunkt der vorab berechnete MPP ein, konstante Windverhältnisse und eine ideal berechnete MPP-Kennlinie vorausgesetzt. In der Realität weicht der tatsächliche Arbeitspunkt durch turbulenten Wind und Abweichungen der WEA von der Modellierung für die Kennfelder stets von dem als optimal vorgegebenen ab.[14]

Eingebettet in den gesamten Drehzahlbereich der WEA ergibt sich schließlich eine Vorgabe des Generator Drehmoments in Abhängigkeit der Generator Drehzahl nach Abbildung 2.5. Hierbei sind die einzelnen Bereiche nach [14, 18, 19]:

- I: Stillstand; die Antriebskraft aus dem Wind reicht nicht aus, um Reibung und Verluste zu übersteigen
- Ia: Anfahrvorgang; die Rotorblätter werden so in den Wind gedreht, dass die WEA auf die Drehzahl am linken Rand des Bereichs beschleunigt, ab dann wird bei ausreichend Wind durch lineare Drehmomentsteigerung der Bereich II angefahren
- II: Leistungsregelung; durch die MPP-Kennlinie als Sollwertvorgabe des Generator Drehmoments durchfährt die WEA ihren Teillastbereich nahe der optimalen Schnelllaufzahl
- IIa: Übergang zum Nennbereich; um die Umlaufgeschwindigkeit der Rotorblätter

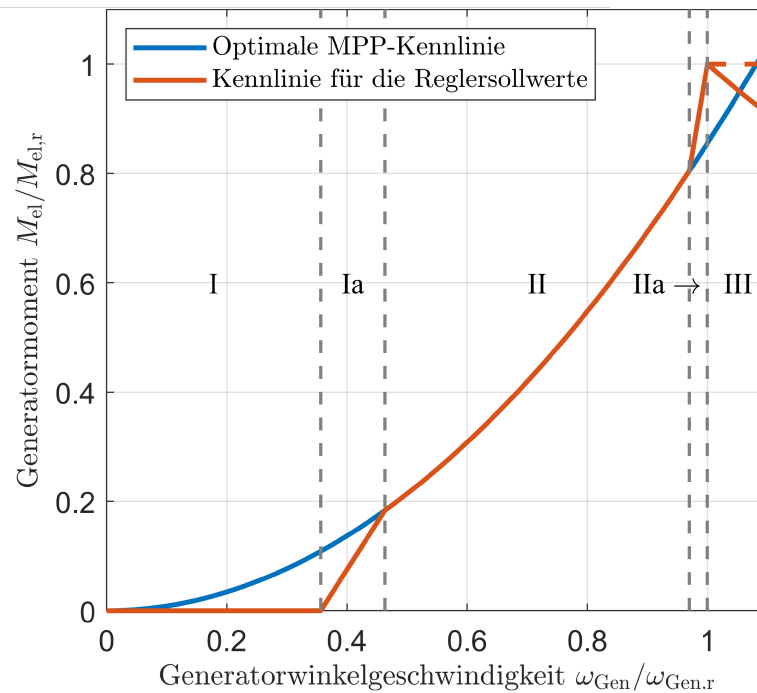


Abbildung 2.5: Kennlinie für die MPP-Regelung einer 2MW-WEA basierend auf [18]

und einhergehend die Geräuschpegel zu begrenzen, ist der Drehmomentanstieg zur Drehzahländerung sehr steil

- III: Leistungsbegrenzung; in diesem Bereich bei Windgeschwindigkeiten über der Nennwindgeschwindigkeit wird der Beschleunigung des Rotors durch Vergrößern des Pitchwinkels entgegengewirkt, aufgrund der Trägheit des Pitchsystems wird das Drehmoment bei Überdrehzahl reduziert, um die Generatorleistung konstant zu halten, alternativ kann ein konstantes Drehmoment bei Überdrehzahl helfen, die Drehzahlüberschwinger zu reduzieren (gestrichelter Verlauf)

Aufbau und Hauptbestandteile von WEA Eine Übersicht über die Bestandteile und den Gesamtaufbau einer beispielhaften WEA liefert schließlich Abbildung 2.6. Zu sehen sind hier die drei symmetrisch um die Rotationsachse an der Nabe befestigten Rotorblätter, die jeweils über ein individuelles Pitchsystem verfügen. Die rotierende Nabe ist über das Hauptwellenlager mit der Gondel verbunden und innerhalb dieser über ein mehrstufiges Getriebe an die Rotationswelle des elektromechanischen Generators gekoppelt. Das Yawsystem dient der Nachführung der Rotorebene in Richtung der Windgeschwindigkeit und die mechanische Bremse dem Festsetzen des Triebstrangs zu Sicherheits- und Wartungszwecken. Die elektronischen und elektrotechnischen Komponenten zur Regelung und Leistungsumwandlung der Generatorströme und -spannungen in netzkonforme Größen können, wie in Abbildung 2.6 gezeigt, sowohl in der Gondel als auch vollständig oder teilweise im Turmfuß aufgestellt sein. Für diese Wahl spielen Umgebungsbedingungen wie Temperaturen, Luftfeuchtigkeit und Vibrationen gegenüber

den notwendigen langen Motorzuleitungen bei Umrichterschränken im Turmfuß aber auch die Kosten für die Kabel eine maßgebliche Rolle.

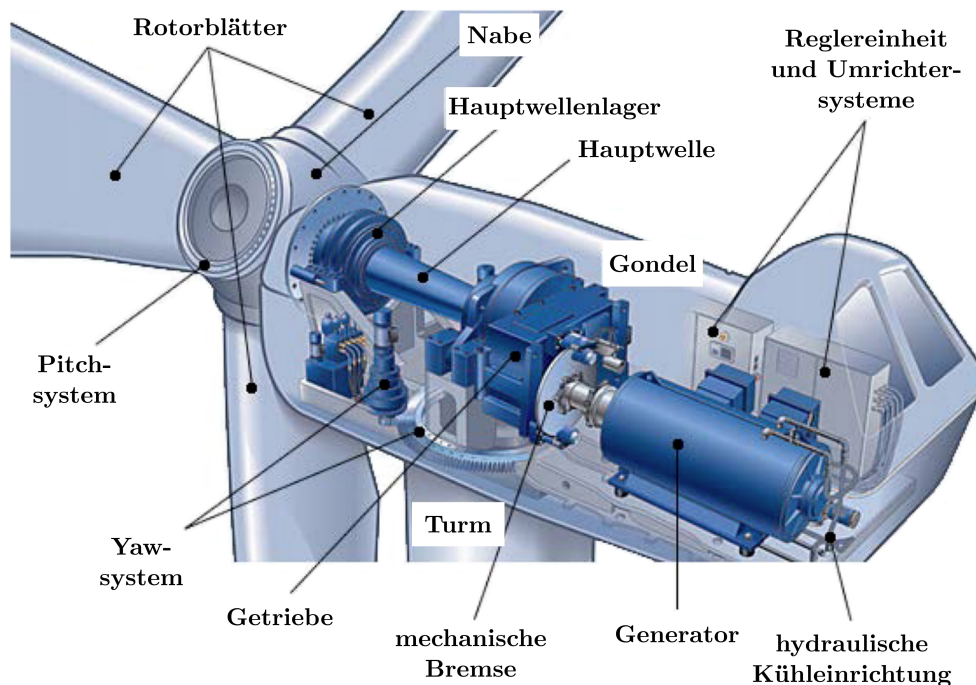


Abbildung 2.6: Die Hauptbestandteile moderner WEA nach [20]

Neben der hier gezeigten existieren noch weitere Anlagenformen, wie zum Beispiel getriebelose WEA, in denen ein hochpoliger Generator direkt mit der Hauptwelle der Nabe verbunden ist und somit das durch Schmiermittel- und Filterwechsel wartungsintensive Getriebe einspart, unter anderem auf Kosten eines deutlich materialaufwendigeren Generators.

2.2 Leistungselektronische Stellglieder

Zur Umwandlung der frequenz- und amplitudenvariablen Ströme und Spannungen an den Klemmen der elektrischen Generatoren in netzkonforme Strom- und Spannungsformen kommen auch heute noch in den meisten drehzahlvariablen WEA Zwei-Level-Umrichter mit IGBT und antiparallelen Dioden zum Einsatz [21]. Diese Topologie verfügt durch ihren langjährigen Einsatz über eine breite Akzeptanz in der Industrie, obwohl sie hinsichtlich Filteraufwand, isolationsbelastender Spannungsanstiegsgeschwindigkeit und Halbleiterverlusten gegenüber den Mehr-Level-Topologien benachteiligt ist [22].

Der Trend zu steigenden Leistungsklassen der WEA führt jedoch dazu, dass mit den am Markt befindlichen IGBT-Modulen Zwei-Level-Umrichter an ihre Grenzen geraten. Üblicherweise werden bereits ab einer Umrichterleistung von 500kVA mehrere

parallel verschaltete Umrichtermodule verwendet, um eine Aufteilung des Laststroms zu erreichen (siehe zum Beispiel [23]). Über einer gewissen Leistungsgrenze von einigen MW hinaus ist es jedoch allein aus Kosteneffizienzgründen durch die notwendige Parallelisierung der Zuleitungen und des Spannungsabfalls über diese sinnvoll, Mittelspannungsgeneratoren zu verwenden, mit der Folge, dass auch die angeschlossenen Umrichtersysteme Spannungen von mehreren kV beherrschen müssen [24]. Dies führt dazu, dass bei den heutzutage am Markt befindlichen Leistungsklassen von WEA jenseits der 5 MW vermehrt Drei- oder Mehr-Level-Umrichter zum Einsatz kommen. Da sich die bereits in der Einleitung erwähnten Ausfallstatistiken zum Großteil auf Anlagen im unteren MW-Bereich beziehen, wird in dieser Arbeit jedoch ausschließlich die Topologie des Zwei-Level-Umrichters behandelt.

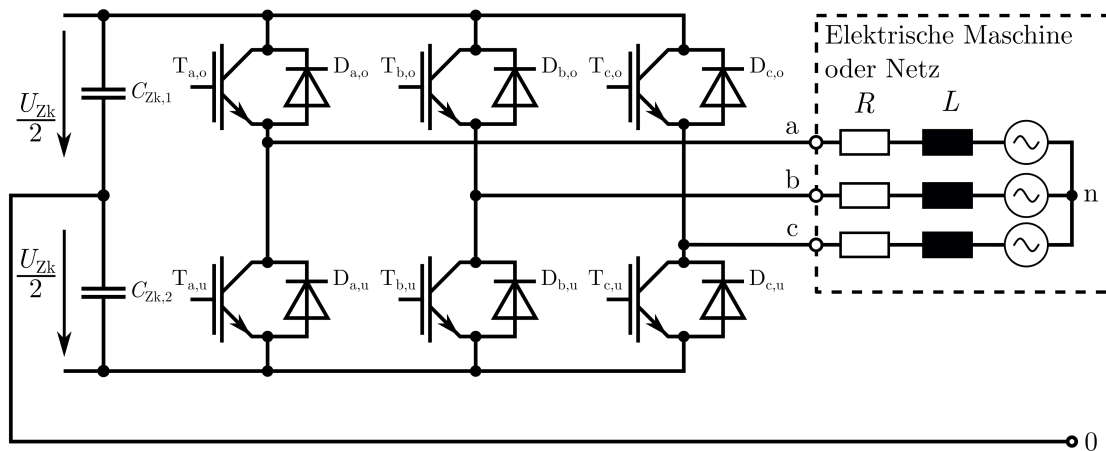


Abbildung 2.7: Aufbau eines Zwei-Level-Umrichters mit IGBT und Spannungszwischenkreis

Der Aufbau eines solchen Zwei-Level-Umrichters mit Spannungszwischenkreis an einer elektrischen Maschine oder am Netz, abgebildet durch dessen ohmsch-induktive Längsimpedanz und ein symmetrisches Drei-Phasen-Spannungssystem, ist in Abbildung 2.7 dargestellt.

Funktionsweise des Zwei-Level-Umrichters Im Prinzip ist der Zwei-Level-Umrichter eine dreiphasige Halbbrückenschaltung mit einer im gemeinsamen Sternpunkt verbundenen Last anstelle des Anschlusses am Zwischenkreismittelpunkt. Durch aktives Schalten der IGBT lassen sich insgesamt acht Schaltzustände einstellen, die die Spannung zwischen den Phasenausgängen (abc) und über der Last definieren. Diese sind in Tabelle 2.1 aufgelistet, wobei die Schaltfunktion s_i festlegt, ob der obere IGBT von Halbbrücke i leitet (1) oder der untere (-1). Der Anteil der Spannung von u_{in} über der ausgangsseitigen Induktivität bewirkt schließlich die Änderung des Laststroms.

Durch die Längsdrosseln und die Zwischenkreiskondensatoren als Energiespeicher erlaubt der Umrichter einen bidirektionalen Leistungsfluss entweder als aktiver Gleichrichter oder als Wechselrichter, wobei für eine vollständige Steuerbarkeit die Zwischen-

Z#	s_a	s_b	s_c	u_{ab}	u_{bc}	u_{ca}	u_{a0}	u_{b0}	u_{c0}	u_{an}	u_{bn}	u_{cn}	u_{n0}
0	-1	-1	-1	0	0	0	-1	-1	-1	0	0	0	-1
1	1	-1	-1	2	0	-2	1	-1	-1	4/3	-2/3	-2/3	-1/3
2	1	1	-1	0	2	-2	1	1	-1	2/3	2/3	-4/3	1/3
3	-1	1	-1	-2	2	0	-1	1	-1	-2/3	4/3	-2/3	-1/3
4	-1	1	1	-2	0	2	-1	1	1	-4/3	2/3	2/3	1/3
5	-1	-1	1	0	-2	2	-1	-1	1	-2/3	-2/3	4/3	-1/3
6	1	-1	1	2	-2	0	1	-1	1	2/3	-4/2	2/3	1/3
7	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	-1

Tabelle 2.1: Schaltzustände eines Zwei-Level-Umrichters, Spannungen auf $U_{Zk}/2$ bezogen

kreisspannung stets größer sein muss als die Amplitude der Spannung zwischen den Phasenanschlüssen. Für die Wandlung der variablen Wechselgrößen an den Maschinenklemmen zu Wechselgrößen am Netzanschluss mit relativ starrer Frequenz können somit zwei über einen gemeinsamen Zwischenkreis zur Entkopplung verbundene Zwei-Level-Umrichter in der sogenannten Back-to-back-Anordnung verwendet werden.[25]

Ansteuerungsverfahren Zur Erzeugung der Ansteuersignale der IGBT wird in der Regel eine Pulsdauermodulation (engl. „pulse-width modulation“, PWM) verwendet, die mit ausreichend hoher Schaltfrequenz f_S eine Spannungspulsfolge an den Umrichterausgangsklemmen moduliert. Diese führt über das integrative Verhalten der Ausgangsimpedanz zu einem näherungsweise sinusförmigen Strom mit dem dominierenden Anteil der Grundfrequenz f_1 und einem ausgeprägten Harmonischenspektrum. Eine ausführliche Beschreibung der Funktionsweise und Implementierung dieser PWM sowie des dabei entstehenden Spannungsspektrums ist zum Beispiel in [26–28] zu finden. Die Basis für die Erzeugung der Schaltfunktion s_i ist bei digitalen Reglern ein periodisch konstanter Sollwert der Phaseausgangsspannung als Augenblickswertvektor oder komplexer Raumzeiger (siehe Abschnitt A.1). Diese Sollspannung wird durch während einer Reglerabtastperiode abwechselnd gewählte Schaltzustände in Phasenlage und Amplitude im zeitlichen Mittel eingestellt. Abbildung 2.8 als Darstellung der Schaltzustände Z und des Sollspannungsraumzeigers \underline{U}^* in der komplexen Ebene verdeutlicht dies.

Die Phasenlage φ^* und die Amplitude des Sollspannungsraumzeigers \underline{U}^* werden hierbei durch die Schaltdauer der aktiven Schaltzustände Z_1 und Z_2 eingestellt. Die restliche Zeitdauer sind die Nullspannungszeiger Z_0 und Z_7 aktiv, in der jeweils die oberen oder unteren Schalter aller Halbbrücken eingeschaltet werden und somit kein Energieaustausch zwischen den Phaseausgängen und dem Zwischenkreis stattfindet. Die Spannung zwischen Sternpunkt der Last und Zwischenkreismittelpunkt u_{n0} hat bei Vernachlässigung von in der Realität unvermeidbaren parasitären Kapazitäten im Gesamtaufbau keinen Einfluss auf den sich einstellenden Laststrom. Erweiterte PWM-Verfahren wie zum

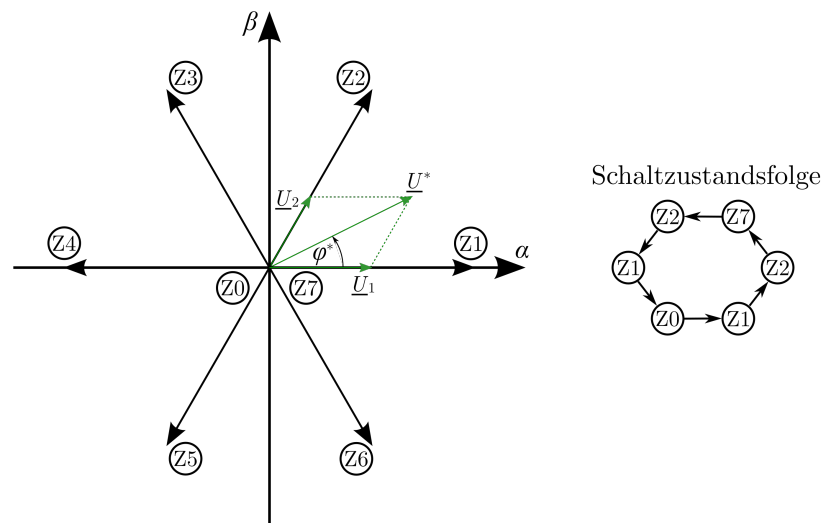


Abbildung 2.8: Bildung des Sollspannungsvektors durch Kombination der aktiven Schaltzustände Z1 und Z2 und der Nullspannungszeiger Z0 und Z7

Beispiel die Raumzeiger-Pulsdauermodulation (engl. „space vector pulse-width modulation“, SVPWM) oder die diskontinuierliche Pulsdauermodulation (engl. „discontinuous pulse-width modulation“, DPWM) machen sich den Freiheitsgrad dieser sogenannten Nullspannung zunutze, um die maximale einstellbare Strangspannung zu erhöhen oder eine wirkungsgradoptimierende Verschiebung der Halbleiterverluste vorzunehmen.

Da stets dafür Sorge zu tragen ist, dass der Zwischenkreis über keine der Halbbrücken kurzgeschlossen wird, und da die IGBT endliche halbleiterphysikalisch bedingte Ausschaltzeiten besitzen, wird zwischen dem Ausschalten eines IGBT einer Halbbrücke und dem Einschalten des anderen eine Schaltverriegelungszeit T_V berücksichtigt, innerhalb derer der Schaltzustand und damit die Phaseausgangsspannung von der Richtung des Laststroms und der daraus resultierenden Diodenleitung abhängig ist. Dies sorgt für einen Ausgangsspannungsfehler, der durch Kenntnis des Laststromvorzeichens in der Generierung der Ansteuersignale kompensiert oder durch Regelung des Ausgangsstroms ausgeglichen werden kann.

Darüber hinaus benötigen Halbleiter eine gewisse Zeit nach dem Initiieren des Ein- und Ausschaltvorgangs, um eine quasistationäre Ladungsträgerverteilung zu erreichen. Liegt die Zeitdauer des tatsächlichen Ein- oder Ausschaltsignals unterhalb dieser Zeit, so treten starke Oszillationen des Halbleiterdurchlassstroms auf, die andere Signal- und Logikbauteile negativ beeinflussen können. Aus diesem Grund wird empfohlen, eine gewisse Mindestzeit für die leitende und sperrende Phase der Halbleiter in der Ansteuerung zu berücksichtigen.[29]

Charakteristika der Leistungshalbleiter Bei idealer Betrachtung lassen sich IGBT und Dioden als Schalter beschreiben, wobei die Diode bei positiv anliegender Spannung

in Durchlassrichtung eingeschaltet und durch den Nulldurchgang des Diodenstroms ausgeschaltet wird, während der IGBT durch das aktive Steuersignal ein- und ausgeschaltet werden kann. In der Realität weicht das charakteristische Verhalten der Halbleiter jedoch zum Teil stark von dieser vereinfachten Betrachtung ab. Eine ausführliche Übersicht über die realen Eigenschaften von Leistungshalbleitern und deren Einsatz in leistungselektronischen Schaltungen gibt [29].

In dieser Arbeit werden zur Bewertung der schädigungsrelevanten Halbleiterbelastungen die Durchlass- und Schaltverluste der IGBT und ihrer antiparallelen Dioden betrachtet. Diese führen zu einer über die Modulfläche abzuführenden Wärmemenge und über die thermisch beschreibbare Kühlkette aus Modul und Kühlsystem schließlich zu einer Sperrschichttemperaturänderung (siehe Abschnitt 3.1). Die Verluste sind in den Datenblättern der betrachteten Halbleitermodule als Kennlinien in Abhängigkeit gewisser Systemparameter und für den Einsatz in einer Halbbrückenschaltung wie in Abbildung 2.7 mit induktiver Last gegeben.

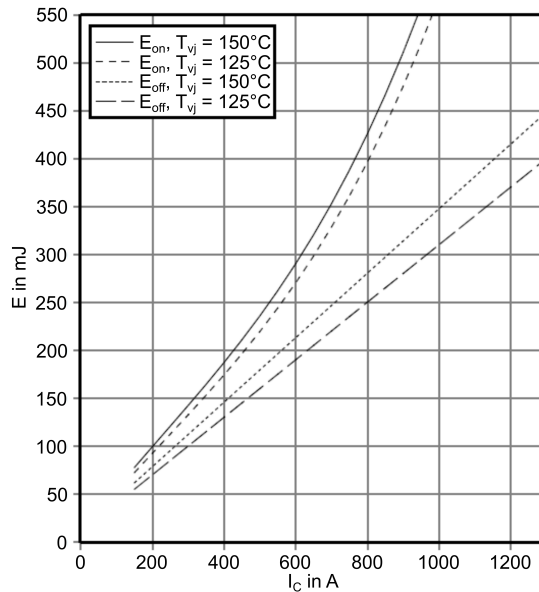
So sind die Ein- und Ausschaltverluste eines IGBT maßgeblich dadurch bestimmt, dass beispielsweise während der Kommutierungsphase des Laststroms von $T_{a,o}$ auf $D_{a,u}$ im Ausschaltvorgang, oder umgekehrt im Einschaltvorgang des oberen IGBT, die Zwischenkreisspannung als Sperrspannung vollständig über dem IGBT anliegt, da die Diode erst bei positiver Durchlassspannung den Strom übernehmen kann bzw. erst nach Abkommutierung des Stroms Sperrspannung aufnehmen kann. Das Produkt aus Sperrspannung und Durchlassstrom integriert über die Zeit des Schaltvorgangs ergibt dann die Schaltverlustenergie des IGBT. Zur Verwendung in einem Simulationsmodell, in dem der Schaltvorgang zur Beschleunigung der Simulationszeit lediglich als ein Zustandswechsel von leitend zu sperrend oder umgekehrt berücksichtigt wird, lässt sich diese Verlustenergie $E_{on/off}$ beispielsweise als während eines Simulationsschritts T konstante, mittlere Verlustleistung $P_{on/off} = \frac{E_{on/off}}{T}$ implementieren.

Während die Einschaltverluste der Diode meist vernachlässigt werden können [30], tritt beim Ausschalten das sogenannte Reverse-Recovery-Verhalten auf. Hierbei kommt es beim Abbau der Ladungsträger in der Diodensperrschicht zu einem Strom in Sperrrichtung, der sich zeitgleich mit dem Aufbau der Sperrspannung abbaut. Diese zeitliche Überschneidung sorgt für Verluste im Ausschaltvorgang der Diode, während der Sperrstrom über den komplementären IGBT aus dem Zwischenkreis nachgeführt werden muss, was ebenfalls dessen Einschaltverluste erhöht.[29]

Modulhersteller geben die Schaltverlustenergien während eines Schaltvorgangs üblicherweise als unter Laborbedingungen gemessene Kennlinien für die IGBT und ihre antiparallelen Dioden im Datenblatt in der Form von Abbildung 2.9 an. In diesem Fall sind einige der die Verluste beeinflussenden angegebenen Parameter die Sperrschichttemperatur T_{vj} , die Schaltspannungen am Gate-Emitter-Anschluss U_{GE} , die Gate-Widerstände zum Ein- und Ausschalten R_{Gon} und R_{Goff} sowie die Sperrspannung im ausgeschalteten Zustand

Schaltverluste IGBT, Wechselrichter (typisch)

$E_{\text{on}} = f(I_C)$, $E_{\text{off}} = f(I_C)$
 $V_{\text{GE}} = \pm 15 \text{ V}$, $R_{\text{Gon}} = 1.8 \Omega$, $R_{\text{Goff}} = 2.7 \Omega$, $V_{\text{CE}} = 900 \text{ V}$

**Schaltverluste Diode, Wechselrichter (typisch)**

$E_{\text{rec}} = f(I_F)$
 $R_{\text{Gon}} = 1.8 \Omega$, $V_{\text{CE}} = 900 \text{ V}$

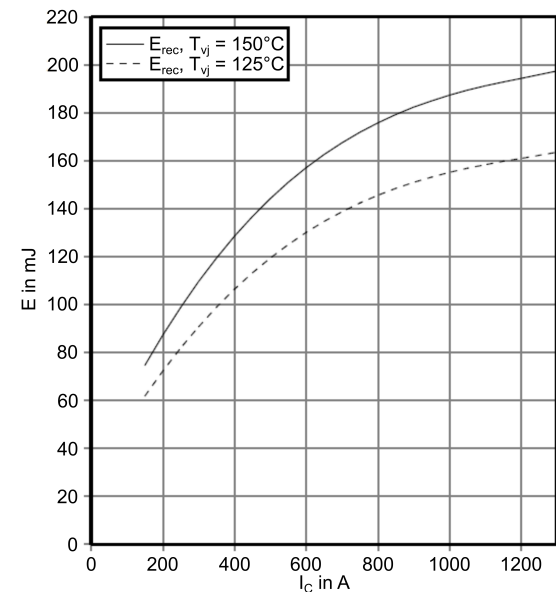


Abbildung 2.9: Datenblattangaben zu Schaltverlusten von IGBT und Diode des Leistungshalbleitermoduls *FF650R17IE4* mit $I_{\text{c,nom}} = 650 \text{ A}$ und $V_{\text{CES}} = 1700 \text{ V}$ von Infineon aus [31]

U_{CE} . Die angegebenen Verlustenergien lassen sich nach [29] mittels des exponentiellen Ansatzes

$$E_{\text{on/off,neu}} = E_{\text{on/off}} \cdot \left(\frac{U_{\text{CE,neu}}}{U_{\text{CE}}} \right)^{K_V} \quad (2.4)$$

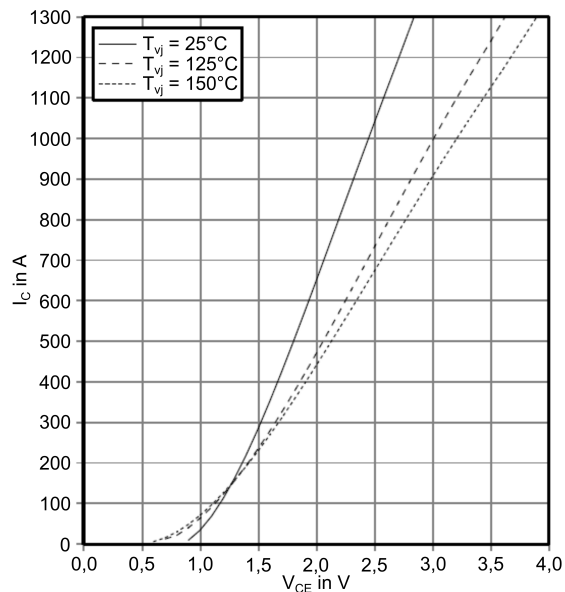
mit K_V zwischen 1,3 und 1,4 auf andere Zwischenkreisspannungen umrechnen. Für andere als im Datenblatt angegebene Temperaturwerte der Sperrschicht T_{vj} wird nach der gleichen Quelle eine einfache Interpolation oder Extrapolation aus den für definierte Temperaturen gegebenen Verläufen empfohlen.

Als Durchlassverluste von IGBT und Diode werden jene Verlustenergien bezeichnet, die während der Leitphasen des Halbleiterschalters in Wärme umgewandelt werden. Diese sind durch das Produkt aus Durchlassstrom und stromabhängiger Durchlassspannung mit der Zeitdauer der Leitphase definiert. Mithilfe der in den Datenblättern gegebenen Messkennlinien der Stromabhängigkeit der Durchlassspannung gemäß Abbildung 2.10 lassen sich diese Verluste im Modell berechnen. Für eine vereinfachte Approximation bietet sich die Annäherung der Durchlasskennlinien als eine nicht durch den Achsenursprung verlaufende Gerade an. Die Steigung dieser Geraden entspricht dem differentieller Widerstand r_D des leitenden Halbleiters, also der Änderung der Durchlassspannung je Stromänderung. Die Verschiebung der Gerade aus dem Ursprung hin zu einem positiven Wert der Durchlassspannung entspricht der Schleusenspannung U_0 des Halbleiters, die

Ausgangskennlinie IGBT, Wechselrichter (typisch)

$$I_C = f(V_{CE})$$

$$V_{GE} = 15 \text{ V}$$



Durchlasskennlinie der Diode, Wechselrichter (typisch)

$$I_F = f(V_F)$$

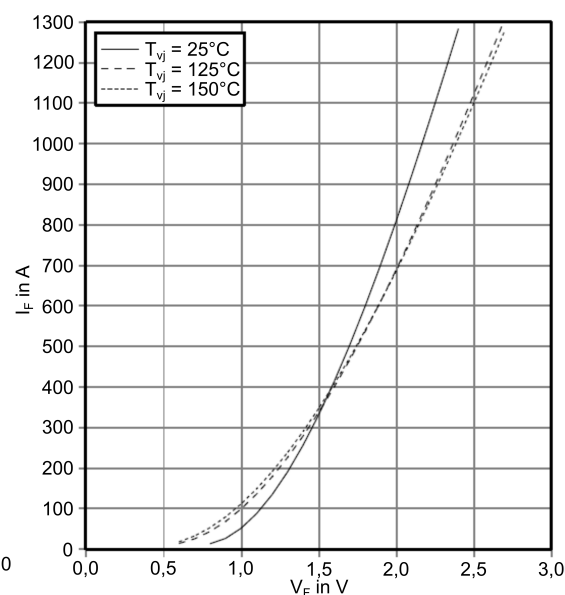


Abbildung 2.10: Datenblattangaben zu Durchlassverlusten von IGBT und Diode des Leistungshalbleitermoduls *FF650R17IE4* mit $I_{c,nom} = 650 \text{ A}$ und $V_{CES} = 1700 \text{ V}$ von Infineon aus [31]

ihren Ursprung im dem Laststrom führenden pn-Übergang des bipolaren Halbleiters hat. Besonders bei im Bezug zum Nominalstrom des Moduls geringen Phasenströmen nimmt man durch eine simple Geradengleichung der Durchlasskennlinie einen erhöhten Fehler im Vergleich zu den Messgrößen in Kauf, weswegen bei der Modellierung in dieser Arbeit eine Approximation der Kennlinien durch mehrere Stützstellen verwendet wird.

Neben diesen halbleiterspezifischen Eigenschaften gibt es weitere relevante Effekte, die erst im Zusammenspiel mit der Modulanbindung an den Zwischenkreis oder bei parallelisierter Anwendung einzelner Module zum Tragen kommen. So laufen im Kommutierungskreis des vorherigen Beispiels, bestehend aus $T_{a,o}$, $D_{a,u}$ und der Zwischenkreiskapazität, schnelle Stromänderungen während des Schaltvorgangs ab, währenddessen der Laststrom durch die Lastinduktivität als relativ konstant angenommen werden kann. Aufgrund der unvermeidbaren parasitären Induktivitäten, maßgeblich bestimmt durch die Zwischenkreisanbindung und den internen Modulaufbau, führen diese großen Stromänderungsgeschwindigkeiten zu Spannungsabfällen über die parasitären Induktivitäten, was sich in einer Spannungserhöhung an den Halbleitermodulen bemerkbar macht. Zusätzliche Verluste entstehen auch durch das nötige Umladen der Kapazitäten von Motorkabeln bei jedem Schaltvorgang. Darüber hinaus treten durch parasitäre Kapazitäten der Halbleiter und im Ansteuerkreis beim Schalten hochfrequente Oszillationen auf, die andere Baugruppen, wie beispielsweise die Ansterelektronik, stören können.[32]

Bei der Parallelschaltung von Modulen zur gewünschten Stromaufteilung bei großen

Umrichterleistungen sind zwangsläufig Parameterabweichungen der Module durch Fertigungstoleranzen zu erwarten. Hat nun beispielsweise eines der parallelen Module eine geringere Durchlassspannung bei einem bestimmten Laststrom, so wird durch den physikalisch bedingten gleichen Spannungsabfall über alle Module ein erhöhter Strom durch dieses Modul geführt, woraufhin sich dieses stärker erwärmen wird als die übrigen Module. Aus diesem Grund ist es von großer Bedeutung für parallele Module, IGBT und Dioden zu verwenden, die ab einem nennenswerten Laststrom einen positiven Temperaturkoeffizienten der Durchlassspannung aufweisen. Dadurch ist eine automatische Stabilisierung der Laststromaufteilung gewährleistet. Bei einem negativen Temperaturkoeffizienten würde das betroffene Modul aufgrund der erhöhten Sperrschichttemperatur und der dadurch sinkenden Durchlassspannung einen immer größeren Anteil des Laststroms leiten und schließlich thermisch zerstört werden.

In dieser Arbeit werden nur die betriebspunktabhängigen Durchlass- und Schaltverluste berücksichtigt, da die anderen genannten Effekte maßgeblich vom tatsächlichen Umrichteraufbau hinsichtlich Zwischenkreisverschienung und Modultoleranzen abhängen, worüber kaum öffentlich zugängliche Informationen vorliegen. Darüber hinaus würde die Berücksichtigung hochfrequenter Schwingungsanregungen im Schaltvorgang Zeitkonstanten im Nanosekundenbereich und damit eine deutliche Verlangsamung der Simulationsgeschwindigkeit der Gesamtmodelle mit sich ziehen.

2.3 Anforderungen an den Netzbetrieb

Geregelt durch § 64 des Gesetzes für den Vorrang Erneuerbarer Energien (kurz „Erneuerbare-Energien-Gesetz“, EEG) (EEG) [4] müssen WEA und Windparks gewisse Anforderungen an den Betrieb am Netz erfüllen, die in der Verordnung zu Systemdienstleistungen durch Windenergieanlagen (kurz Systemdienstleistungsverordnung) (SDLWindV) beschrieben sind [33]. Diese wiederum verweist auf die technische Richtlinie „Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz“ vom Bundesverband der Energie und Wasserwirtschaft [34] in Verbindung mit den „Regelungen und Übergangsfristen für bestimmte Anforderungen in Ergänzung zur technischen Richtlinie: Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz“ [35] für Anlagen, die an das Mittelspannungsnetz angeschlossen sind. Für WEA und Windparks am Hochspannungsnetz gelten abweichend die „Transmission Codes 2007 – Netz- und Systemregeln der deutschen Übertragungsnetzbetreiber“ [36]. Im Folgenden wird sich stets auf die Mittelspannungsrichtlinie bezogen, da sämtliche betrachteten WEA über Niederspannungsgeneratoren verfügen, die über einen Mittelspannungstransformator an das Mittelspannungsnetz angeschlossen sind.

Die Netzanschlussrichtlinien tragen der fortschreitenden Entwicklung Rechnung, dass immer mehr Energie aus erneuerbaren Erzeugungsanlagen in das deutsche und europäische Verbundnetz eingespeist wird und diese leistungselektronisch angebundenen

Erzeuger infolgedessen einen Beitrag zur Qualität und Zuverlässigkeit der Energieversorgung zu leisten haben. Diese Beiträge umfassen unter anderem die statische und dynamische Netzstützung sowie die Einhaltung von Grenzwerten der eingespeisten Oberschwingungsströme und werden, sofern sie in den in dieser Arbeit entwickelten Modellen Berücksichtigung finden, im Folgenden beschrieben.

Statische Spannungshaltung Als statische Spannungshaltung wird gemäß [34] die Reaktion der Erzeugungsanlage auf aus elektrischer Sicht langsame Veränderungen der Netzfrequenz oder -spannung bezeichnet. So muss jede Erzeugungseinheit ab einer Frequenz von 50,2 Hz ihre zum Zeitpunkt der Frequenzüberschreitung momentane Wirkleistung P_M mit einem Gradienten von 40 % von P_M je Hz absenken. Dies soll das bei einem Frequenzanstieg vermutete Überangebot generatorischer Wirkleistung im Netz kompensieren und zu einer Stabilisierung der Netzfrequenz beitragen. Bei einer Netzfrequenz unter 47,5 Hz oder über 51,5 Hz hat sich die Anlage selbstständig vom Netz zu trennen.

Zusätzlich zur Wirkleistungsreduktion, die kennlinienbasiert auf Frequenzabweichungen reagiert oder auch extern zur Netzstützung vom Netzbetreiber vorgegeben werden kann, muss die Erzeugungsanlage in der Lage sein, Blindleistung ins Netz einzuspeisen. Die Richtlinie gibt hierfür vor, dass sich in jedem beliebigen Betriebspunkt am Netzeinspeisepunkt (engl. „point of common coupling“, PCC) ein Leistungsfaktor $\cos(\varphi)$ von 1 bis mindestens 0,95 über- und untererregt je nach Vorgabe einstellt.

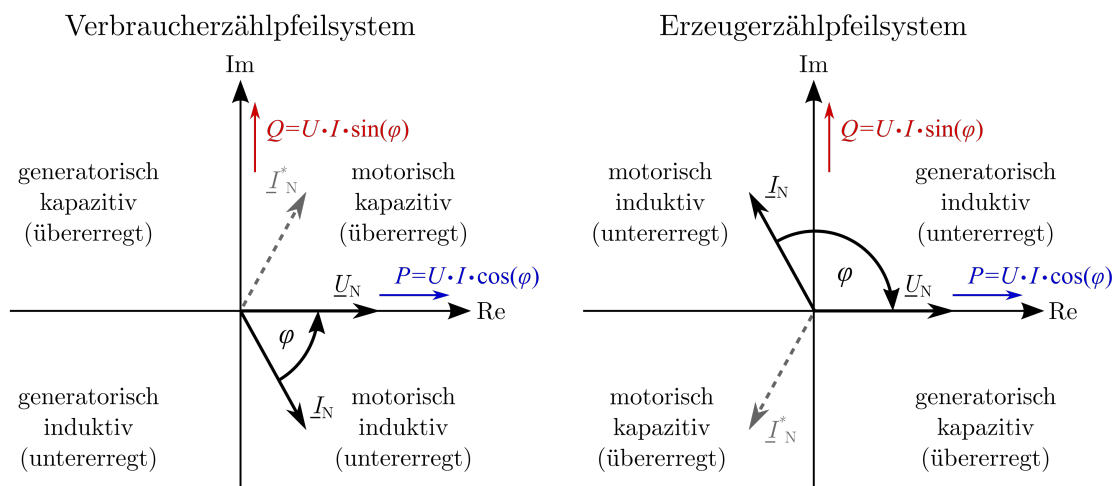


Abbildung 2.11: Vorzeichenkonvention der Blind- und Wirkleistung im Verbraucher- und Erzeugerzählpeilsystem am Beispiel einer ohmsch-induktiven Last

Die Definition von übererregter und untererregter Blindleistung lässt sich am komplexen Zeigerdiagramm in Abbildung 2.11 nachvollziehen. Bei Orientierung des Strangspannungszeigers am jeweiligen Bezugspunkt im elektrischen System an der reellen Achse lässt sich über den Phasenwinkel zum Stromzeiger der Quadrant des aktuellen Betriebspunkts feststellen. Bei dem Beispiel in Abbildung 2.11 links im Verbraucherzählpeilsystem

tem befindet sich der Stromzeiger im vierten Quadranten, das betrachtete Betriebsmittel verhält sich demnach wie ein ohmsch-induktiver Verbraucher. Der Wirk- und Blindleistungsfluss in dieses Betriebsmittel in diesem Fall wird jeweils positiv gezählt, da die Leistungen eines symmetrischen Dreiphasensystems über den komplex konjugierten Stromzeiger mittels $\underline{S} = \underline{U} \cdot \underline{I}^*$, $P = \Re\{\underline{S}\}$ und $Q = \Im\{\underline{S}\}$ berechnet werden. Bei dem in dieser Arbeit in Bezug auf den Netzanschlusspunkt verwendeten Erzeugerzählpeilsystem indiziert der gleiche Stromphasenwinkel wie im vorherigen Beispiel, dass die WEA generatorisch übererregt betrieben wird. Die Wirk- und Blindleistung wird auch hier wieder positiv gezählt, was bedeutet, dass die Wirk- und Blindleistungsaufnahme eines gedachten induktiven Verbrauchers kompensiert werden würde.

Die Vorgabe für die Blindleistungseinspeisung der Erzeugungsanlage kann entweder ein fester Wert des $\cos(\varphi)$ oder der Blindleistung, eine wirkleistungsabhängige Kennlinie des $\cos(\varphi)$ oder eine spannungsabhängige Blindleistungskennlinie sein. Sowohl bei der Reduktion der Wirkleistung als auch bei der Blindleistungsanforderung liegen die Vorgaben für die Einstellzeit der Sollwerte zwischen mehreren Sekunden und einer Minute.

Dynamische Netzstützung Bei der dynamischen Netzstützung handelt es sich um Anforderungen an das Anlagenverhalten auf transiente Netzvorgänge im Millisekundenbereich. Diese umfassen die Vorgaben:

- sich bei vorübergehenden Netzspannungseinbrüchen nicht vom Netz zu trennen,
- während des Netzspannungseinbruchs einen definierten Blindstrom in das Netz einzuspeisen,
- nach Fehlerklärung das Netz nicht durch mehr induktiven Blindleistungsbezug als vor dem Fehler zu gefährden.

Für sämtliche Erzeugungsanlagen außer für direkt netzgekoppelte Synchrongeneratoren gilt als Vorgabe für den unbedingten Verbleib am Netz die Grenzkennlinie 1 aus der Abbildung 2.12, während bei Spannungseinbrüchen unterhalb der Grenzkennlinie 1 und oberhalb Grenzkennlinie 2 das Trennen der Anlage kurzfristig zulässig ist.

Als Spannungsbezugswert für die Klassifizierung des Netzspannungsverlaufs gilt der Effektivwert der kleinsten verketteten Spannung am PCC, sodass diese Vorgaben auch für unsymmetrische Spannungseinbrüche Gültigkeit haben. In jedem Fall darf sich eine Erzeugungsanlage auch bei einem direkten Kurzschluss am PCC und infolgedessen einem Absinken der Netzspannung auf 0V für eine Dauer von 150ms nicht vom Netz trennen.

Die Vorgabe zur Blindstromeinspeisung im Netzfehlerfall im Mittelspannungsnetz ist in Abbildung 2.13 dargestellt. Ab einem Toleranzwert von $\pm 10\%$ der Netzspannung definiert eine Gerade mit der vom Netzbetreiber festzulegenden Steigung m_{IB} zwischen

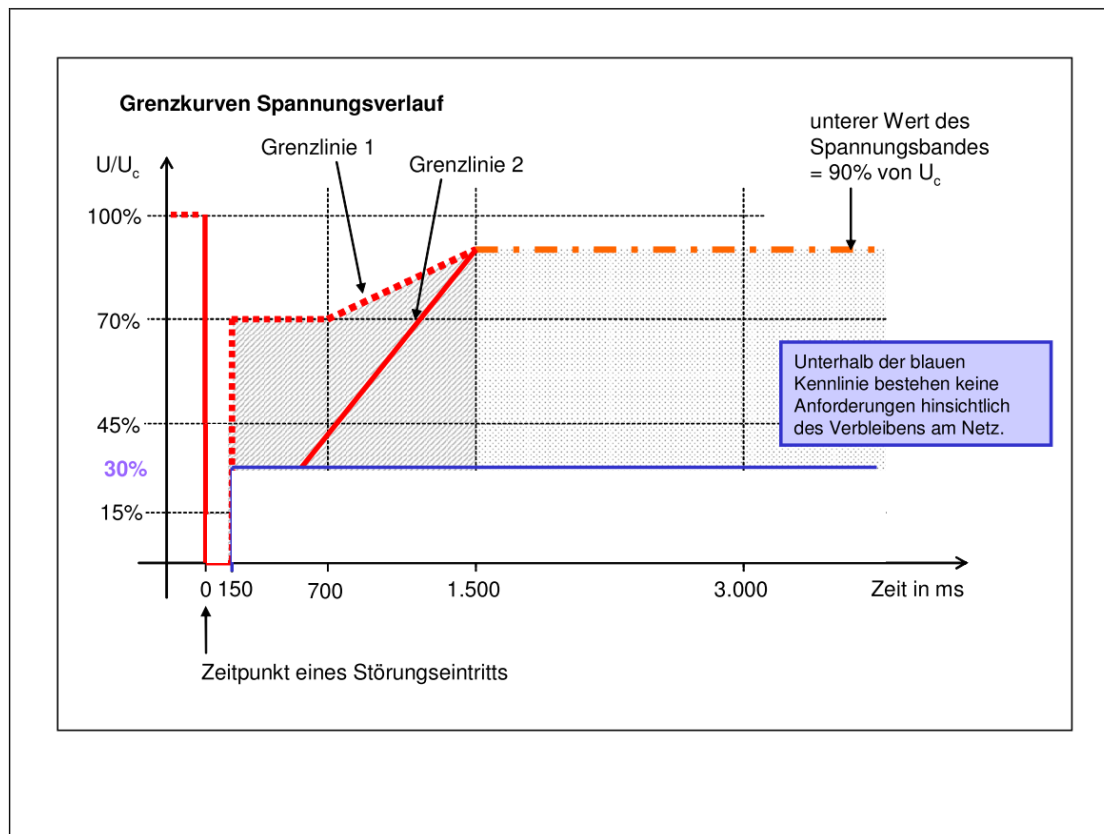


Abbildung 2.12: Grenzkurven für den Spannungsverlauf am Netzanschlusspunkt für eine Erzeugungsanlage vom Typ 2 aus [34]

0 und 10 den Blindstromsollwert in Abhängigkeit der Netzspannungsabsenkung oder -überhöhung. Der Toleranzwert der Spannung wird hier mit U_t beschrieben. Der maximale Blindstromsollwert, den die Anlage bei einem 3-poligen Netzfehler einzustellen in der Lage sein muss, entspricht dem Wert des Nennstroms, während bei einem 1- oder 2-poligen Fehler maximal 40% des Nennstroms als Blindstromvorgabe gefordert sind. Bei einem unsymmetrischen Fehler betrifft die Vorgabe des Blindstroms lediglich das Mitsystem, wohingegen es für das Gegensystem in der aktuellen Version der Mittelspannungsnetzrichtlinien noch keine gesonderten Bedingungen gibt. Den dynamischen Verlauf des Blindstroms betreffend, ist durch die SDLWindV eine Anschwingzeit von 30 ms und eine Einschwingzeit von 60 ms bei einem Toleranzband von -10% und $+20\%$ des Nennstroms um den Blindstromsollwert einzuhalten. Weiterhin ist in der SDLWindV definiert, dass bei einem Spannungseinbruch an der Netzanschlussstelle der WEA diese zur Netzstützung generatorisch übererregt am Netz betrieben werden muss.

Oberschwingungsgrenzen Neben Vorgaben zu Spannungsänderungen durch Schalt-handlungen sowie Flickergrenzwerten gibt die Mittelspannungsrichtlinie [34] explizite Grenzwerte für die Ober- und Zwischenharmonischen der ins Netz eingespeisten Ströme an, die für eine Anlagenzertifizierung einzuhalten sind und die aus diesem Grund bei

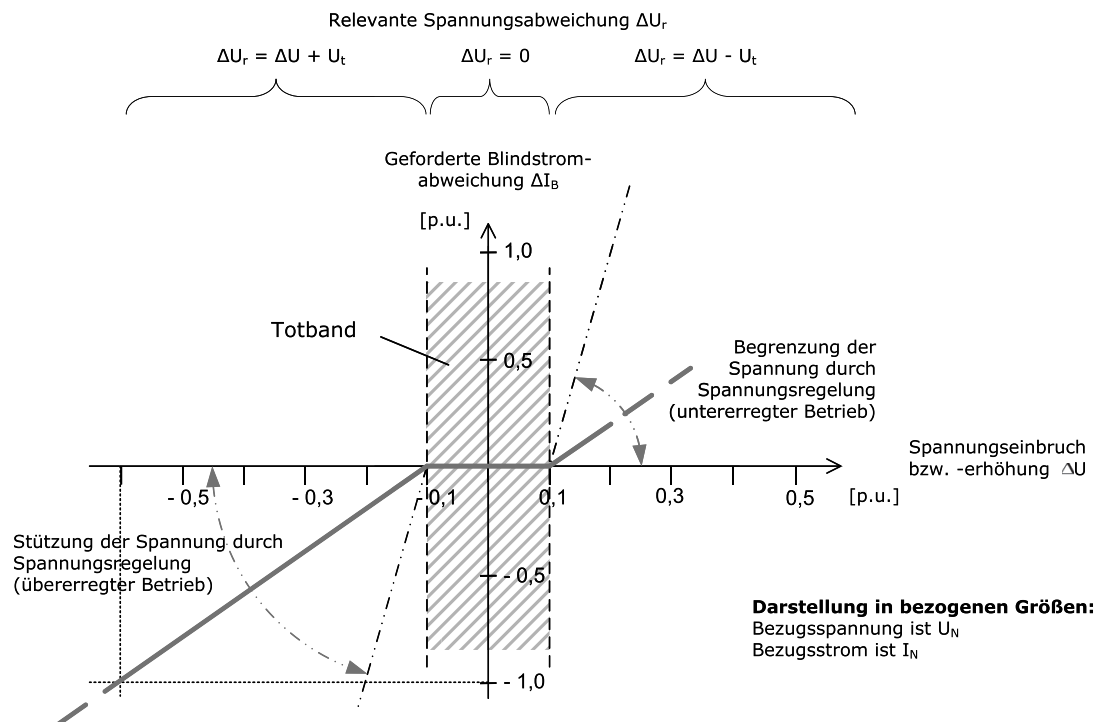


Abbildung 2.13: Prinzip der Spannungsstützung bei Netzfehlern durch Blindstromeinspeisung aus [33]

der Dimensionierung der Umrichter und deren Filter berücksichtigt werden müssen. Die Grenzwerte für die Oberschwingungsströme steigen proportional mit der Kurzschlussleistung und antiproportional mit dem Spannungslevel am Netzverknüpfungspunkt.

Die Vermessung der elektrischen Eigenschaften und der Nachweis der Systemverordnungen zur Zertifizierung der Anlagen gemäß SDLWindV sind in den technischen Richtlinien für Erzeugungseinheiten der Fördergesellschaft Windenergie und andere Dezentrale Energien (FGW) Teil 3 und 8 geregelt. Die Grundlagen für diese Richtlinien stammen aus der Deutschen Norm DIN EN 61400-21 zur Messung und Bewertung der Netzverträglichkeit von netzgekoppelten Windenergieanlagen [37].

3 Lebensdauerberechnung von IGBT-Leistungsmodulen

Die Untersuchung der Halbleiterbelastung in dieser Arbeit basiert auf experimentell ermittelten statistischen Lebensdaueranalysen gemäß [38]. Dessen liegt die Bewertung der Schädigungswirkung thermomechanischer Verspannungen innerhalb der Leistungsmodule durch wiederkehrende Temperaturzyklen zugrunde.

In dem folgenden Kapitel wird aus diesem Grund kurz auf den inneren Aufbau der behandelten Leistungsmodule eingegangen. Darauf aufbauend werden bekannte Ausfallmechanismen von Leistungshalbleitern aufgezeigt sowie die dieser Arbeit zugrunde liegende Lebensdauerbewertemethodik dargestellt.

3.1 Aufbau der betrachteten Leistungsmodule

Unter Leistungsmodulen versteht man in der Halbleitertechnik im Allgemeinen mehrere intern verschaltete Leistungshalbleiter in einem gemeinsamen Gehäuse. Diese Leistungsmodule werden als unterschiedliche Baugruppen angeboten, wie beispielsweise einzelne Halbbrücken aus jeweils zwei IGBT-Dioden-Paaren. Diese können innerhalb des Gehäuses für eine erhöhte Stromtragfähigkeit bereits aus mehreren parallelisierten Halbleiterchips bestehen. Für eine vordefinierte Abgabe der Wärmeentwicklung der Leistungshalbleiter an die Umgebung sind die Modulbodenplatten gerade bei höheren Leistungsklassen oft auf einem Kühlkörper vormontiert. Elektrisch isoliert und beispielsweise durch Lötverbindung, ein Sinterverfahren oder Druckkontaktierung befestigt, befindet sich auf diesen häufig aus Kupfer bestehenden Bodenplatten das sogenannte Substrat. Dieses Substrat besteht aus einem keramischen Isolator mit einer haftfesten Kupferbeschichtung (engl. „direct copper bonded“, DCB) (DCB) für die großflächigen elektrischen Verbindungen innerhalb des Moduls. Abbildung 3.1 verdeutlicht diesen inneren Aufbau eines Halbbrückenmoduls mit einer internen Parallelschaltung der Halbleiterchips.[29, 39]

Die Verbindungen der Oberseiten von Halbleiterchips mit den Kupferflächen oder anderen Chips wird häufig durch Dickdrahtbonden realisiert. Hierbei werden die in der Regel aus Aluminium bestehenden Bonddrähte durch Ultraschallvibration mit der Kontaktfläche verbunden. Abbildung 3.2 zeigt dies beispielhaft für mehrere, zur erhöhten Stromtragfähigkeit parallelisierte Bonddrahtverbindungen.[29]

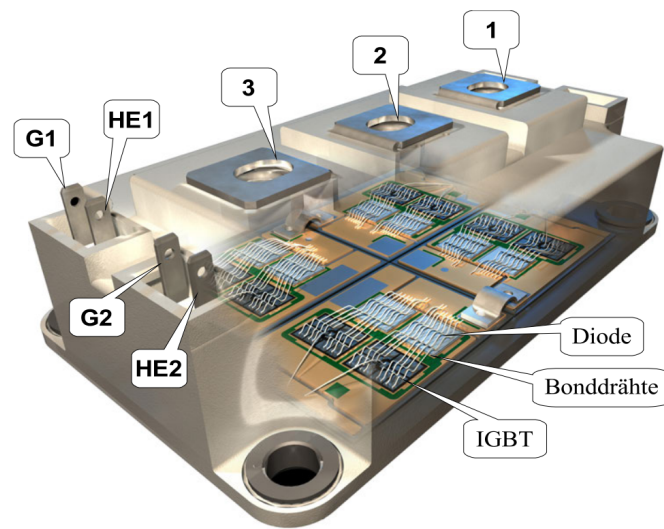


Abbildung 3.1: Aufbau eines Halbbrückenmoduls (SEMISTRANS[®] 3) von Semikron aus [39] mit Gate- und Hilfsemmitteranschlüssen (G und HE) sowie den Lastanschlüssen für DC+, DC- und AC bestehend aus jeweils vier intern parallel geschalteten Halbleiterchips

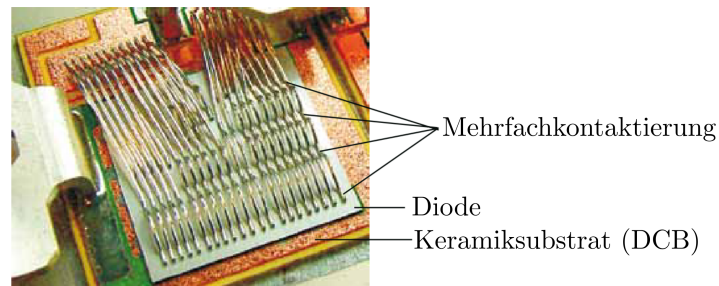
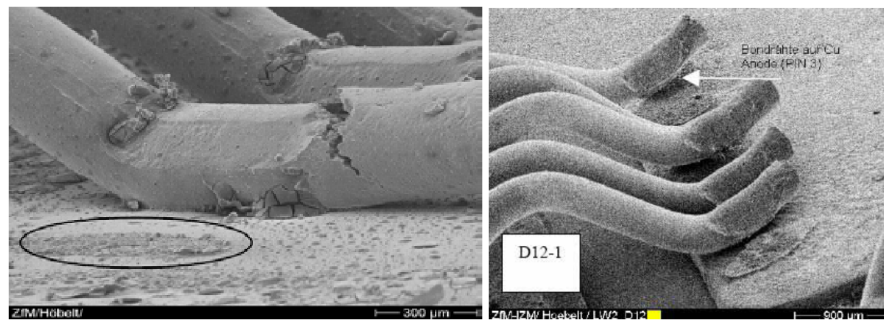
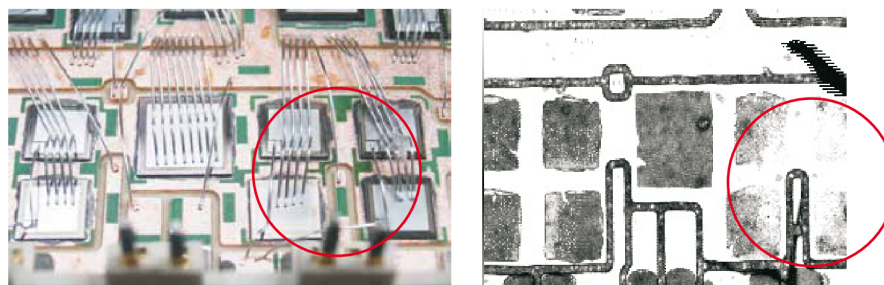


Abbildung 3.2: Viele parallele, mehrfach kontaktierte Bonddrähte auf einem Diodenchip mit 502 mm² aus [29]

Aufgrund der Erfahrungswerte aus den langjährigen Einsatzzeiten von Leistungsmodulen wurde und wird die interne Verbindungstechnik stetig verbessert, was sich in der zu erwartbaren Lebensdauer der Module bemerkbar macht. Ein Beispiel hierfür ist das Diffusionssintern, bei dem Silberpulver unter hohem Druck und unterhalb von dessen Schmelztemperatur zu einer verbindenden Schicht zwischen zwei verschiedenen Materialien wird. Es weist gegenüber dem Lötten mit Silberlot eine erhöhte Wärme- und Ladungsträgerleitfähigkeit bei deutlich dünnerer Schichtdicke sowie aufgrund der Vermeidung von Zinn eine vorteilhafte Temperaturbeständigkeit auf. Eingesetzt wird diese Technologie bereits großflächig bei der lotfreien Verbindung der Kupferschichten auf der DCB. Weitere Optimierungen im internen Modulaufbau betreffen beispielsweise die Verwendung von Kupferbonddrähten, um die thermischen Ausdehnungskoeffizienten von Chipmetallisierung, DCB und Bondverbindung anzugleichen, sowie von hochwertigeren Verbindungstechniken des Isoliersubstrats auf der Modulbodenplatte. In vielen Fällen besonders im kleineren Leistungsbereich wird darüber hinaus gleich auf eine Modulbodenplatte verzichtet.[29, 40]



(a) Bonddrahtbruch und abgehobener Bonddraht in Markierung (links) und Bonddrahtabhebung (rechts) aus [29]



(b) Chipalterung durch Lastwechselstest auf Foto (links) und Ultraschallmikroskopie (rechts) aus [29]

Abbildung 3.4: Moduldefekte durch thermomechanische Verspannungen

kann [41]. Für ein massenhaftes Auftreten des letztgenannten Effekt befinden sich WEA jedoch nicht in den entsprechenden Höhenregionen. Ein weiterer Aspekt, der in den Fokus aktuellster Untersuchungen zu Frühausfallerscheinungen von Leistungsmodulen in WEA gerückt ist, betrifft feuchteinduzierte Fehlermechanismen wie die Korrosion von metallisierten Flächen und die damit einhergehende elektrochemische Migration der herausgelösten Metall-Ionen durch eine Isolierschicht und der damit verbundenen Gefahr der Bildung eines Kurzschlusspfades (siehe Abbildung 3.5)[10].

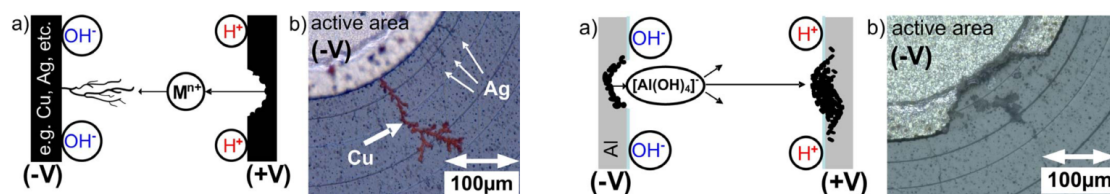


Abbildung 3.5: Auswirkungen erhöhter Luftfeuchtigkeit: Dendritenwachstum über den Halbleiterchip hinaus (links) und Korrosion von Chiprandflächen (rechts) aus [10]

Aufgrund der Komplexität der zuletzt genannten Schädigungsmechanismen und der starken Abhängigkeit von Umgebungsbedingungen wie dem Aufstellungsort, der Umgebungstemperatur und der Luftfeuchtigkeit, wird sich in dieser Arbeit, wie bereits erwähnt, eine vergleichende Lebensdaueranalyse stets auf die thermomechanischen Verspannungen durch Lastwechselzyklen beschränken.

3.3 Temperaturzyklenbasierte Lebensdauerberechnung

Die Anzahl an Lastzyklen, die ein Leistungsmodul übersteht, bis es zu einem Ausfall durch thermomechanische Verspannungen kommt, hängt von vielen unterschiedlichen Faktoren ab. Ein maßgeblicher ist die Sperrschichttemperatur (engl. junction temperature) T_j der Halbleiterchips, die in der Realität nur indirekt gemessen werden kann. So wird die Temperatur einer im Chipinneren angenommenen temperaturhomogenen Fläche, in der die Verlustwärme erzeugt wird, auch als virtuelle Sperrschichttemperatur T_{vj} bezeichnet.[42, 43]

Thermisches Netzwerk Zur Berechnung der virtuellen Sperrschichttemperatur im Simulationsmodell kommt ein thermisches Ersatznetzwerk des Leistungsmoduls und des angeschlossenen Kühlsystems zum Einsatz. Wie in Abbildung 3.3 zu erkennen ist, wird ein Großteil der Verlustabwärme, die in den Halbleiterchips erzeugt wird, über die Substrat- und gegebenenfalls Bodenplattenschicht an den Kühlkörper abtransportiert. Dort vollzieht sich der Wärmeaustausch mit dem Kühlfluid, welches bei den kompakten Leistungsmodulen, die in MW-WEA eingesetzt werden, in der Regel durch einen Kühlwasserkreislauf realisiert ist. Durch ein thermisches Netzwerk aus einer Wärmequelle und thermischen Widerständen und Kapazitäten bis hin zur Umgebungstemperatur lässt sich dieser vollständige Wärmefluss im Modell vereinfacht abbilden. Die Wärmewiderstände der einzelnen Schichten bestimmen hierbei, wie unterschiedlich stark sich die einzelnen Materialien in Abhängigkeit der Bezugstemperatur, in dieser Arbeit der als konstant angenommenen Fluidtemperatur, und des Wärmeflusses stationär erwärmen. Die Wärmekapazitäten, welche die Speicherfähigkeit von Wärmeenergie gegenüber der Bezugstemperatur beschreiben, beeinflussen das dynamische Verhalten der Temperaturverteilung und sind dafür verantwortlich, dass sich die Kühlkörpertemperatur im Vergleich zu den lastabhängigen Temperaturzyklen der Sperrschicht nur relativ langsam verändert.[44]

Zur modellbasierten Abbildung des thermischen Netzwerks eignen sich grundsätzlich zwei Darstellungsvarianten, welche sich mathematisch ineinander überführen lassen. Das sogenannte Cauer-Netzwerk stellt hierbei ein physikalisch adäquates Ersatznetzwerk dar, in dem die einzelnen Knotenpunkte tatsächlichen Temperaturen innerhalb der Schichtstruktur des Leistungsmoduls entsprechen. In Abbildung 3.6 ist ein solches Cauer-Netzwerk eines Leistungsmoduls mit einer Halbbrückenanordnung aus IGBT und Dioden sowie dem Übergang von Modulbodenplatte zum Kühlkörper mittels Wärmeleitpaste und dem angeschlossenen Wasserkühlsystem dargestellt. Die thermische Kapazität der Wärmeleitpaste wird aufgrund der nur sehr geringen Gesamtmasse in der Regel vernachlässigt und aus diesem Grunde ausgegraut dargestellt.

Neben der Sperrschichttemperaturen T_j sind hier die Verlustleistungen P_V als Wärme-

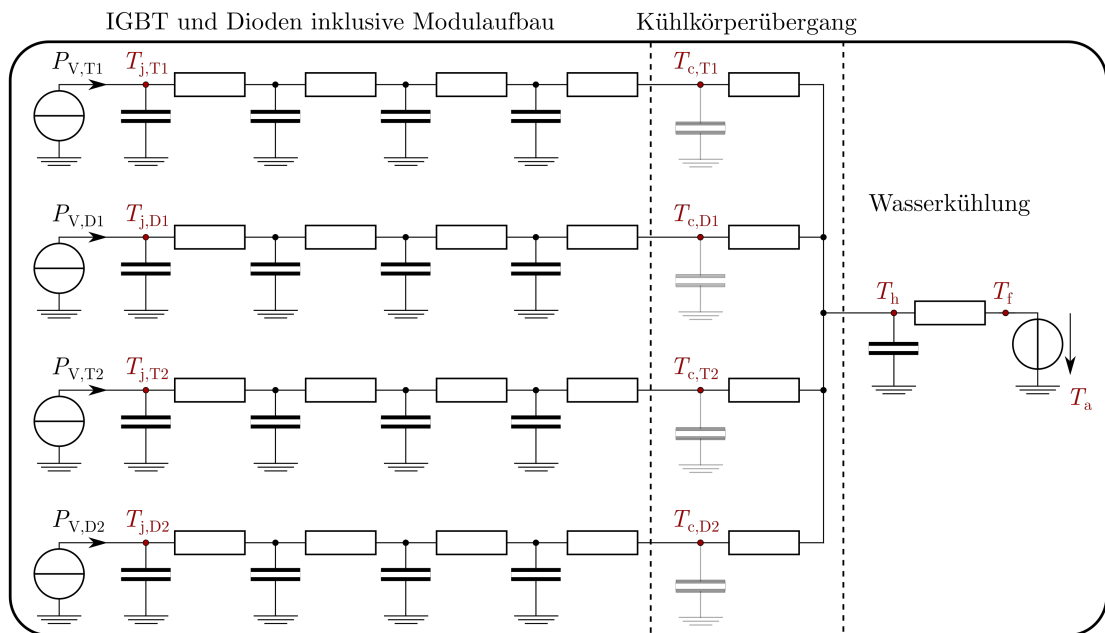


Abbildung 3.6: Thermisches Cauer-Netzwerk eines Halbbrückenmoduls mit Bodenplatte und Wasserkühlung für das Temperaturmodell

ströme, die Modulbodenplattentemperaturen T_c , die Kühlkörpertemperatur T_h sowie die Fluidtemperatur T_f gegenüber der Umgebungstemperatur T_a gekennzeichnet. Die Indizes T1 und D1 stehen jeweils für das obere IGBT-Dioden-Paar der Halbbrücke, während T2 und D2 das komplementäre untere Halbleiterpaar bezeichnen.

In den Datenblattangaben von Leistungshalbleitern werden die Parameter für das thermische Ersatznetzwerk der Leistungsmodule statt in der Cauer-Form üblicherweise in der Form eines Foster-Netzwerks angegeben. Diese Darstellung erlaubt keine Rückschlüsse auf die tatsächlichen inneren Eigenschaften einzelner Schichten im Leistungsmodul, da die Knotenpunkte des Netzwerkes keine physikalische Relevanz mehr haben. Lediglich das thermische Verhalten des gesamten Netzwerkes entspricht dem des Cauer-Netzwerkes, von geringen Umrechnungsfehlern abgesehen. In der Darstellung nach Foster ergibt sich das gleiche thermische Netzwerk aus Leistungsmodul mit angeschlossener Wasserkühlung zu Abbildung 3.7. Die Angabe der einzelnen Knotentemperaturen ist hier nach wie vor zulässig, da nicht das gesamte thermische Netzwerk aus Abbildung 3.6 in die Darstellung nach Foster umgewandelt wurde sondern nur die Einzelbestandteile aus Leistungsmodul, Wärmeleitpaste und Wasserkühlung.[45]

Die Darstellungen in Abbildung 3.6 und 3.7 als Zusammenschaltung der thermischen Netzwerke in Cauer- oder Foster-Darstellung beinhalten im Grunde genommen einen Fehler, der daraus resultiert, dass das thermische Verhalten der Komponenten getrennt voneinander bestimmt wurde. In den meisten Leistungsmodulen, bis auf solche mit extra spezifiziertem Kühlsystem wie den bodenplattenlosen Skiip-Modulen von Semikron, beschreiben die Datenblattangaben das thermische Verhalten des Leistungsmoduls

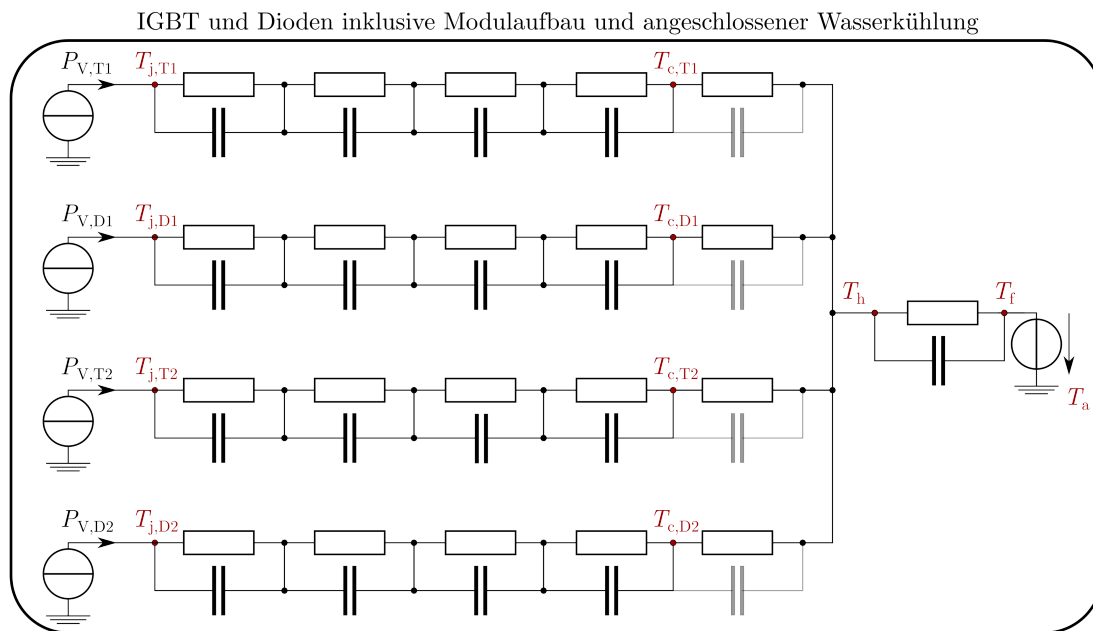


Abbildung 3.7: Thermisches Foster-Netzwerk eines Halbbrückenmoduls mit Bodenplatte und Wasserkühlung für das Temperaturmodell

bis zur Bodenplatte als ein eigenständiges thermisches Netzwerk und geben zusätzlich noch einen Wärmewiderstand als Übergang zum Kühlkörper durch eine empfohlene Wärmeleitpaste an. Die Messungen für die thermische Beschreibung sind jedoch unter Einsatz eines spezifischen Kühlkonzepts durchgeführt worden. Eine hiervon abweichende Kühlvorrichtung verändert nun jedoch die Wärmespreizung innerhalb des Moduls und demzufolge auch dessen thermische Ersatzschaltbildelemente. Dies gilt insbesondere für wassergekühlte Systeme mit vergleichsweise geringen Wärmekapazitäten gegenüber ihren luftgekühlten Pendanten. Demzufolge ist eine korrekte Abbildung des thermischen Gesamtverhaltens aus Leistungsmodul mit Kühleinrichtung durch ein thermisches Ersatznetzwerk nur zu erreichen, indem der Gesamtaufbau thermisch vermessen wird.[46, 47]

Der Fehler durch die Verwendung von größtenteils für abweichende Kühlkonzepte angegebenen thermischen Ersatzparametern wird in den in dieser Arbeit verwendeten Simulationsmodellen in Kauf genommen, da in sämtlichen Untersuchungen nicht primär die Absolutwerte der Temperaturentwicklung und der so errechnete Lebensdauerverbrauch von Interesse sind, sondern vielmehr der Vergleich verschiedener Modelle und Regelungen untereinander mit dem gleichen thermischen Modell und demzufolge auch den gleichen Modellierungsfehlern. Darüber hinaus ist es gerade in dem für diese Arbeit interessierenden Leistungsbereich nur unter großem Aufwand und hohen Kosten möglich, das exakte thermische Verhalten der simulierten Leistungsmodule nachzumessen.

Zyklenzählung mittels Rainflow-Verfahren Das Rainflow-Verfahren ist ein standardisiertes Verfahren zur Zyklenzählung, wie es üblicherweise in der Analyse von Materialermüdung durch Lastwechselspele zum Einsatz kommt [48]. Es wird in dieser Arbeit zur Zählung und Klassifizierung von Temperaturzyklen der Sperrschichttemperatur der thermisch modellierten Leistungsmodule verwendet. Der grobe Ablauf des dem Rainflow-Verfahren zugrunde liegenden Algorithmus ist in Abbildung 3.8 grafisch veranschaulicht.

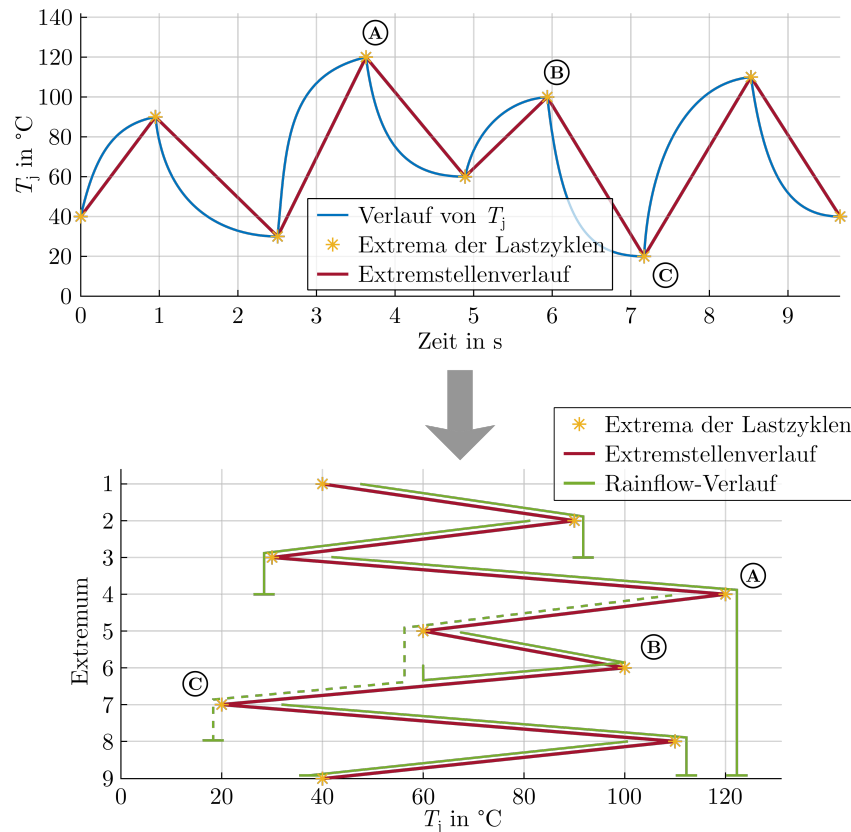


Abbildung 3.8: Temperaturzyklenzählung mit der Rainflow-Methode nach [48]

Hier ist in der oberen Grafik ein beispielhafter Zeitverlauf der Sperrschichttemperatur in Blau dargestellt. Eine Kurve aus die lokalen Maxima und Minima der Zyklen verbindenden Geraden, um 90° gedreht, ergibt den roten Verlauf in der unteren Grafik. Der Name Rainflow beruht darauf, dass sich zur Klassifizierung der Belastungszyklen die Vorstellung eines der Schwerkraft folgenden Regenstroms eignet. So beschreiben die grünen Linien in der unteren Abbildung die für jedes Minimum und Maximum der Sperrschichttemperatur beginnenden Regenströme, die in Abhängigkeit der Amplitude des darauffolgenden Temperaturzyklus an diesem enden oder darüber hinaus fließen. Die gestrichelte Linie kennzeichnet so einen Fall, bei dem einem Temperaturmaximum am Punkt A ein Temperaturmaximum kleinerer Amplitude am Punkt B folgt. Das führt dazu, dass sich der belastungswirksame Temperaturgradient über beide Temperaturzyklen erstreckt und am Punkt C endet.

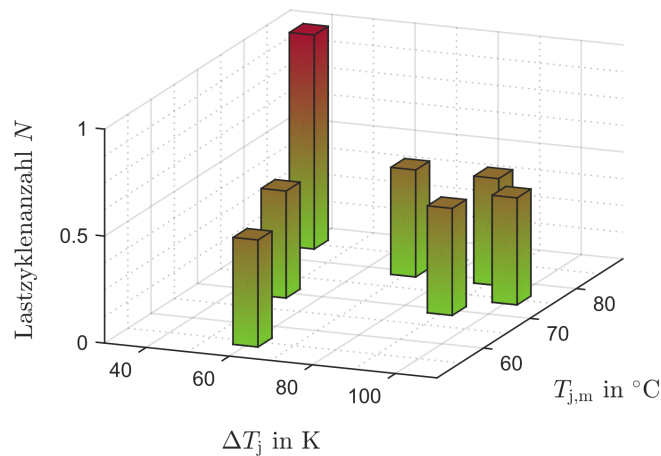


Abbildung 3.9: Ergebnis der Zyklenzählung mittels Rainflow-Verfahren für den Beispiel-Temperaturverlauf

Als Resultat der Rainflow-Auswertung des Sperrschichttemperaturverlaufs und einer Klassifizierung und Aufsummierung der Temperaturgradienten in eine endliche Anzahl diskreter Intervalle erhält man eine vom Zeitverlauf losgelöste Auftretenshäufigkeit von Temperaturzyklen bestimmter Temperaturdifferenzen ΔT_j , mittlerer Temperaturen $T_{j,m}$ und Zykluszeiten, die für die Lebensdauerberechnung verwendet werden kann. Dieses Ergebnis ist für den beispielhaften Temperaturverlauf aus Abbildung 3.8 als Summe der Lastzyklen in Abhängigkeit von ΔT_j und $T_{j,m}$ in Abbildung 3.9 dargestellt.¹⁾ Als ganzer Zyklus gilt hierfür ein solcher, bei der der Regenstrom sein Ursprungsextremum erneut erreicht. Die Zykluszeit t_{on} ist hier der Übersicht halber nicht dargestellt.

Lebensdauermodelle Im Jahr 1997 wurde als Ergebnis erster umfassender Messungen und Tests der Abhängigkeit der Modullebensdauer von der Amplitude ΔT_j und der mittleren Temperatur $T_{j,m}$ wiederkehrender Temperaturzyklen aus dem LESIT-Projekt eine analytische Gleichung der Lebensdauerfunktion konstruiert [49]:

$$N_f = A \cdot \Delta T_j^\alpha \cdot e^{\left(\frac{Q}{R \cdot T_{j,m}}\right)}. \quad (3.1)$$

N_f beschreibt hierbei die sogenannte Lastwechselanzahl und ist eine Kenngröße dafür, wie viele der der Berechnung zugrunde liegenden Temperaturzyklen das Leistungsmodul bis zu einem statistisch erwartbaren Modulausfall durchlaufen kann. Die Parameter A , α und Q sind abhängig von dem verwendeten Modul und erlauben die Anpassung der Gleichung 3.1 an statistische Lebensdaueruntersuchungen anderer Module. Die Konstante R bezeichnet in der Gleichung 3.1 die Boltzmann-Konstante. Ein etablierter

¹⁾Der Algorithmus zur Rainflow-Auswertung basiert auf dem frei zugänglichen Code von Adam Nieslony in der Version 1.2.0.0 vom 04. April 2010 (<https://de.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/3026-rainflow-counting-algorithm>).

Begriff für die Widerstandsfähigkeit eines Halbleitermoduls gegenüber Lastzyklen, die durch modulintrinsische Verlustleistungen hervorgerufen werden, ist die sogenannte Lastwechselzyklen-Widerstandsfähigkeit (engl. „power cycling capability“, PCC).

Weiterführende Untersuchungen haben gezeigt, dass sich zum einen durch eine verbesserte Aufbau- und Verbindungstechnik die Lebensdauererwartung von Leistungsmodulen in den Jahren nach dem LESIT-Projekt deutlich gesteigert hat und zum anderen die Berechnung der Lastwechselanzahlen bis zum Modulausfall von weitaus mehr Parametern abhängt. In [38] wurde deshalb eine erweiterte Zahlengleichung für N_f vorgestellt:

$$N_f = K \cdot \Delta T_j^{\beta_1} \cdot e^{\frac{\beta_2}{T_{j,\min}}} \cdot t_{\text{on}}^{\beta_3} \cdot I^{\beta_4} \cdot V^{\beta_5} \cdot D^{\beta_3}. \quad (3.2)$$

Hierbei beschreibt $T_{j,\min}$ den niedrigsten Temperaturwert der Sperrschicht während der Aufheizphase t_{on} eines Lastzyklus in Kelvin. Weitere Parameter sind I zur Berücksichtigung des Stroms je einzeltem Bondfuß in A, V für die Sperrspannungsklasse des Leistungsmoduls in V und D für den Bonddrahtdurchmesser in μm . Der Faktor K dient der Berücksichtigung der lebensdauerverbessernden Fortschritte neuer Modultechnologien. Gültigkeitsgrenzen für die genannten Parameter für ein realistisches absolutes Ergebnis der Lebensdauererwartung bei definierten Lastzyklen sind in [29] angegeben.

Abbildung 3.10 zeigt beispielhaft die Abhängigkeit der Lastwechselanzahl von der Temperaturdifferenz ΔT_j , der mittleren Temperatur $T_{j,m}$ und der Aufheizzeit t_{on} wiederkehrender identischer Temperaturzyklen bei ansonsten konstanten Parametern. Es ist deutlich zu erkennen, wie stark insbesondere der Einfluss von ΔT_j auf die Modulbelastung wirkt. Die Abhängigkeit der Lebensdauer von der Aufheizzeit der Zyklen lässt sich zum Beispiel dadurch erklären, dass für ein gegebenes ΔT_j bei geringerer Pulsdauer ein erhöhter Strom nötig ist, der eine stärkere Erwärmung der Bonddrähte verursacht. Gleichung 3.2 ist aufgrund ihrer statistischen Herkunft jedoch nur bedingt dazu geeignet, deren Parameterabhängigkeiten einzelnen physikalischen Effekten zuzuordnen [29].

Nach der sogenannten „Miner’s rule“ ist es zulässig, für eine Lebensdauerverbrauchsrechnung durch eine Vielzahl von Lastzyklen unterschiedlicher Eigenschaften, wie in diesem Fall der Temperatur und der Zeitdauer, anzunehmen, dass sich die Schädigungswirkung der einzelnen Klassen von Lastzyklen linear zu einer Gesamtschädigung aufsummiert, sodass die Auftretensreihenfolge der Lastzyklen für den Modulausfall keine Rolle spielt [50]. Unter dieser Annahme lässt sich mittels

$$L = \sum_{i,j,k=1}^n \frac{N_{(i,j,k)}}{N_{f(i,j,k)}} \quad (3.3)$$

mit i , j und k als den Indizes für die Klassenmatrix der Temperaturdifferenz, der mittleren Temperatur und der Aufheizzeit als die variablen Größen innerhalb Gleichung 3.2 der Gesamtlebensdauerverbrauch L berechnen. N entspricht hierbei der tatsächlich aufgetrete-

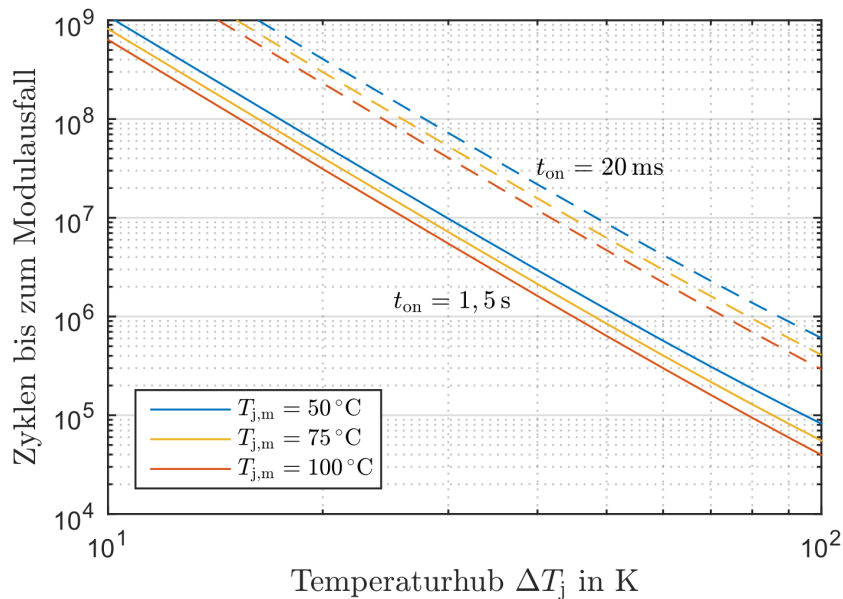


Abbildung 3.10: Abhängigkeit der Lastwechsellastzahl N_f von der Temperaturdifferenz ΔT_j , der mittleren Sperrschichttemperatur $T_{j,m}$ und der Aufheizzeit t_{on} nach [38]

nen Anzahl an Zyklen der jeweiligen Klasse, während N_f die zulässige Lastzyklenanzahl der Klasse bis zum Modulausfall angibt.

Wenn man Gleichung 3.2 auf die mittels Rainflow-Verfahren ermittelten und klassifizierten Zyklen aus Abbildung 3.9 anwendet, so erhält man die für dieses spezifische Beispiel geltenden zulässigen Lastwechsellastspiele der jeweiligen Klassen von ΔT_j , $T_{j,m}$ und t_{on} sowie den tatsächlichen Lebensdauerverbrauch aller Lastzyklen in Abbildung 3.11. Auf die Darstellung von t_{on} wird hier erneut verzichtet.

Wie bereits erwähnt, existieren für die Parameter und Variablen in Gleichung 3.2 Grenzwerte, für die die statistisch ermittelte Funktion Gültigkeit hat. Da es sich bei den Labortests um beschleunigte Lastwechsellasttests mit im Vergleich zur praktischen Anwendung relativ großen Temperaturdifferenzen und Aufheizzeiten gehandelt hat, sind diese Labortests nur für Aufheizzeiten von über einer Sekunde realistisch aussagekräftig für die Modulbelastung. Innerhalb dieser Arbeit soll jedoch keine absolute Aussage über den Lebensdauerverbrauch verschiedener Leistungsmodule über eine definierte Simulationszeit getroffen werden, sondern es wird stets die relative Auswirkung von Modelldetails oder Regelverfahren auf die Modulbelastung untersucht. Aus diesem Grund wird die Berücksichtigung von Temperaturzyklen auch deutlich geringerer Periode als die in [38] angegebene als zulässig angesehen.

Eine physikalische Obergrenze für die sinnvolle Berücksichtigung von Temperaturänderungsfrequenzen wird in [29] mit einigen 100 Hz angegeben, da die kleinen Temperaturänderungen dieser Frequenz von elastischen Verformungen innerhalb des Moduls

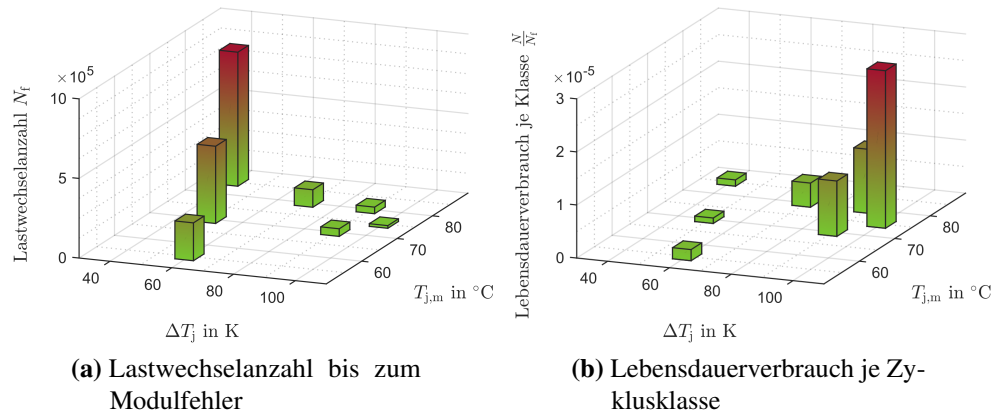


Abbildung 3.11: Beispiele von Lastwechselfestigkeit und Lebensdauerverbrauch in Abhängigkeit von der Amplitude und der mittleren Sperrschichttemperatur

aufgefangen werden beziehungsweise deren Auswirkungen für die Lebensdauerbetrachtung keine Rolle spielen. Vor der Rainflow-Auswertung werden die Temperaturzyklen deshalb für eine beschleunigte Rechenzeit um die hochfrequenten Anteile über die Fundamentalperiode der Modulströme hinaus bereinigt.

Berechnung des Lebensdauerverbrauchs Die vollständige Vorgehensweise bei der Lebensdauerverbrauchsrechnung in den Simulationsmodellen in dieser Arbeit ist schließlich in Abbildung 3.12 dargestellt und wird auch in dieser Form in [51] vorgeschlagen.

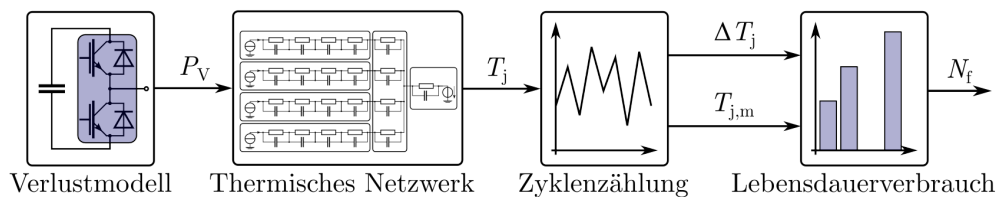


Abbildung 3.12: Schema der Lebensdauerberechnung in den Simulationsmodellen

Hierbei wird zunächst, basierend auf Datenblattangaben der Leistungsmodule gemäß Abschnitt 2.2, die betriebspunktabhängige Verlustleistung als Summe aus Durchlass- und Schaltverlustleistung im Zeitbereichsmodell ermittelt und über das modulspezifische thermische Netzwerk der Zeitverlauf der Halbleiter-Sperrschichttemperaturen berechnet. Dieser Temperaturzeitverlauf wird in der Nachbearbeitung der Simulation mittels des beschriebenen Rainflow-Algorithmus zu einem Lastzyklenverlauf umgewandelt, der die Informationen über die Temperaturhubhöhen, die mittleren Sperrschichttemperaturen und die Aufheizzeiten aller Zyklen beinhaltet. Dieser Lastzyklenverlauf dient schließlich als Berechnungsgrundlage für den Lebensdauerverbrauch durch die simulierte Temperaturzeitreihe unter der Verwendung der statistischen Lebensdauerfunktion

aus [38]. Die auf diese Weise durchgeführte Berechnung der Lebensdauererwartung von IGBT-Leistungsmodulen durch eine Rainflow-Auswertung der Temperaturzyklen und der nachträglichen Bewertung durch eine Lebensdauerfunktion nach [49] oder [38] wurde unter anderem auch in [50, 52, 53] angewandt.

4 Grundlegende Modellierung von Windenergieanlagen aus elektrischer Sicht

Wie es in komplexeren Mehrkörpersystemen üblich ist, so wird auch bei der simulativen Modellierung von WEA aus Gründen der Übersicht und der Berechnungszeit oft nur der direkt interessierende Bestandteil des Systems herausgeschnitten und detailliert abgebildet, während die an den Systemgrenzen wirkenden Einflussgrößen zum Teil stark vereinfacht werden.

Damit eine Bewertung darüber stattfinden kann, welche Modellvereinfachungen zulässig sind, werden in diesem Kapitel, aufgeteilt in die Systemkomponenten Aerodynamik und Mechanik, Generator und Leistungselektronik sowie Einspeisenetz, übliche vereinfachte Modellbeschreibungen dieser Teilsysteme vorgestellt, um sie im weiteren Verlauf mit detaillierteren Modellierungen vergleichen zu können. Darüber hinaus wird die elektrische Modellierung des Blattverstellungssystems vorgestellt.

4.1 Aerodynamische und mechanische Abbildung

Die grundlegenden aerodynamischen Verhältnisse an modernen WEA wurden bereits in Abschnitt 2.1 beschrieben. Wie dort verdeutlicht wurde, lässt sich die aus dem Wind entnommene Leistung in Abhängigkeit des Pitchwinkels, der Windgeschwindigkeit und der Rotordrehzahl vereinfacht aus dem $c_p - \lambda$ -Kennfeld der WEA bestimmen. Zur Bestimmung des Moments an der Rotornabe M_{Rot} , welches bei einem Ungleichgewicht zum generatorischen Gegenmoment der elektrischen Maschine für eine Drehzahländerung des Rotors sorgt, eignet sich stattdessen das $c_M - \lambda$ -Kennfeld mit dem Momentenbeiwert c_M in Abhängigkeit der Schnelllaufzahl.

Kennlinienbasierte aerodynamische Modellierung Die Kennfelder für den Momenten- und den Leistungsbeiwert lassen sich durch grundlegende aerodynamische Berechnungen aus der Rotorblattgeometrie ermitteln und für eine einfache kennlinienbasierte Modellierung verwenden. Abbildung 4.1 zeigt die in den vereinfachten WEA-Modellen dieser Arbeit hinterlegten Kennfelder.

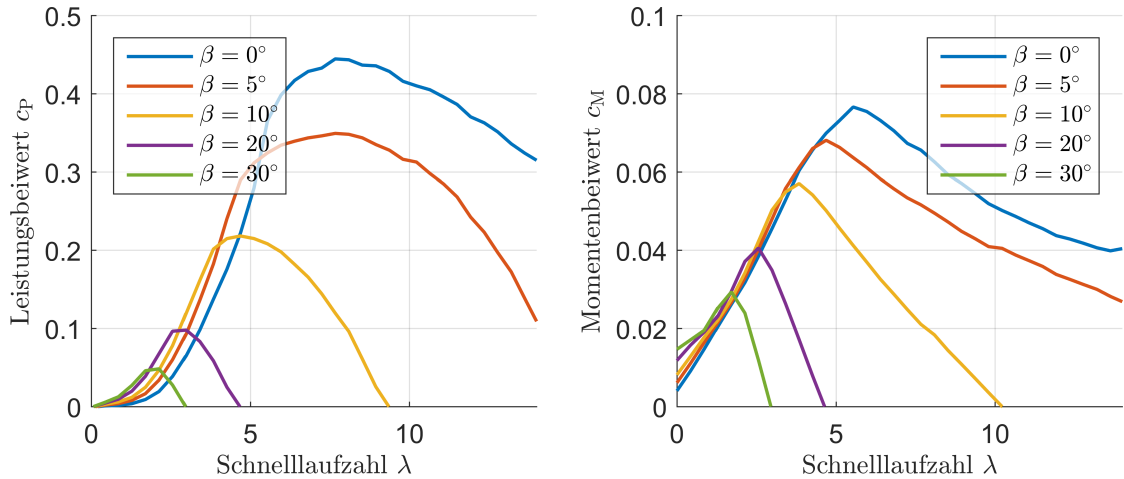


Abbildung 4.1: Verlauf des Leistungsbeiwerts (links) und des Momentenbeiwerts (rechts) über die Schnelllaufzahl bei verschiedenen Pitchwinkeln für die modellierte 2MW-WEA

Die Berechnung dieser Kennfelder basiert auf der sogenannten Blatt-Elemente-Methode (BEM) gemäß [54]. Hierbei wird jedes Rotorblatt entlang der Längsachse in eine Vielzahl gleichförmiger Abschnitte aufgeteilt und für jeden dieser Abschnitte die Auftriebskraft ΔF_A aufgrund der Eigenbewegung und der Windgeschwindigkeit ermittelt. Dessen Anteil an der Umfangskraft ΔF_U innerhalb der Rotorebene verursacht einen Beitrag $\Delta M_{\text{Rot}} = \Delta F_U \cdot \Delta r_{\text{Rot}}$ zum resultierenden Antriebsmoment an der Rotornabe mit dem Hebelarm des Rotorblattelements zur Rotornabe Δr_{Rot} . Die Summe der Momente aller Rotorblattelemente führt dann zum Gesamtantriebsmoment M_{Rot} und dieses multipliziert mit der Rotorwinkelgeschwindigkeit ω_{Rot} zur Rotorleistung P_{Rot} . Zum Erhalt der dimensionslosen Kennlinien für c_M und c_P aus Abbildung 4.1 werden Rotorleistung und -moment für eine konstante, als weit vor dem Rotor angenommene ungestörte Windgeschwindigkeit über die Schnelllaufzahl berechnet. Diese Größen werden nun bei WEA üblicherweise auf die Kraft F_{St} bezogen, die das Produkt aus Staudruck und Rotorfläche $v_{\text{Wind}} \cdot \frac{\rho}{2} \cdot r_{\text{Rot}}^2 \cdot \pi$ beschreibt. Damit ergeben sich die dimensionslosen Kenngrößen in Abhängigkeit der Schnelllaufzahl zu

$$c_M(\lambda) = \frac{M_{\text{Rot}}}{F_{\text{St}} \cdot r_{\text{Rot}}}, \quad (4.1)$$

$$c_P(\lambda) = \frac{P_{\text{Rot}}}{F_{\text{St}} \cdot v_{\text{Wind}}}. \quad (4.2)$$

Mithilfe dieser stationär ermittelten Kennlinien lässt sich so für jede Schnelllaufzahl in Abhängigkeit der Momentanwindgeschwindigkeit die dem Wind entnommene Leistung und das Rotormoment bestimmen. Basierend auf Gleichung 2.1 ergibt sich die Rotorleistung zu

$$P_{\text{Rot}} = c_P \cdot \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot r_{\text{Rot}}^2 \cdot v_{\text{Wind}}^3. \quad (4.3)$$

Das Einsetzen des Zusammenhangs zwischen c_M und c_P aus den Gleichungen 4.1 und 4.2 liefert entsprechend die Bestimmung des Rotormoments

$$M_{\text{Rot}} = c_M \cdot \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot r_{\text{Rot}}^3 \cdot v_{\text{Wind}}^2 \quad (4.4)$$

Normbasierte stochastische Windzeitverläufe Die Simulation von WEA auf Basis der anlagenspezifischen aerodynamischen Kennfelder benötigt als Eingangsgröße einen Zeitverlauf der über die Rotorfläche mittleren Windgeschwindigkeit orthogonal zur Rotorebene. Die deutsche und internationale Norm DIN EN 61400-1 (bzw. IEC 61400-1) [55] definiert unter anderem Auslegungsanforderungen an die mechanischen Systemkomponenten und in diesem Zusammenhang Kenngrößen für zur Lastenrechnung verwendbare Parameter von Windzeitverläufen wie Turbulenzgrad, Oberflächenrauheit und Windstandortklasse. Unter Berücksichtigung dieser und vieler weiterer Kenngrößen erlaubt das Programm *TurbSim*¹⁾ die Erzeugung stochastisch variierender Windzeitverläufe. Beispielhaft sind zwei Zeitreihen dieser Windverläufe über je 200 Sekunden in Abbildung 4.2 für eine mittlere Windgeschwindigkeit von 10 m/s und unterschiedliche Turbulenzkategorien gegenübergestellt.

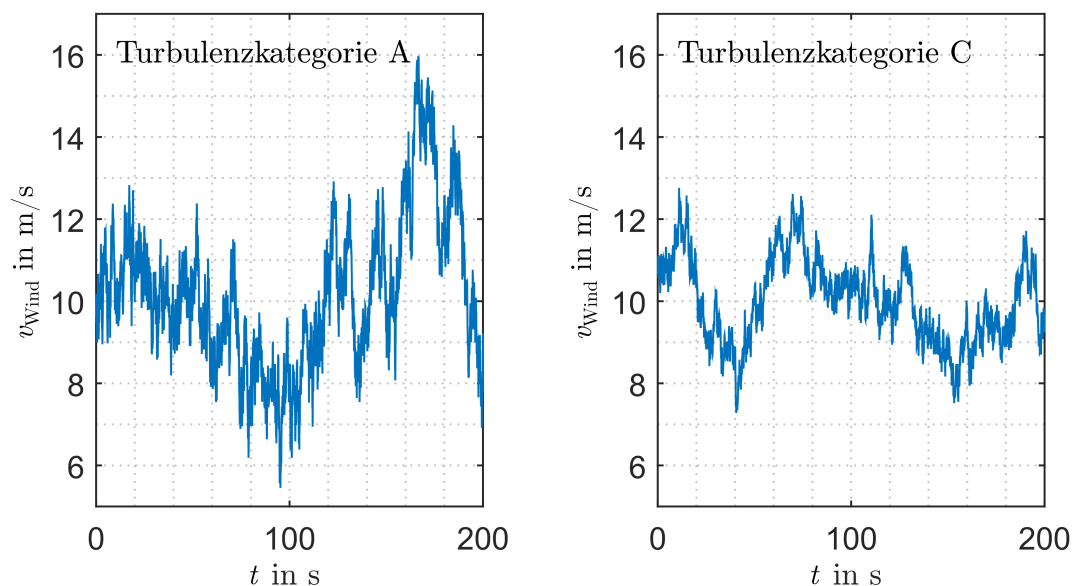


Abbildung 4.2: Gegenüberstellung zweier Windzeitreihen unterschiedlicher Turbulenzkategorien (A = hoch, C = niedrig) nach DIN EN 61400-1 erstellt mit *TurbSim*

In [56] werden die normbasierten Windbedingungsparameter zusammengefasst und deren Nutzbarmachung zur Lastenrechnung beschrieben. Aufgrund dieser anerkannten und standardisierten Möglichkeit der Erzeugung stochastischer Windverläufe und aufgrund

¹⁾TurbSim ist ein hauptsächlich von Bonnie Jonkman entwickeltes und vom „National Renewable Energy Laboratory“ (NREL) finanziertes Softwaretool zur Erzeugung eines stochastischen, turbulenten Winfelds (<https://nwtc.nrel.gov/TurbSim>)

der mangelnden Verfügbarkeit tatsächlich gemessener und für eine detailliertere Aerodynamik auch inhomogen dreidimensional vorhandener Windfelder werden in dieser Arbeit als Eingangsgröße aller Simulationsmodelle die mit *TurbSim* erzeugten Winddaten verwendet.

Mechanischer Triebstrang Die heutzutage üblichen WEA der in dieser Arbeit betrachteten Leistungsklasse sind nahezu ausschließlich sogenannte Schnellläufer, deren Schnelllaufzahl für einen hohen Leistungsbeiwert und damit einer effizienten aerodynamischen Ausnutzung des Windes Werte von ca. $\lambda = 4$ bis 7 annimmt [14]. Diese Anlagen weisen in der Regel Drehzahlen bis zu $20 \frac{1}{min}$ auf. Bei Leistungen von einigen MW führt dies zu Drehmomenten an der Rotornabe im Mega-Newtonmeter-Bereich. Obwohl es auch hier eine Vielzahl unterschiedlicher Konzepte am Markt gibt, die hinsichtlich Wirkungsgrad, Kosteneffizienz, Wartungsbedarf und anderer Parameter in ihrem jeweiligen Einsatzgebiet von Vorteil sein können, ist die Anbindung eines niederpoligen elektrischen Generators hoher Drehzahl über ein mehrstufiges Getriebe an die Rotornabe nach wie vor die am weitesten verbreitete Topologie des Triebstrangs einer MW-WEA und wird aus diesem Grund in dieser Arbeit berücksichtigt. Alternativen sind getriebe lose Konzepte, die sehr hochpolige Synchrongeneratoren mit niedriger Drehzahl verwenden oder teilintegrierte Konzepte aus Generator und Getriebe.[57]

Mehrstufige Getriebe sind notwendig bei der Verwendung niederpoliger Generatoren, um die hohen nötigen Getriebeübersetzungen zu realisieren, da einzelne Getriebestufen hier technisch begrenzt sind [54]. Ein in der Praxis bei WEA verwendetes dreistufiges Getriebe, welches für die Simulationsmodelle in dieser Arbeit Verwendung findet, besteht hierbei aus einem Planetengetriebe und zwei nachgeschalteten Stirnradstufen.

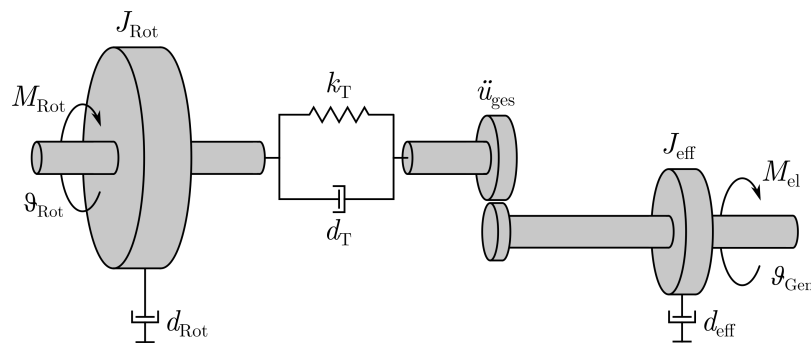


Abbildung 4.3: Triebstrangmodellierung der WEA durch einen Zwei-Massen-Torsionschwinger

Gemäß [58] ist es für eine reduzierte Abbildung des mechanischen Triebstrangs nötig, ohne dessen Systemantwort für Stabilitätsuntersuchungen zu stark zu vereinfachen, diesen mindestens als Zwei-Massen-Schwinger zu modellieren. Eine solche Modellierung als torsionselastisches System ist in Abbildung 4.3 dargestellt. Hierbei sind die einzelnen Massen mit ihren Trägheiten J und geschwindigkeitsproportionalen Dämpfungen

d aufgeteilt auf die Rotorblätter und die Rotornabe mit dem Index Rot sowie den Generator und die Getriebestufen mit dem Index eff . Die Getriebeübersetzung ist als idealer Faktor \ddot{u}_{ges} realisiert, während die Torsionssteifigkeit k_T und die Torsionsdämpfung d_T der flexiblen Rotationsmassen auf der langsam drehenden Rotorwelle berücksichtigt werden. Ausgehend von diesem mechanischen Ersatzschaltbild (ESB) lassen sich die rotatorischen Differentialgleichungen des Zwei-Massen-Schwingers beschreiben durch

$$J_{\text{Rot}} \cdot \frac{d\omega_{\text{Rot}}}{dt} = M_{\text{Rot}} - d_{\text{Rot}} \cdot \omega_{\text{Rot}} - M_T, \quad (4.5)$$

$$J'_{\text{eff}} \cdot \frac{d\omega'_{\text{Gen}}}{dt} = M'_{\text{el}} - d'_{\text{eff}} \cdot \omega'_{\text{Gen}} - M_T, \quad (4.6)$$

mit sämtlichen durch die Getriebeübersetzung auf die langsam drehende Rotorwelle bezogenen Größen, den Winkelgeschwindigkeiten $\omega = \frac{d\vartheta}{dt}$ und dem Torsionsmoment als

$$M_T = d_T \cdot (\omega_{\text{Rot}} - \omega'_{\text{Gen}}) + k_T \cdot (\vartheta_{\text{Rot}} - \vartheta'_{\text{Gen}}). \quad (4.7)$$

Blattwinkelverstellung Die geregelte Rotorblattverstellung hat sich in modernen größeren WEA als Standard durchgesetzt, um bei drehzahlvariablem Betrieb über einen großen Windgeschwindigkeitsbereich die Belastungen für die Anlagenkomponenten zu begrenzen und einen sanften Übergang zwischen den Betriebsbereichen gemäß Abbildung 2.5 zu ermöglichen [15, 59]. Der Rotorblattwinkel β , der die Verdrehung der Profilschne in Bezug zur Rotorebene beschreibt, wird aufgrund der üblichen Verwendung der englischen Begrifflichkeit auch Pitchwinkel genannt.

Aufgrund der weiten Verbreitung in aktuellen WEA ist die im Folgenden auch Pitchsystem genannte Rotorblattverstelleinrichtung in dieser Arbeit als in jedem der drei Rotorblätter einzeln untergebrachte Antriebseinheit modelliert. Sowohl zur Beeinflussung der Auftriebskraft aus dem Stillstand heraus für einen sanften, beschleunigten Anlauf der WEA als auch zur Reduktion des Anströmwinkels und damit zur Leistungs- und Belastungsbegrenzung bei höheren Windgeschwindigkeiten wird der Pitchwinkel zwischen 0° und 90° , der sogenannten Fahnenstellung, variiert. Diese Methode wird auch „pitching towards feather“ genannt, während ein Verdrehen der Rotorblätter in die andere Richtung eine Leistungsreduktion durch Strömungsabriss zur Folge hätte. Die zweitgenannte Methode wird auch „pitching towards stall“ genannt und wird trotz der kleineren nötigen Verstellwinkel zur Leistungsbegrenzung aufgrund seiner komplizierten aerodynamischen Verhältnisse dem „pitching to feather“ nur selten vorgezogen.[56]

In der Regel werden alle drei Rotorblätter kollektiv auf den gleichen Sollwert des Pitchwinkels geregelt. Die Regelschleife für die Pitchwinkel-Regelung zur Drehzahl- und folglich auch zur Leistungsbegrenzung, wie sie in dieser Arbeit Anwendung findet, ist in Abbildung 4.4 dargestellt.

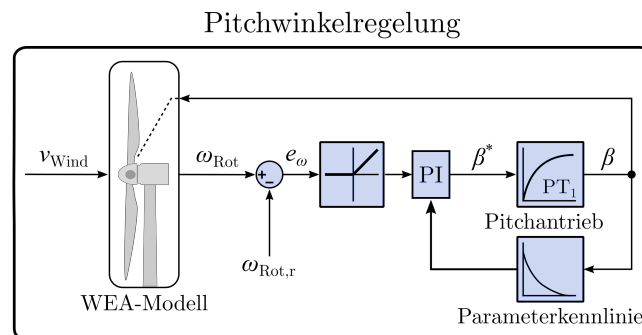


Abbildung 4.4: Regelschleife für die kollektive Pitchwinkelregelung zur Leistungsbegrenzung

Hierbei wirkt die Differenz aus aktueller Winkelgeschwindigkeit der Rotornabe ω_{Rot} und dessen Bemessungswert $\omega_{\text{Rot,r}}$ als Regelabweichung e_ω für den nachgeschalteten PI-Regler. Unterhalb von $\omega_{\text{Rot,r}}$ ist die Pitchwinkelregelung inaktiv, und die Drehzahl und Anlagenleistung der WEA werden indirekt über die MPP-Regelung innerhalb der Bemessungsgrößen gehalten. Der Stellantrieb als solcher ist in Kombination mit dem Rotorblatt und dessen Verstellgetriebe vereinfacht als PT_1 -Glied berücksichtigt. Dessen Zeitkonstante wird so gewählt, dass es die Anforderungen typischer WEA an die Änderungsgeschwindigkeit der Pitchwinkel erfüllt. Diese entspricht in dieser Arbeit maximal $8^\circ/s$ entsprechend [60]. Zusätzlich ist eine vom Pitchwinkel abhängige Parameterkennlinie gemäß [18, 58] realisiert. Dieses berücksichtigt die stark nichtlineare aerodynamische Charakteristik der Rotorblätter bei variierendem Pitchwinkel und passt zu deren Kompensation die Reglerverstärkung und Integrationszeitkonstante des PI-Reglers an. Deren Auslegung basiert auf der Änderung der Rotorleistung nach dem Pitchwinkel $\frac{dP_{\text{Rot}}}{d\beta}$ gemäß [61]. Der somit im vereinfachten Modell berücksichtigte Einfluss der Blattwinkelverstellung auf die Leistungs- und Momentenbeiwertskurve wurde bereits in den Abbildungen 2.3 und 4.1 visualisiert.

4.2 Modellierung des elektrischen Triebstrangs

Der folgende Abschnitt beschreibt die Modellierung der in dieser Arbeit betrachteten elektrischen Antriebsstränge bestehend aus elektrischer Maschine und Umrichtersystem unter den üblichen explizit aufgeführten Vereinfachungen. Dies betrifft sowohl die systembeschreibenden Gleichungen zur Abbildung des Maschinen- und Umrichterhaltens in einem Simulationsmodell als auch die Beschreibung der Regelstrecke und die dazugehörige Reglerauslegung. Zusätzlich wird kurz auf die Filterauslegung eingegangen.

4.2.1 Topologie #1 - PMSM mit Vollumrichter

Die erste betrachtete Topologie einer WEA mit Frequenzumrichter besteht aus einer permanentmagneterregten Synchronmaschine (PMSM), die statorseitig über einen Gleichspannungszwischenkreisumrichter und einen Mittelspannungstransformator an das Einspeisenetz angeschlossen ist (siehe Abbildung 4.5). Der Umrichter besteht aus einem maschinenseitigen Umrichter (engl. „machine-side converter“, MCC) und einem netzseitigen Umrichter (engl. „line-side converter“, LSC). Diese Topologie ermöglicht den Betrieb des Generators über einen weiten Drehzahlbereich und eine hochdynamische Reaktion auf transiente Netzzustände zum Nachteil der relativ hohen Kosten des Vollumrichtersystems [21].

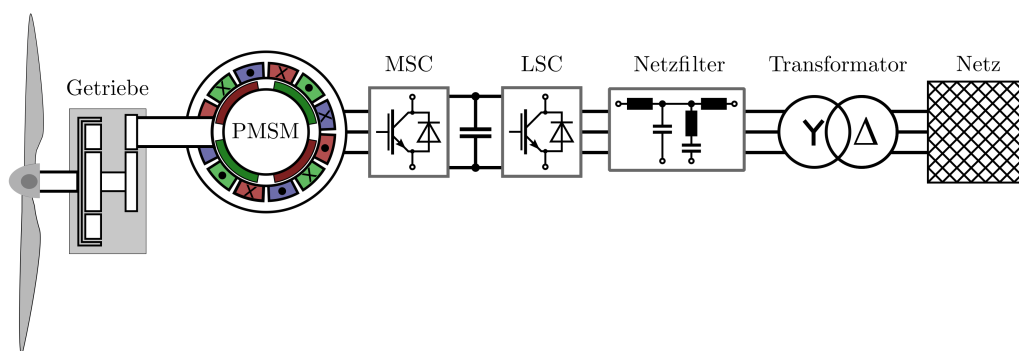


Abbildung 4.5: Struktur der Topologie #1 PMSM mit Vollumrichter

Im Folgenden wird die grundlegende Modellierung der PMSM sowie das vollständige Regelungssystem beschrieben.

Die PMSM ist eine Drehfeldmaschine mit einer m -strängigen Wicklung im feststehenden Stator sowie am Rotor befestigten Permanentmagneten zur Erzeugung des rotierenden Gleichfeldes [62]. Damit ermöglicht sie im Vergleich zur Synchronmaschine (SM) mit elektrischer Erregung den Betrieb ohne wartungsanfällige Bürstenkontakte oder sonstige Übertragertechniken wie rotierende Transformatoren oder Erregermaschinen auf dem Läufer. Die Anzahl der Polpaare der Maschine wird hier mit p bezeichnet, während die Strangzahl m zum Anschluss an ein übliches Dreiphasensystem im Folgenden stets zu drei gewählt wird. Die über den Rotor verteilten Magnete können sowohl oberflächlich als auch in Aussparungen innerhalb des Läuferblechpakets montiert werden. Diese sogenannten vergrabenen Magnete haben den Vorteil, dass auf eine zusätzliche Bandagierung der Magnete zur Fliehkräftfestigkeit verzichtet und der Luftspalt bedeutend kleiner ausgeführt werden kann als mit Oberflächenmagneten. Nachteilig äußert sich diese Methode unter anderem in einer lageabhängigen Variation des für den Hauptfluss wirksamen magnetischen Widerstands respektive der Statorhauptinduktivität sowie einer vermehrten Abweichung des Betriebsverhaltens von den linearisierten Grundgleichungen.[63]

Das elektrische Verhalten der dreiphasigen PMSM lässt sich nach der Transformation in komplexe Raumzeiger (siehe Abschnitt A.1) durch das in Abbildung 4.6 dargestellte

einphasige ESB beschreiben, wenn die folgenden Annahmen und Vereinfachungen getroffen werden:

- im Stern oder Dreieck geschaltete Statorwicklung
- ungesättigte Elektrobleche, konstanter effektiver Luftspalt, keine Dämpferwicklung und infolgedessen konstante Induktivitäten
- sinusförmiger Permanentmagnetfluss über den Läuferumfang mit konstanter Amplitude
- keine Wirbelströme oder Ummagnetisierungsverluste in den Blechpaketen von Stator und Rotor
- stromverdrängungsfreie Statorwicklung
- Abwesenheit eines Nullsystems
- kein Einfluss der Temperatur auf den Statorwicklungswiderstand und die Permanentmagnete

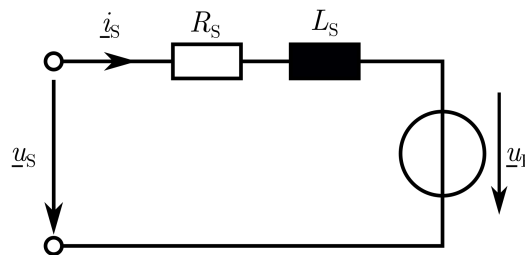


Abbildung 4.6: Einphasiges transientes ESB der PMSM mit komplexen Raumzeigern

Das ESB bildet das Grundwellenverhalten der Maschine inklusive des Statorstreufusses sowie der elektrischen Stromwärmeverluste im Statorwicklungswiderstand R_S ab. Entsprechend [64] lässt sich die Differentialgleichung der PMSM mit dem Statorverkettungsfluss als Zustandsgröße in Abhängigkeit der Statorspannung \underline{u}_S beschreiben durch

$$\underline{u}_S = R_S \cdot \underline{i}_S + \frac{d\Psi_S}{dt}. \quad (4.8)$$

Die in der Statorwicklung induzierte Spannung $\frac{d\Psi_S}{dt}$ setzt sich zusammen aus der transformatorischen Selbstinduktion des vom Statorstrom erzeugten Statorflusses, beschrieben durch die Selbstinduktivität L_S , und der rotatorischen Induktion des aus Sicht des Rotors zeitinvarianten Permanentmagnetflusses. Der Anteil der rotatorischen Induktion und dessen Drehzahlabhängigkeit wird deutlich, wenn man den realen Permanentmagnetfluss im rotorfesten Koordinatensystem (KOS) Ψ_{PM}^R , gekennzeichnet durch den

Superskript R, mithilfe des elektrischen Rotorwinkels $\vartheta_{el} = \vartheta_{mech} \cdot p$ in das statorfeste KOS, gekennzeichnet durch den Superskript S, transformiert.

$$\frac{d\underline{\Psi}_S^S}{dt} = L_S \cdot \frac{di_S^S}{dt} + \frac{d}{dt} \left(\underline{\Psi}_{PM}^R \cdot e^{j\vartheta_{el}} \right) \quad (4.9)$$

$$= L_S \cdot \frac{di_S^S}{dt} + j \frac{d\vartheta_{el}}{dt} \cdot \underline{\Psi}_{PM}^R \cdot e^{j\vartheta_{el}} + \frac{d\underline{\Psi}_{PM}^R}{dt} \cdot e^{j\vartheta_{el}} \quad (4.10)$$

$$= L_S \cdot \frac{di_S^S}{dt} + j \cdot \omega_{el} \cdot \underline{\Psi}_{PM}^S \quad (4.11)$$

Die vom Rotorfluss im Stator induzierte Spannung $j \cdot \omega_{el} \cdot \underline{\Psi}_{PM}^S$ wird auch Polradspannung \underline{u}_P genannt [64].

Somit ergibt sich die vollständige Statorspannungsdifferentialgleichung mit dem Statorstrom i_S als Zustandsgröße im statorfesten KOS zu

$$\underline{u}_S = R_S \cdot i_S + L_S \cdot \frac{di_S}{dt} + \underline{u}_P. \quad (4.12)$$

Auf die Kenntlichmachung des KOS wird hier und im Folgenden bei eindeutiger Kennzeichnung im Text der Übersicht halber verzichtet.

Vereinfachtes Maschinenmodell in dq-Koordinaten Der Statorhauptfluss $\underline{\Psi}_{S,h}$ als der Anteil des gesamten Statorflusses, der sich über das Joch des Rotors schließt, sowie der Statorstreufluss $\underline{\Psi}_{S,\sigma}$ tragen beide zur transformatorischen Selbstinduktion bei. Diese lässt sich in zwei entkoppelte, am Rotor orientierte Flussanteile unterschiedlicher Wirkung aufspalten. Zum einen in die zum Gesamtfluss beitragende Komponente $\underline{\Psi}_{S,d}$, parallel zum Permanentmagnetfluss, und zum anderen in die hierzu orthogonale drehmomentbildende Flusskomponente $\underline{\Psi}_{S,q}$. Aufgrund der zum Statorfeld synchronen Drehzahl des Läufers der PMSM und der als sinusförmig angenommenen Flussverteilung der Statorwicklung und der Permanentmagnete kann die zur Entkopplung der Flusskomponenten nötige dq-Transformation allein aus der Kenntnis der Rotorlage heraus gebildet werden. Die zuvor getroffenen vereinfachenden Annahmen und die Orientierung der d-Achse am Rotorfluss führen sodann dazu, dass die rotatorisch induzierte Spannung rein in der q-Achse wirkt, die Statorinduktivitäten in d- und q-Achse identisch sind und im stationären Fall die sinusförmigen Größen zu Gleichgrößen werden. Dies ermöglicht ein übersichtliches Simulationsmodell sowie eine vereinfachte Regelung [65].

Wie bereits in den Gleichungen (4.9) bis (4.11) zu sehen ist, entsteht durch die Koordinatenrotation mit dem elektrischen Rotorwinkel ϑ_{el} eine Verkopplung des d-Anteils des Permanentmagnetflusses über die elektrische Rotorwinkelgeschwindigkeit ω_{el} mit der q-Achse und umgekehrt. Durch die Transformation vom statorfesten in das rotor-

festen KOS hat die Verkopplung der selbstinduzierten Statorspannung in dq-Koordinaten hier ein entgegengesetztes Vorzeichen (siehe Herleitung in Abschnitt A.1), was zu der Statorspannungsdifferentialgleichung in dq-Koordinaten führt

$$\vec{u}_{S,dq} = \begin{pmatrix} u_{S,d} \\ u_{S,q} \end{pmatrix} = R_S \cdot \begin{pmatrix} i_{S,d} \\ i_{S,q} \end{pmatrix} + L_S \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{S,d} \\ i_{S,q} \end{pmatrix} + \omega_{el} \cdot \begin{pmatrix} -\Psi_{S,q} \\ \Psi_{S,d} \end{pmatrix} \quad (4.13)$$

$$= R_S \cdot \begin{pmatrix} i_{S,d} \\ i_{S,q} \end{pmatrix} + L_S \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{S,d} \\ i_{S,q} \end{pmatrix} + \omega_{el} \cdot \begin{pmatrix} -L_S \cdot i_{S,q} \\ L_S \cdot i_{S,d} + \Psi_{PM} \end{pmatrix}, \quad (4.14)$$

mit der Substitution des Permanentmagnetflusses durch die Polradspannung u_P

$$\begin{pmatrix} u_{S,d} \\ u_{S,q} \end{pmatrix} = R_S \cdot \begin{pmatrix} i_{S,d} \\ i_{S,q} \end{pmatrix} + L_S \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{S,d} \\ i_{S,q} \end{pmatrix} + \omega_{el} \cdot \begin{pmatrix} -L_S \cdot i_{S,q} \\ L_S \cdot i_{S,d} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ u_P \end{pmatrix}. \quad (4.15)$$

Das hierzu äquivalente ESB ist in Abbildung 4.7 dargestellt.

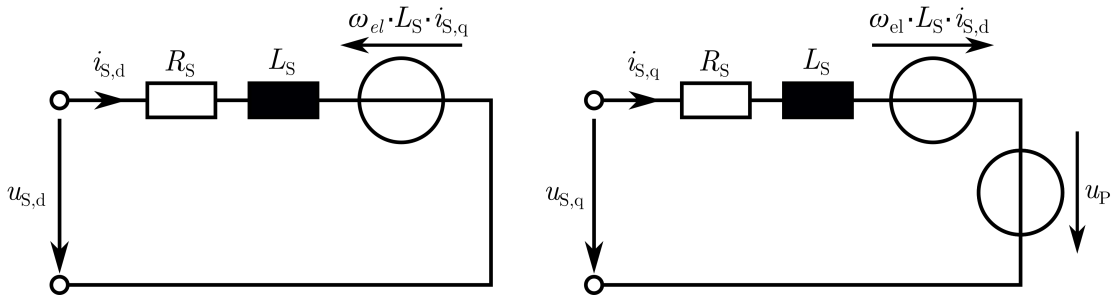


Abbildung 4.7: Transientes ESB der PMSM in dq-Koordinaten

Das elektrische Luftspaltmoment lässt sich nach [66] in amplitudeninvarianten dq-Koordinaten beschreiben durch

$$M_{el} = \frac{3}{2} p \cdot \Im \{ \underline{\Psi}_S^* \cdot \underline{i}_S \} \quad (4.16)$$

$$= \frac{3}{2} p \cdot (\Psi_{S,d} \cdot i_{S,q} - \Psi_{S,q} \cdot i_{S,d}) \quad (4.17)$$

$$= \frac{3}{2} p \cdot ((L_d \cdot i_{S,d} + \Psi_{PM}) \cdot i_{S,q} - (L_q \cdot i_{S,q}) \cdot i_{S,d}) \quad (4.18)$$

$$= \frac{3}{2} p \cdot ((L_d - L_q) \cdot i_{S,d} \cdot i_{S,q} + \Psi_{PM} \cdot i_{S,q}). \quad (4.19)$$

Durch die zuvor getroffene Vereinfachung, dass der effektive Luftspalt über den Rotorum-

Regelstrecke ausgelegten Reglerparameter liegt die Annahme zugrunde, dass durch eine deutlich kleinere Abtastzeit der Regelgrößen im Vergleich zur kleinsten Zeitkonstante der Regelstrecke der diskrete Regelkreis quasikontinuierliches Verhalten aufweist [68]. Üblicherweise wird bei einem integralen Regleranteil mit Stellgrößenbegrenzung ein Anti-Wind-up realisiert, welches ein Aufintegrieren des Reglerfehlers bei bereits maximaler Stellgröße verhindern und damit eine verbesserte Dynamik des Reglers erreichen soll [69]. In sämtlichen Reglern dieser Arbeit wird dieses Integrator-Wind-up durch die Begrenzung des Reglerfehlers vor der Rückführung in dem Blockschaltbild in Abbildung 4.10 verhindert.

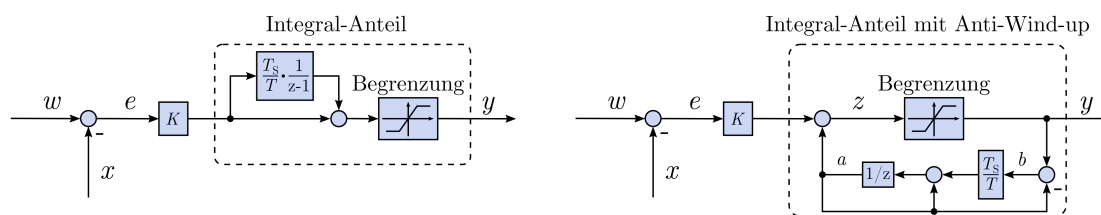


Abbildung 4.10: Blockschaltbild der üblichen (links) und der verwendeten PI-Reglerstruktur mit Anti-Wind-up des Integrators (rechts)

Dessen Übertragungsfunktion entspricht dem der üblichen PI-Regler-Darstellung aus Abbildung 4.9 und 4.10 links bei Vernachlässigung der Stellgrößenbegrenzung. Dies zeigt die folgende Herleitung.

$$y = K \cdot e + a \quad (4.21)$$

$$a = \frac{1}{z} \cdot \left(b \frac{T_S}{T} + a \right) = \frac{1}{z} \cdot \left((y - a) \cdot \frac{T_S}{T} + a \right) \quad (4.22)$$

$$\frac{T_S}{T} \cdot \frac{1}{z} \cdot y = \frac{1}{z} \cdot \frac{T_S}{T} \cdot a + \frac{1}{z} \cdot (z - 1) \cdot a \quad (4.23)$$

4.21 eingesetzt in 4.23

$$\frac{T_S}{T} \cdot y = \frac{T_S}{T} \cdot (y - K \cdot e) + (z - 1) \cdot (y - K \cdot e) \quad (4.24)$$

führt umgestellt zur bekannten Übertragungsfunktion

$$\frac{y}{e} = K \cdot \left(1 + \frac{T_S}{T} \cdot \frac{1}{z - 1} \right), \quad (4.25)$$

die direkt aus der Abbildung 4.10 links abgelesen werden kann. Sobald der Regler in die Begrenzung gerät, sorgt die Rückführgröße a dafür, dass die unbegrenzte Stellgröße z mit der Integrationszeitkonstante T an die begrenzte Stellgröße y herangeführt wird. Somit wird ein unbegrenzter Anstieg des integrativen Reglerbestandteils verhindert.

Die Stromregelung des LSC verfügt neben der PI-Regelung der Gleichgrößen im sta-

tionären und ungestörten Netz über einen zusätzlichen Proportional-Resonanz-Regler (PR-Regler). Dessen Aufgabe ist die Ausregelung von Gegensystemströmen im Falle unsymmetrischer Netzspannungen. Wie Abschnitt 5.3 zeigt, wirken sich Gegensystemkomponenten in den mit dem Mitsystem-Phasenwinkel transformierten dq-Größen als Wechselanteile mit doppelter Netzfrequenz aus. Der PR-Regler ist aufgrund seiner hohen Verstärkung bei der gewählten Resonanzfrequenz in der Lage, als Bandpass diesen Regelfehler auszuregeln [70]. Hierzu muss die Übertragungsfunktion des Reglers

$$G_{\text{PR}}(s) = K_{\text{P}} + \frac{2 \cdot K_{\text{R}} \cdot \omega_{\text{PR}} \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \omega_{\text{PR}} \cdot s + \omega_{\text{r}}^2} \quad (4.26)$$

mit der Resonanzfrequenz des Reglers ω_{r} und der wählbaren Bandbreite ω_{PR} mittels bilinearer Transformation (engl. Tustin method)

$$s = \frac{2}{T_{\text{S}}} \cdot \frac{z - 1}{z + 1} \quad (4.27)$$

in den zeitdiskreten Bereich transformiert werden (siehe auch [68]).

Netzspannungssynchronisation Zur Regelung der Ströme im netzspannungsorientierten dq-KOS ist eine Phasenregelschleife (engl. „phase-locked loop“, PLL) zur Detektion des Phasenwinkels und der Frequenz des Spannungs-Mitsystems nötig. Die einfache „synchronous reference-frame PLL“ (SRF-PLL) stößt diesbezüglich bei unsymmetrischen Netzverhältnissen an ihre Grenzen, weshalb fortgeschrittenere Strukturen nötig sind [71]. Die „decoupled double synchronous reference-frame PLL“ (DDSRF-PLL) verfügt zwar über eine gute Robustheit gegenüber Netzstörungen, benötigt aber für eine Entkopplung der Mit- und Gegensystemkomponenten einen Tiefpassfilter mit der Eckfrequenz im Bereich der Netzfrequenz und reagiert demzufolge deutlich träger auf transiente Netzzustände als die SRF-PLL [25]. Eine Alternative bietet die Verwendung der „dual second order generalized Integrator PLL“ (DSOGI-PLL) [72], die eine ausreichende Genauigkeit und Dynamik zur Einhaltung der Netzanschlussbedingungen sowohl in den in dieser Arbeit untersuchten Simulationsmodellen als auch in der experimentellen Validierung gezeigt hat und aus diesem Grund in sämtlichen Modellen zur Netzdetektion verwendet wird. Die DSOGI-PLL ermöglicht, wie in Abbildung 4.11 zu sehen ist, eine Entkopplung des Mitsystems (und des Gegensystems) aus der Netzspannung in $\alpha\beta$ -Komponenten, aus denen mit einer nachgeschalteten SRF-PLL der Phasenwinkel und die Frequenz zur Regelung detektiert werden [73].

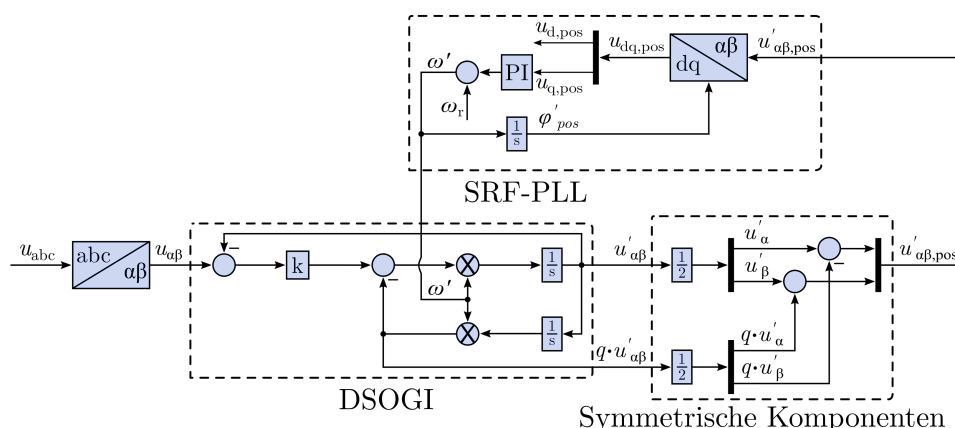


Abbildung 4.11: Struktur der DSOGI-PLL

Die Bildung der symmetrischen Komponenten (siehe auch Abschnitt A.1) aus den Zeitaugenblickswerten basiert auf den folgenden Beziehungen aus [72]

$$\underline{u}_{\alpha\beta,\text{pos}} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \cdot \underline{u}_{\alpha\beta}, \quad (4.28)$$

$$\underline{u}_{\alpha\beta,\text{neg}} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} \cdot \underline{u}_{\alpha\beta}, \quad (4.29)$$

wobei der Faktor q einen nacheilenden Phasenversatz von 90° beschreibt. Dieser Phasenversatz resultiert hierbei aus der mittels idealer Integratoren im zeitkontinuierlichen Bereich gebildeten DSOGI-Struktur. Bei der Verwendung innerhalb eines abgetasteten Regelsystems ist es notwendig, die Übertragungsfunktion der Gesamtstruktur mittels Tustin-Methode in den z -Bereich zu transformieren, da die Vorwärts- und Rückwärts-Euler-Methoden jeweils keinen idealen Phasengang von 90° aufweisen und eine einzelne Transformation der Integratoren der DSOGI zu einer algebraischen Schleife führen würde [74]. Eine weniger rechenintensive Alternative zur Netzspannungsdetektion, die in den Simulationen ebenfalls gute Ergebnisse geliefert hat, ist die auf Verzögerungsgliedern zur Bildung der phasenversetzten Komponenten basierende Detektionsmethode nach Lê [75]. Hierzu müssten für eine netzfrequenzvariable Detektion der Netzspannung und -phasenlage die Parameter des Verzögerungsglieds der tatsächlichen Netzfrequenz über eine Regelschleife nachgeführt werden.

Die in dem Blockschaltbild aus Abbildung 4.8 zusätzlich dargestellte Struktur aus Fehlererkennung und Blindstrom einspeisung wird in Abschnitt 5.3 ausführlicher erläutert.

Auslegung der Leistungselektronik Die Auswahl der Leistungshalbleitermodule eines Umrichtersystems basiert auf verschiedenen Entscheidungskriterien. Die maximal zulässige Sperrspannung $V_{CE,S}$ sowie der zulässige Dauerstrom durch den Leis-

tungshalbleiter $I_{C,nom}$ (bzw. V_{RRM} und I_F im Fall einer Diode) dienen als Richtwerte für die Erstauswahl der entsprechenden Module. Aufgrund der Zwischenkreisspannung u_{zk} von 1100V werden Module mit einer maximal zulässigen Sperrspannung von 1700V eingesetzt. Die Überspannung beim Abschalten stromführender IGBT aufgrund der Streuinduktivitäten des Moduls und der Zwischenkreisverschienung würde die zulässige Sperrspannung der nächstkleineren Modulkategorie von 1200V ansonsten bereits bei Strömen deutlich unter den Bemessungswerten überschreiten und das Modul zerstören. Die in Abschnitt 2.2 beschriebenen Verlustmechanismen, die sich maßgeblich für die Temperaturentwicklung der Halbleiter verantwortlich zeichnen, ermöglichen schließlich bei genauerer Betrachtung der zu erwartenden Lastprofile im Betrieb eine Feinauswahl der Komponenten hinsichtlich verschiedener Anforderungen wie Lebensdauer und Überlastfähigkeit. Im praktischen Einsatz kommt noch eine Vielzahl weiterer Kriterien hinzu, die bei der finalen Dimensionierung des leistungselektronischen Umrichters zu berücksichtigen sind. So sind unter anderem die Grenzwerte der zulässigen Schaltspannung $V_{GE,S}$ sowie deren Schwellenspannung $V_{GE,th}$, die bei jedem Schaltvorgang einzubringende Ladungsmenge zum Umladen der Eingangskapazität Q_G und die Schaltzeiten, die wiederum maßgeblich vom Gatewiderstand R_G abhängen, in der Auslegung der Ansteuerschaltung zu berücksichtigen. Da der Einfluss der Ansteuerung nicht Bestandteil dieser Arbeit ist, werden in sämtlichen Simulationsmodellen die in den Datenblättern der Leistungsmodule angegebenen Schaltcharakteristiken verwendet. Somit hängen in den Simulationsmodellen die Durchlasskennlinien sämtlicher Halbleiter von deren virtueller Sperrschichttemperatur sowie dem Halbleiterstrom ab, während die Schaltenergien zusätzlich nur noch von der Höhe der Zwischenkreisspannung beeinflusst werden.

Bei der Auslegung der Vollumrichtertopologie wird sowohl für den MSC als auch für den LSC das gleiche Leistungsmodul verwendet. Unterschiede in der Belastung der einzelnen Umrichter bestehen darin, dass der MSC zusätzlich zur Wirkleistung noch die Magnetisierungsblindleistung des Generators aufbringen muss. Darüber hinaus arbeitet der Generator in einem variablen Drehzahlbereich, was, wie bereits in Abschnitt 3.3 erwähnt, die Aufheizzyklen der einzelnen Halbleiter beeinflusst. Dieser Frequenzbereich ist jedoch verglichen mit der späteren Teilumrichtertopologie eher gering. Im Gegenzug dazu hat der LSC die Anforderungen an einen bestimmten Leistungsfaktor am PCC einzuhalten sowie den Blindleistungsbedarf des Netzfilters zu decken.

Da keine realen Daten oder Lastprofile für eine WEA mit einer Bemessungsleistung von 2MW zur Verfügung standen, wurden Leistungsmodule mitsamt einer einfachen Beschreibung einer sehr performanten Wasserkühlung ausgewählt, die über den gesamten Betriebsbereich der WEA von Einschaltwindgeschwindigkeit bis zum Bemessungsbetrieb ein maximales ΔT von 40K bis 50K zur Folge haben. Verglichen mit realen Anlagen ist diese Auslegung voraussichtlich zu konservativ. Dies wird jedoch für den im späteren Verlauf der Arbeit folgenden relativen Vergleich der Auswirkung unterschiedlicher Modellierungstiefen und Reglereinflüssen auf die Umrichter mit einheitlichen Charakteristika der Verluste und der thermischen Impedanz in Kauf genommen.

Zwischenkreisauslegung Zur partiellen Entkopplung der Leistungsflüsse von MSC und LSC kommen niederohmsch und niederinduktiv in der Regel über Kupferschienen angebundene Zwischenkreiskondensatoren zum Einsatz. Deren Dimensionierung liegen unterschiedliche, sich teilweise widersprechende Kriterien zugrunde. So entscheidet die Höhe der Zwischenkreiskapazität über die Dynamik der Zwischenkreisspannungsänderung während einer Reglerperiode und insbesondere bei Netzspannungseinbrüchen, während denen die Wirkleistungsabgabe über den LSC innerhalb kürzester Zeit bis auf null absinken kann. Eine besonders hohe Kapazität ist demzufolge wünschenswert. Andererseits erfordert die gewünschte schnelle Reaktion des Zwischenkreisspannungsreglers auf Leistungsflussänderungen sowie vor allen Dingen der Kostenfaktor einen Kompromiss auf einen minimalen Kapazitätswert. Unter anderem in [76] und [77] ist für die Auslegung der Zwischenkreiskapazität unter den genannten Bedingungen die folgende Vorschrift definiert:

$$C_{Zk,\min} = \frac{\Delta T \cdot \Delta P}{2 \cdot U_{Zk,r} \cdot \Delta U_{Zk}} \quad (4.30)$$

Hierbei beschreibt ΔT die Zeit, die der Zwischenkreisspannungsregler benötigt, die Wirkleistungsdifferenz ΔP in den Zwischenkreis herunterzuregeln. Diese Zeit wird maßgeblich durch die Zeitkonstante des Spannungsregler bestimmt. ΔU_{Zk} steht für die tolerierbare Änderung der Zwischenkreisnennspannung $U_{Zk,r}$ durch diese Leistungsänderung während ΔT . Die Höhe der tolerierbaren Spannungsänderung ist insbesondere bedeutend, damit diese die maximale Sperrspannungsfähigkeit der angeschlossenen Leistungshalbleiter im Schaltbetrieb nicht überschreitet und wird in dieser Arbeit zu 5 % gewählt. Für den Worst Case eines anlagennahen dreiphasigen Netzkurzschlusses wird der komplette Wegfall der Nennwirkleistung $P_{N,r}$ innerhalb einer Reglerperiode T_S angenommen. Aufgrund der sich nur geringfügig ändernden Zwischenkreisspannung lässt sich die Energieänderung im Kondensator in einem solchen Fall näherungsweise mit konstanter Spannung beschreiben durch

$$\Delta W_C = \Delta Q \cdot U_{Zk} \quad (4.31)$$

Die Ladungsmengenänderung im Kondensator lässt sich bei konstanter Zwischenkreiskapazität wiederum über den geringen Spannungsanstieg beschreiben mittels

$$\Delta Q_C = C_{Zk} \cdot \Delta U_{Zk} \quad (4.32)$$

Die Energieänderung im Kondensator lässt sich darüber hinaus durch die als linear angenommene Herabsenkung der Wirkleistung innerhalb von ΔT beschreiben durch

$$\Delta W_C = \frac{\Delta P \cdot \Delta T}{2}, \quad (4.33)$$

was ineinander eingesetzt zur Gleichung 4.30 führt. Der Vergleich mit vorliegenden Anlagendaten zeigt, dass der so ermittelte Wert mit einem kleinen, einstelligen Sicher-

heitsfaktor multipliziert auf in der Realität verwendete Zwischenkreiskapazitätswerte führt.

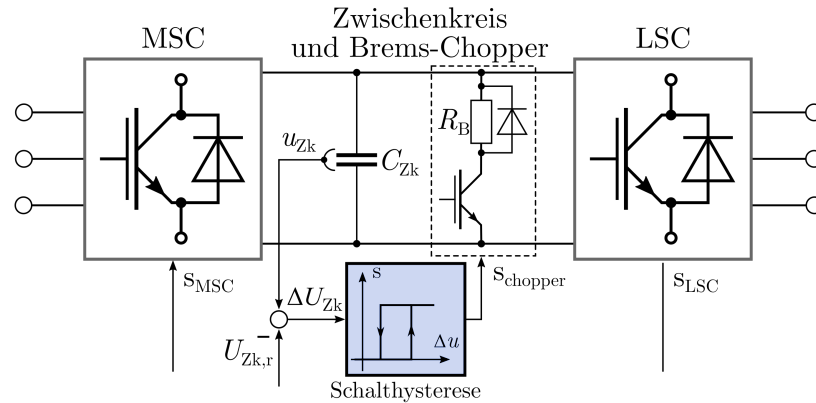


Abbildung 4.12: Brems-Chopper zum Schutz des Zwischenkreises vor Spannungsüberhöhungen

Da sich beim abrupten Absinken der Netzwirkleistung die Generatorwirkleistung nicht im gleichen Maße reduzieren lässt, ohne die mechanischen Triebstrangkomponenten der WEA unzulässig zu beanspruchen und eine Überdrehzahl des Generators in Kauf zu nehmen, verfügen die Spannungszwischenkreise von über Umrichter ans Netz angebotenen Maschinen in der Regel über einen sogenannten Bremswiderstand (auch Brems-Chopper genannt) [78]. Dieser wird über zusätzliche Leistungshalbleiter im Bedarfsfall parallel zum Zwischenkreis geschaltet (siehe Abbildung 4.12) und zur Dissipation der Energiedifferenz zwischen Maschinen- und Netzseite verwendet, um die Spannung im Zwischenkreis in einem tolerablen Bereich zu halten. Zu dessen Auslegung wird erneut von einem vollständigen dreiphasigen Kurzschluss als schlimmster eintretbarer Fall ausgegangen, währenddessen die gesamte Wirkleistung des Generators im Bremswiderstand in Wärmeenergie umgesetzt werden muss. Der Widerstandswert R_B wird zu 80 % des so errechneten Wertes gewählt, um die Zwischenkreisspannung im Fehlerfall bei aktiviertem Chopper abzusenken. Dies verhindert zu lange Leitphasen des über eine Spannungshysterese geschalteten IGBT.

$$R_B = \frac{U_{Zk,r}^2}{P_{N,r}} \cdot 0,8 \quad (4.34)$$

Netzfilterauslegung Zur Einhaltung der Netzanschlussbedingungen hinsichtlich der Oberschwingungen des ins Netz eingespeisten Stroms verfügt das Modell, wie in Abbildung 4.5 zu sehen ist, zusätzlich über ein Harmonischenfilter am dreiphasigen Anschluss des LSC. Wie in Abschnitt 2.3 bereits erwähnt, sind in der Mittelspannungsrichtlinie [34] Grenzwerte der Harmonischen des Netzstroms definiert, die für einen Anschluss der WEA ans Netz eingehalten werden müssen. Diese sind proportional zur Netzkurzschlussleistung und antiproportional zur Netzspannung. Für die im Rahmen dieser Arbeit stets angenommene Netzkurzschlussleistung von $S_{N,k} = 100 \text{ MVA}$ und der Netzspannung

$U_{N,r} = 3,3 \text{ kV}$ gelten die zulässigen Effektivwerte der Harmonischenströme $I_{n,zul}$ mit der Ordnungszahl n gemäß der Darstellung in Abbildung 4.13.

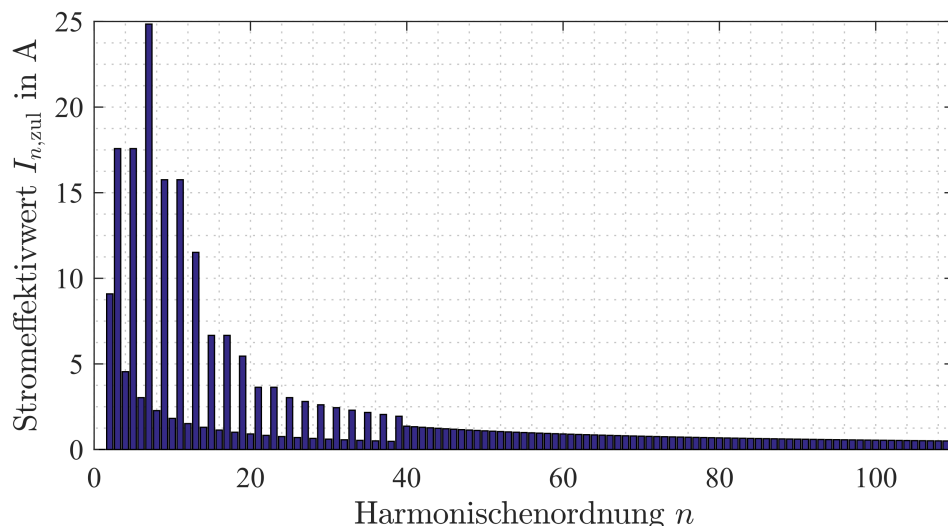


Abbildung 4.13: Zulässige Stromeffektivwerte je Ordnung der Harmonischen gemäß Mittelspannungsrichtlinie

Die tatsächlichen vom LSC ins Netz eingespeisten Stromharmonischen hängen maßgeblich vom Umrichter Ausgangs-Spannungsspektrum, der Filterwirkung der Strecke aus Umrichterfilter, Transformator und Netzimpedanz sowie dem Oberschwingungsgehalt der Netzspannung ab [79]. Als Vereinfachung wird im Folgenden die Netzspannung stets als ideal sinusförmig mit der Grundfrequenz f_1 angenommen. Während die Filterwirkung der Netzimpedanz durch die Netzkurzschlussleistung und das Resistanz-zu-Reaktanz-Verhältnis definiert ist (siehe Abschnitt 4.3), sind für Netztransformatoren Angaben über die Kurzschlussleistung $S_{T,k}$ sowie den Kurzschlusswiderstand $r_{T,k}$ charakterisierende Kenngrößen der Längsimpedanz. Mit diesen Größen und der Bemessungsscheinleistung des Transformators $S_{T,r}$ können der auf die Primärseite mit der Bemessungsspannung $U_{T,p}$ bezogene Wicklungswiderstand $R_{T,p}$ sowie die Streuinduktivität $L_{T,p}$ berechnet werden mittels

$$R_{T,p} = r_{T,k} \cdot \frac{U_{T,p}^2}{S_{T,r}} \quad (4.35)$$

und

$$L_{T,p} = \sqrt{u_{T,k}^2 - r_{T,k}^2} \cdot \frac{U_{T,p}^2}{S_{T,r}} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot f_1} \quad (4.36)$$

In Netzwechselrichtern kommt aufgrund der größeren Filterwirkung und der potenziell geringeren Spannungsabfälle gegenüber einem rein induktiven Filter häufig ein LCL-Filter zum Einsatz [76]. Das vollständige Ersatzschaltbild der Netzfilterstrecke

mit einem solchen LCL-Filter ist in Abbildung 4.14 dargestellt, in der sämtliche gestrichelten Größen auf die Primärseite des Transformators bezogen sind. Zur Bestimmung der Gesamtimpedanz der Filterstrecke kann die ideale Netzspannungsquelle für alle Frequenzen $f \neq f_1$ als Kurzschluss betrachtet werden und es können somit die einzelnen Filterelemente als Reihen- und Parallelschaltung zusammengefasst werden.

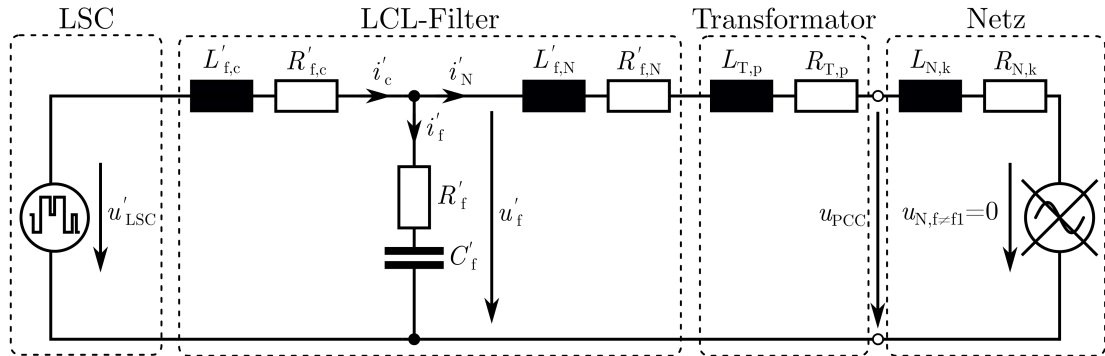


Abbildung 4.14: Einphasiges ESB der Netzfilterstrecke des Vollumrichters mit LCL-Filter

Die Wicklungswiderstände der umrichterseitigen Filterinduktivität $L_{f,c}$ und der netzseitigen Filterinduktivität $L_{f,N}$ sind durch die ohmschen Anteile $R_{f,c}$ und $R_{f,N}$ berücksichtigt, während der Reihenwiderstand R_f zum Filterkondensator C_f zur Dämpfung der Resonanzstelle des schwingfähigen Filters dient [80, 81]. Diese Resonanzstelle wird so gewählt, dass sie weder von den niedrigzahligen Harmonischen der in der Realität verzerrten Netzspannung noch von den höheren Harmonischen der Umrichterspannung durch die Modulation im Bereich der Schaltfrequenz und dessen Vielfacher angeregt wird. Bei den für die betrachteten Umrichter und Leistungsklassen üblichen Schaltfrequenzen von wenigen Kilohertz bietet sich ein ausreichend breites Frequenzband für die Wahl dieser Resonanzstelle bei mehreren Hundert Hertz. Neben der Resonanzfrequenz sind weitere Randbedingungen zur Auslegung der Filterkomponenten unter anderem in [80] definiert. Hierbei wird zuerst die umrichterseitige Filterdrossel auf einen Maximalwert des Umrichter Ausgangsstromrippels zur Begrenzung der Halbleiterverluste ausgelegt. Für einen Zwei-Level-Umrichter kann der maximale Stromripple in Abhängigkeit der Ausgangsdrossel, der Zwischenkreisspannung und der Schaltfrequenz beschrieben werden durch

$$\Delta i_{c,\max} = \frac{1}{8} \cdot \frac{U_{Zk}}{L_{f,c} \cdot f_S}. \quad (4.37)$$

Dieser wird durch die umrichterseitige Filterdrossel auf 30% des Umrichterbemessungsstroms begrenzt.

Die Wahl der Filterkapazität beeinflusst den Blindleistungsbezug des Filters und demnach auch den Leistungsfaktor des Umrichters und kann je nach Anforderung des Netzbetreibers an den $\cos(\varphi)$ zu einer erhöhten Umrichterstrombelastung führen. Nach [82]

wird diese Kapazität auf Basis der Bezugsimpedanz Z_b und der Bezugskapazität C_b des Umrichters gewählt. Hierbei sind die Bezugsgrößen

$$Z_b = \frac{U_{N,r}^2}{P_r} \quad (4.38)$$

sowie

$$C_b = \frac{1}{2\pi \cdot f_1 \cdot Z_b} \quad (4.39)$$

Die Filterkapazität wird schließlich zu $C_f = 0,05 \cdot C_b$ gewählt.

Die letzte Randbedingung ist wie schon erwähnt durch die gewünschte Resonanzfrequenz $f_{f,res}$ des Filters festgelegt, die sich bei Vernachlässigung der ohmschen Anteile mittels

$$f_{f,res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{f,c} + L_{f,N}}{L_{f,c} \cdot L_{f,N} \cdot C_f}} \quad (4.40)$$

berechnen lässt und so die Induktivität der Netzfilterdrossel vorgibt. Zweckmäßig ist es, von der so berechneten und auszulegenden Netzfilterinduktivität die Längsinduktivität des Transformators und gegebenenfalls auch den Erwartungswert der Netzinduktivität abzuziehen, da sich ansonsten im realen Einsatz der WEA eine nicht unerhebliche Verschiebung der Resonanzstelle ergibt.

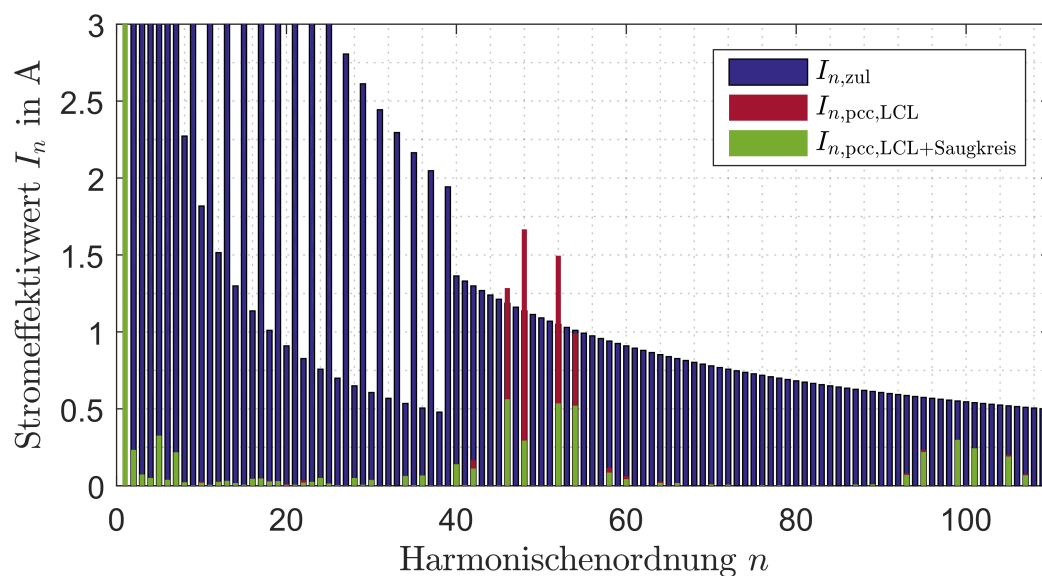


Abbildung 4.15: Vergleich der zulässigen mit den simulierten Stromeffektivwerten am Netzanschlusspunkt mit LCL-Filter in Grün und zusätzlichem Saugkreisfilter in Rot

Einen Vergleich der zulässigen mit den im vollständigen Modell bei Bemessungsleistung simulierten und durch eine schnelle Fourier-Transformation (engl. „fast Fourier transform“) (FFT) in seine Harmonischen aufgespaltenen Netzstromeffektivwerte bis zur doppelten Schaltfrequenz zeigt Abbildung 4.15 mit den Stromeffektivwerten bei Einsatz des LCL-Filters in Rot. Aufgrund der Verletzung des Toleranzbandes der Ströme im Bereich um die Schaltfrequenz $f_S = 50 \cdot f_1$ kommt parallel zur Filterkapazität des LCL-Filters noch ein Saugkreisfilter zum Einsatz, der aus einer Reihenschaltung aus Kapazität, Induktivität und Dämpfungswiderstand besteht und dessen Resonanzfrequenz auf die Schaltfrequenz ausgelegt ist. Somit gelingt es, die zulässigen Stromeffektivwerte sämtlicher Harmonischen im Modell mit einem ausreichenden Sicherheitsabstand einzuhalten, wie ebenfalls in Abbildung 4.15 in Grün dargestellt ist. Das Ersatzschaltbild der Filterstrecke mit zusätzlichem Saugkreisfilter ist in Abbildung 4.16 dargestellt.

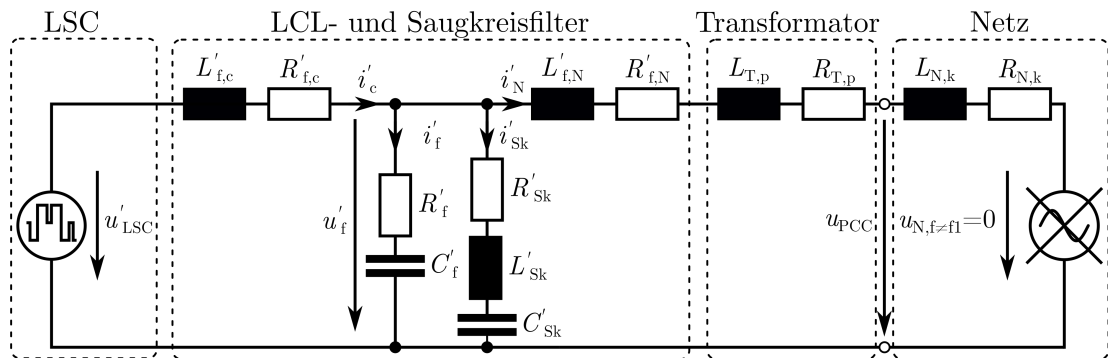


Abbildung 4.16: Einphasiges ESB der Netzfilterstrecke des Vollumrichters mit LCL-Filter und zusätzlichem Saugkreisfilter

Die gesamte Modellstruktur der Topologie #1 mit PMSM und Vollumrichter sowie mechanischer und elektrischer Domäne und der detaillierten Regelungsstruktur des Vollumrichters ist vollständig im Anhang als Abbildung A.2 dargestellt. Die relevanten Systemparameter sowie die verwendeten Leistungsmodule sind im Anhang in Tabelle A.3 aufgeführt.

4.2.2 Topologie #2 - DGASM mit Teilumrichter

Als zweite zu untersuchende WEA-Topologie wurde die doppelt gespeiste Asynchronmaschine (DGASM) mit ihrem rotorseitig ausgeführten Teilumrichter aufgrund ihres vorherrschenden Aufkommens im Bereich der drehzahlvariablen WEA ausgewählt. Hierbei ist der elektrische Generator statorseitig direkt mit dem Mittelspannungstransformator verbunden und nur die schlupfabhängige Rotorwirkleistung wird über den Teilumrichter geführt. Dieser besteht aus einem MSC und einem LSC (siehe Abbildung 4.17). Zur Bereitstellung der Magnetisierungsblindleistung der DGASM bestehen die Möglichkeiten, diese über den MSC einzustellen oder über den Stator aus dem Netz zu beziehen. In dem

Fall hat der LSC die Aufgabe diesen Blindleistungsbezug soweit zu kompensieren, dass der geforderte Leistungsfaktor am PCC eingestellt wird.

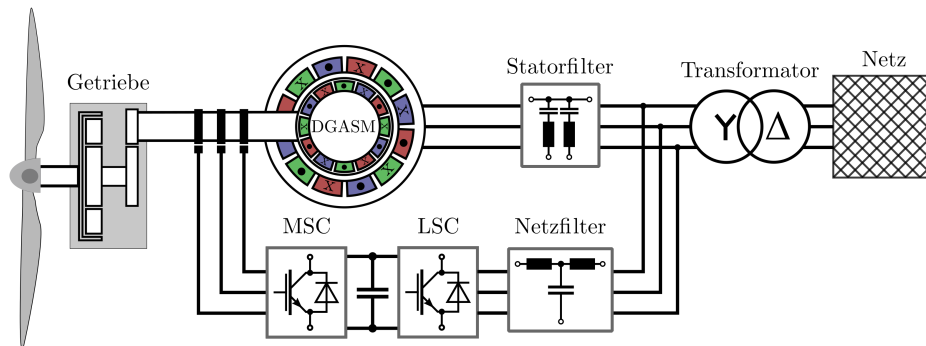


Abbildung 4.17: Struktur der Topologie #2 DGASM mit Teilumrichter

Die Leistungsaufteilung über Stator und Teilumrichter ermöglicht einen kostenreduzierenden Dimensionierungsvorteil der Leistungselektronik gegenüber der Topologie mit Vollumrichter. Nachteilig ist im Gegenzug die eingeschränkte Reglerdynamik, da sowohl die Rotor- als auch die Statorimpedanz die Änderungsgeschwindigkeit der zu regelnden Ströme begrenzen, sowie ein begrenzter Drehzahlbereich des Generators und die Notwendigkeit von potenziell wartungsanfälligen Schleifringen.[21]

Im Folgenden werden die Systemgleichungen der grundlegenden Modellierung beschrieben und das vollständige Regelungsmodell erklärt.

Während der Stator bei DGASM und PMSM prinzipiell gleich ausgeführt ist, besteht der Rotor bei einer DGASM ebenfalls aus mehreren Spulenwicklungen, die insgesamt $2p$ Pole bilden. Der Begriff der doppelten Speisung rührt daher, dass neben der Statorspannung zusätzlich ein m -phasiges Spannungssystem über den Rotor eingespeist werden kann, welches über elektrisch leitfähige Bürsten den Schleifringen des rotierenden Läufers zugänglich gemacht wird [83]. Die induzierte Spannung des Statorflusses in der Rotorwicklung und umgekehrt wird im ESB für die DGASM in ihren natürlichen KOS nach Abbildung 4.18 mit der Kopplung über die Gegeninduktivität M beschrieben.

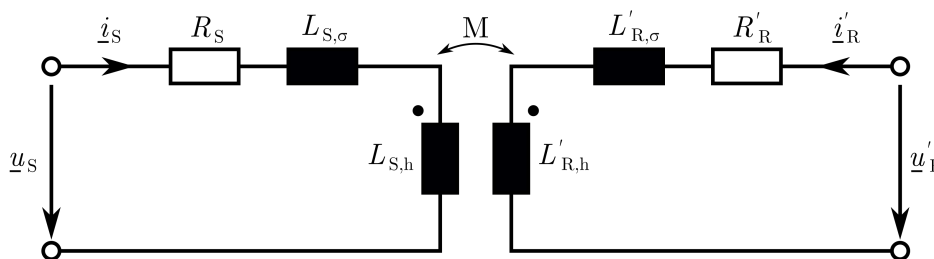


Abbildung 4.18: Einphasiges transientes ESB der DGASM mit komplexen Raumzeigern

Darüber hinaus gelten wie schon bei der PMSM einige Annahmen und Vereinfachungen für das grundlegende Modell der DGASM:

- im Stern oder Dreieck geschaltete Stator- und Rotorwicklung
- ungesättigte Elektrobleche, konstanter effektiver Luftspalt und infolgedessen konstante Induktivitäten
- keine Wirbelströme oder Ummagnetisierungsverluste in den Blechpaketen von Stator und Rotor
- reine Hauptwellenverkettung zwischen Stator und Rotor
- stromverdrängungsfreie Stator- und Rotorwicklung
- ideal elektrisch leitender Bürstenübergang
- Abwesenheit eines Nullsystems
- kein Einfluss der Temperatur auf den Stator- und Rotorwicklungswiderstand

Damit ergeben sich die in komplexen Raumzeigern beschriebenen Differentialgleichungen beider Wicklungssysteme mit dem Index R für die Rotorwicklung im mit der Statorfrequenz rotierenden KOS (siehe Abschnitt A.1) wie folgt zu

$$\underline{u}_S = R_S \cdot \underline{i}_S + \frac{d\underline{\Psi}_S}{dt}, \quad (4.41)$$

$$\underline{u}'_R = R'_R \cdot \underline{i}'_R + \frac{d\underline{\Psi}'_R}{dt} - j \cdot \omega_{el} \cdot \underline{\Psi}'_R. \quad (4.42)$$

Die Verkopplung der Rotorspannung \underline{u}'_R mit der elektrischen Rotorwinkelgeschwindigkeit ω_{el} und dem Rotorverkettungsfluss $\underline{\Psi}'_R$ durch die Transformation in das statorfeste KOS ist im Abschnitt A.1 hergeleitet.

Der Statorverkettungsfluss $\underline{\Psi}_S$ und der Rotorverkettungsfluss $\underline{\Psi}_R$ setzen sich wie folgt aus der Selbst- und Gegeninduktivität sowie dem Stator- und Rotorstrom zusammen:

$$\underline{\Psi}_S = L_S \cdot \underline{i}_S + M \cdot \underline{i}'_R, \quad (4.43)$$

$$\underline{\Psi}_R = L'_R \cdot \underline{i}'_R + M \cdot \underline{i}_S. \quad (4.44)$$

Die gestrichelten Größen bezeichnen hierbei jene Rotorgrößen, die mittels des Windungszahlenverhältnisses der Stator- zur Rotorwicklung $\dot{u} = \frac{n_S}{n_R}$ auf die Statorseite umgerechnet wurden. Es gelten die Umrechnungsvorschriften $R'_R = R_R \cdot \dot{u}^2$, $L'_R = L_R \cdot \dot{u}^2$, $|\underline{i}'_R| = |\underline{i}_R|/\dot{u}$ sowie $|\underline{u}'_R| = |\underline{u}_R| \cdot \dot{u}$.

Die Selbstinduktivitäten lassen sich aufteilen in einen Streuteil L_σ , der den Streufluss in den Nuten und dem Wicklungskopf repräsentiert, sowie die Hauptinduktivität L_h , die den Anteil des Gesamtflusses beschreibt, der beide Wicklungen miteinander koppelt. Bezogen auf die Statorseite entspricht die Gegeninduktivität M der Statorhauptinduktivität $L_{S,h}$.

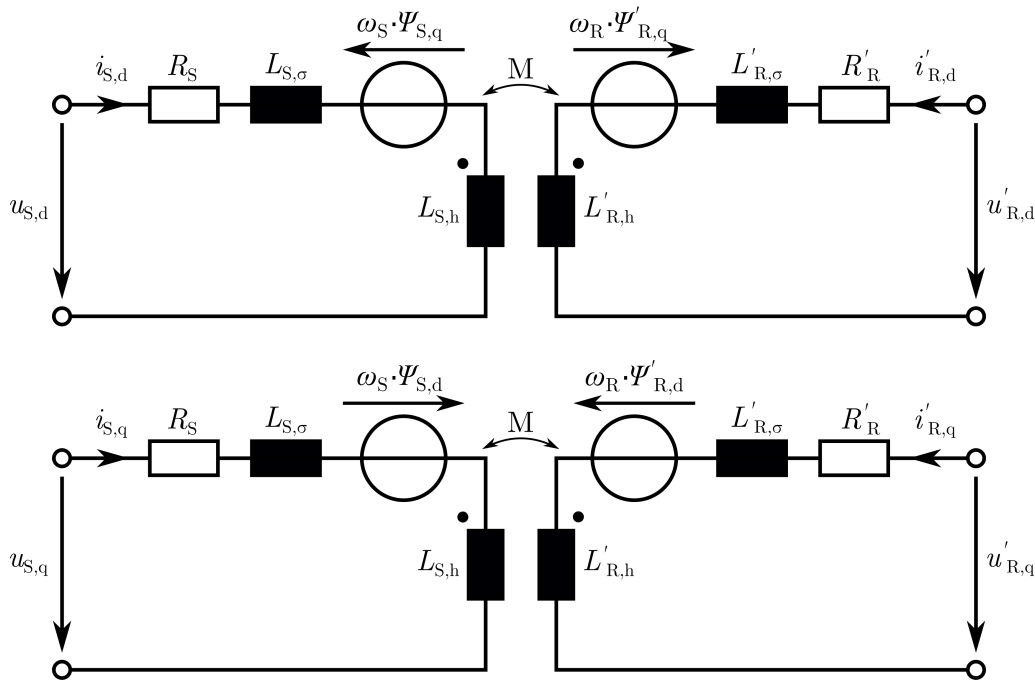


Abbildung 4.19: Transientes ESB der DGASM in dq-Koordinaten

Vereinfachtes Maschinenmodell in dq-Koordinaten Auch für die DGASM besteht wieder die Möglichkeit, ihre Spannungsgleichungen in einem rotierenden Koordinatensystem zu beschreiben, was im stationären Fall zu anschaulichen und leichter regelbaren Gleichgrößen führt. Die Beschreibung der DGASM in dq-Koordinaten ist im Gegensatz zur PMSM zwar für ein vereinfachtes Regelungsmodell, nicht jedoch für ein Simulationsmodell der Maschine zweckmäßig, da hierfür neben der Rotorlage auch der Phasenwinkel des Rotorhauptflusses bekannt sein muss, was bei instationären Statorspannungsverhältnissen durch die Notwendigkeit einer PLL und deren zwangsläufiger Reglerabweichung zu einem Modellierungsfehler führen würde.

Aus der Herleitung in Abschnitt A.1 folgen die Spannungsgleichungen in statorspannungsorientierten dq-Komponenten

$$\begin{pmatrix} u_{S,d} \\ u_{S,q} \end{pmatrix} = R_S \cdot \begin{pmatrix} i_{S,d} \\ i_{S,q} \end{pmatrix} + L_S \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{S,d} \\ i_{S,q} \end{pmatrix} + M \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i'_{R,d} \\ i'_{R,q} \end{pmatrix} + \omega_S \cdot \begin{pmatrix} -\Psi_{S,q} \\ \Psi_{S,d} \end{pmatrix}, \quad (4.45)$$

$$\begin{pmatrix} u'_{R,d} \\ u'_{R,q} \end{pmatrix} = R'_R \cdot \begin{pmatrix} i'_{R,d} \\ i'_{R,q} \end{pmatrix} + L'_R \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i'_{R,d} \\ i'_{R,q} \end{pmatrix} + M \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{S,d} \\ i_{S,q} \end{pmatrix} + \omega_R \cdot \begin{pmatrix} -\Psi'_{R,q} \\ \Psi'_{R,d} \end{pmatrix} \quad (4.46)$$

mit $\omega_R = \omega_S - \omega_{el}$ und das entsprechende ESB in Abbildung 4.19.

Das elektrische Luftspaltmoment lässt sich in dq-Koordinaten zur Regelung vereinfachen,

Die übergeordneten Regelgrößen der DGASM sind das Drehmoment M_{e1} im Generatorluftspalt und die Blindleistung Q_S an den Stator клемmen. Alternativ zum Drehmoment kann auch die Wirkleistung P_S an den Stator клемmen geregelt werden. Unterlagert in kaskadierter Reglerstruktur liegen die Rotorstromregler für die d- und die q-Komponente. Ein alternatives, hier nicht verwendetes Regelkonzept, welches für eine erhöhte Reglerdynamik gerade im Hinblick auf die dynamischen Blindleistungsanforderungen im Netzfehlerfall sorgen soll, ist die direkte Leistungsregelung, wie sie in [84] beschrieben wird.

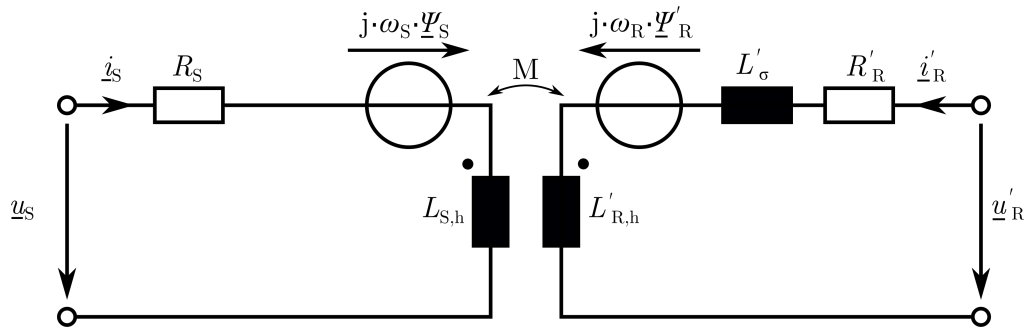


Abbildung 4.21: Für die Reglerauslegung vereinfachtes ESB der DGASM nach [85]

Zur Beschreibung der Regelstrecke bietet sich laut [85] eine vereinfachte Darstellung des ESB der DGASM gemäß Abbildung 4.21 an. Hierbei ist die gesamte Streuinduktivität auf die Rotorseite bezogen und vereinfacht die Beschreibung des Statorverkettingsflusses und im weiteren Verlauf die Zusammenhänge zwischen den Statorleistungen und dem Rotorstrom. In dq-Koordinaten ergeben sich

$$\underline{u}_S = R_S \cdot \underline{i}_S + \frac{d\underline{\Psi}_S}{dt} + j \cdot \omega_S \cdot \underline{\Psi}_S, \quad (4.50)$$

$$\underline{u}'_R = R'_R \cdot \underline{i}'_R + \frac{d\underline{\Psi}'_R}{dt} + j \cdot \omega_R \cdot \underline{\Psi}'_R, \quad (4.51)$$

mit

$$\underline{\Psi}_S = M \cdot (\underline{i}_S + \underline{i}'_R) \quad (4.52)$$

und

$$\underline{\Psi}'_R = M \cdot (\underline{i}_S + \underline{i}'_R) + L'_\sigma \cdot \underline{i}'_R. \quad (4.53)$$

Die bekannte Gleichung für die Scheinleistung an den Stator клемmen im amplitudeninvarianten dq-KOS

$$\underline{S}_S = \frac{3}{2} \cdot \underline{u}_S \cdot \underline{i}_S^* \quad (4.54)$$

wird zu

$$\underline{S}_S = \frac{3}{2} \cdot \left(R_S \cdot \underline{i}_S + \frac{d\underline{\Psi}_S}{dt} + j \cdot \omega_S \cdot \underline{\Psi}_S \right) \cdot \underline{i}_S^* \quad (4.55)$$

Im stationären Betrieb kann die Änderung der Statorflussverkettung im rotierenden dq-KOS vernachlässigt werden, sodass sich Wirk- und Blindleistung zu folgenden Ausdrücken vereinfachen:

$$P_S = \Re \{ \underline{S}_S \} = \frac{3}{2} \cdot R_S \cdot |\underline{i}_S|^2 + \frac{3}{2} \cdot \omega_S \cdot (\Psi_{S,d} \cdot i_{S,q} - \Psi_{S,q} \cdot i_{S,d}), \quad (4.56)$$

$$Q_S = \Im \{ \underline{S}_S \} = \frac{3}{2} \cdot \omega_S \cdot (\Psi_{S,d} \cdot i_{S,d} + \Psi_{S,q} \cdot i_{S,q}). \quad (4.57)$$

Insbesondere bei Maschinen größerer Leistung ist der Spannungsabfall am Statorwicklungswiderstand gegenüber der Klemmenspannung vernachlässigbar, weshalb R_S bei der Leistungsbetrachtung vernachlässigt werden kann [62]. Dies sorgt darüber hinaus dafür, dass bei Orientierung der q-Achse des KOS an der Statorspannung der Statorverkettungsfluss als rein in der d-Achse liegend angenommen werden kann. Aus Gleichung 4.45 ergeben sich durch die genannten Vereinfachungen

$$\Psi_{S,q} = 0 \quad (4.58)$$

und

$$\Psi_{S,d} = \frac{u_{S,q}}{\omega_S}. \quad (4.59)$$

Darüber hinaus vereinfachen sich die Leistungsgleichungen weiter zu

$$P_S = \frac{3}{2} \cdot \omega_S \cdot \Psi_{S,d} \cdot i_{S,q}, \quad (4.60)$$

$$Q_S = \frac{3}{2} \cdot \omega_S \cdot \Psi_{S,d} \cdot i_{S,d}. \quad (4.61)$$

Um die Leistungen in Abhängigkeit der Rotorströme zu erhalten, wird Gleichung 4.52 nach dem Statorstrom umgestellt. Aufgeteilt in dessen d- und q-Komponenten führt dies aufgrund von Gleichung 4.58 zu

$$i_{S,q} = -i'_{R,q} \quad (4.62)$$

und

$$i_{S,d} = \frac{\Psi_{S,d}}{M} - i'_{R,d}, \quad (4.63)$$

wodurch sich die Leistungsgleichungen schließlich beschreiben lassen durch

$$P_S = -\frac{3}{2}\omega_S \cdot \Psi_{S,d} \cdot i'_{R,q}, \quad (4.64)$$

$$Q_S = \frac{3}{2}\omega_S \cdot \Psi_{S,d} \cdot \left(\frac{\Psi_{S,d}}{M} - i'_{R,d} \right). \quad (4.65)$$

Wird statt der Wirkleistung wie in dieser Arbeit das Drehmoment geregelt, so folgt direkt aus Gleichung 4.47 und mit Gleichung 4.62 bei Annahme des Statorflusses rein in der reellen d-Achse

$$M_{el} = \frac{3}{2}p (\Psi_{S,d} \cdot i_{S,q}) \quad (4.66)$$

$$= -\frac{3}{2}p \cdot \Psi_{S,d} \cdot i'_{R,q}. \quad (4.67)$$

Die mechanische Leistung der Generatorwelle wird bei Vernachlässigung von Reibung und durch $P_{mech} = \omega_{mech} \cdot M_{el}$ beschrieben mit

$$P_{mech} = -\omega_{mech} \cdot \frac{3}{2}p \cdot \Psi_{S,d} \cdot i'_{R,q} \quad (4.68)$$

und mittels $\omega_{el} = p \cdot \omega_{mech}$ zu

$$P_{mech} = -\frac{3}{2}\omega_{el} \cdot \Psi_{S,d} \cdot i'_{R,q}. \quad (4.69)$$

Der Vergleich mit der Statorwirkleistung aus Gleichung 4.64 macht deutlich, dass nur ein drehzahlabhängiger Anteil der Gesamtleistung über den Stator geführt wird, nämlich

$$P_S = \frac{\omega_S}{\omega_{el}} \cdot P_{el}. \quad (4.70)$$

Der übrige Anteil, der sich zu

$$\frac{\omega_{el} - \omega_S}{\omega_{el}} \cdot P_{el} = s \cdot P_{el} \quad (4.71)$$

ergibt, ist die bereits beschriebene zum Schlupf s proportionale Rotorwirkleistung. Diese Aufteilung der Leistung geschieht durch die Regelung der schlupffrequenten Rotorströme automatisch. Anschaulich gemacht ist die Aufteilung der Gesamtwirkleistung auf Stator und Rotor in Abhängigkeit der Generatorzahl bei Verwendung der bereits in Abschnitt 2.1 beschriebenen MPP-Regelung in Abbildung 4.22. Wie hier zu sehen ist, liegt der zulässige Drehzahlbereich des Generators nicht symmetrisch um den Synchronismus, um einen Betrieb der Anlage auch bei niedrigen Windgeschwindigkeiten und demzufolge aerodynamisch optimal niedrigen Generatorzahlen zu ermöglichen. Aufgrund des überproportionalen Anstiegs der Wirkleistung mit der Windgeschwindigkeit ist die

einzigste Einflussgröße, die den Betrieb hin zu sehr niedrigen Drehzahlen begrenzt, die Rotorspannung, die proportional mit dem Betrag des Schlupfes ansteigt. Die aufgrund dieser unsymmetrischen Drehzahlaufteilung relativ hohen Spannungsreserve des MSC bei Bemessungsdrehzahl ermöglichen es, bei kleineren Netzspannungseinbrüchen die Regelbarkeit des Rotorstroms aufrecht zu erhalten.

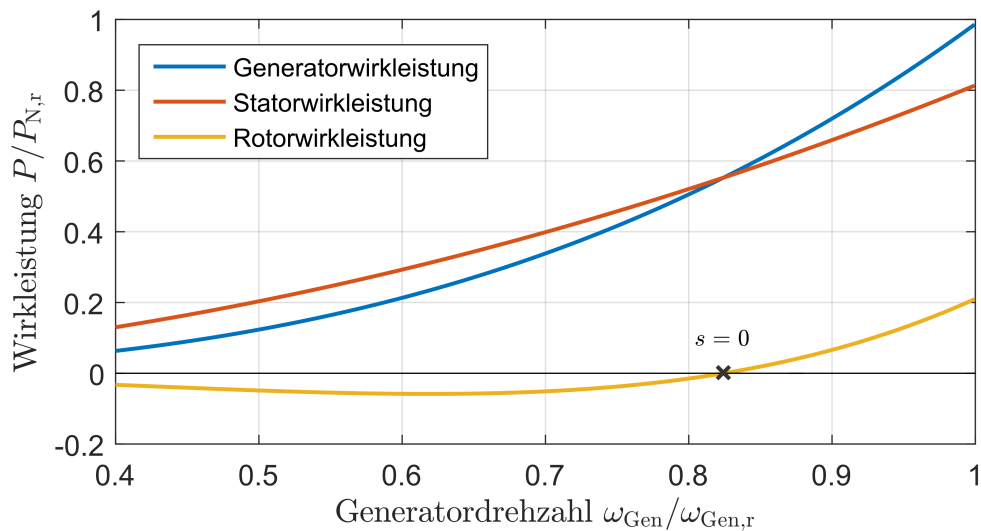


Abbildung 4.22: Drehzahlabhängige Aufteilung der Generatorleistung entsprechend MPP-Kennlinie auf Stator- und Rotorkreis

Für den Sollwertvergleich der Regelung ist die Kenntnis des Luftspaltmoments notwendig. Mit dem Zusammenhang zwischen den gemessenen Rotorströmen und dem Statorfluss aus Gleichung 4.67 kann dieser Wert ermittelt werden. Dessen Güte ist abhängig von der Genauigkeit des Statorflusses, welcher ebenfalls nicht gemessen, sondern über dessen stationäre Beziehung zur Statorspannung $\Psi_{S,d} = \frac{u_{S,q}}{\omega_S}$ geschätzt wird.

Der Leistungs- und Drehmomentregelung unterlagert sind, wie im vorherigen Abschnitt, Regler für den Rotorstrom in der d- und der q-Achse. Während bei der Regelung der PMSM mit den Standard-Optimierungsverfahren eine gute Reglerdynamik erreicht wurde, ist dies für die DGASM nicht ohne Weiteres möglich. Dies liegt in der Dynamik der Reglerstörgrößen begründet, wie es in [85] beschrieben wird. Maßgeblich für diese Störgröße ist der Statorfluss, welcher zur Modellinitialisierung oder bei stark veränderlichen Netzzuständen einen großen Einfluss auf die Regelstrecke nimmt und massiv das Reglerverhalten beeinflusst. Als Gegenmaßnahme wird hier zur Reglerauslegung das Verfahren des „internal model control“ (IMC) mit einer virtuellen aktiven Dämpfung verwendet. Dies erlaubt, die Zeitkonstante der Störgrößenunterdrückung, welche ungedämpft in der Regel um ein Vielfaches größer wäre, auf die Zeitkonstante des geschlossenen Regelkreises herunterzusetzen. Das Vorgehen zur Reglerauslegung für den MSC gemäß IMC wird im Folgenden kurz hergeleitet.

Ausgehend von den Gleichungen 4.50 bis 4.53 lassen sich durch Einsetzen der entspre-

chenden Flussverkettungen in die jeweilige Klemmenspannungsgleichung der Statorstrom und die Rotorflussverkettung eliminieren.

$$\underline{i}_S = \frac{\underline{\Psi}_S}{M} - \underline{i}'_R \quad (4.72)$$

aus Gleichung 4.52 eingesetzt in 4.50 führt zu

$$\underline{u}_S = -R_S \cdot \underline{i}_R + \frac{d\underline{\Psi}_S}{dt} + \left(\frac{R_S}{M} + j \cdot \omega_S \right) \cdot \underline{\Psi}_S. \quad (4.73)$$

Für den Rotorfluss die entsprechende Beziehung aus Gleichung 4.53

$$\underline{\Psi}'_R = \underline{\Psi}_S + L'_\sigma \cdot \underline{i}'_R \quad (4.74)$$

eingesetzt in 4.51 ergibt für die Rotorspannungsgleichung

$$\underline{u}'_R = \left(R'_R + j \cdot \omega_R \cdot L'_\sigma \right) \cdot \underline{i}'_R + L'_\sigma \cdot \frac{d\underline{i}'_R}{dt} + \frac{d\underline{\Psi}_S}{dt} + j \cdot \omega_R \cdot \underline{\Psi}_S. \quad (4.75)$$

Gleichung 4.73 umgestellt nach der Statorflussableitung und eingesetzt in Gleichung 4.75 führt zu

$$\underline{u}'_R = \left(R'_R + R_S + j \cdot \omega_R \cdot L'_\sigma \right) \cdot \underline{i}'_R + L'_\sigma \cdot \frac{d\underline{i}'_R}{dt} + \underline{E}, \quad (4.76)$$

mit dem zusammengefassten Störterm

$$\underline{E} = \underline{u}_S - \left(\frac{R_S}{M} + j \cdot (\omega_S - \omega_R) \right) \cdot \underline{\Psi}_S \quad (4.77)$$

$$= \underline{u}_S - \left(\frac{R_S}{M} + j \cdot \omega_{el} \right) \cdot \underline{\Psi}_S. \quad (4.78)$$

Wird der geschätzte Störterm \underline{E}' sowie die Rotorstromverkopplung $j \cdot \omega_R \cdot L'_\sigma \cdot \underline{i}'_R$ der Reglerausgangsgröße nachträglich aufgeschaltet, vereinfacht sich die Regelstrecke des Rotorstroms in Abhängigkeit der Umrichtersollspannung \underline{u}'_{R*} zu

$$L'_\sigma \cdot \frac{d\underline{i}'_R}{dt} = \underline{u}'_{R*} - \left(R'_R + R_S + R_a \right) \cdot \underline{i}'_R. \quad (4.79)$$

Der virtuelle Dämpfungswiderstand R_a sorgt, wie bereits zuvor erwähnt wurde, zur Angleichung der Zeitkonstanten von Störgrößen und Regelstrecke, um den Einfluss der Störgröße auf das Reglerverhalten zu minimieren und wird genau wie die Störgröße

und der Verkopplungsterm dem Reglerausgang wieder aufgeschaltet. Die Reglerstruktur mit Vorsteuerung und Entkopplung ist der Übersichtlichkeit halber in Abbildung 4.23 aufgeteilt in dq-Komponenten aufgezeichnet.

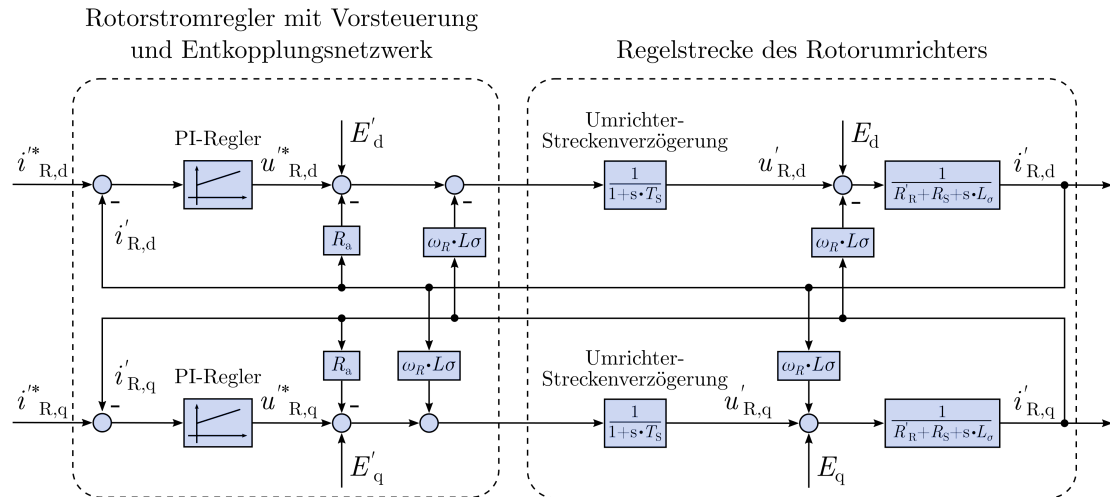


Abbildung 4.23: Regelstruktur des Rotorstromreglers der DGASM mit Vorsteuerung und Entkopplung gemäß IMC

Aus der so erhaltenen Regelstrecke sowie den Gleichungen 4.67 und 4.65 für das Drehmoment und die Blindleistung lassen sich die Regelstruktur und Reglerparameter gemäß IMC ableiten. In [85] und [86] wird hergeleitet, dass dies für die PT_1 -Strecke des Rotorstroms zu einem PI-Regler und für die proportionale Beschreibung des Drehmoments oder der Leistung zu einem I-Regler mit den Parameterauslegungen gemäß der Übersichtstabelle A.4 im Anhang führt.

Auslegung der Leistungselektronik Im Vergleich zum Vollumrichter unterscheiden sich die gewählten Leistungsmodule bei der Teilumrichtertopologie zwischen MSC und LSC aufgrund der hinsichtlich Ausgangsfrequenz und Strombetrag deutlichen Mehrbelastung des MSC. Es werden wieder Module der 1700 V-Kategorie eingesetzt, wobei die Phasenmodule des MSC gegenüber denen des LSC um einen ca. 33 % größeren Nominalstrom verfügen. Diese Überdimensionierung, hauptsächlich aufgrund der niedrigen Ausgangsströme, ist auch in der Praxis eine übliche Vorgehensweise. Wie bei der Vollumrichtertopologie wurde wieder ein maximales ΔT von 40 K bis 50 K über den gesamten Betriebsbereich als Auslegungskriterium verwendet. Hierbei zeigt sich, dass, unter den Randbedingungen des hier verwendeten Simulationsmodells, für den LSC auch ein Modul mit ca. 50 % kleinerem Nominalstrom diesem Kriterium genügt, sofern im regulären Betrieb die Bereitstellung der Magnetisierungsblindleistung des Generators vollständig durch den MSC erfolgt.

Die Auslegung und Wahl der Zwischenkreiskapazität und des Bremswiderstands geschieht prinzipiell wie beim Vollumrichter. Lediglich die Filterauslegung ist aufgrund der abweichenden Regelstrecke gesondert zu betrachten.

Netzfilterauslegung Wie bei der Vollumrichtertopologie sind die durch die Netzanschlussbedingungen am PCC vorgegebenen Grenzwerte der Stromharmonischen einzuhalten, was eine Filterung sowohl am LSC als auch am MSC unablässig macht. Hierbei ist es im Fall des MSC sinnvoll, die Streuinduktivitäten der DGASM zur Begrenzung der Schwankungsbreite des Umrichterstroms zu nutzen und ein zusätzliches Harmonischenfilter zwischen den Klemmen des Stators und des Transformators vorzusehen. Die entsprechende schematische Darstellung dieser Filter wurde bereits in Abbildung 4.17 gezeigt. In dieser Arbeit kommt demzufolge auf der LSC-Seite ein LCL-Filter zum Einsatz, welches gemäß der Beschreibung in Abschnitt 4.2.1 ausgelegt wurde, sowie ein Filterfeld aus zwei Saugkreisfiltern zur Dämpfung der Harmonischen um das erste und zweite Vielfache der Schaltfrequenz auf der Statorseite. Dieser Gesamtfilteraufwand führt schließlich in der Simulation zu den Stromharmonischen unterhalb der zulässigen Grenzwerte, wie der Abbildung 4.24 zu entnehmen ist.

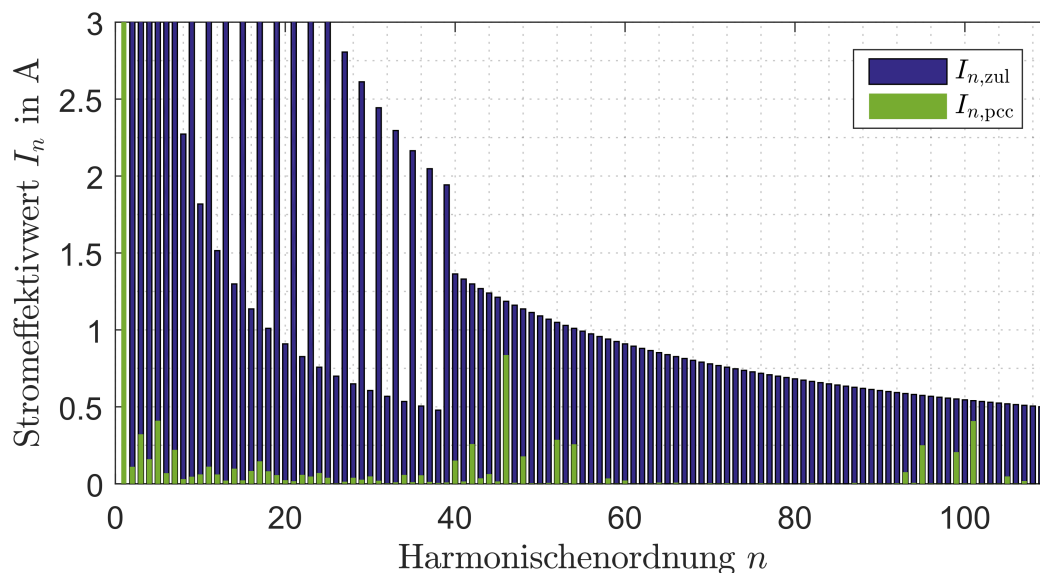


Abbildung 4.24: Vergleich der zulässigen mit den simulierten Stromeffektivwerten am Netzanschlusspunkt der Teilumrichtertopologie

Die gesamte Modellstruktur der Topologie #2 mit DGASM und Teilumrichter sowie mechanischer und elektrischer Domäne und der detaillierten Regelungsstruktur des Teilumrichters ist vollständig im Anhang als Abbildung A.3 abgebildet. Die relevanten Systemparameter sowie die verwendeten Leistungsmodule sind im Anhang in Tabelle A.4 aufgeführt.

4.2.3 Blattwinkelverstellereinrichtung - ASM mit Motorumrichter

Für Lebensdaueruntersuchungen des Pitchantriebssystems ist die Modellierung des elektrischen Antriebs und dessen Umrichtersystems nötig. Da diese Systeme aufgrund ihrer

Sicherheitsrelevanz für WEA prinzipiell überdimensioniert sind, wird in den folgenden Kapiteln nicht der Vergleich mit einer detaillierteren Modellierung vorgenommen, sondern die Auswirkung der Einzelblattverstellregelung auf die Pitchantriebe untersucht.

Für elektrische Pitchantriebe kommen sowohl konventionelle als auch bürstenlose Gleichstrommotoren (engl. „brushless DC motors“, BLDC) sowie Synchron- und Asynchronmaschinen zum Einsatz. Diese Arbeit beschränkt sich auf die Verwendung einer Asynchronmaschine (ASM) mit einem Wechselrichter am als konstant angenommenen Zwischenkreis, der über einen Gleichrichter vom Eigenversorgungstransformator gespeist wird (siehe Abbildung 4.25).

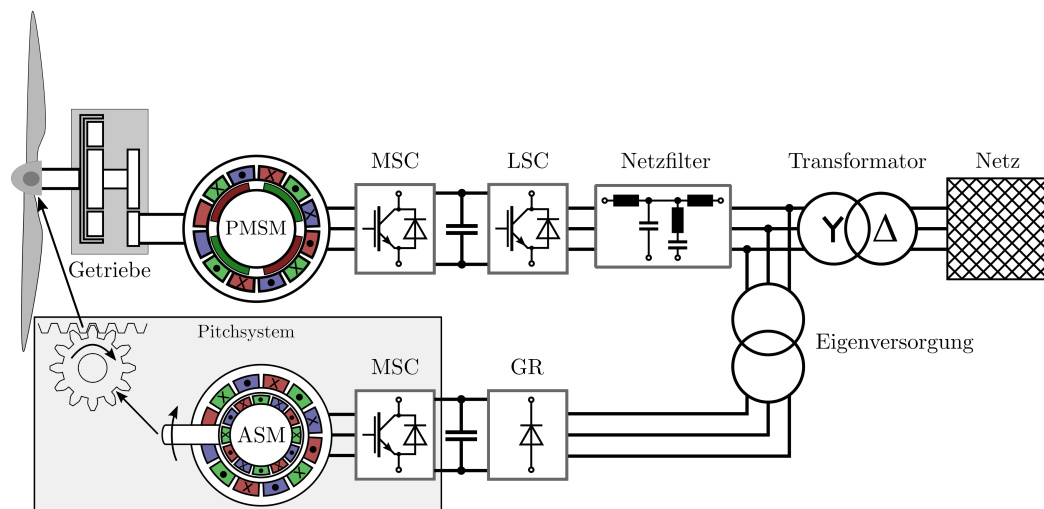


Abbildung 4.25: Struktur des Rotorblattwinkelverstellungssystems

Die ASM wird hierbei aufgrund ihrer Robustheit und Wartungsarmut für den sicherheitsrelevanten Pitchantrieb gewählt. Dieser muss neben den bereits in Abschnitt 4.2 beschriebenen Anforderungen an den regulären Betrieb in der Lage sein, durch ein sicheres und schnelles Verdrehen der Rotorblätter in die Feather-Position die WEA zum Stillstand zu bringen [87]. Wie Abbildung 2.3 bereits gezeigt hat, wirken je nach Schnelllaufzahl ab einem bestimmten Verdrehwinkel der Rotorblätter die aerodynamisch resultierenden Momente der Rotationsbewegung der Rotornabe entgegen beziehungsweise halten die WEA im Stillstand. Aus diesem Grund ist eine mechanische Bremse bei Pitchwinkelgeregelten WEA nur aus sicherheitsrelevanten Redundanzgründen notwendig.

Die beschreibenden Differentialgleichungen des Grundmodells der ASM unterscheiden sich nur marginal von denen der DGASM. Vernachlässigt man die Unterschiede in der Rotorwicklung, die bei der Kurzschlussläufer-ASM häufig durch massive elektrisch leitfähige und am Wicklungsende kurzgeschlossene Stäbe ausgeführt ist [62], und die fehlenden Schleifringe und Bürsten im Rotorkreis, ist der einzige Unterschied zwischen

den beiden Maschinentypen der, dass sich die Klemmenspannung der Rotorspannungsdifferentialgleichung aufgrund der kurzgeschlossenen Rotorstäbe zu null ergibt.

$$\underline{u}_S = R_S \cdot \underline{i}_S + \frac{d\underline{\Psi}_S}{dt}, \quad (4.80)$$

$$\underline{u}'_R = R'_R \cdot \underline{i}'_R + \frac{d\underline{\Psi}'_R}{dt} - j \cdot \omega_{el} \cdot \underline{\Psi}'_R = 0, \quad (4.81)$$

mit

$$\underline{\Psi}_S = L_S \cdot \underline{i}_S + M \cdot \underline{i}'_R, \quad (4.82)$$

$$\underline{\Psi}'_R = L'_R \cdot \underline{i}'_R + M \cdot \underline{i}_S. \quad (4.83)$$

Vereinfachtes Maschinenmodell in dq-Koordinaten Wie schon im vorherigen Abschnitt ergeben sich durch die Transformation der komplexen Augenblickswerte mit festem Bezugssystem in ein rotierendes KOS Vereinfachungen für die Auslegung der Regelung. Die aus der Herleitung in Abschnitt A.1 resultierenden Spannungsgleichungen bei Orientierung am Rotorfluss sind im Folgenden dargestellt.

$$\begin{pmatrix} u_{S,d} \\ u_{S,q} \end{pmatrix} = R_S \cdot \begin{pmatrix} i_{S,d} \\ i_{S,q} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Psi_{S,d} \\ \Psi_{S,q} \end{pmatrix} + \omega_\Psi \cdot \begin{pmatrix} -\Psi_{S,q} \\ \Psi_{S,d} \end{pmatrix}, \quad (4.84)$$

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = R'_R \cdot \begin{pmatrix} i'_{R,d} \\ i'_{R,q} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Psi'_{R,d} \\ 0 \end{pmatrix} + (\omega_\Psi - \omega_{el}) \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ \Psi'_{R,d} \end{pmatrix}. \quad (4.85)$$

$\Psi'_{R,q}$ ist hier durch die Orientierung der d-Achse am Rotorfluss zu null gesetzt und ω_Ψ beschreibt die Kreisfrequenz des Rotorflusses. Das entsprechende ESB ist in Abbildung 4.26 abgebildet.

Durch das Wegfallen der q-Komponente der Rotorflussverkettung vereinfacht sich ebenfalls die Luftspaltmomentberechnung in dq-Komponenten erheblich. Mittels Gleichung 4.82 und 4.83 lässt sich die Statorflussverkettung als Funktion des Statorstroms und der Rotorflussverkettung beschreiben

$$i'_R = \frac{\Psi'_R - M \cdot i_S}{L'_R}, \quad (4.86)$$

$$\underline{\Psi}_S = L_S \cdot \underline{i}_S + M \cdot \frac{\underline{\Psi}'_R - M \cdot \underline{i}_S}{L'_R} = L_S \cdot \underline{i}_S \left(1 - \frac{M^2}{L'_R \cdot L_S} \right) + \frac{M}{L'_R} \cdot \underline{\Psi}'_R, \quad (4.87)$$

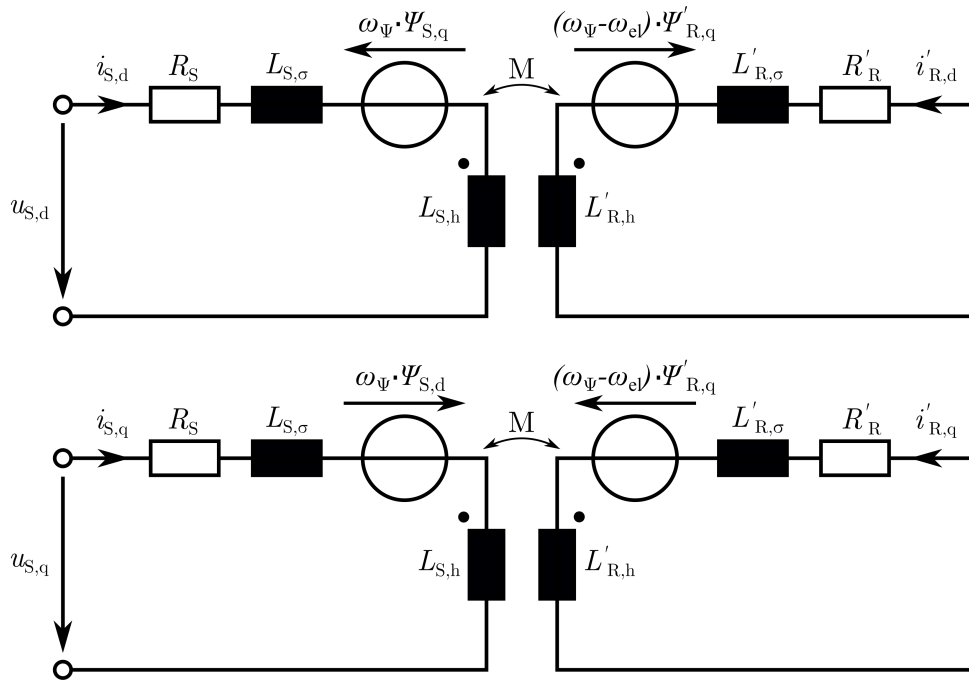


Abbildung 4.26: Transientes ESB der ASM in dq-Koordinaten

was, eingesetzt in die Momentengleichung

$$M_{el} = \frac{3}{2} p \cdot \Im \{ \underline{\Psi}_S^* \cdot i_S \}, \quad (4.88)$$

$$= \frac{3}{2} p \cdot \Im \left\{ i_S \cdot \left(L_S \cdot i_S^* \cdot \left(1 - \frac{M^2}{L'_R \cdot L_S} \right) \right) + i_S \cdot \frac{M}{L'_R} \cdot \underline{\Psi}'_R^* \right\}, \quad (4.89)$$

durch den reinen d-Anteil der Rotorflussverkettung zu der für die Reglerauslegung vereinfachten Drehmomentbeschreibung

$$M_{el} = \frac{3}{2} p \cdot \frac{M}{L'_R} \cdot (i_{S,q} \cdot \Psi'_{R,d}) \quad (4.90)$$

führt.

Regelung des Antriebswechselrichters In Abbildung 4.27 ist der Signalflussplan der Regelungsstruktur der ASM als Pitchantrieb dargestellt. Eine vollständigere Systemdarstellung inklusive der Herkunft der Soll- und Messgrößen ist im Anhang in Abbildung A.4 zu finden.

Der maßgebliche Unterschied zur Regelung der PMSM ist der, dass der Rotorfluss nun nicht mehr mit der Rotorlage bekannt ist. Stattdessen wird dieser zum Teil durch den

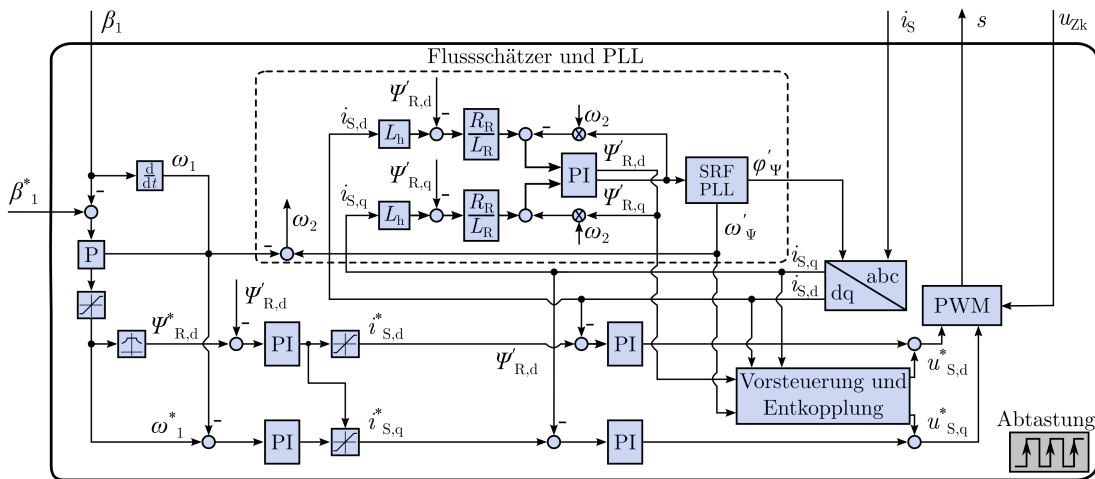


Abbildung 4.27: Signalflussplan der Regelung des Pitchantriebs

rotorseitigen Käfigläuferstrom erzeugt und beinhaltet neben der ortsabhängigen Varianz durch die Rotation der Welle auch eine schlupffrequente Zeitabhängigkeit. Das macht es für eine Regelung der am Rotorfluss orientierten Zustandsgrößen, auch feldorientierte Regelung (FOR) genannt, notwendig, den Rotorfluss zu schätzen und dessen Phasenlage durch eine PLL zu detektieren. Die Methode der Flusschätzung basiert hier auf dem $I_1\Omega_L$ -Modell aus [65], in dem direkt die gemessenen Statorströme und Rotorgeschwindigkeiten zur Ermittlung des Rotorflusses verwendet werden. Der Flusschätzung liegen hierbei die Gleichungen 4.86 und die Rotorspannungsgleichung im rotorflussorientierten KOS

$$0 = R'_R \cdot \dot{i}'_R + \frac{d\Psi'_R}{dt} + j \cdot (\omega_\Psi - \omega_{el}) \cdot \underline{\Psi}'_R \quad (4.91)$$

zugrunde. Gleichung 4.86 eingesetzt in 4.91 führt zu der Differentialgleichung

$$\frac{d\Psi'_R}{dt} = \frac{R'_R}{L'_R} \cdot (\underline{\Psi}'_R - M \cdot \underline{i}_S) - j \cdot (\omega_\Psi - \omega_{el}) \cdot \underline{\Psi}'_R, \quad (4.92)$$

mit der sich der Rotorfluss über die gemessenen Statorströme bestimmen lässt. Bei in der Praxis stets vorhandenen Parameterabweichungen und Messungenauigkeiten ist zur Minimierung des Schätzfehlers des Rotorflusses eine Beobachterstruktur vorzusehen [88]. Zur Phasendetektion des Rotorflusses wird die klassische SRF-PLL verwendet, da von einer symmetrischen Maschine ausgegangen wird. Darüber hinaus besteht die Reglerkaskade zur Pitchwinkelregelung aus einem der Drehzahlregelung überlagerten Lageregler. Ab einer vorab berechneten Sollwertgrenze der Motordrehzahl wird zusätzlich ein Flussregler aktiv, der feldschwächend die statorseitig induzierte Spannung auf einen für den Umrichterbetriebsbereich zulässigen Wert begrenzt[89].

Die Erzeugung des Pitchwinkelsollwerts wurde bereits im Abschnitt 4.2 thematisiert. Die gesamte Modellstruktur der Blattwinkelverstellereinrichtung mit ASM sowie mecha-

nischer und elektrischer Domäne und der detaillierten Regelungsstruktur des Maschinenrichters ist vollständig im Anhang in Abbildung A.4 dargestellt. Die relevanten Systemparameter sind im Anhang in Tabelle A.5 aufgeführt.

Auslegung der Leistungselektronik Das Prinzip der Leistungsmodulauswahl folgt im Prinzip dem der Hauptumrichter beider WEA-Topologien. Unterschiede bestehen darin, dass die Pitchantriebe üblicherweise über einen Nebenversorgungstransformator gespeist werden, der die Spannungsebene für sämtliche Hilfsantriebe und -einrichtungen auf die im Niederspannungsbereich üblichen 400 V heruntertransformiert. Somit wird die Zwischenkreisspannung der Pitchantriebe, ob aktiv geregelt oder passiv gleichgerichtet, in einem Bereich unter 700 V liegen, der den Einsatz von Leistungsmodulen mit einer maximalen Sperrspannungsfestigkeit von 1200 V zulässt. Da die Spannungsfestigkeit von lateralen Leistungshalbleitern hauptsächlich über die Chipdicke und damit den stromführenden Bereich des Chips festgelegt wird, hat dieser Parameter maßgeblichen Einfluss auf die Durchlass- und Schaltverluste. Da der Pitchantrieb zur schnellen Verdrehung der Rotorblätter bei Inkrafttreten der Leistungsbegrenzung aus dem abgekühlten Stillstand heraus bei vollem Drehmoment in die Bemessungsdrehzahl gefahren wird und somit sehr hohe Temperaturhübe generiert werden, wird ein Leistungsmodul verwendet, dessen Nominalstrom um den Faktor 3,75 über dem Bemessungsstrom des Pitchantriebmotors liegt. Solche Überdimensionierung ist bei Servoantrieben durchaus üblich und bedeutet auch in diesem Fall eine eher konservative Auslegung des Umrichters.

4.3 Netzmodell

Für elektrische Erzeugereinheiten sind bedeutende Kenngrößen zur vereinfachten Charakterisierung des angeschlossenen Netzes die Netzkurzschlussleistung $S_{N,k}$, das Resistanz-zu-Reaktanz-Verhältnis $\frac{R_{N,k}}{X_{N,k}}$ sowie die Netzbemessungsspannung $U_{N,r}$. Die Kenntnis dieser Kenngrößen am PCC ermöglichen den Verzicht auf eine detaillierte Darstellung des gesamten Netzaufbaus im ESB und erlauben stattdessen die Ersatzabbildung des grundlegenden Netzverhaltens mithilfe einer Ersatzspannungsquelle und einer ohmsch-induktiven Längsimpedanz [90].

Ein solches Ersatznetzwerk ist in Abbildung 4.28 dargestellt. Die Längselemente bilden hierbei hauptsächlich den Leiterwiderstand und die Induktivität der Netzzuleitungen und -transformatoren ab. Die Querströme, die Magnetisierungsströme und kapazitive Ableitströme abbilden, können durch ihre geringe Amplitude sowohl im Bemessungsbetrieb als auch im Kurzschlussfall vernachlässigt werden [90]. Die Netzkurzschlussleistung ist schließlich als die Scheinleistung definiert, die bei einem Kurzschluss am PCC bei

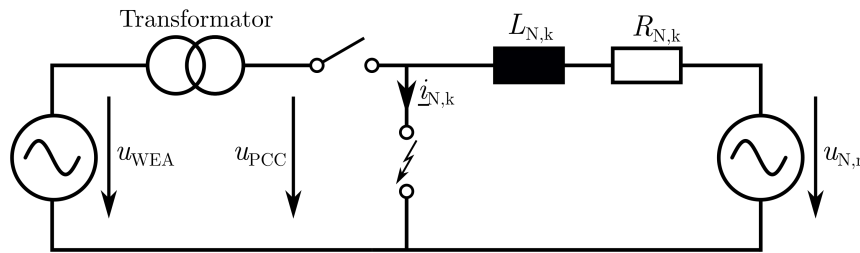


Abbildung 4.28: Einfaches Netz-ESB und Definition der Netzkurzschlussimpedanz

unbeeinflusster Netzspannung aufgrund des Kurzschlussstroms $I_{N,k}$ und ohne Beteiligung der anzuschließenden Erzeugereinheit in der Netzimpedanz umgesetzt wird [14]

$$S_{N,k} = \frac{U_{N,r}^2}{Z_{N,k}}, \quad (4.93)$$

mit der Netzimpedanz $Z_{N,k} = \sqrt{R_{N,k}^2 + X_{N,k}^2}$ und $X_{N,k} = L_{N,k} \cdot 2\pi \cdot f_1$. Das Verhältnis des ohmschen zum induktiven Impedanzanteil bestimmt die Winkelbeziehung des Kurzschlussstroms zur Netzspannung und ist abhängig von der Leitungsart und wird für die in dieser Arbeit ausschließlich betrachteten Mittelspannungsnetze zu $\frac{R_{N,k}}{X_{N,k}} = \frac{1}{7}$ gewählt [80].

Die Modellierung des Netzes berücksichtigt in dieser vereinfachten Form die Verzerrung der Spannung am PCC durch die Leistungseinspeisung der Erzeugereinheit und hat demzufolge Einfluss auf die Reglerdynamik der durch die Netzanschlussspannung beeinflussten Umrichter. Unberücksichtigt bleiben statische Abweichungen der Netzspannung von ihrem Bemessungswert sowie transiente Spannungseinbrüche und -überhöhungen aufgrund von Leistungsungleichgewichten oder ein- und mehrphasigen Erd- und Kurzschlüssen an einem beliebigen Ort im Netz. Ein darüber hinaus unberücksichtigter Einfluss auf die Regelung der Erzeugungseinheit betrifft in der Realität vorhandene Resonanzstellen der Netzimpedanz, die mittels eines um kapazitive Anteile erweiterten Ersatzmodells berücksichtigt werden könnten (siehe zum Beispiel [91]), aber in dieser Arbeit aufgrund der abweichenden Zielsetzung ebenfalls vernachlässigt werden.

Die relevanten Netzparameter sind im Anhang in Tabelle A.2 aufgeführt.

4.4 Plausibilität der Gesamtmodelle

Die grundlegenden Gesamtmodelle werden im Folgenden mit verschiedenen Windgeschwindigkeitsverläufen als Eingangsgröße simuliert, um die Funktionsweise der Leistungs- und Pitchregelung und damit die Plausibilität des Anlagenverhaltens zu über-

prüfen. Abbildung 4.29 zeigt die Simulationsergebnisse der Modelltopologie #1 mit PMSM mit stufenförmigem Wind, ähnlich dem Windzeitverlauf in [61].

Zu sehen ist das Einschwingverhalten der Rotordrehzahl zu Simulationsbeginn und bei Windgeschwindigkeitssprüngen, welches maßgeblich durch die Massenträgheit der WEA sowie die relativ träge MPP-Regelung bestimmt wird. Bei Überschreiten der Bemessungsdrehzahl des Rotors setzt die Blattwinkelverstellung ein, infolge dessen die Rotordrehzahl auch bei höheren Windgeschwindigkeiten stationär begrenzt wird. Ein gewisses Überschwingen wird hierbei toleriert. Darüber hinaus sind die Wirk- und Blindleistung der PMSM bei reiner q-Strom-Regelung, also bei variierendem Leistungsfaktor, sowie die Wirk- und Blindleistung am PCC bei einem $\cos(\varphi)$ von 1 dargestellt. Der untere Abschnitt der Abbildung zeigt zusätzlich den flächig markierten Bereich der Maximal- und Minimalwerte der Sperrschichttemperatur jeweils eines IGBT und einer Diode des MSC sowie des LSC. Entsprechend der Veränderung der Arbeitspunkte hinsichtlich der Wirk- und Blindleistung der PMSM und des LSC durch die Windgeschwindigkeitssprünge treten die größten Transienten in der Sperrschichttemperatur der Halbleiter auf, die für die schadigungsrelevanten thermischen Verspannungen innerhalb der Module verantwortlich sind. Aufgrund des gegensätzlichen Leistungsflusses aus Sicht des MSC und des LSC sowie der verschiedenen Leistungsfaktoren sind die Verluste und demzufolge die Sperrschichttemperaturverläufe bei beiden Umrichtern unterschiedlich auf die IGBT und Dioden in den Umrichtern verteilt.

Gemäß diesem Verlauf wird sowohl die Leistungsregelung als auch die Drehzahlbegrenzung durch die Pitchregelung sowie eine realistische thermische Abbildung der Leistungshalbleiter für die Modelltopologie mit PMSM als plausibel erachtet.

Die Funktionalität der Modelltopologie #2 mit DGASM wird im Folgenden bei zeitlich turbulentem, stochastisch aus dem Programm *TurbSim* generiertem variierendem Windverlauf überprüft und in Abbildung 4.30 gezeigt.

Neben der Darstellung der Rotordrehzahl und des Pitchwinkels sind in dieser Abbildung die Wirk- und Blindleistungsverläufe des LSC sowie die über den MSC geregelten Leistungsverläufe am Stator über die Simulationszeit aufgetragen. Im Fall des LSC ist hier die wechselnde Leistungsflussrichtung bei untersynchronen Rotordrehzahlen gegenüber dem übersynchronen Betrieb hervorzuheben. Schließlich sind wieder die Sperrschichttemperaturverläufe jeweils eines IGBT und einer Diode von LSC und MSC abgebildet, die zum einen auf die arbeitspunktabhängige unterschiedliche Aufteilung der Verluste auf die Halbleiter hinweisen und zum anderen auf die abweichende Belastung des MSC durch die notwendige Bereitstellung der Magnetisierungsblindleistung für den Generator. Zu beachten ist darüber hinaus die mit der Nähe zum Synchronismus, also dem Betrieb mit nahezu gleichfrequenter Rotorwinkelgeschwindigkeit ω_R , steigende Höhe der Temperaturhübe der Halbleiter des MSC aufgrund der längeren Aufheizphasen der einzelnen Halbbrückenhalbleiter.

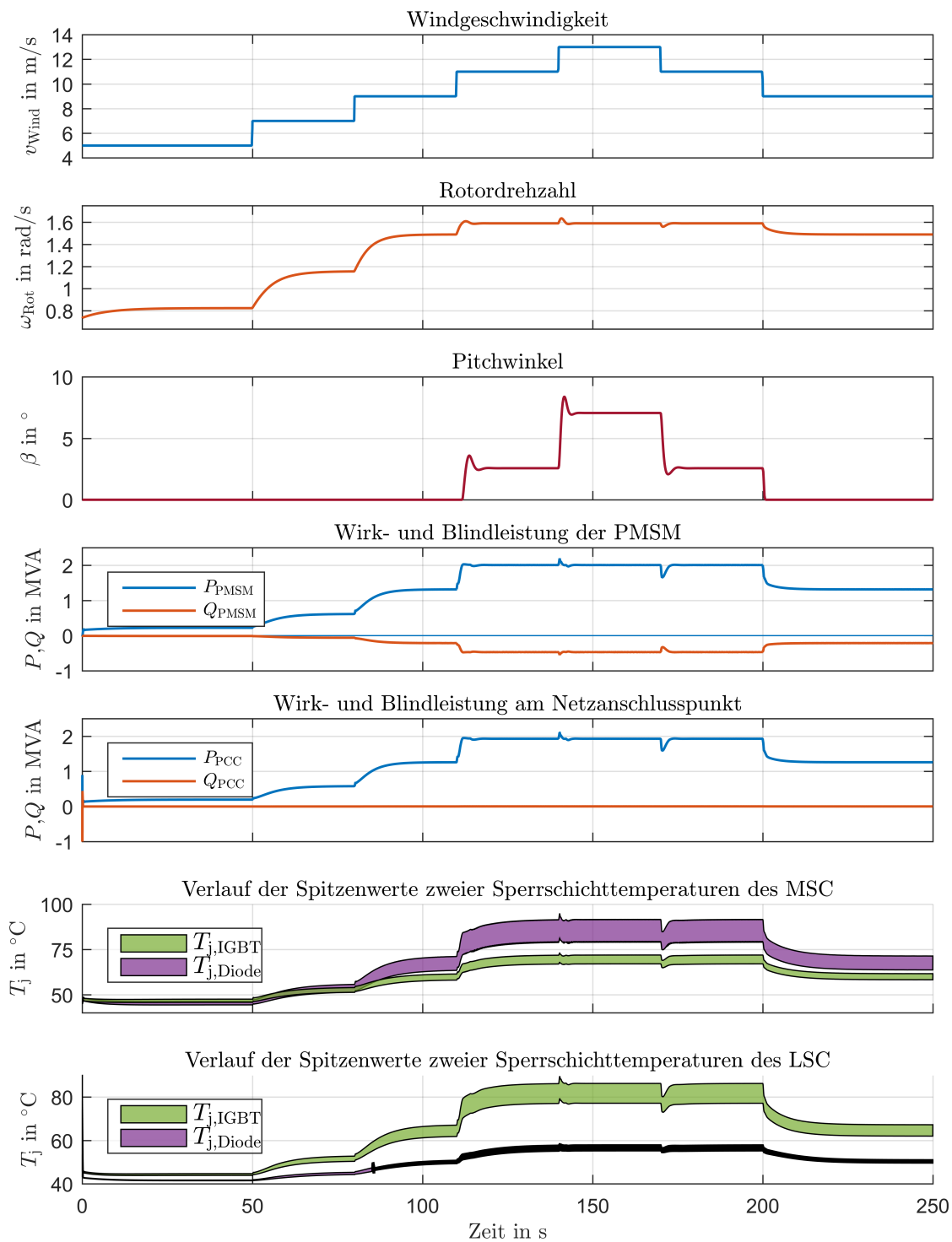


Abbildung 4.29: Zeitverläufe des grundlegenden Gesamtmodells mit PMSM und stufenförmiger Windanregung sowie einem $\cos(\varphi)$ von 1 am PCC



Abbildung 4.30: Zeitverläufe des grundlegenden Gesamtmodells mit DGASM und stochastisch variierender Windgeschwindigkeit sowie einem kapazitiven $\cos(\varphi)$ von 0,95 am PCC bei Blindleistungsbereitstellung rein über den MSC

Durch die fehlende Windgeschwindigkeitsmessung und die somit rein kennlinienbasierte Leistungsregelung ist zu erwarten, dass sich die Arbeitspunkte und infolgedessen auch die Kenngrößen der WEA in Abhängigkeit der Änderungsgeschwindigkeit der Windverhältnisse in einem relativ breiten Band um die optimalen Werte der MPP-Kennlinie bewegen. Dies lässt sich in Abbildung 4.31 durch die mit 10Hz abgetastete Punktwolke der über die Windgeschwindigkeit aufgetragenen Wirkleistung am PCC aus dem Simulationsmodell mit DGASM nachvollziehen.

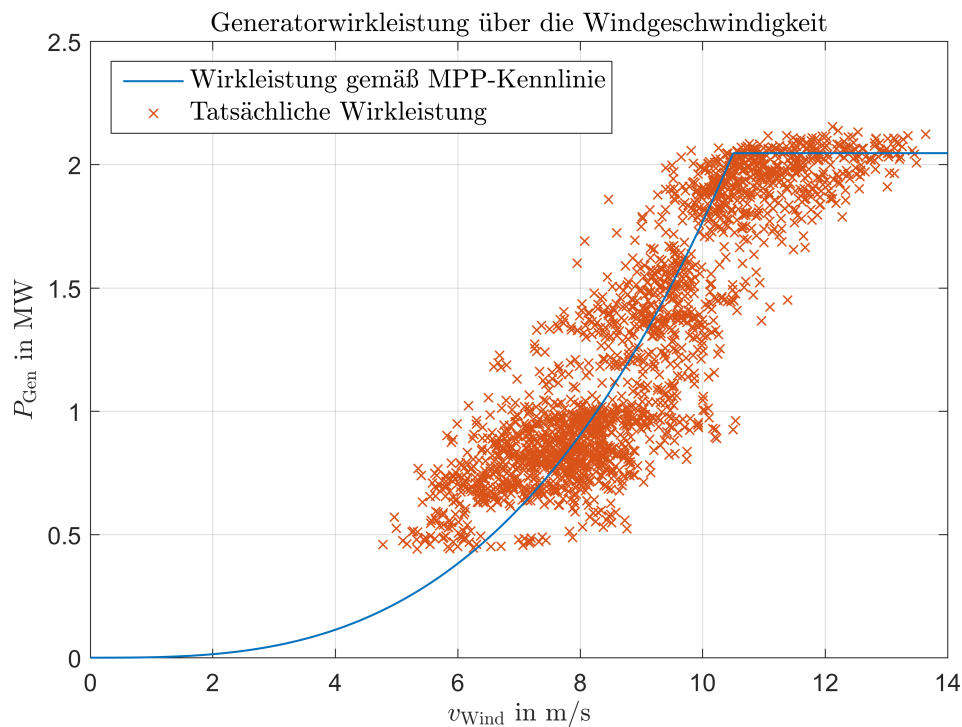


Abbildung 4.31: Gegenüberstellung des idealen Drehmomentverlaufs und des per MPP-Kennlinie geregelten mit 10Hz abgetasteten Generatormoments über die Windgeschwindigkeit

Da bei Drehzahlen über dem Bemessungspunkt hinaus von der MPP-Kennlinie ein konstantes Nennmoment, wie in Abbildung 2.5 gezeigt, vorgegeben wird, um die Überdrehzahl zu begrenzen, kommt es zu dynamischen Arbeitspunkten mit einer Einspeiseleistung über der Bemessungsleistung. Die maximalen Einspeise- und Umrichterströme hierdurch liegen unterhalb von 110% der Bemessungsströme und werden aus diesem Grund im Rahmen dieser Arbeit als tolerabel angesehen.

Die gezeigten Zeitverläufe beider Modelltopologien bestätigen die Funktionalität der Modelle und der Regelung sowohl mittels der MPP-Kennlinie als auch oberhalb der Nennwindgeschwindigkeit in der Leistungsbegrenzung und können infolgedessen für die weiteren Untersuchungen verwendet werden.

5 Erweiterte Modellierung von Windenergieanlagen

Aufbauend auf dem vorherigen Kapitel werden in den folgenden Abschnitten Modelldetaillierungen der verschiedenen Systemdomänen vorgestellt, die eine genauere Abbildung der tatsächlichen physikalischen Gegebenheiten ermöglichen. Diese detaillierteren Abbildungen werden schließlich verwendet, um die Abhängigkeit der Belastung der leistungselektronischen Umrichter in WEA von diesen bei der Simulation oft vernachlässigten Effekten zu untersuchen.

Wie im vorherigen Kapitel wird die erweiterte Modellierung aufgetrennt nach den Systemkomponenten Aerodynamik und Mechanik, Generatorsystem sowie Einspeisenetz vorgenommen, wobei sich der letzte Abschnitt auf die Berücksichtigung von Netzspannungseinbrüchen und die Validierung der zugehörigen Regelung am Prüfstand beschränkt.

5.1 Detaillierte Abbildung der Aerodynamik und Mechanik

Bei der Modellierung der Aerodynamik und der Mechanik in dem Abschnitt 4.1 und üblicherweise in Simulationsmodellen zur Untersuchung von Umrichterdynamiken werden starke Vereinfachungen getroffen, die zwar das grundlegende Verhalten der WEA nachzubilden in der Lage sind, jedoch wesentliche dynamische Vorgänge und Wechselwirkungen außer Acht lassen. Eine deutlich stärker an die Realität angepasste Modellierung des Triebstrangs und der aerodynamischen Verhältnisse an den Rotorblättern und dem Turm der WEA wird in den folgenden beiden Kapiteln vorgestellt. Die detaillierten Simulationsmodelle der Aerodynamik und der Mechanik der WEA wurden im Laufe des Projektes „Innovationscluster Leistungselektronik für Regenerative Energieversorgung“ von Herrn Arne Bartschat als Mitarbeiter des Fraunhofer-Instituts für Windenergiesysteme (IWES) in Bremerhaven erstellt.

Detaillierte Aerodynamik Zur detaillierten aerodynamischen Modellierung wird die in Abschnitt 4.1 ausgeführte statische Berechnung der schnelllaufzahlabhängigen Beiwerte zur Bestimmung des Antriebsmoments und der entnommenen Leistung mittels

der ebenfalls in Abschnitt 4.1 eingeführten BEM um dynamische Effekte erweitert. Im Folgenden dienen über die gesamte Rotorfläche variierende Windgeschwindigkeiten, und daraus resultierend zeit- und positionsabhängige Anströmungsverhältnisse, der dynamischen Berechnung der Kräfte und Momente auf die Rotorblätter und den Turm als Grundlage. Die bereits in Abbildung 4.2 gezeigte zeitliche Varianz der mittels *TurbSim* generierten Windgeschwindigkeit ist lediglich für einen Punkt inmitten der von den Rotorblättern aufgespannten Rotorfläche gültig. Sowohl eine über den Turbulenzgrad bestimmbare, aber über die Rotorfläche gleichverteilte Varianz der Windgeschwindigkeiten um deren Mittelwert als auch eine Windscherung über den Abstand zur Bodenfläche sind in dem vollständigen Windprofil berücksichtigt und in Abbildung 5.1 für einen definierten Zeitpunkt über die gesamte Rotorfläche dargestellt.

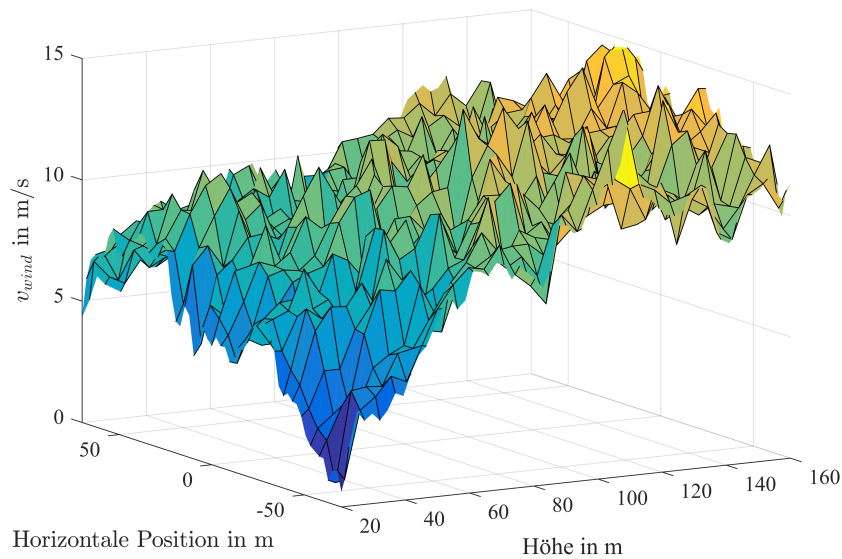


Abbildung 5.1: Turbulenter Wind über die Rotorfläche und Einfluss der Windscherung

Die Windscherung als eine mit dem Abstand zum Boden steigende mittlere Windgeschwindigkeit hängt in dem erdnahen Bereich der Atmosphäre mit der Rauigkeit der Oberfläche zusammen, die die ab ca. 2 km Höhe als ungestört angenommene Windgeschwindigkeit auf nahezu null an der Oberfläche abbremst. Dieser Effekt lässt sich in Abhängigkeit der Oberflächenbeschaffenheit durch die simple Exponentialfunktion

$$v_{\text{Wind}}(z) = v_{\text{Wind},0} \left(\frac{z}{z_0} \right)^{\alpha_{\text{shear}}} \quad (5.1)$$

nachbilden, mit $v_{\text{Wind},0}$ als der Windgeschwindigkeit auf Referenzhöhe z_0 und dem Exponenten α_{shear} zur Ausprägung des Effekts in Abhängigkeit der Oberflächenrauigkeit. Eine besondere Bedeutung wird durch diesen Effekt der unsymmetrischen Belastung der Rotorblattlager zuteil, worauf in Abschnitt 6.3 zur Einzelblattverstellregelung näher eingegangen wird.[92]

Die in Abschnitt 4.1 angerissene klassische BEM basiert auf einer Berechnung der

Anströmwinkel und der aerodynamischen Kräfte anhand der Profilgeometrien, Positionen und Geschwindigkeiten der Blattelemente und des Windgeschwindigkeitsfelds [93]. Dieser Berechnung liegt die iterative Bestimmung der axialen und tangentialen Induktionsfaktoren a und a' zugrunde. Die Induktionsfaktoren beschreiben die Verzögerung der Luftströmung in der Rotorebene und sind damit ebenso ein Maß für den Wirkungsgrad des Rotors [94]. Der Zusammenhang zwischen Leistungsbeiwert und axialem Induktionsfaktor wird hiernach bei Vernachlässigung zusätzlicher Strömungsverluste mittels

$$c_p = 4a \cdot (1 - a)^2 \quad (5.2)$$

beschrieben, wenn der axiale Induktionsfaktor über die abgebremste Windgeschwindigkeit in der Rotorebene $v_{\text{Wind},2}$ und die ungestörte Windgeschwindigkeit vor der Rotorebene $v_{\text{Wind},1}$ definiert ist als

$$a = 1 - \frac{v_{\text{Wind},2}}{v_{\text{Wind},1}}. \quad (5.3)$$

Die in dieser Arbeit verwendete BEM beinhaltet zusätzlich eine Korrektur nach Glauert für eine akkurate Beschreibung der aerodynamischen Verhältnisse bei hohen Werten des axialen Induktionsfaktors sowie die Berücksichtigung der Blattspitzenverluste nach Prandtl aufgrund des Druckausgleichs zwischen der Saug- und Druckseite gemäß [95].

Für eine Simulation im Zeitbereich ist es zusätzlich nötig, instationäre und dynamische Effekte sowie die Elastizität der mechanischen Komponenten zu berücksichtigen. Zur Abbildung aerodynamischer Ausgleichsvorgänge sind ebenfalls nach [95] und [93] das sogenannte Dynamic Wake und Dynamic Stall realisiert. Der Hintergrund dieser dynamischen Effekte ist der, dass eine abrupte Änderung der Windgeschwindigkeit nicht zu einer sofortigen Änderung der aerodynamischen Kräfte führt. Im Falle des Dynamic Stall bedeutet dies, dass es durch Veränderung der Windverhältnisse am Rotorprofil, aufgrund von zum Beispiel Schräganströmungen, Böen oder Turmvorstauwirkungen, im Bereich hoher Anströmwinkel zu dynamischen Strömungsabrissen (engl. stall) kommen kann, welche die aerodynamischen Kräfte beeinflussen. Dynamic Wake dagegen berücksichtigt die nicht instantane, dynamische Reaktion der Induktionsfaktoren a und a' und infolgedessen die Reaktion der aerodynamischen Kräfte auf veränderte Randbedingungen der BEM. Beide Effekte lassen sich durch das Verwenden von empirisch ermittelten Tiefpassfiltern im Zeitbereichs-Simulationsmodell berücksichtigen.

Bei Verwendung einer positionsabhängigen Bestimmung der dynamischen Kräfte an den einzelnen Rotorblattelementen ist es zweckmäßig, die Rotorblätter und den Turm ebenfalls als dynamische, elastische Systeme zu berücksichtigen, da mit deren Verformung auch eine Veränderung der Anströmwinkel und -geschwindigkeiten einhergeht. Die Modellierung der Rotorblätter und des Turms ist hierbei an die Vorgehensweise des aeroelastischen Simulationstools *FAST* angelehnt [96]. Hierbei werden die einzelnen Komponenten als Balkenmodelle approximiert und anhand deren struktureller

Eigenschaften und Eigenmoden ein Zustandsraummodell aufgestellt und gelöst. Die Eigenmoden beschreiben hierbei die Eigenfrequenzen des frei schwingenden mechanischen Systems ohne externe Krafteinwirkung und werden vorab iterativ aus der Geometrie und der Massenverteilung bestimmt. Die erste Eigenmode eines Rotorblatts in Richtung der Luftmassenströmung ist in Abbildung 5.2 beispielhaft dargestellt.

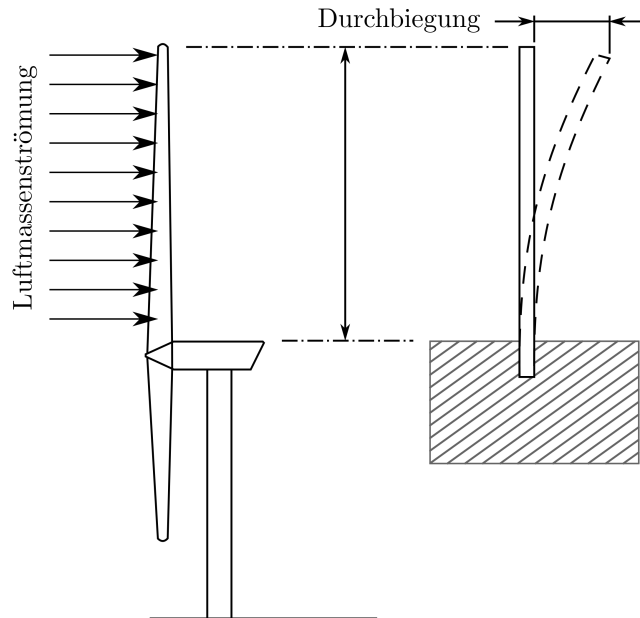


Abbildung 5.2: Erste Eigenmode in Richtung der Luftmassenströmung eines Rotorblatts als Approximation eines Balkens mit ungleichmäßiger Masseverteilung nach [97]

Die Zustandsraumdarstellung der Rotorblätter und des Turms besteht aus den Massen, Dämpfungen und Steifigkeiten der Balkenmodelle und führt nach dessen Lösung zur Beschreibung der Verformung der einzelnen Elemente durch äußere Krafteinwirkungen und deren intrinsische Schwingungsneigungen.

Als zusätzlicher einflussreicher Effekt ist die Ablenkung der Luftmassen durch den zu umströmenden Turm ebenfalls nach [93] implementiert. Durch den sogenannten Turmvorstau sind die Rotorblätter im Einflussbereich dieses Effekts also einmal pro Umdrehung stark veränderten Anströmbedingungen ausgesetzt, was sich in den Kräften und Momenten der einzelnen Blätter und fortgepflanzt im gesamten Antriebsstrang bemerkbar macht.

Detaillierter Triebstrang Der vollständige mechanische Triebstrang besteht, wie bereits in Abschnitt 4.1 beschrieben, aus den drei Rotorblättern, der Rotornabe und der Rotorwelle zur Verbindung der Rotorblätter mit dem dreistufigen Getriebe, dem Planetengetriebe und zwei Stirnradstufen sowie der Welle des elektrischen Generators. In der detaillierten Modellierung werden diese Bestandteile des Triebstrangs diskret mit

ihrer Massenträgheit und geschwindigkeitsproportionalen Umgebungsreibung abgebildet. Die torsionselastischen Wellenstränge zwischen den Getriebestufen sowie dem Getriebe und der Rotor- und Generatorwelle sind darüber hinaus durch insgesamt vier diskrete Torsionssteifigkeiten und Torsionsdämpfungen realisiert. Diese sind der Übersichtlichkeit halber in der Ersatzdarstellung des Triebstrangmodells in Abbildung 5.3 nur angedeutet.

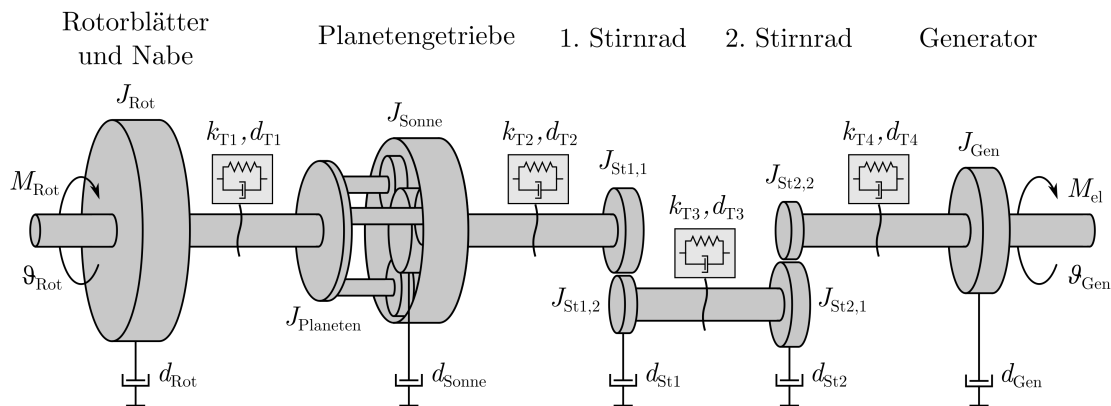


Abbildung 5.3: Detaillierte Triebstrangmodellierung der WEA durch einen Acht-Massen-Torsionsschwinger (Torsionsdämpfungen und -steifigkeiten nicht abgebildet)

Zusätzlich zu dem mittels linearer Differentialgleichungen beschriebenen Modell des torsionselastischen Triebstrangs sind die nicht idealen Zahneingriffe und variierenden Kraftübertragungsflächen innerhalb der Getriebestufen über die daraus resultierenden variablen Zahnsteifigkeiten berücksichtigt [98]. Ein weiterer Effekt betrifft das fertigungsbedingte Getriebespiel in den Zahnradstufen, aufgrund dessen bei einseitiger Geschwindigkeits- oder Drehrichtungsänderung während dieses Spielwinkels kein Anliegen der Zahnflanken und demzufolge keine Momentenübertragung stattfindet [99]. Aufgrund der im regulären Betrieb recht trägen Drehzahländerung des Hauptantriebsstrangs ist zu erwarten, dass sich dieser Effekt erst bei starken Triebstranganregungen wie bei Netzfehlerfällen an der DGASM oder beim Pitchantrieb, dessen detaillierte Modellierung in Abschnitt 6.3 thematisiert wird, bemerkbar macht.

Plausibilisierung der detaillierten Aerodynamik und Mechanik Zur Plausibilisierung des Modells werden im Folgenden die stationären und dynamischen Anlagenreaktionen beider Anlagentopologien mit detaillierter aerodynamischer und mechanischer Modellierung denen der vereinfachten Modellbildung bei identischem Windzeitverlauf gegenübergestellt und Abweichungen aufgrund physikalischer Vereinfachungen im grundlegenden Modell erklärt.

In Abbildung 5.4 sind zum Vergleich das Antriebsmoment an der Rotornabe M_{Rot} , die Winkelgeschwindigkeit der Rotorwelle ω_{Rot} und der Generatorwelle ω_{Gen} sowie der Pitchwinkel eines Rotorblatts β des vereinfachten und detaillierten Modells der WEA mit PMSM überlagert. Anhand des Moments und der Drehzahlen lässt sich erkennen, dass

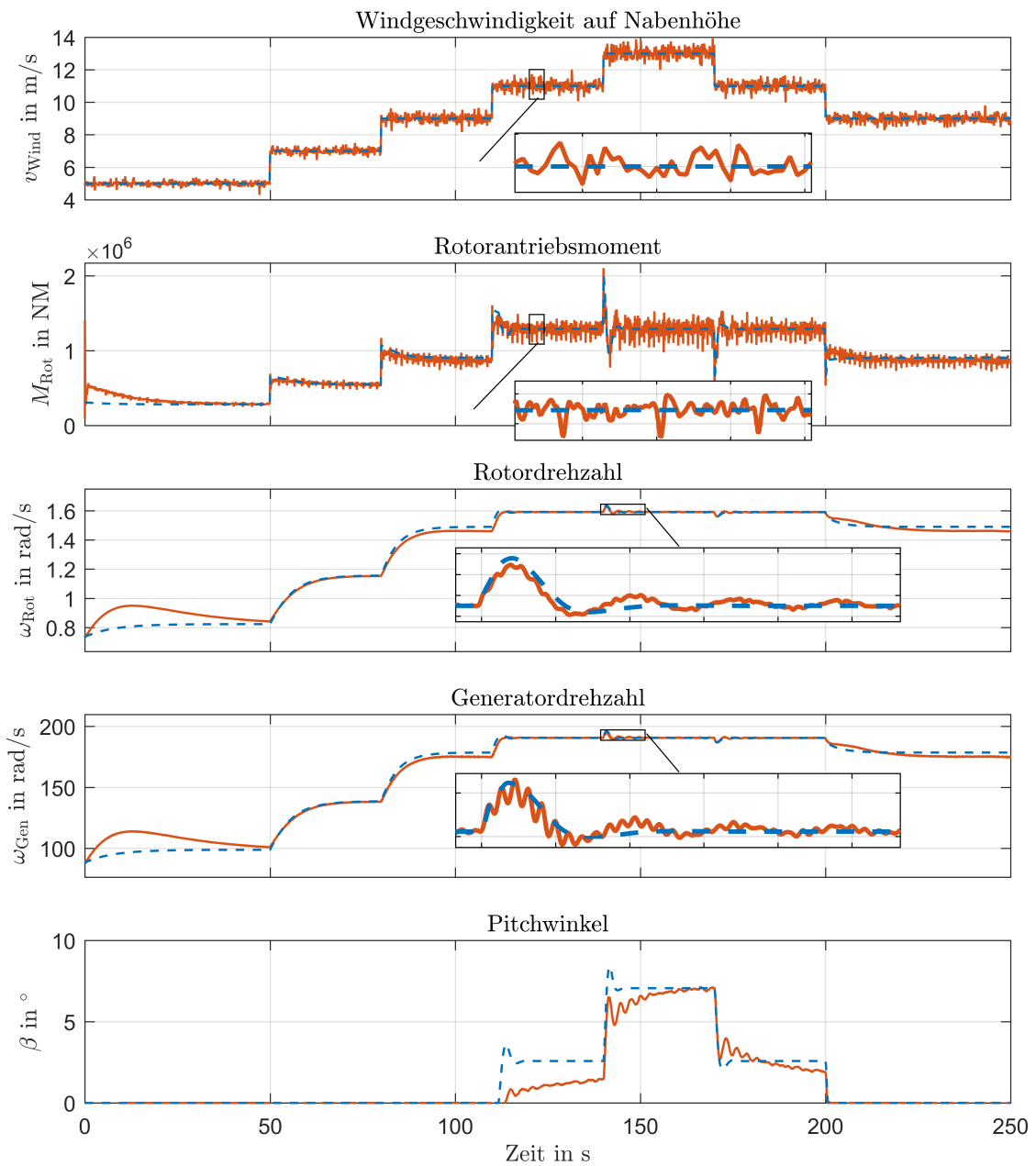


Abbildung 5.4: Vergleichende Zeitverläufe des Gesamtmodells mit PMSM und grundlegender Modellierung (blau) sowie detaillierter Aerodynamik und Mechanik (orange) bei stufenförmiger Windanregung

das Einschwingverhalten der WEA in beiden Modellvarianten prinzipiell gut übereinstimmt. Größere Abweichungen treten zu Beginn im trägen Einschwingverhalten durch die simulationsbedingt nicht optimale Initialisierung der Differentialgleichungen und das dadurch resultierende deutlich erhöhte Rotorantriebsmoment auf. Die höherfrequenten Schwingungen, insbesondere sichtbar im Ausschnitt der Generator-drehzahl, zeigen die Auswirkungen der Mehrmassen-Modellierung des Triebstrangs. Stationäre Abweichungen im Rotormoment und der Drehzahl sowie dem Pitchwinkel sind dadurch bedingt,

dass, wie zuvor bereits beschrieben, im vereinfachten Modell die Rotoren als flächig über die Rotorebene aufgespannt modelliert werden, während im detaillierten Modell diskrete, rotierende Balkenmodelle zum Einsatz kommen. Diese Rotorblätter sind im detaillierten Modell den über die Rotorebenen turbulenten Windverhältnissen ausgesetzt, was in der Folge ein von dem flächig konstanten Wind abweichendes Antriebsmoment generiert.

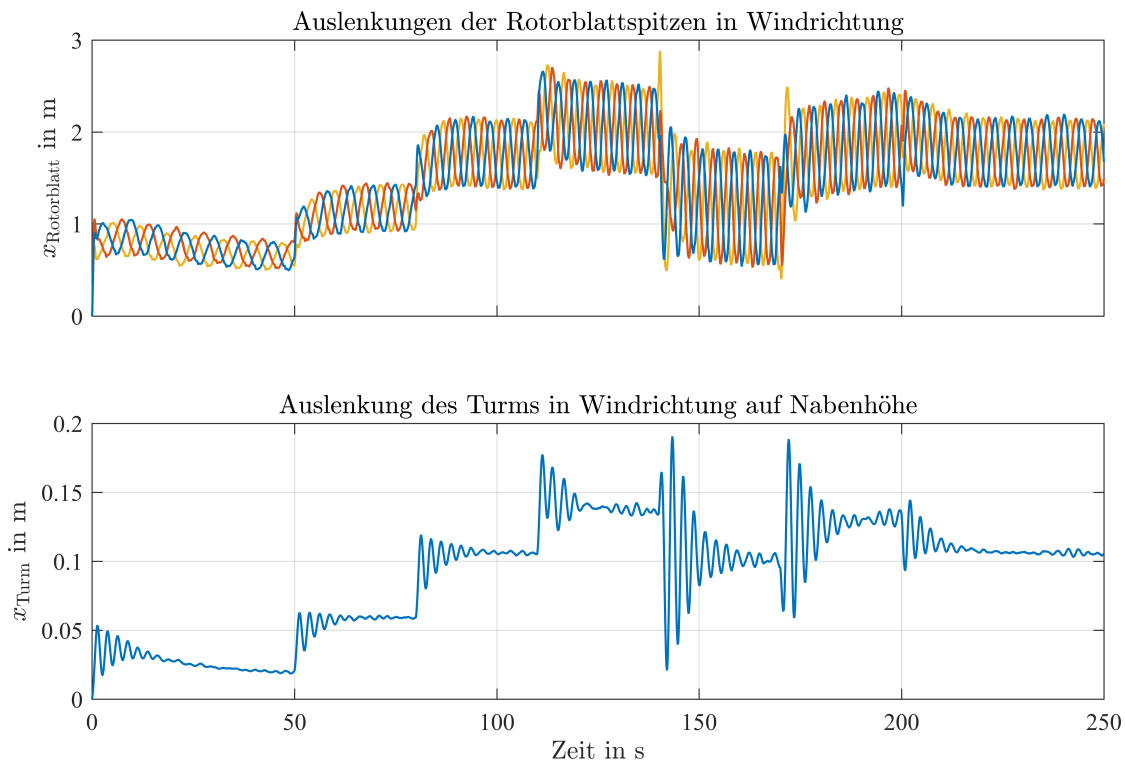


Abbildung 5.5: Auslenkung der Rotorblattspitzen und des Turms auf Nabenhöhe als schwingungsfähige Balkenmodelle durch den stufenförmigen Windverlauf aus Abbildung 5.4 mit räumlicher Turbulenz

Darüber hinaus sind in Abbildung 5.5 die Auswirkungen der die Rotorblätter und den Turm angreifenden Kräfte und Momente auf deren Auslenkungen und Schwingungen dargestellt. Diese Auslenkungen haben weitere dynamische Änderungen der Anströmwinkel sowie durch die Neigung der Gesamtanlage mit dem Turm veränderliche Schräganströmungen zur Folge, die das gesamte aerodynamische Verhalten der WEA beeinflussen.

Das realistische, mit der Windgeschwindigkeit steigende Schwingungsverhalten der Anlagenstrukturen sowie die Reaktionen der Drehzahl und Drehmomente beider Modelle auf veränderliche Windgeschwindigkeiten bestätigen die Plausibilität des detaillierten Modells für die weiteren Untersuchungen.

Zur Sichtbarmachung der Unterschiede zwischen detailliertem und vereinfachtem Modell bei realistischen Windzeitverläufen sind in Abbildung 5.6 die Zeitverläufe des Antriebsmoments an der Rotornabe M_{Rot} , der Winkelgeschwindigkeit der Rotorwelle ω_{Rot} und

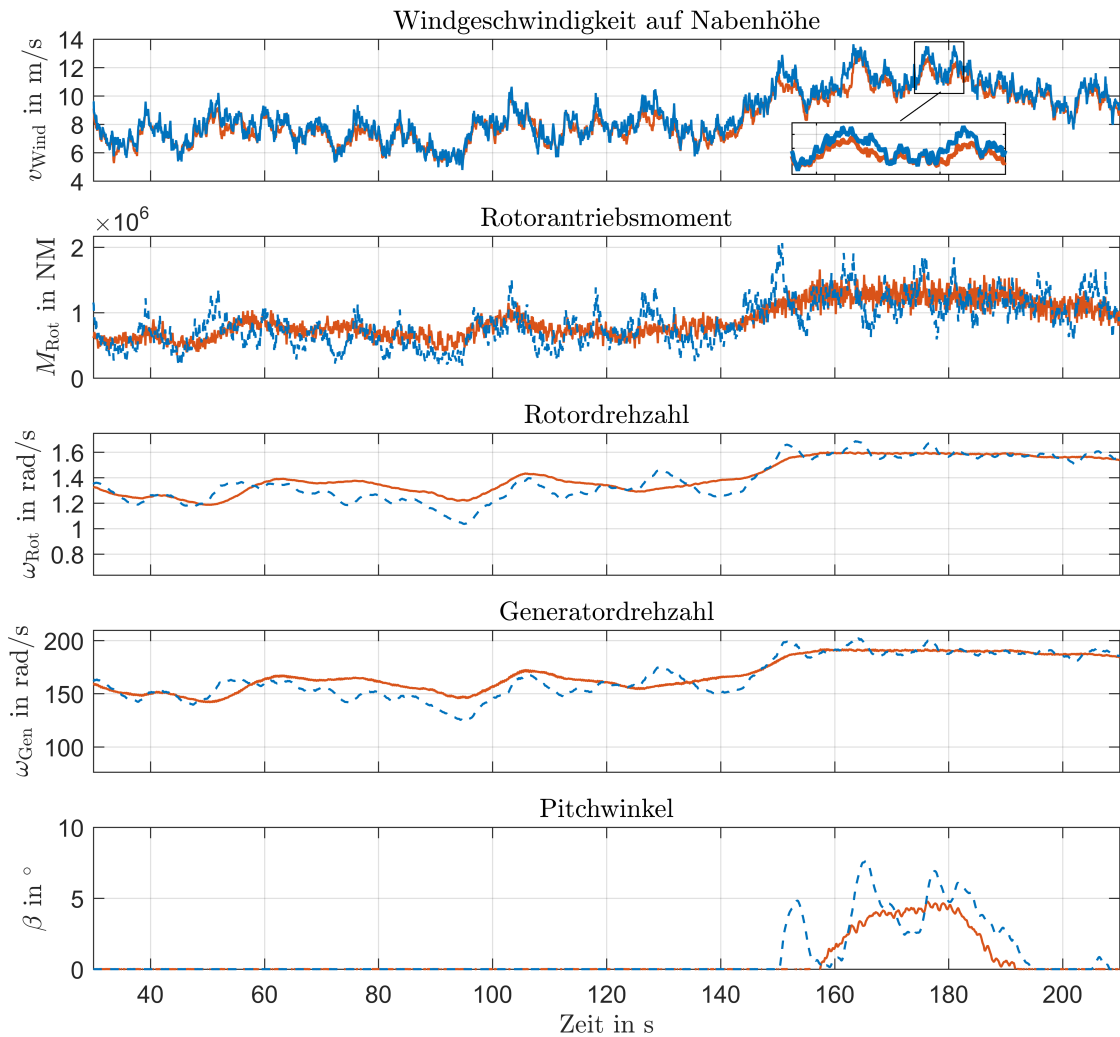


Abbildung 5.6: Vergleichende Zeitverläufe des Gesamtmodells mit DGASM und grundlegender Modellierung (blau) sowie detaillierter Aerodynamik und Mechanik (orange) bei zeitlich variierender und turbulenter Windanregung

der Generatorwelle ω_{Gen} sowie des Pitchwinkels eines Rotorblatts β des vereinfachten und detaillierten Modells der WEA mit DGASM gegenübergestellt.

Hier sind deutlich größere Abweichungen zwischen vereinfachtem und detailliertem Modell festzustellen als bei stufenförmiger Windanregung. Dies hängt damit zusammen, dass durch die sich abrupt ändernden Windbedingungen nun die zeitlichen Verzögerungen durch die zuvor beschriebenen Realisierungen des Dynamic Wake und Dynamic Stall zu sichtbarer Geltung kommen. Wie zuvor beschrieben, bewirken veränderliche aerodynamische Verhältnisse keine instantane Veränderung der aerodynamischen Kräfte und haben somit eine deutlich trägere Auswirkung auf das Rotornabenmoment respektive der Rotordrehzahl als die gleichen Bedingungen im vereinfachten aerodynamischen Modell. In diesem wirken die aerodynamischen Kräfte und Momente über die Kennlinienbeschreibung der Rotoreigenschaften direkt als Drehmoment auf die Rotornabe,

während der vereinfacht als PT_1 -Glied abgebildete Triebstrang aus der Momentensumme die Rotordrehzahländerung bildet. Die Modellierung sowohl des Turms als auch der Rotorblätter als dynamische Balkenmodelle bringt weitere Dämpfung in das Gesamtsystem des detaillierten Modells ein, die bei reiner sprungförmiger Systemanregung aus dem eingeschwungenen Zustand geringere Auswirkung zeigt.

5.2 Erweiterte Modellierung des elektrischen Triebstrangs

In diesem Teilkapitel werden gegenüber den bereits beschriebenen grundlegenden Modellierungen erweiterte Systembeschreibungen der elektrischen Generatoren vorgenommen, deren mögliche Auswirkungen auf die Maschinenumrichter grob vorab abgeschätzt werden.

5.2.1 Topologie #1 - PMSM mit Vollumrichter

Die Magnetisierung und die Verteilung der Magnete auf dem Läufer sind wesentliche Einflussfaktoren auf das Betriebsverhalten der PMSM. Aus diesem Grund werden mittels einer sogenannten Polradformfunktion gemäß [100] Einflüsse eines nicht ideal sinusförmigen Magnetflusses auf die Polradspannung und das Drehmoment in der detaillierteren Maschinenmodellierung berücksichtigt. Weitere denkbare Effekte wie temperaturabhängige Wicklungswiderstände sowie der Einfluss der Stromverdrängung auf die Wicklungsgrößen im Stator der PMSM als auch die Sättigung der Eisenbleche werden weiterhin als vernachlässigbar angenommen.

Wie in [100] beschrieben, kann das durch die Rotormagnetisierung hervorgerufene Luftspaltfeld in unendlich viele am Umfang verteilte Luftspaltüberwellen ungradzahliger Ordnungszahlen zerlegt werden. Diese treten mit den Oberwellen des Statorstrombelags der gleichen Ordnungszahl in Wechselwirkung und verursachen Pendelmomente. Zur Berücksichtigung in einer Zeitbereichssimulation bietet sich nun die Einführung der Polradformfunktionen an, die diese Wechselwirkung mittels einer drehzahl- und drehwinkelabhängigen Polradspannung berücksichtigen, und die in [101] und [102] beschrieben sind. Die Gleichung der Polradspannung wird dementsprechend um den drehwinkelabhängigen Anteil f_{up} ergänzt.

$$\underline{u}_p = j \cdot \omega_{el} \cdot \underline{\Psi}_{PM} \cdot f_{up}(\vartheta) \quad (5.4)$$

In dq-Koordinaten bei einer rein sinusförmigen Polradspannung wird diese Formfunktion zu

$$\begin{pmatrix} f_{u_{P,d}} \\ f_{u_{P,q}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}. \quad (5.5)$$

In der Abbildung 5.7 ist der Verlauf der Polradspannung jeweils in abc- und in dq-Koordinaten für zwei verschiedene Statorwicklungssysteme in Abhängigkeit des elektrischen Drehwinkels gezeigt.

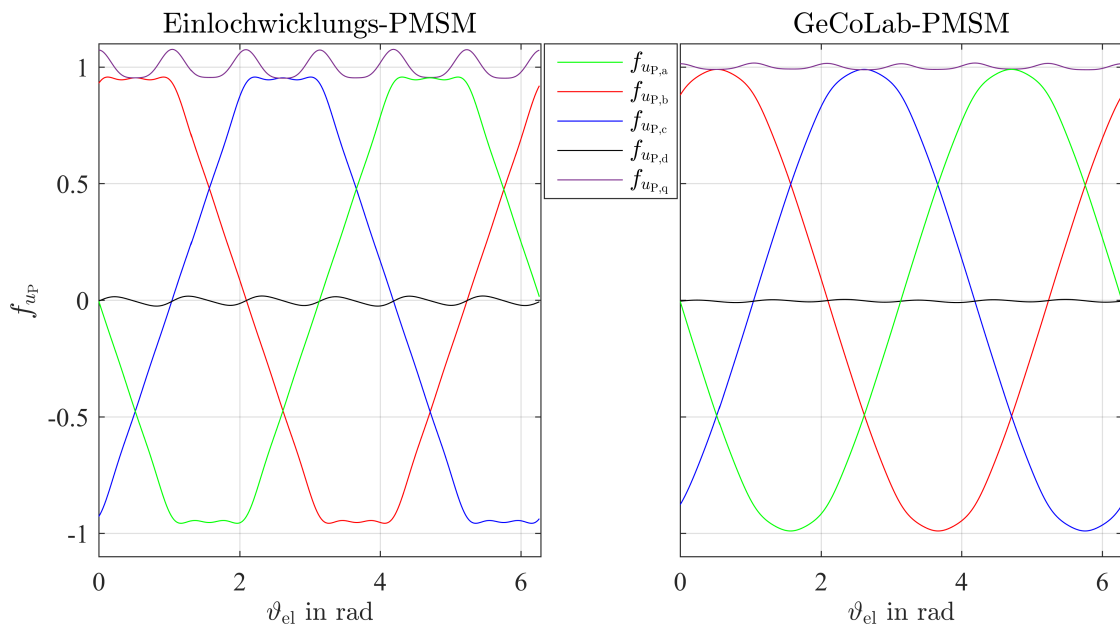


Abbildung 5.7: Polradformfunktionen in natürlichen und dq-Koordinaten über eine Polteilung bei einer PMSM mit einer Einlochwicklung im Stator (links) und bei der realen gesehten Zweischichtwicklung der PMSM im GeCoLab

Für den linken Fall wurde eine dreiphasige Einlochwicklung (eine Nut je Pol und Strang) im Stator angenommen, dessen Feldkurve bei idealer Betrachtung rechteckförmig ist und aus diesem Grund entsprechend seiner Fourierzerlegung mit sämtlichen ungeraden Ordnungszahlen des Rotorluftspaltfeldes gekoppelt ist. Als Resultat zeigt sich die dem Trapez angenäherte Form der Polradspannung über den Drehwinkel. Die rechte Abbildung stellt den Wicklungsfall einer realen Maschine dar, wie sie im GeCoLab als typische Bauweise eines Windenergiegenerators eingesetzt wird. Hierbei zeigt sich bereits, dass in der Realität die Polradspannung nur geringfügig von seiner idealen Sinusform abweicht.

Zusätzlich zur Berücksichtigung des Polradspannungsbeitrags in der d-Achse bei der Beschreibung der PMSM in dq-Koordinaten muss dieser Oberwellenanteil nun auch in

der Momentengleichung berücksichtigt werden. Nach [102] führt die Anpassung der bisherigen Momentengleichung 4.19 zu

$$M_{el} = \frac{3}{2} p \cdot \left((L_d - L_q) \cdot i_{S,d} \cdot i_{S,q} + \Psi_{PM} \cdot (f_{up,d} \cdot i_{S,d} + f_{up,q} \cdot i_{S,q}) \right). \quad (5.6)$$

5.2.2 Topologie #2 - DGASM mit Teilumrichter

Zur detaillierten Modellierung der DGASM bietet sich die Berücksichtigung verschiedener bereits in Abschnitt 4.2.2 angesprochenen nicht idealen Maschineneffekte an.

Wie schon das Beispiel der PMSM zeigt, ist bei auf ein konstantes Drehmoment optimierten elektrischen Maschinen der Einfluss der Oberwellen auf das Betriebsverhalten zumindest aus Sicht der Umrichter mit großer Wahrscheinlichkeit vernachlässigbar. Hauptfeldsättigung sowie Ummagnetisierungsverluste sind durch die vorhandenen Maschinengeometrien und Blechkenndaten zwar abbildbar, jedoch nur unter einem im Rahmen dieser Arbeit nicht vertretbaren Mehraufwand zum Beispiel mittels analytischer Finite-Elemente-Methoden auf Basis der physikalischen Eigenschaften der Blechmaterialkennlinien zu ermitteln.

Läuferseitige Stromverdrängung Statt den zuvor genannten Effekten wird im Folgenden die läuferseitige Stromverdrängung einer genaueren Betrachtung unterzogen. Die potenzielle Relevanz erhält dieser Effekt dadurch, dass im Falle schneller Spannungsänderungen am Stator, wie sie bei Netzfehlern auftreten, drehzahlfrequente Ströme in den Rotor induziert werden. Da die Rotorwicklung als Kupferstäbe mit signifikant großer Querschnittsfläche ausgeführt und für die in der Regel lediglich schlupffrequenten Ströme ausgelegt ist, kann hier bei netzfrequenten Strömen bereits ein erheblicher Stromverdrängungseffekt auftreten. Darüber hinaus existiert eine Vielzahl rein auf der Maschinengeometrie und dem Leitermaterial basierender analytischer Rechenverfahren zur Beschreibung der frequenzabhängigen Widerstandsveränderung, was eine Abschätzung der Relevanz dieses Effekts innerhalb dieser Arbeit zulässt.

Stromverdrängung bezeichnet in einem elektrischen Leiter die Überlagerung des ursprünglichen Leiterstroms mit Wirbelströmen, die aus in den Leiter induzierenden zeitlich veränderlichen Magnetfeldern resultieren. Diese Magnetfelder können ihre Ursache in demselben Leiterstrom haben, den sie beeinflussen, in diesem Fall spricht man von einseitiger Stromverdrängung (engl. skin effect). Wird das Magnetfeld von benachbarten stromführenden Leitern verursacht, handelt es sich um zweiseitige Stromverdrängung (engl. proximity effect). Die Überlagerung der Leiterströme mit den Wirbelströmen resultiert in einer über den Leiterquerschnitt nicht gleichmäßig verteilten Stromdichte und entspricht makroskopisch einer Erhöhung des Leiterwiderstands. Zusätzlich zu diesem

Effekt kommt es zu einer Feldverdrängung in Richtung der lokal erhöhten Stromdichte, was sich in einer Reduktion der Streuinduktivität des Leiters widerspiegelt.[103]

Am IAL wurde im Jahr 1992 im Rahmen einer studentischen Arbeit ein Berechnungsprogramm entwickelt, welches auf Basis der geometrischen Maschinen- und Wicklungsdaten sowie Kennziffern des Leitermaterials den Widerstandserhöhungsfaktor k_R sowie den Induktivitätsverminderungsfaktor k_X für beliebige Leiterstromfrequenzen einer Zweischichtwicklung berechnet. Aufgrund einer Vielzahl von experimentellen Validierungen dieses Programms werden dessen Berechnungsergebnisse als plausibel angesehen. Ein Vergleich der so ermittelten Werte mit den Größen R'_R und $L'_{R,\sigma}$ bei 0 Hz und 50 Hz anhand der Datenblattangaben des Generators zeigt eine Abweichung von unter 10%.

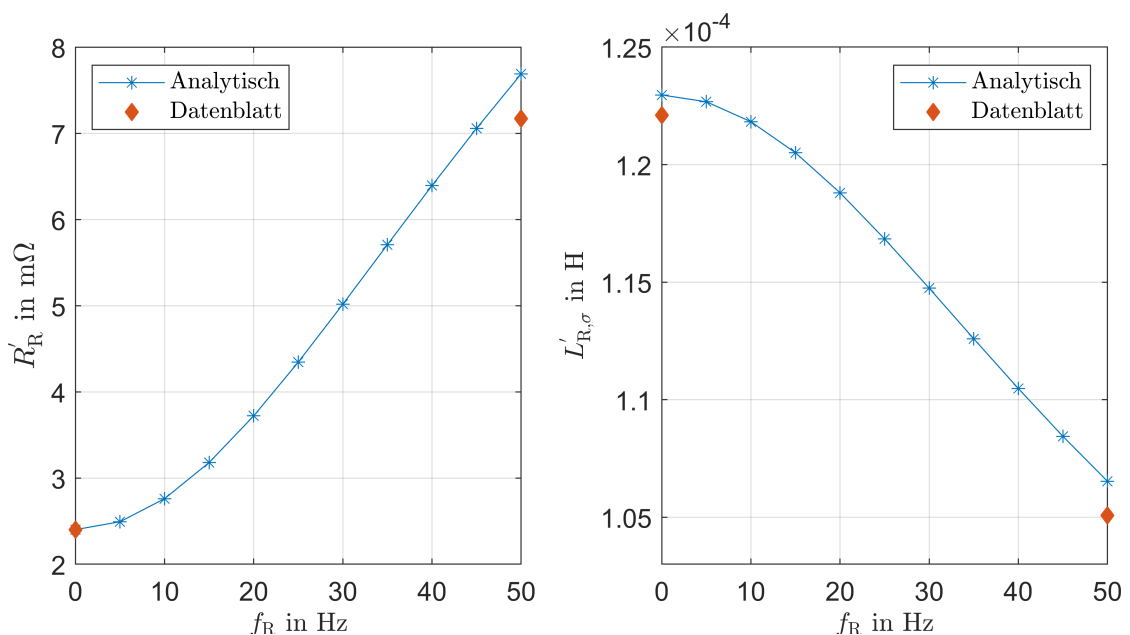


Abbildung 5.8: Analytisch ermittelte (blau) Auswirkung der Stromverdrängung auf den Rotorwicklungswiderstand (links) sowie die Rotorstreuinduktivität (rechts) und Datenblattwerte (rot) der gesehten Zweischichtstabwicklung der DGASM im GeCoLab

In Abbildung 5.8 sind einige der berechneten Stützstellen des Rotorwicklungswiderstands sowie der Streuinduktivität der GeCoLab-Maschine auf den Stator bezogen über die Frequenz des Rotorstroms bis zur nominalen Netzfrequenz von 50 Hz aufgezeichnet und den Datenblattangaben gegenübergestellt. Hierbei wurden die Annahmen getroffen, dass 90% des Rotorwicklungswiderstands von der Stromverdrängung betroffen sind, da auch der gesamte Strom durch diese Leiter fließt und lediglich die Anschlussklemmenwiderstände hiervon ausgenommen sind. Als Anteil der Streuinduktivität, die von der Feldverdrängung betroffen ist, wird lediglich die Hälfte der gesamten Streuinduktivität bei Gleichstrom gewählt. Diesem liegt die Abschätzung zugrunde, dass ein großer Teil der Streuinduktivität durch den Wickelkopf verursacht wird, der im Gegensatz zur Nutstreuung nicht oder kaum von der Feldverdrängung betroffen ist.

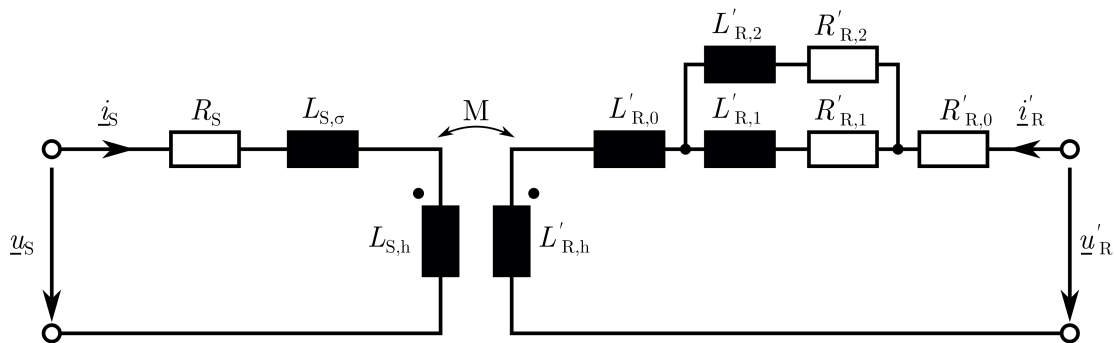


Abbildung 5.9: ESB zur Berücksichtigung der Stromverdrängung im Rotorkreis der DGASM

In [104] ist eine Methodik beschrieben, mit deren Hilfe sich der Frequenzgang der Rotorwicklung unter Einfluss der Stromverdrängung in ein Simulationsmodell überführen lässt. Die Basis hierzu bildet die Parallelschaltung der Längselemente im ESB des Rotorkreises der Maschine, das sogenannte Foster-Netzwerk. In dieser Arbeit wird die einfachste Form dieses Netzwerks, bestehend aus zwei Zweigen, als ausreichend genau gewählt (siehe Abbildung 5.9). $L'_{R,0}$ und $R'_{R,0}$ beschreiben hierbei die stromverdrängungsfreien Anteile der Streuung und des Wicklungswiderstands. Der Lösungsansatz für die stromverdrängungsbehafteten Elemente besteht darin, die Admittanz der Parallelschaltung beider Foster-Elemente mittels Partialbruchzerlegung an gewählte Stützstellen der von der realen Maschine ermittelten Werte anzupassen. Als Resultat erhält man bereits bei den gewählten zwei Gliedern eine gute Approximation des Frequenzgangs im Simulationsmodell im Vergleich zu den analytisch errechneten Verläufen, wie in Abbildung 5.10 zu sehen ist. Da der analytische Frequenzgang als vektorielle Summe aus realem ohmschen Widerstand und imaginärer Reaktanz gegeben ist, ist die Rotorstreuinduktivität für Gleichstrom aus der Reaktanz heraus nicht ermittelbar und wird deshalb in Abbildung 5.10 nicht dargestellt.

5.3 Netzfehlerfälle und FRT-Regelung

Unter einem Netzfehler wird in dieser Arbeit die signifikante und rasch auftretende Abweichung der Netzspannungsamplitude von deren Bemessungswert verstanden. Diese Abweichung kann zwei oder alle drei Phasen des Spannungssystems betreffen. Einphasige Spannungseinbrüche sind aufgrund der Dreieck-Stern-Transformatoren zum Netzanschluss der WEA nicht Bestandteil aktueller Normen, da diese Transformatoren keine Übertragung eines Nullsystems erlauben (siehe Abschnitt A.1) und sich einphasige Netzfehler somit als mehrphasige Spannungsfehler auf der WEA-Seite äußern. Solche Spannungseinbrüche können zum Beispiel durch Kurzschlüsse zwischen den Phasen oder einer oder mehrerer Phasen mit der Erde verursacht werden. Je nach Entfernung der Fehlerstelle vom Anschlusspunkt sowie weiteren Erzeugern und Verbrauchern am Netz

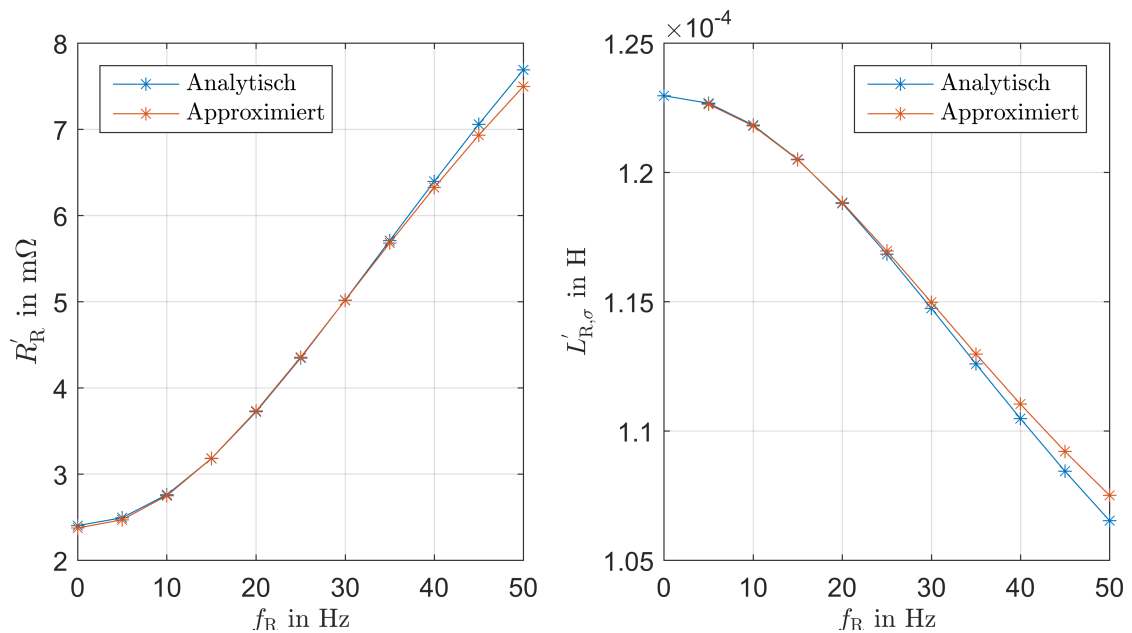


Abbildung 5.10: Vergleich der analytisch ermittelten (blau) Frequenzgänge des Wicklungswiderstands und der Streuinduktivität des Rotors mit denen der Modellapproximation (rot)

können WEA so Spannungseinbrüche beliebiger Höhe bis zu 0 V bei einem dreiphasigen Kurzschluss in direkter Anlagennähe erfahren.

5.3.1 Zertifizierung der FRT-Regelung

In der DIN EN 61400 Teil 21 zur Messung und Bewertung der Netzverträglichkeit von netzgekoppelten Windenergieanlagen [37] sind, wie bereits in Abschnitt 2.3 aufgeführt, Vorschriften zur mess- und simulationstechnischen Bewertung der Einhaltung der Netzanschlussrichtlinien von WEA definiert. Diese beinhalten unter anderem die in Tabelle 5.1 aufgeführten Netzfehlerdefinitionen zur Überprüfung des Verhaltens der WEA bei Netzspannungseinbrüchen.

Die dort definierten Fehlerfälle VD1 bis VD6 sind zur Zertifizierung gemäß Norm jeweils bei einem Betrieb der WEA mit einer stationären Wirkleistung vor Fehlereintritt zwischen $0,1 \cdot P_T$ und $0,3 \cdot P_T$ sowie von über $0,9 \cdot P_T$ zu überprüfen. Die Qualität der Regelung zum Durchfahren von Netzfehlern (engl. „fault ride-through“, FRT) wird aufgrund der Zeitverläufe der Wirk- und Blindleistung sowie des Wirk- und Blindstroms am Netzanschlusspunkt der WEA für die Zeit kurz vor bis ausreichend lange nach dem Spannungseinbruch bewertet. Der in der Tabelle angegebene Wert der Fehlerspannung beschreibt das Verhältnis der Spannung zwischen zwei der betroffenen Phasen im Fehlerfall zur Spannung vor Eintreten des Fehlers.

Fehlerfall	Betroffene Phasen	Fehlerdauer in s	Fehlervoltage $u_{\text{Flt}} = \frac{U_{\text{Flt}}}{U_{\text{N,r}}}$
VD1	3 Phasen	$0,5 \pm 0,02$	$0,90 \pm 0,05$
VD2	3 Phasen	$0,5 \pm 0,02$	$0,50 \pm 0,05$
VD3	3 Phasen	$0,2 \pm 0,02$	$0,20 \pm 0,05$
VD4	2 Phasen	$0,5 \pm 0,02$	$0,90 \pm 0,05$
VD5	2 Phasen	$0,5 \pm 0,02$	$0,50 \pm 0,05$
VD6	2 Phasen	$0,2 \pm 0,02$	$0,20 \pm 0,05$

Tabelle 5.1: Definition der Netzfehlerfälle gemäß DIN EN 61400-21 [37]

Für die Zertifizierung des netzkonformen Anlagenverhaltens ist es unerheblich, wie sich die Maschinenregelung während des Netzfehlers verhält, solange die Messgrößen am PCC innerhalb der zulässigen Grenzwerte liegen. Aus diesem Grund besteht sowohl die Möglichkeit, sofern die Randbedingungen der Topologie dies zulassen, das elektrische Gegenmoment während des Netzfehlers konstant zu halten, als auch dieses Moment abzusenken, um den Umrichterwirkstrom zu reduzieren. In jedem Fall muss die überschüssig Energie, die in den Zwischenkreis eingebracht wird aber nicht ins Netz eingespeist werden kann, über eine Schutzvorrichtung wie einen „Chopper-Widerstand“ in Wärme umgewandelt werden.

Da rein simulationsbasierte FRT-Nachweise nicht zulässig sind und es zum Zeitpunkt der Erstellung dieser Arbeit noch keine zugelassenen Zertifizierungsmöglichkeiten an Netznachbildungsumrichtern im Laborumfeld gibt, muss die Anlagenregelung im Netzfehlerfall an einer WEA im Feld unter regulären Betriebsbedingungen überprüft werden. In [105] ist die Praxis einer solchen Zertifizierung ausführlich beschrieben. Demzufolge kommt für die Emulation der Netzspannungseinbrüche ein mobiler FRT-Container zum Einsatz, welcher zwischen Netzanschlusstransformator der WEA und dem Einspeisernetz einen Spannungsteiler einbringt, um die Netzanschlussspannung aus Sicht der WEA auf einen einstellbaren Wert unterhalb der tatsächlichen Netzspannung abzusenken. In den Simulationsmodellen in dieser Arbeit zur Untersuchung der Netzfehlerauswirkungen und auch in deren Laborvalidierungsmessungen kommen stattdessen einstellbare Netzspannungsquellen zum Einsatz, die durch ihre maximal steilen Spannungseinbruchsflanken die größte Anforderung an das Regelungssystem stellen.

5.3.2 FRT-Regelung im Modell

Wie bereits in Abschnitt 4.2.1 in Abbildung 4.8 dargestellt wurde, bedarf es zur richtlinienkonformen Regelung der WEA im Netzfehlerfall neben einer Netzdetektionseinheit

wie der DSOGI eines Automatismus zur Erkennung eines FRT-Zustandes und der Art des Fehlers. Die Unterscheidung zwischen symmetrischem und unsymmetrischem Fehler sowie die Spannungseinbruchtiefe begründen eine unterschiedliche Blindstromvorgabe, wie in Abschnitt 2.3 beschrieben ist. Die essentielle Funktionsweise der in den Simulationsmodellen umgesetzten Netzfehlererkennung ist in Abbildung 5.11 dargestellt.

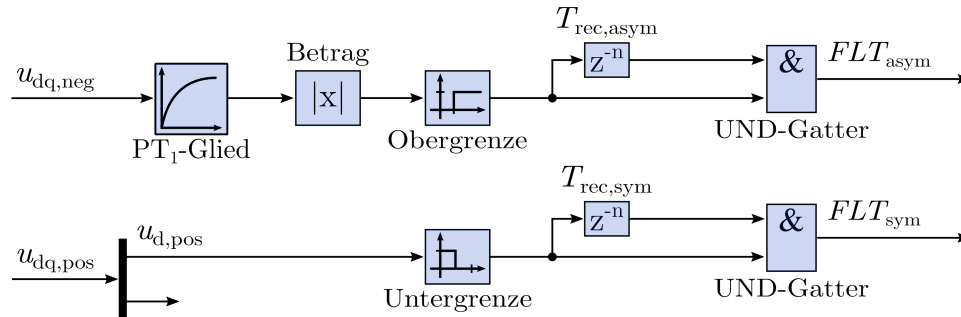


Abbildung 5.11: Signalflussplan der Netzfehlererkennung

Unterschieden werden die Netzfehler in symmetrische FLT_{sym} und unsymmetrische FLT_{asym} Spannungseinbrüche. Hierzu werden die dq-Komponenten des aus der DSOGI entkoppelten Mit- und Gegensystems der Netzspannung ausgewertet. Ein Unterschreiten des unteren Spannungstoleranzwerts von $0,9 \cdot U_{N,r}$ über einen Zeitraum von $T_{rec,sym}$ führt zur Detektion eines symmetrischen Fehlers. Überschreitet der Betragswert der Komponenten der Gegensystemspannung einen gewissen Toleranzwert für die Zeitdauer von $T_{rec,asym}$ bei gleichzeitig zu geringer Mitsystemspannung wird dem überlagert ein unsymmetrischer Fehler erkannt. Die Gegensystemkomponenten werden zusätzlich durch ein PT₁-Glieder gefiltert, um keine wiederholt sprunghaften Änderungen des Blindstromsollwerts zu erhalten, da durch die Trägheit der DSOGI auch bei ideal symmetrischem Spannungseinbruch kurzzeitig ein Anstieg der erst stationär entkoppelten Gegensystemkomponente zu erwarten ist.

FRT-Verhalten der Vollumrichtertopologie Das Simulationsmodell der Vollumrichtertopologie mit PMSM ist in der Lage, sämtliche Netzspannungseinbruchsfehler gemäß den Vorgaben zu durchfahren. Dies ist in den Zeitverläufen der Abbildungen 5.12 sowie 5.13 für die kritischsten zur Zertifizierung definierten symmetrischen und unsymmetrischen Fehlerfälle VD3 und VD6 bei einer Wirkleistung vor Fehlereintritt von über $0,9 \cdot P_r$ gezeigt. Die Zeitverläufe zu den Fehlerfällen VD2 und VD5 sind im Anhang in Abschnitt A.3 dargestellt. Die symmetrischen Fehlerdauern sind aus Gründen der Übersichtlichkeit wie die unsymmetrischen auf 200 ms begrenzt. Auf die Abbildung der Fälle sehr kleiner Wirkleistung bei Fehlereintritt wird aufgrund der geringen Abweichung der relevanten Zeitverläufe bewusst verzichtet. Die Richtung der Strommessung orientiert sich am Erzeugerzählpeilsystem, misst also Ströme mit einer Amplitude größer als null in Richtung Netzanschlusspunkt positiv.

In beiden simulierten Verläufen ist zu sehen, dass die durch die DSOGI ermittelten

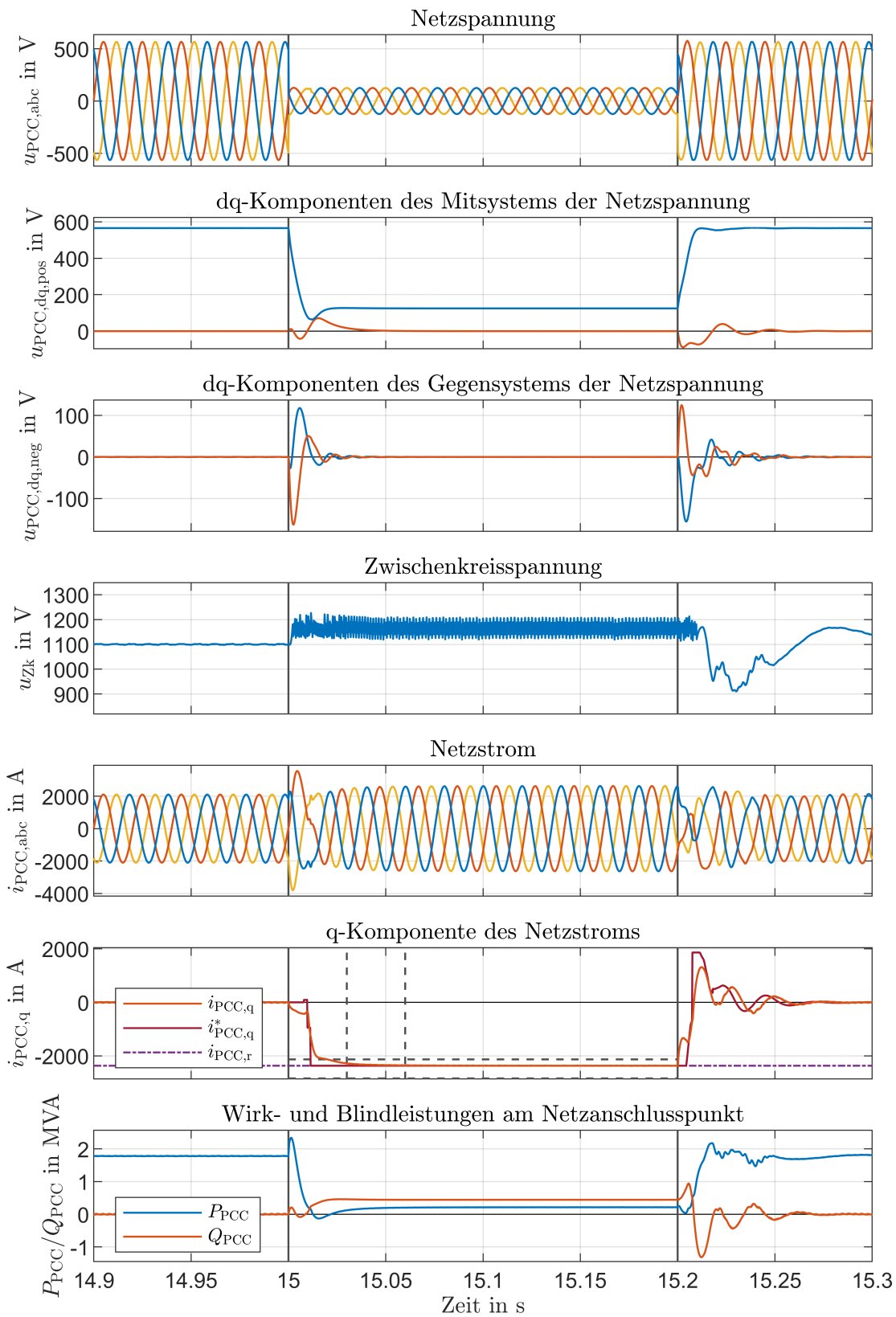


Abbildung 5.12: Reaktion des 2 MW-Simulationsmodells der Vollumrichtertopologie auf den Netzfehler VD3 nach DIN EN 61400-21 nahe Bemessungsleistung mit den d-Komponenten der dargestellten Ströme und Spannungen in blau und den q-Komponenten in rot

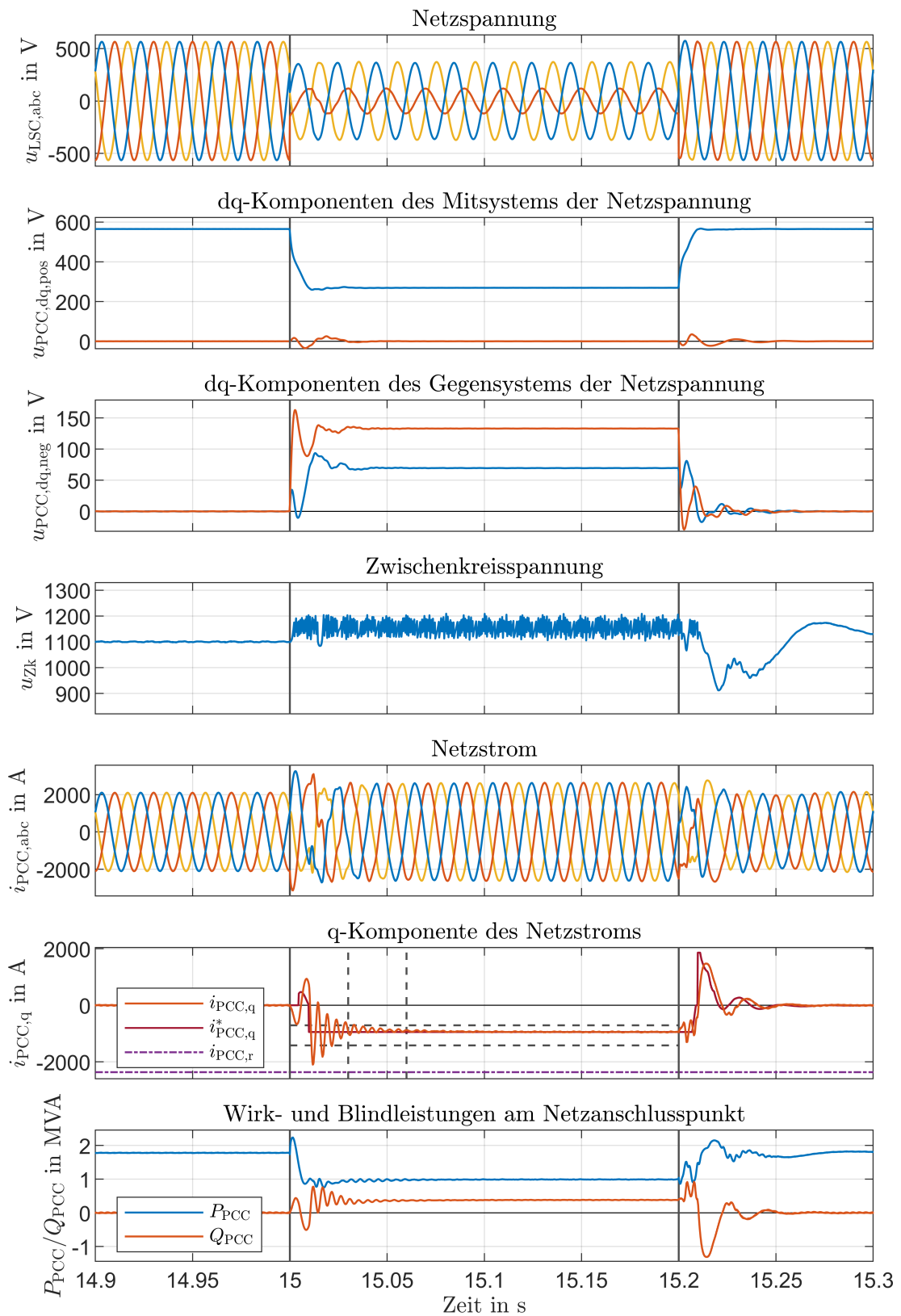


Abbildung 5.13: Reaktion des 2MW-Simulationsmodells der Vollumrichtertopologie auf den Netzfehler VD6 nach DIN EN 61400-21 nahe Bemessungsleistung mit den d-Komponenten der dargestellten Ströme und Spannungen in blau und den q-Komponenten in rot

Größen für die Mit- und Gegensystemkomponenten der Netzspannung innerhalb einer Netzperiode eingeschwungen und entkoppelt sind. Nur im unsymmetrischen Fehlerfall von Abbildung 5.13 existiert stationär ein entsprechendes Gegensystem im Fehlerfall, sodass der eingespeiste Blindstrom als q-Komponente des Netzstroms auf 40 % des Nennstroms $i_{LSC,r}$ begrenzt bleibt. Sowohl im symmetrischen als auch im unsymmetrischen FRT-Fall treten signifikante, einige Millisekunden andauernde Überströme auf, welche für die Betrachtungen in dieser Arbeit aufgrund ihrer kurzen Zeitdauer als zulässig betrachtet werden (in [79] wird speziell zur Vermeidung dieser Überströme ein prädiktives Regelverfahren vorgeschlagen, welches hier jedoch keine weitere Betrachtung finden soll). In den Abbildungen 5.12 und 5.13 ist weiterhin zu sehen, dass die Vorgaben zum Einregelverhalten des Blindstroms hinsichtlich der Einschwingzeit von 60 ms und des Toleranzbands um den stationären Sollwert durch die FRT-Regelung problemlos eingehalten werden. Der Freiheitsgrad zum Verbleib der Wirkleistungseinspeisung im Fehlerfall wird in dieser Arbeit so gewählt, dass mit Beachtung des maximal zulässigen Strombetrags weiterhin die vor Fehlereintritt eingestellte Wirkleistung ins Netz eingespeist wird.

Da die aktuelle Mittelspannungsrichtlinie lediglich Vorgaben für die Blindstromeinspeisung im Fehlerfall für das Mitsystem definiert, wird der Gegensystemstrom für einen minimalen Strombetrag in allen Phasen zu null geregelt. Hierzu wird ein proportional-resonanter (PR) Regler verwendet, da sich die Gegensystemkomponenten mit doppelter Netzfrequenz in dem mit der einfachen Netzfrequenz des Mitsystem-Phasenwinkels rotierenden dq-KOS ausprägen. Dieser Harmonischenregler wird beispielsweise in [106, 107] beschrieben. Auslegungsvorgaben finden sich in [108].

FRT-Verhalten der Teilumrichtertopologie Die Einhaltung der Netzanschlussbedingungen hinsichtlich der FRT-Funktionalität bei WEA mit Teilumrichter und DGASM bedarf regelungstechnisch eines deutlichen Mehraufwands verglichen mit einer Vollumrichterregelung. Dies hängt zum einen mit der relativ großen Zeitkonstante des Regelkreises über den Rotor und Stator der Maschine zusammen, die die Reaktionszeit des MSC auf einen sprunghaften Anstieg des Blindleistungssollwertes beschränkt. Der nur für einen Teil des Bemessungsstroms der WEA ausgelegte LSC ist nicht in der Lage, bei massiven Einbrüchen der Netzspannung den geforderten Blindstrom vollständig in das Netz einzuspeisen, sondern kann nur einen Teil hiervon übernehmen. Zum anderen wird durch die zu Beginn eines Netzfehlers hochgradiente Spannungsänderung am Stator über den stetigen Hauptfluss eine hochfrequente Spannung im Rotor induziert, die deutlich über dessen Bemessungsamplitude liegen kann. Im schlimmsten Fall ist somit die Steuerbarkeit des MSC nicht mehr gewährleistet, solange diese Spannung nicht abgebaut ist. Parallel dazu treten hohe Stromtransienten auch im Stator auf, die wie bei der Vollumrichtertopologie innerhalb der Einregelzeitvorgaben von 30 ms bzw. 60 ms beherrscht werden müssen. Ausführlich beschrieben sind diese Vorgänge und mögliche regelungstechnische Gegenmaßnahmen zur Beherrschung des FRT unter anderem in [84, 109–111].

In dieser Arbeit wird auf eine ausführlichere Beschreibung und Auslegung der Teilumrichterregelung für den Fehlerfall verzichtet. Das verwendete Simulationsmodell zur Untersuchung der Auswirkungen von Netzfehlern auf die Umrichter der Topologie # 2 besteht aus einem kommerziell erworbenen Regelungsmodell einer Vielfach im Feld eingesetzten WEA mit DGASM. Die Funktionalität der Regelung wird im folgenden Abschnitt durch Messungen an einem MW-Prüfstand verifiziert und somit für die weiteren Untersuchungen als valide betrachtet. Die Zeitverläufe von MSC und LSC der Teilumrichtertopologie sind in den Abbildungen 5.14 sowie 5.15 für die simulierten Fehlerfälle VD3 und VD6 bei einer Wirkleistung von über $0,9 \cdot P_r$ gezeigt. Hierbei lässt sich an den Statorströmen und -Leistungen das Verhalten des MSC erkennen, während an den Strömen und Leistungen am PCC zusätzlich die Reaktionen des LSC deutlich werden. Die übrigen Zeitverläufe sind erneut im Anhang in Abschnitt A.3 zu finden. Strommessrichtungen sind wie zuvor am Erzeugerzählpeilsystem orientiert. Die Drehzahl des Generators wird während des Fehlers konstant gehalten. In der Realität lässt sich dies durch den Bremschopper im Zwischenkreis realisieren. Alternativ kann durch entsprechende regelungstechnische Maßnahmen im übersynchronen Betrieb des Generators das elektrische Gegenmoment und gleichsam die elektrische Energie in den Zwischenkreis reduziert werden. Dies hat dann eine Erhöhung der Rotordrehzahl zur Folge. Aufgrund der hohen mechanischen Zeitkonstanten im Bezug zur maximalen Netzfehlerdauer hält sich die so entstehende Drehzahländerung in für ein Wiedereinspeisen der Leistung nach Fehlerklärung tolerierbaren Grenzen.

In Abbildung 5.14 sind die relevanten Simulationsgrößen während des symmetrischen Spannungseinbruchs VD3 auf 50% der Bemessungsspannung dargestellt. Im Vergleich zu der Abbildung 5.12 stechen die bereits angesprochenen vermehrten Schwingungsamplituden und die langsame Abklingzeit der Unsymmetrien im Netzstrom hervor. Durch die Unterstützung des LSC gelingt es beinahe, den Netzblindstrom 60ms nach Fehlertritt innerhalb der geforderten Toleranzgrenzen zu halten. Die noch vorhandenen Überschwinger haben für die Untersuchungen innerhalb dieser Arbeit keine signifikante Auswirkung und sind möglicherweise wieder durch das vereinfachte Modell und die zu geringe Streckendämpfung begründet.

Die Verläufe im unsymmetrischen Fehlerfall VD6 sind in Abbildung 5.15 dargestellt. Im Unterschied zur vom Autor erstellten Vollumrichterregelung wird hier ersichtlich, dass im Falle der zugekauften und in realen WEA eingesetzten Regelung der DGASM auf eine Gegensystemstromregelung verzichtet wurde. Dies ist zulässig, da es hierzu in den entsprechenden Normen keine Vorgaben gibt, wie bereits in Abschnitt 2.3 erwähnt wurde. Dies sorgt jedoch dafür, dass für die Dauer des unsymmetrischen Netzspannungsfehlers ein erhöhter Strom durch die Umrichterhalbleiter fließt. In den Leistungen spiegelt sich der vorhandene Gegensystemstrom in den Pendelungen mit doppelter Netzfrequenz wider, die, durch die Filterung der berechneten Leistungswerte mit einer Eckfrequenz von 100Hz, bereits abgedämpft dargestellt sind.

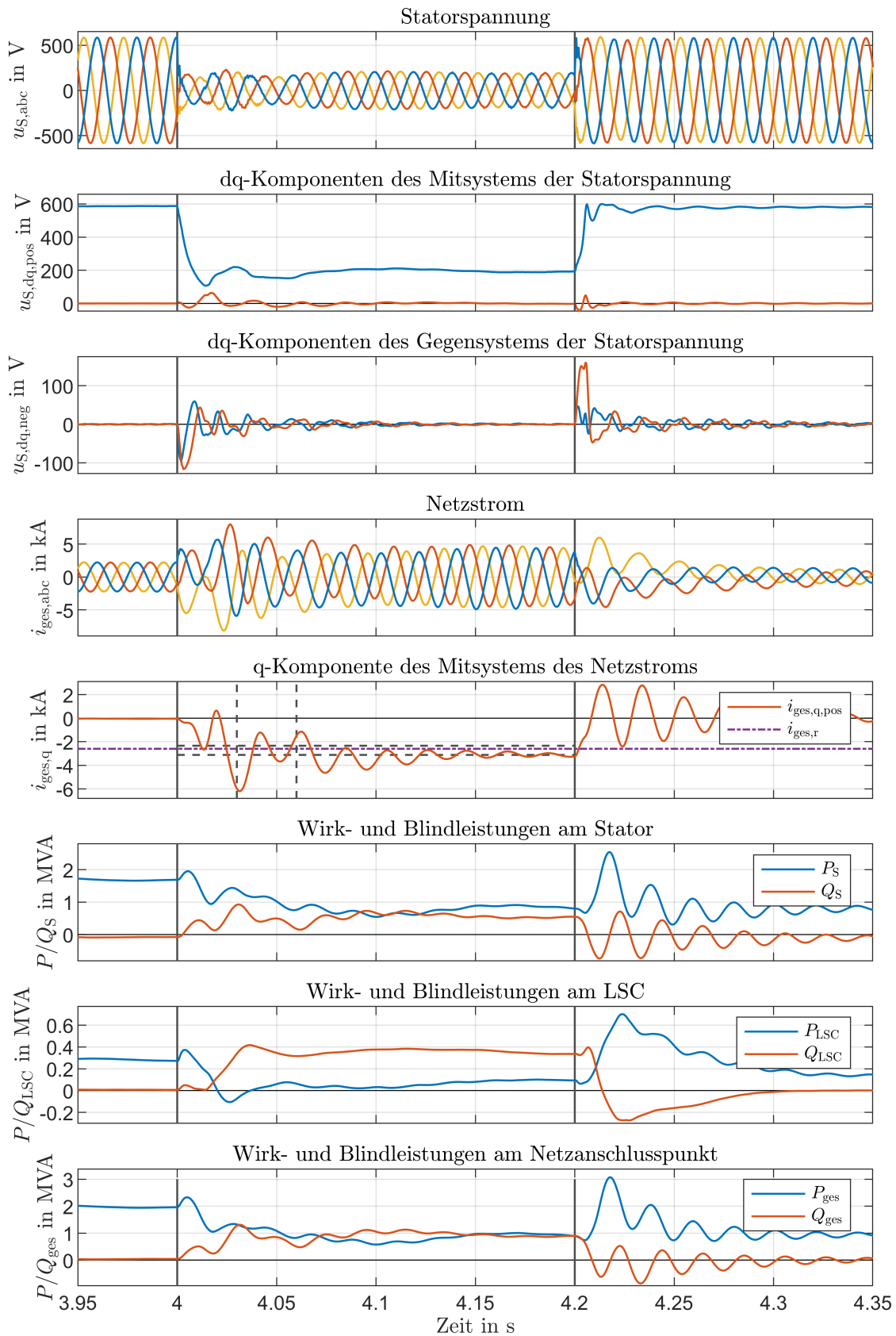


Abbildung 5.14: Reaktion des 2MW-Simulationsmodells der Teilumrichtertopologie auf den Netzfehler VD3 nach DIN EN 61400-21 nahe Bemessungsleistung und bei Bemessungsdrehzahl mit den d-Komponenten der dargestellten Ströme und Spannungen in blau und den q-Komponenten in rot

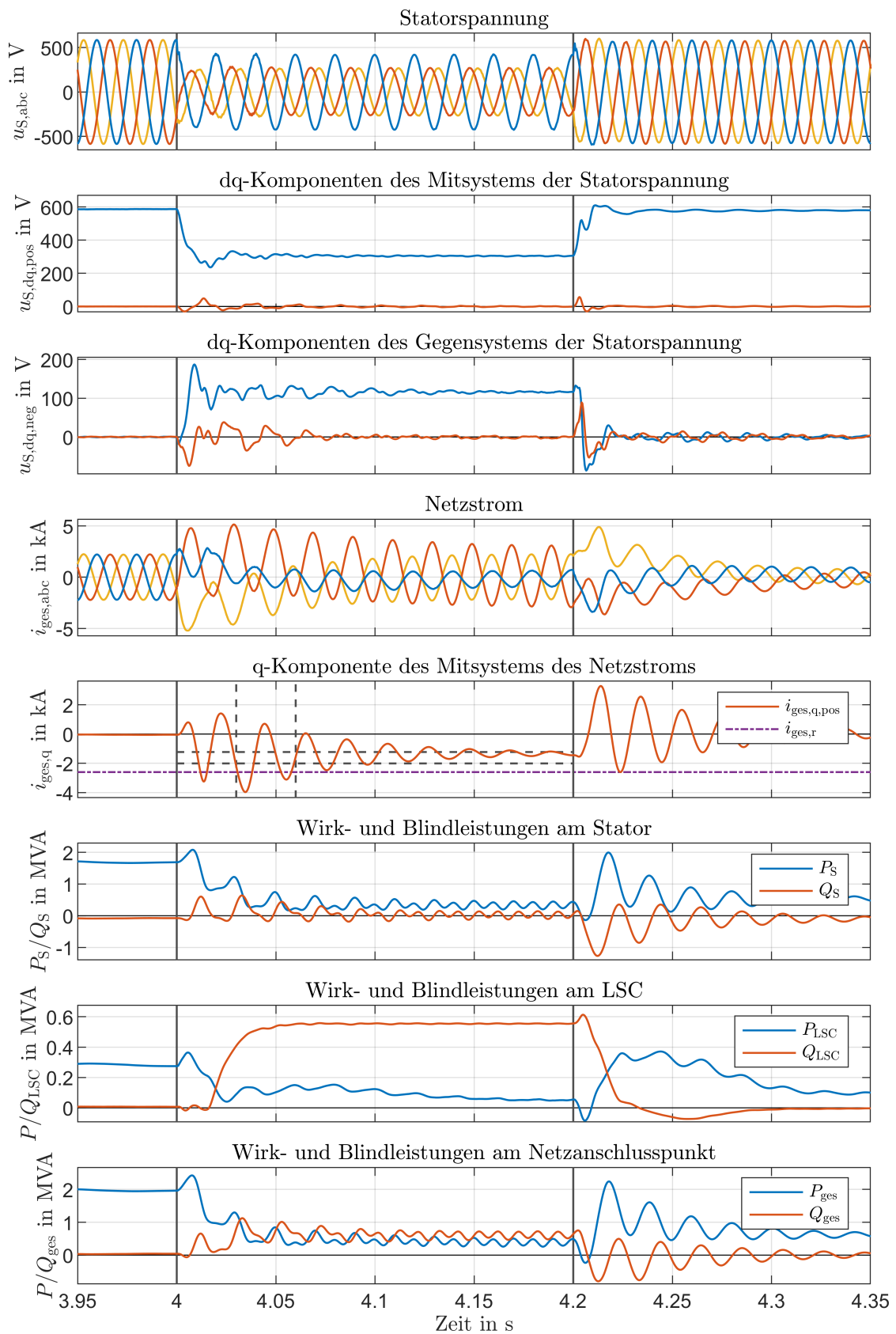


Abbildung 5.15: Reaktion des 2MW-Simulationsmodells der Teilumrichtertopologie auf den Netzfehler VD6 nach DIN EN 61400-21 nahe Bemessungsleistung und bei Bemessungsdrehzahl mit den d-Komponenten der dargestellten Ströme und Spannungen in blau und den q-Komponenten in rot

5.3.3 Validierung der FRT-Regelung

Die im vorherigen Abschnitt gezeigten Reglerfunktionalitäten für Spannungseinbrüche am Netz werden im Folgenden durch Messverläufe an Laboraufbauten nachgewiesen.

Validierung der Vollumrichterregelung Für den Fall der Vollumrichterregelung geschieht diese Validierung mithilfe des schematisch in Abbildung 5.16 dargestellten und in Abbildung A.5 im Anhang fotografierten Laboraufbaus. Er besteht aus einem dreiphasigen Diodengleichrichter, welcher über eine zeitgesteuerte Vorladeschaltung den Spannungszwischenkreis speist. Der netzseitig geregelte IGBT-Wechselrichter mit angeschlossenem LCL-Filter und entsprechender Messeinrichtung übernimmt die gleichen Regelaufgaben, mit Ausnahme der Zwischenkreisspannungsregelung, wie der netzseitige Wechselrichter des zu validierenden WEA-Modells. Zum Abgleich der Simulationsergebnisse mit den Messungen wird der LSC des Prüfstands mit den gleichen Methoden und der gleichen parameterabhängigen Auslegung wie das Simulationsmodell geregelt. Als Gegenüberstellung wird das 2MW- Simulationsmodell auf die Kennwerte des Prüfstands herunterskaliert. Die Zeitverläufe der so entstehenden Messungen (links) und Simulation (rechts) werden in den Abbildungen 5.17 und 5.18 gegenübergestellt. Die Netznachbildung wird im Versuchsaufbau durch ein kommerzielles Umrichtersystem der Firma Triphase realisiert.

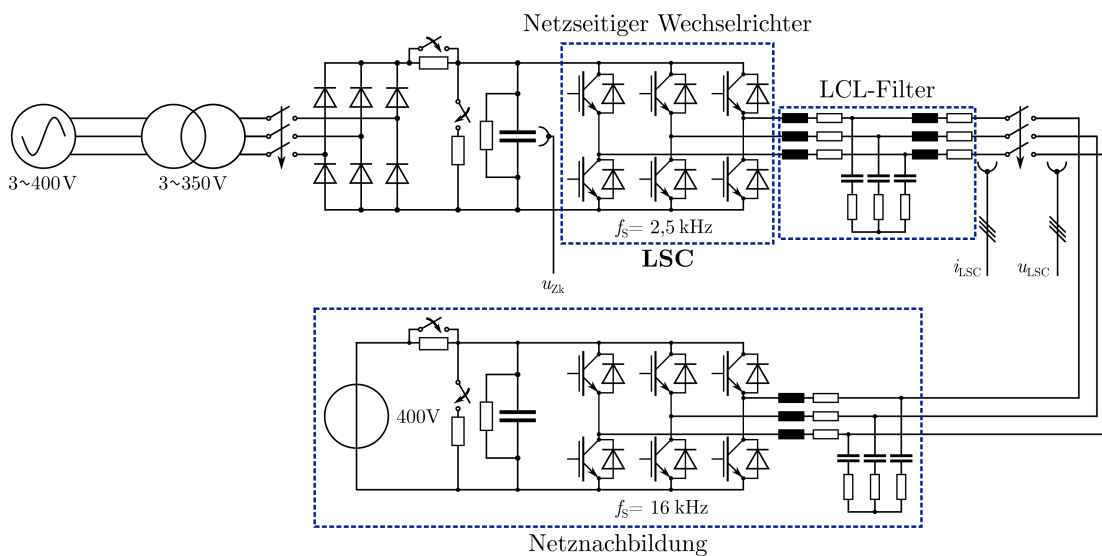


Abbildung 5.16: Versuchsaufbau zur Validierung der FRT-Regelung des Vollumrichters

Wie in den Abbildungen zu sehen ist, ist die Dynamik und Funktionsfähigkeit der Regelung bei Fehlereintritt und Spannungswiederkehr des Simulationsmodells prinzipiell in hohem Grad deckungsgleich mit der Messung. Das vermehrte Auftreten von Transienten im gemessenen Stromverlauf lässt sich durch die im Vergleich zum Simulationsmodell nicht ideale Spannungsregelung der Netznachbildung erklären.

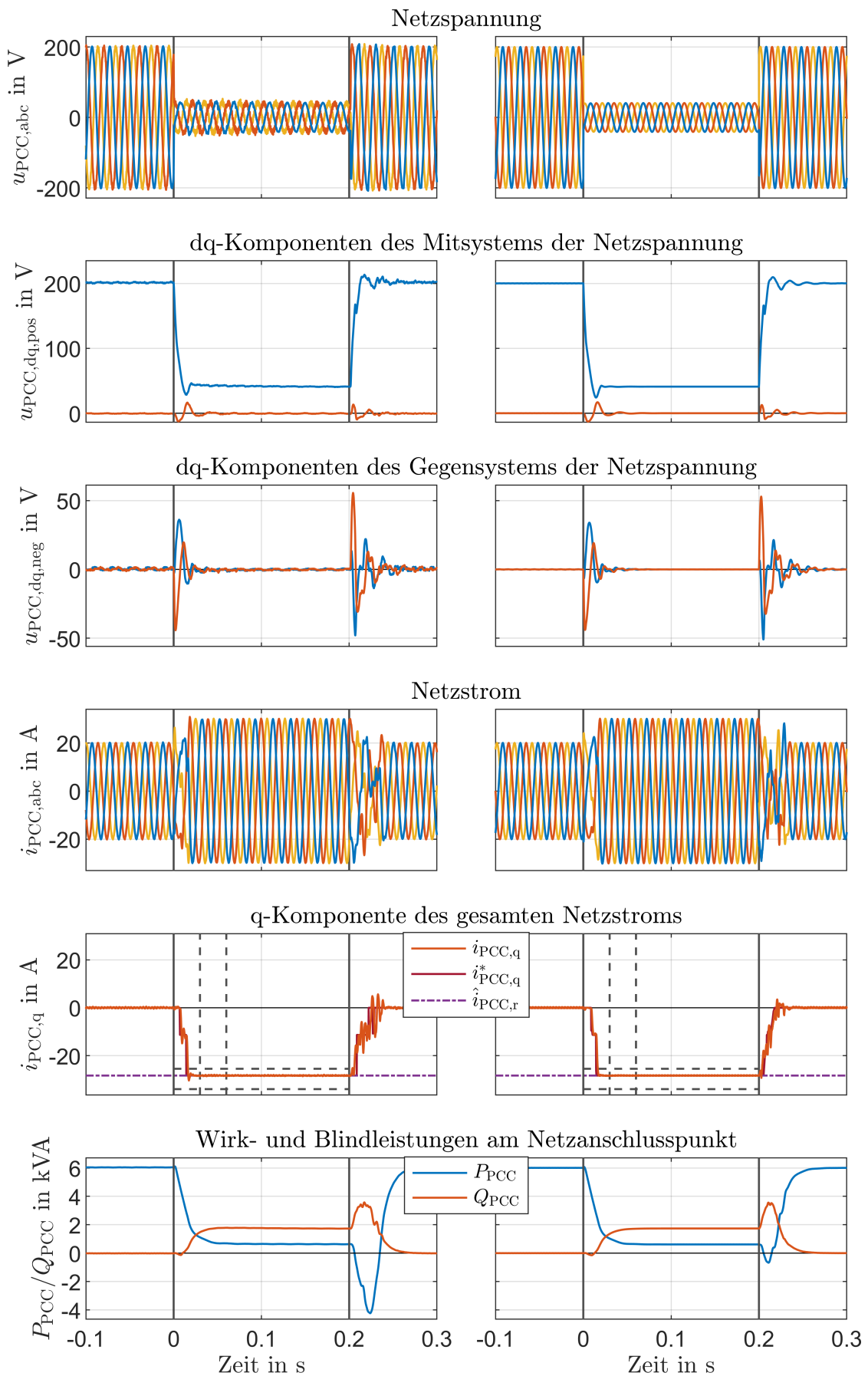


Abbildung 5.17: Messung (links) und Simulation (rechts) zur Validierung der FRT-Regelung des Vollumrichters bei symmetrischem Netzfehler VD3 mit den d-Komponenten der dargestellten Ströme und Spannungen in blau und den q-Komponenten in rot

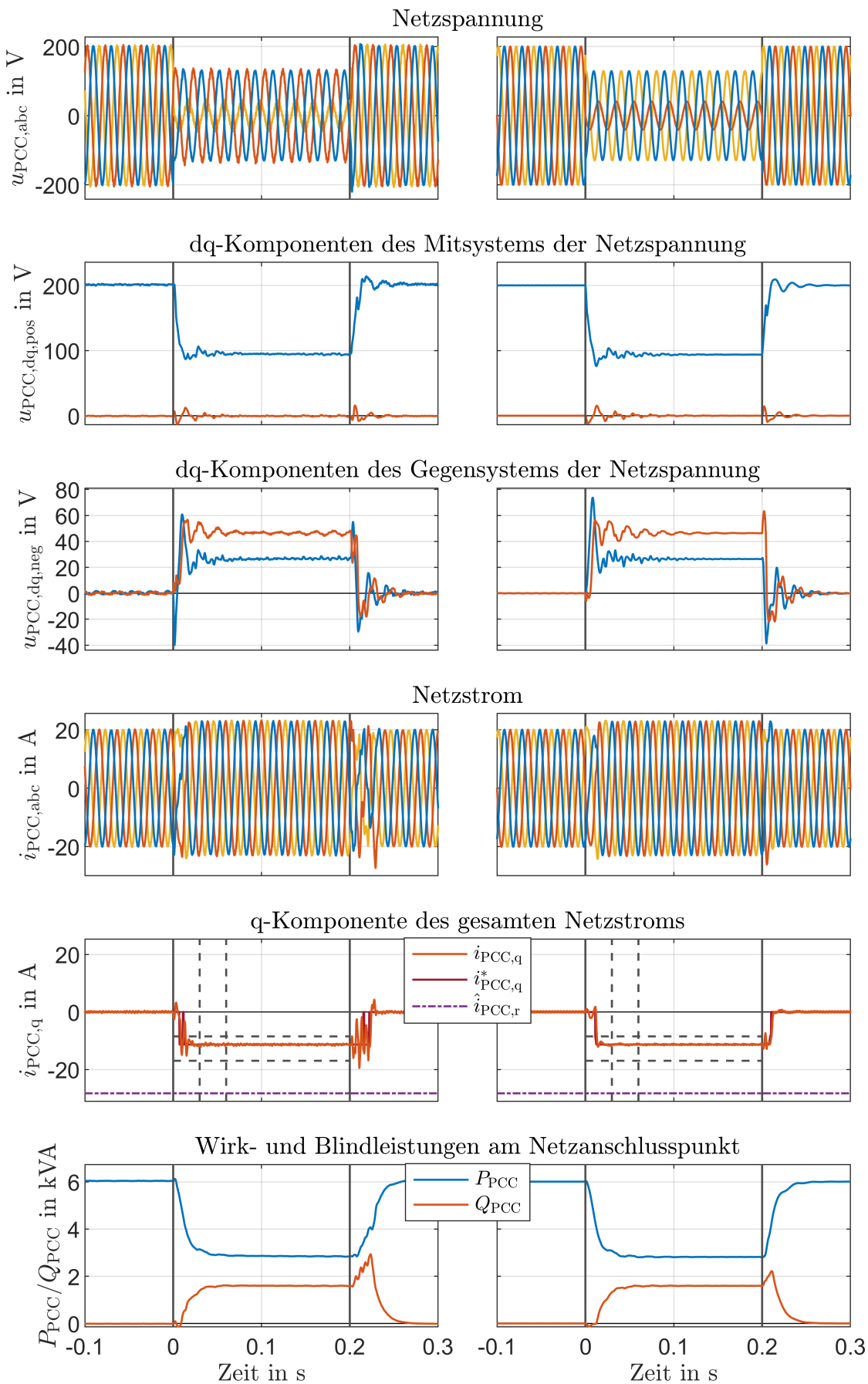


Abbildung 5.18: Messung (links) und Simulation (rechts) zur Validierung der FRT-Regelung des Vollumrichters bei symmetrischem Netzfehler VD6 mit den d-Komponenten der dargestellten Ströme und Spannungen in blau und den q-Komponenten in rot

Validierung der Teilumrichterregelung Die Validierung der Teilumrichterregelung basiert auf Messungen, die an einem Megawattprüfstand für Generator-Umrichter-Untersuchungen (GeCoLab) durchgeführt wurden, siehe Abbildung 5.19 sowie A.6 im Anhang.

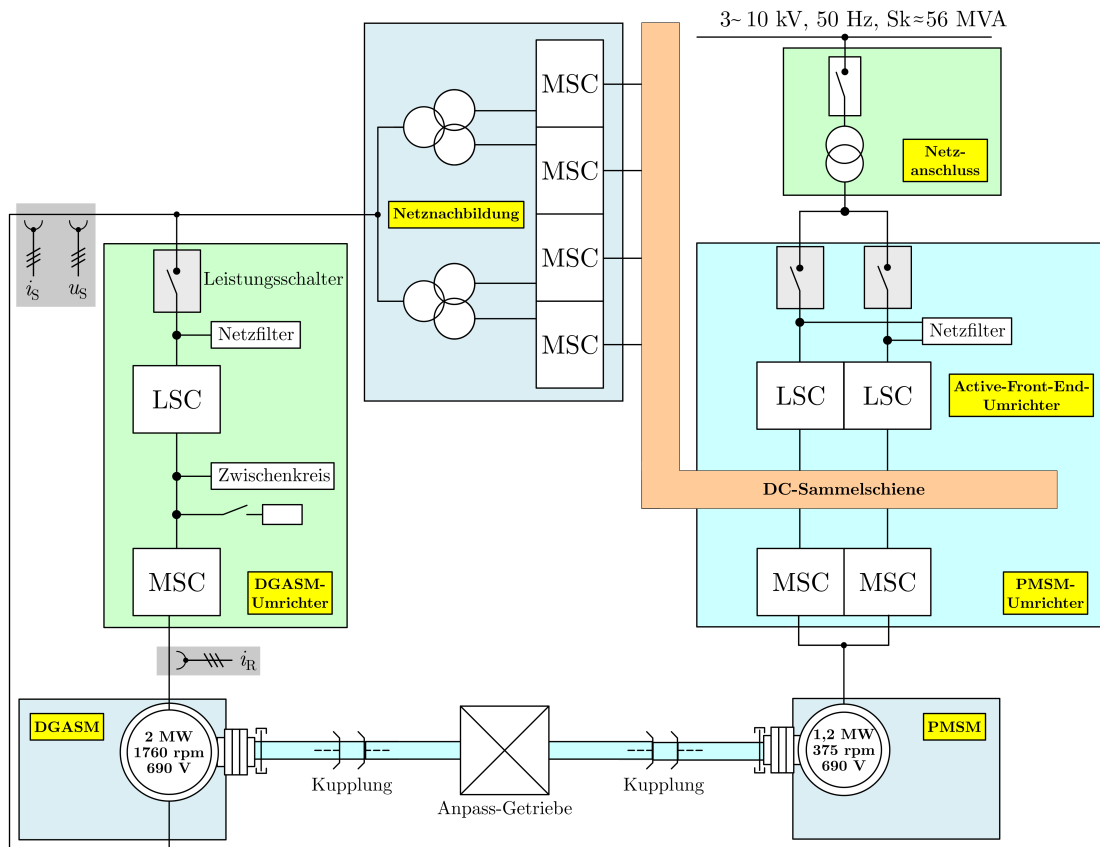


Abbildung 5.19: Vereinfachter Auszug aus dem Schaltplan zum GeCoLab-Prüfstand zur Validierung der FRT-Regelung des Teilumrichters mit eingezeichneten Messpunkten

Die Netzspannung wird hierbei von einem System aus vier parallelgeschalteten Umrichtern, die über Transformatoren direkt am Netzanschlusspunkt der DGASM angeschlossen sind, durch einen extern vorgegebenen Spannungszeitverlauf nachgebildet. Das Prüfsystem selbst besteht aus einer 2 MW-DGASM sowie einem kommerziellen Teilumrichter. Das Antriebsmoment wird von einer PMSM mit an einer getrennten Sammelschiene der Gleichspannungsversorgung angebotenen Wechselrichtereinheit aufgebracht. Aufgrund der hohen transienten Kurzschlussströme der DGASM bei Netzfehlern geschieht die Validierung der Fehlerfälle am Prüfstand an von der Norm abweichenden Fehlerzuständen, da im GeCoLab die tiefsten definierten Spannungseinbrüche VD3 und VD6 ohne ein Auslösen von Überstromschutzvorrichtungen des Netznachbildungsumrichtersystems nicht durchführbar waren.

In den Abbildungen 5.20 und 5.21 sind die Zeitverläufe von Statorspannung, Stator- und Rotorstrom sowie der Wirk- und Blindleistung am Stator aus den Messungen und

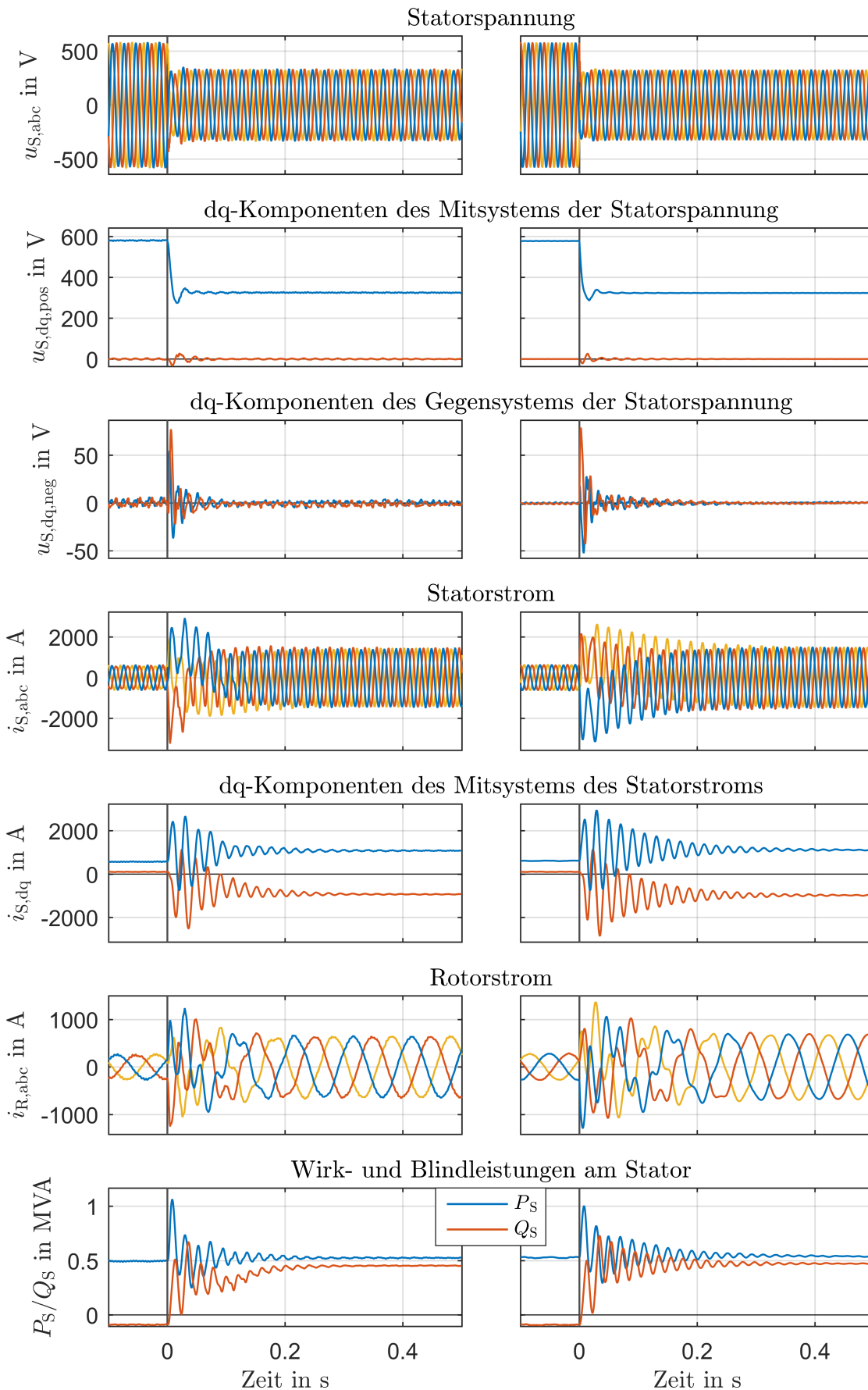


Abbildung 5.20: Messung (links) und Simulation (rechts) zur Validierung der FRT-Regelung des Teilumrichters bei symmetrischem Netzfehler mit den d-Komponenten der dargestellten Ströme und Spannungen in blau und den q-Komponenten in rot

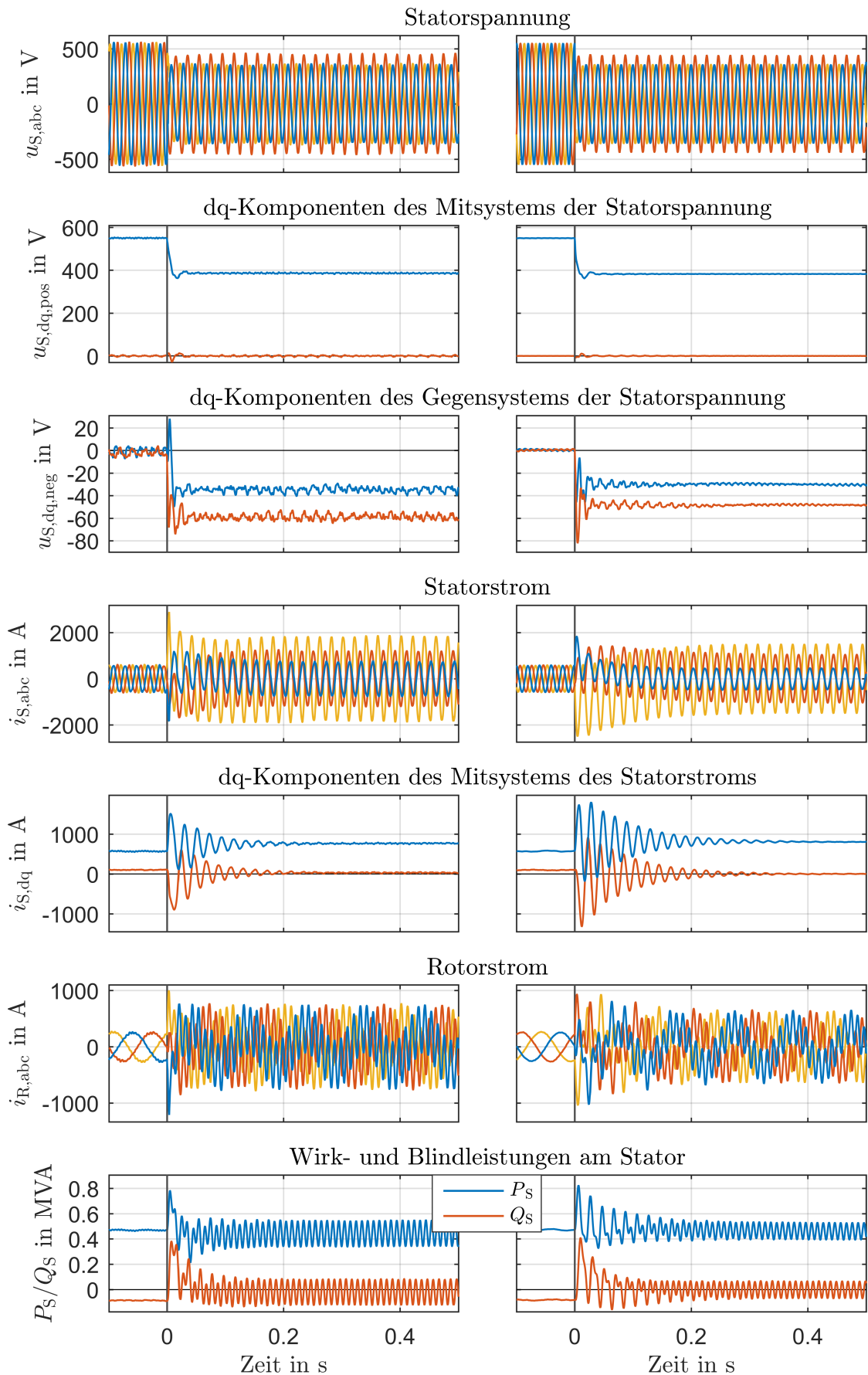


Abbildung 5.21: Messung (links) und Simulation (rechts) zur Validierung der FRT-Regelung des Teilumrichters bei unsymmetrischem Netzfehler mit den d-Komponenten der dargestellten Ströme und Spannungen in blau und den q-Komponenten in rot

der Simulation unter Verwendung des kommerziellen Regelungsmodells des Teilumrichtersystems gegenübergestellt. Die Messung der Ströme und Spannungen am LSC sowie am gemeinsamen Netzanschlusspunkt war im GeCoLab zu dieser Zeit leider nicht möglich, sodass auf diese für einen vollständigen Abgleich der FRT-Funktionalität sinnvollen Größen verzichtet werden muss. Die im vorherigen Abschnitt gezeigten Simulationen der normierten Netzfehlerfälle zeigen jedoch die funktionelle Aufteilung der Blindleistungsbeiträge zwischen MSC und LSC für eine normgemäße Fehlerbehandlung. Das Simulationsmodell verwendet darüber hinaus die selbe Regelung und die identischen Parametersätze wie der kommerzielle, reale Umrichter im GeCoLab. Es wird deshalb davon ausgegangen, dass die korrekte Funktionalität des LSC auch im Simulationsmodell gewährleistet ist und auf eine messtechnische Validierung des LSC bei der Teilumrichtertopologie im FRT-Fall verzichtet werden.

Auch in diesem Fall zeigen Simulation und Messung ausreichend gute Übereinstimmungen hinsichtlich der relevanten Größen wie der Spitzenwerte und der stationären Endwerte der geregelten Ströme während des Netzfehlers. Größere Abweichungen treten bei der Dämpfung der Schwingungen in den Stator- und Rotorströmen auf. Dies wird darauf zurückgeführt, dass das Maschinenmodell keine Zusatzverluste berücksichtigt und zusätzliche Systemdämpfung wie die Maschinenverkabelung ebenfalls unberücksichtigt bleibt. Auffällig ist darüber hinaus in Abbildung 5.21 die kaum merkliche Änderung des Statorblindstroms im Fehlerfall. Dies ist damit begründet, dass in der Umrichterbetriebsführung priorisiert der LSC zur Bereitstellung des Netzblindstroms verwendet wird, da dieser über die höhere Reglerdynamik und geringere Schwingungsanfälligkeit verfügt. Erst wenn der geforderte Blindstromsollwert zusätzlich zum Wirkstrom den Bemessungsstrom des LSC übersteigt, wird die statorseitige Blindleistungseinspeisung hinzugezogen.

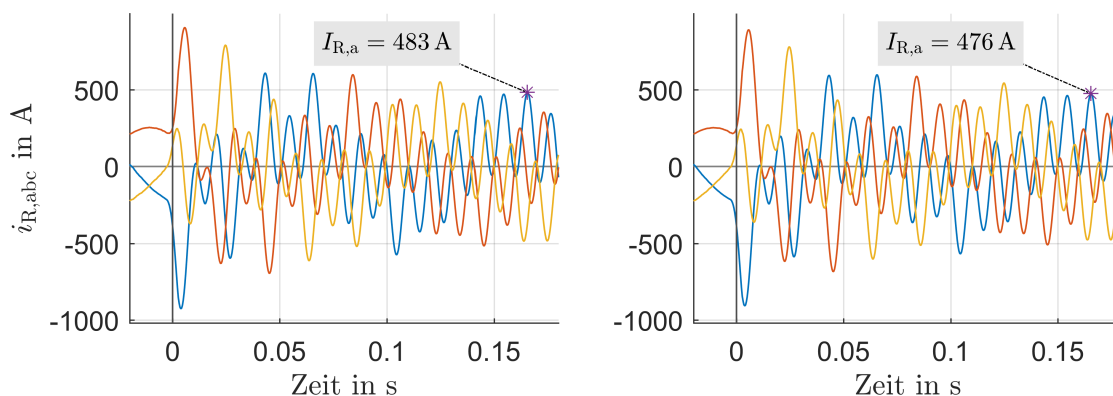


Abbildung 5.22: Simulation des Rotorfehlerstroms ohne (links) und mit Stromverdrängung (rechts) mit zur Veranschaulichung überhöhter Widerstandsveränderung bei hohen Frequenzen

Abschließend wird in Abbildung 5.22 der Rotorstrom im Fehlerfall jeweils mit und ohne Berücksichtigung der läuferseitigen Stromverdrängung aufgetragen. Um überhaupt einen Unterschied im Stromverlauf sichtbar zu machen, wurde der zuvor ermittelte Widerstandserhöhungsfaktor der Rotorwicklung der DGASM für diese Abbildung mit

dem Faktor fünf multipliziert. Zum Vergleich der geringfügigen Unterschiede wurde zu einem Simulationszeitpunkt in der Abbildung mit und ohne Stromverdrängung der Stromwert einer Phase hervorgehoben. Hier zeigt sich, dass dieser Effekt für die folgende thermische Untersuchung der Umrichterbelastung tatsächlich kaum Relevanz hat. Zwar ist die prozentuale Veränderung des Rotorwicklungswiderstands der realen Maschine durch die Stromverdrängung von über 300 % durchaus merklich, jedoch dominiert gerade bei den hohen Rotorstromfrequenzen die Reaktanz im Längsweig, die die Stromspitzen im Fehlerfall maßgeblich beeinflusst. Die geringere Zeitkonstante in der Dämpfung der Stromunsymmetrie ist darüber hinaus nicht durch die Stromverdrängung zu erklären und bedarf womöglich der Verwendung eines erweiterten Maschinenmodells mit unterschiedlicher Systemantwort in Mit-, Gegen- und Nullsystem, worauf im Rahmen dieser Arbeit aufgrund der geringen Relevanz für die Umrichterthermik verzichtet wird.

Die Validierungen dieses Kapitels sind im Falle der Vollumrichtertopologie bei einer deutlich geringeren Leistung im Laborprüfstand durchgeführt worden. Da sämtliche Parameter des Regelungsmodells allein durch die veränderten Parameter im Laborumfeld aus dem Modell der WEA mit 2 MW skaliert wurden, wird diese praktische Überprüfung auch für das letztlich zu untersuchende Simulationsmodell als zulässig betrachtet. Im Falle der Teilumrichtertopologie wurden die simulativen und praktischen Untersuchungen bei vergleichbarer Leistung durchgeführt. Aufgrund der aus Kostengründen eingeschränkten Messtechnik konnten jedoch nicht sämtliche relevanten Größen aufgenommen und verglichen werden. Dadurch, dass sich auch in diesem Fall das Regelungsmodell im kommerziellen Umrichtersystem nicht von dem des Simulationsmodells unterscheidet und ebenfalls die gleichen Parametersätze verwendet, wird auch dessen unvollständige Validierung als ausreichend zur Kontrolle der FRT-Funktionalität angesehen.

6 Umrichterbasierte Regelstrategien zur Lebensdauerverlängerung

Zusätzlich zu den physikalischen Effekten und Wechselwirkungen des komplexen Systems einer WEA verfügen moderne Anlagen über verschiedene Regelstrategien, deren Ziel es ist, die Lebensdauer einzelner Komponenten der WEA zu verlängern, und die dabei auf die Sollwertbildung der Umrichter Einfluss nehmen.

Im Folgenden wird zu Beginn die aktive Torsionsdämpfung als Regelstrategie des maschinenseitigen Umrichters zur Triebstrangentlastung vorgestellt. Ein weiteres Regelkonzept betrifft lebensdauerverlängernde Maßnahmen des rotorseitigen Umrichters von WEA mit DGASM bei Betrieb um die synchrone Drehzahl und beeinflusst sowohl den rotorseitigen als auch den netzseitigen Umrichter. Die dritte Regelungsmethode behandelt die Einzelblattverstellregelung (engl. „individual pitch control“, IPC), welche für eine gleichmäßigere Torsionsbelastung der Pitchachsen dem asymmetrischen Höhenprofil der Windgeschwindigkeit entgegen wirken sollen und hierfür auf die Pitchumrichterregelung einwirkt.

6.1 Aktive Torsionsdämpfung zur Triebstrangentlastung

Neben den Leistungsumrichtern ist das Getriebe nach wie vor eines der am häufigsten ausfallenden Komponenten in WEA, verbunden mit langen Stillstandszeiten und hohen Ersatzkosten [112]. Große Belastungen für das Getriebe sind beispielsweise Triebstrangoszillationen, welche aus dem un stetigen Windfeld, der Generatorregelung oder bei DGASM durch Netztransiente oder Subharmonische in der Netzspannung angeregt werden können [113]. Eine regelungstechnische Maßnahme zur Dämpfung dieser Schwingungen und damit zur mechanischen Entlastung der Triebstrangkomponenten ist die aktive Torsionsdämpfung (ATD), bei der eine vorhandene Triebstrangschwingung aktiv durch den Momentenregler des elektrischen Generators bedämpft wird [114, 115].

Hierbei kommen nach [113] Bandpassfilter (BPF) zum Einsatz, die jeweils auf eine gewünschte Resonanzfrequenz des Getriebes ausgelegt sind und aus der zeitlichen Ableitung der Winkelgeschwindigkeit ω der Generatorwelle, also der Winkelbeschleunigung a , den Anteil der entsprechende Frequenz aus der Oszillation ermitteln. Dargestellt ist dies schematisch in Abbildung 6.1.

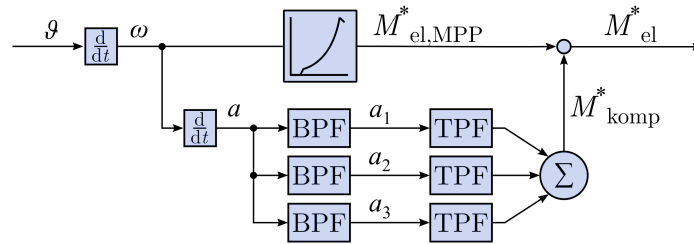


Abbildung 6.1: Schematische Darstellung der implementierten Funktionalität der aktiven Torsionsdämpfung

Diese separierten Beschleunigungsanteile ergeben dann nach simulativ für die entsprechenden Frequenzen ausgelegten Tiefpassfiltern (TPF) die Sollmomente M_{komp}^* zur phasenrichtigen Kompensation der Schwingung, die dem Generatorsollmoment $M_{\text{el,MPP}}^*$ additiv zugeführt wird. Hierbei ist darauf zu achten, dass die nötige Bandbreite zur Dämpfung der Triebstrangschwingung die Bandbreite des Momentenreglers nicht übersteigt.

6.1.1 Plausibilisierung der aktiven Torsionsdämpfung

Zur Plausibilisierung der ATD kommt eine Vergleichssimulation des Modells mit detaillierter Aerodynamik und Mechanik mit DGASM zum Einsatz. Als Windzeitverlauf wird ein turbulenter Wind aus *TurbSim* mit einer mittleren Windgeschwindigkeit von 10,5 m/s verwendet. Abbildung 6.2 zeigt die resultierende Winkelgeschwindigkeit der schnelldrehenden Generatorwelle sowie das hieraus mittels FFT ermittelte Frequenzspektrum für den Fall mit und ohne aktivierte ATD.

In der Betrachtung der Winkelgeschwindigkeit der Generatorwelle ohne ATD zeigt sich, dass in nennenswerter Amplitude lediglich periodische Schwingungsanteile von ungefähr 1,8 Hz auftreten. Aus diesem Grund und zugunsten der Einhaltung der Bandbreite des Momentenreglers wird lediglich der auf diese Frequenz eingestellte Bandpass- und Sollwertfilter bei aktivierter ATD verwendet.

Das Resultat der aktivierten Torsionsdämpfung zeigt sich in dem vergrößerten Ausschnitt der Generator Drehzahl und besonders deutlich in dem relevanten Bereich von deren Frequenzspektrum in dem unteren Abschnitt der Abbildung. Durch das additive Kompensationsmoment M_{komp}^* aus dem mittleren Zeitverlauf gelingt die signifikante Dämpfung der prägnanten Schwingungsanteile bei der entsprechenden Frequenz.

Die Funktionalität der ATD gilt demnach als gegeben. Da die Amplituden des Kompensationsmoments zur Dämpfung Triebstrangschwingungen selten mehr als 5% des Gleichanteils des Drehmoments betragen, ist auch die Auswirkung der ATD auf den Hauptumrichter der WEA sehr gering. Aus diesem Grund wird auf eine explizite Darstellung dieser Auswirkungen in dem folgenden Kapitel verzichtet. Die Torsionsdämpfung

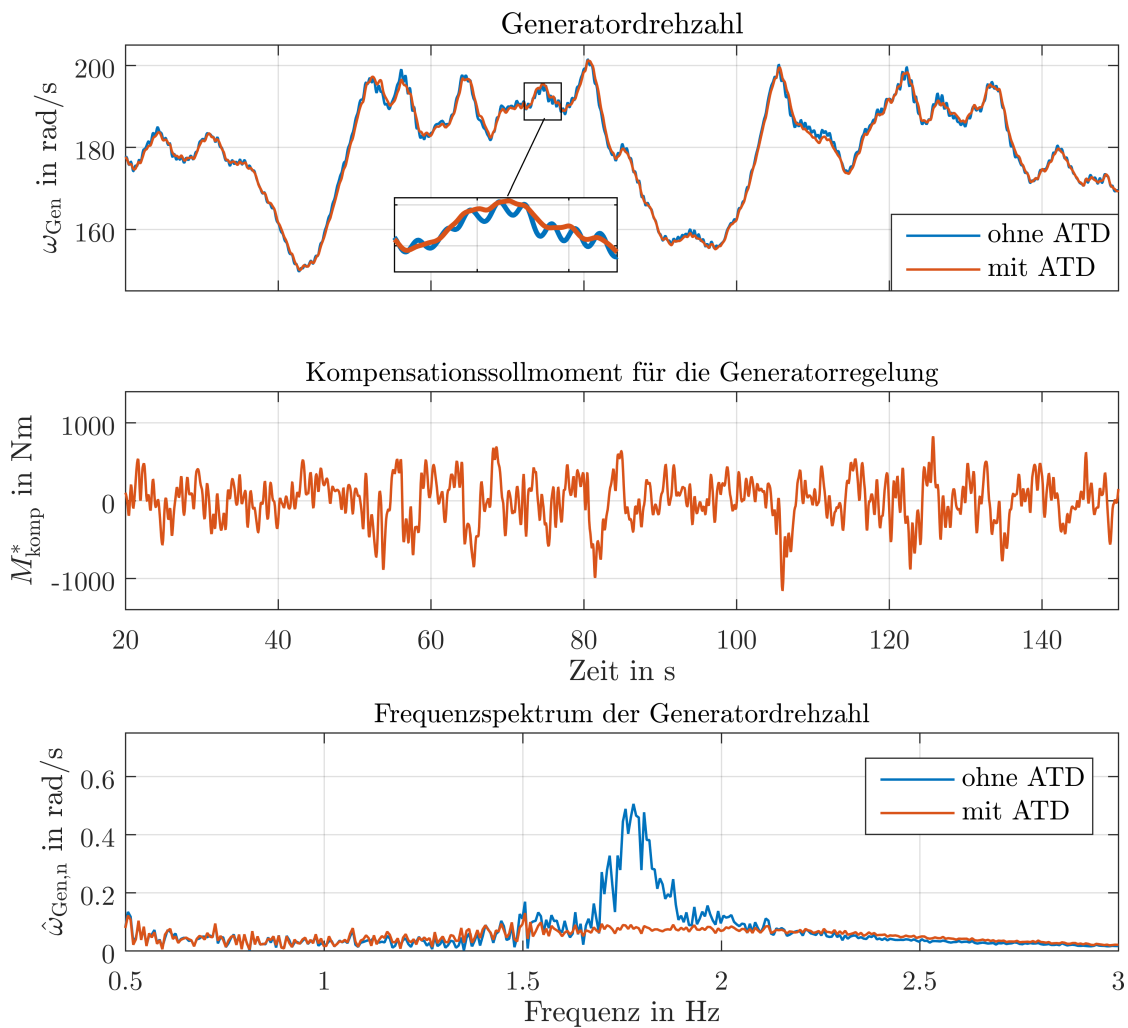


Abbildung 6.2: Plausibilitätskontrolle der aktiven Torsionsdämpfung durch Schwingungsanteile der Generator Drehzahl bei turbulentem Wind

bleibt jedoch aufgrund ihrer Funktionalität aktiver Bestandteil der detaillierten Anlagenmodelle.

6.2 Synchronismusregelung von DGASM zur Umrichterentlastung

Eine Besonderheit bei WEA mit DGASM betrifft die Notwendigkeit des MSC, schlupffrequente Ströme im Rotorkreis zu regeln, die bei synchroner Drehzahl des Generators zu Gleichströmen werden. Da in jeder Halbbrücke abwechselnd mit dem Vorzeichen des Phasenwechselstroms ein komplementäres IGBT-Dioden-Paar leitend ist, werden die thermischen Aufheiz- und Abkühlphasen mit der Frequenz des Wechselstroms auf die einzelnen Halbleiter aufgeteilt. Bei Vollumrichtertopologien mit Getriebe und demzufolge höherfrequenten Generatordrehzahlen sind die Aufheizzeiten der einzelnen Halbleiter auf deutlich unter eine Sekunde begrenzt. Durch die potenziell sehr niederfrequenten Phasenströme im MSC der Teilumrichtertopologie kann es in einzelnen IGBT-Dioden-Paaren dagegen zu sehr langen Aufheizzyklen und infolgedessen zu einem großen Temperaturanstieg kommen. Ohne eine entsprechende Überdimensionierung des MSC oder regelungstechnische Maßnahmen zur Begrenzung dieser Temperaturanstiege einzelner Halbleiter könnte dies zu einem Frühausfall des Umrichters führen.[116–118]

Im Rahmen dieser Arbeit soll untersucht werden, inwieweit regelungstechnische Eingriffe in den MSC und gegebenenfalls auch den LSC im Betriebsbereich um den Generatorsynchronismus die Lebensdauererwartung der Umrichter beeinflussen können und ob deren Nichtbeachtung möglicherweise für Frühausfälle bei DGASM verantwortlich sein kann.

6.2.1 Synchronismusregelstrategien

Maßgeblich für den Anstieg der Sperrschichttemperatur während der Aufheizphase sind zum einen die Schalt- und Durchlassverluste im Bauteil sowie, wie anfangs bereits erwähnt, die Grundfrequenz der Umrichterausgangsströme. Im Folgenden werden vier Maßnahmen vorgestellt, die eine Reduktion der Verlustleistung im MSC zum Ziel haben. Deren tatsächlichen Einfluss auf die Umrichterlebensdauer zu ermitteln, ist Bestandteil von Kapitel 7.

Schaltfrequenzabsenkung Eine naheliegende Möglichkeit zur Absenkung der Schaltverluste ist eine direkte Verringerung der Schaltfrequenz f_S . Diese lässt sich durch eine Vergrößerung der Periode des Dreiecksignals zur Pulsmustergenerierung erreichen. Bei der in dieser Arbeit gewählten Halbierung der Schaltfrequenz durch Verdoppelung der Dreiecksignalperiode wird eine Halbierung der Schaltverluste erreicht. Aufgrund der niedrigen Rotorstromfrequenzen beträgt die reduzierte Schaltfrequenz $f_{S,red}$ nach wie vor ein hochzahlig Vielfaches der Grundfrequenz, was für eine adäquate Abbildung der Fundamentalperiode der Rotorspannung und ein weiterhin als quasikontinuierlich

betrachtbares Reglerverhalten unerlässlich ist. Der Faktor $\frac{f_s}{f_{s,\text{red}}} = 2$ bewirkt, dass die in Abschnitt 4.2.2 bewertete Filtertopologie die Stromharmonischen um die Seitenbänder der zweiten und höheren Ordnung der reduzierten Schaltfrequenz bereits ausreichend bedämpft. Für die Seitenbänder um die erste Ordnung der veränderten Schaltfrequenz ist ebenfalls kein zusätzlicher Filteraufwand im Statorkreis nötig, da der Verzerrungsgrad der vom MSC durch Induktion in den Stator eingepprägten Ströme bei den kleinen Modulationsgraden nahe dem Synchronismus sehr gering ist [119].

Diskontinuierliche Modulationsverfahren Eine zweite Methode, um die Schaltverluste der Halbleiter des MSC abzusenken, besteht darin, von der kontinuierlichen PWM auf ein Verfahren der DPWM zu wechseln, wie sie unter anderem in [120] und [27] beschrieben sind. Diese DPWM bedienen sich der Unabhängigkeit der Umrichter Ausgangslast von der Nullspannung, solange der Sternpunkt der Last nicht angeschlossen ist. Von den zwei Nullspannungszeigern gemäß Abschnitt 2.2 wird nur noch einer verwendet, was die Schaltvorgänge und damit die Schaltverluste des gesamten MSC auf $\frac{2}{3}$ derjenigen mit kontinuierlicher PWM reduziert. Die Wahl des eingesparten Nullspannungszeigers und damit der Halbbrücke ohne Schaltvorgänge während der PWM-Periode hängt von dem Phasenwinkel zwischen dem Phasenstrom und der Umrichter Ausgangsspannung ab. Ziel ist es, die Schaltverluste in der Halbbrücke einzusparen, in der der Strom seinen momentan größten Betrag hat und demzufolge die Schaltverluste ebenfalls maximal wären. Aus diesem Grund werden in [120] drei verschiedene Verfahren, DPWM0, DPWM1 und DPWM2, beschrieben, die von einem festen Phasenwinkel zwischen Strom und Spannung ausgehen und jeweils für unterschiedliche Lastcharakteristiken geeignet sind. Während die DPWM0 für ohmsch-kapazitive Lasten optimiert ist, eignet sich DPWM1 für einen $\cos(\varphi)$ von 1 und DPWM2 für eine ohmsch-induktive Last. Eine weitere Möglichkeit der DPWM besteht schlüssigerweise darin, die Wahl der schaltzustandsreduzierten Halbbrücke anhand des tatsächlich betragsmäßig maximalen Phasenstroms zu treffen. Ein solches Verfahren wird als generalized DPWM in [119] vorgestellt. Die Auswirkung der DPWM1 auf den Verlauf der Sollausgangsspannung und die Schaltzustände der Phase b ist in Abbildung 6.3 der kontinuierlichen PWM ohne zusätzliche Nullkomponente gegenübergestellt.

Ein Nachteil der DPWM gegenüber kontinuierlicher PWM, wie er beispielsweise in [121] beschrieben wird, ist ein Anstieg der Stromharmonischen bei kleinen Modulationsgraden, welche bei Betriebspunkten nahe dem Generatorsynchronismus aufgrund der schlupfproportionalen Amplitude der Rotorspannung unvermeidbar sind. Jedoch ist auch in diesem Fall der Anteil der Stromharmonischen des MSC am Gesamtstrom so klein, dass keine weiteren Filtermaßnahmen notwendig sind.

Rotorwirkstromabsenkung Neben der Absenkung der Schaltverluste durch Reduktion der Schaltzustände oder der mittleren Schalthäufigkeit innerhalb einer Periode bewirkt eine Verringerung der Rotorströme im Bereich um den synchronen Arbeitspunkt sowohl

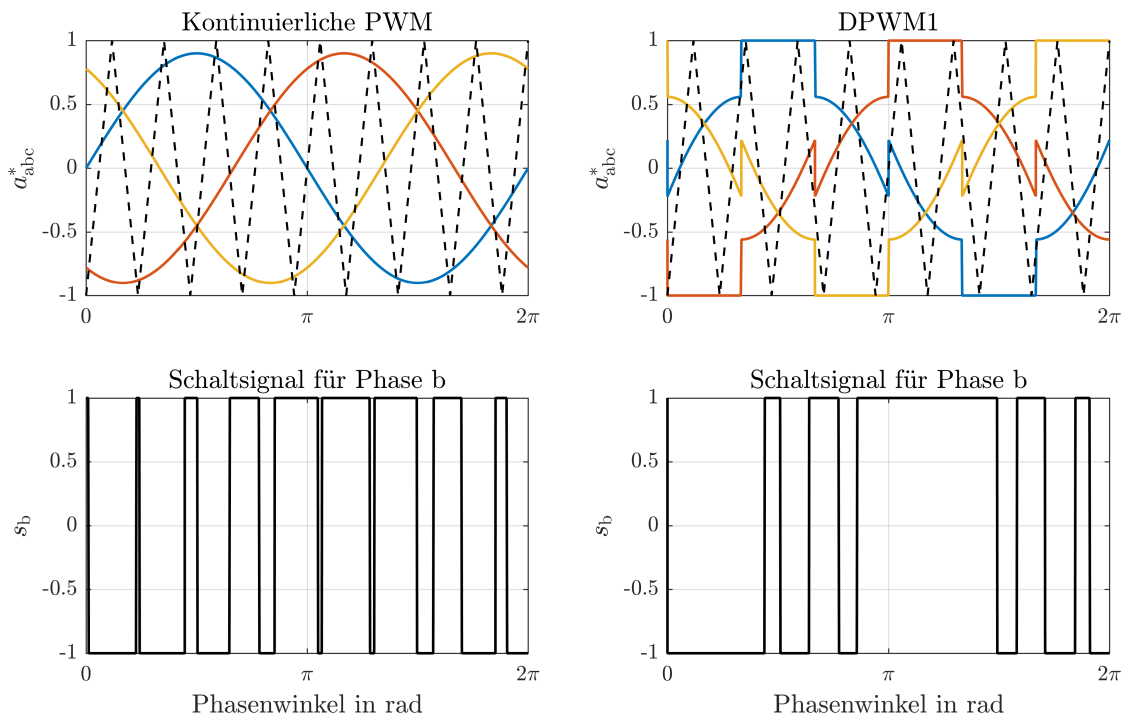


Abbildung 6.3: Beispielhafter Vergleich der Umrichtersollspannung und der resultierenden Schaltzustände einer Halbbrücke zwischen kontinuierlicher PWM ohne Nullkomponente und DPWM1

geringere Schaltverluste als auch geringere Durchlassverluste. Ein Verfahren, welches direkten Einfluss auf den Arbeitspunkt des Generators nimmt, ist das Absenken des Rotorwirkstroms bei geringen Rotorfrequenzen. Als Wirkstrom wird hier der Anteil bezeichnet, der über die in Abschnitt 4.2.2 hergeleitete Leistungsbeziehung

$$P_S = -\frac{3}{2} \omega_S \cdot \Psi_{S,d} \cdot i'_{R,q} \quad (6.1)$$

der Statorwirkleistung direkt proportional ist.

Der bereits erwähnte Einfluss auf den Arbeitspunkt des Generators kommt dadurch zustande, dass bei wirksamem Reglereingriff nicht mehr das zur MPP-Kennlinie optimale Generatormoment eingestellt werden kann. Stattdessen wird ein Durchfahren des synchronen Arbeitsbereichs bei steigender Windgeschwindigkeit durch das geringere Gegenmoment beschleunigt, bei einer Flaute bremst der Generator im Gegenzug den Rotor langsamer ab und bei Windverhältnissen, die innerhalb des synchronen Bereichs liegen, verbleibt die WEA für die Dauer dieser Windverhältnisse an einem Arbeitspunkt nicht optimaler Schnelllaufzahl, was Einbußen der Energieausbeute zur Folge hätte. Aus diesem Grund ist der Schlupfbereich, in dem die Rotorwirkstromabsenkung wirksam ist, eher gering zu wählen. Die Auswirkungen dieser Maßnahme auf den Verlauf der Generatorwirkleistung und der Generatordrehzahl respektive des Schlupfes bei zeitlich turbulentem Wind ist in Abbildung 6.4 dargestellt. Der Bereich, in dem die Stromabsenkung wirksam

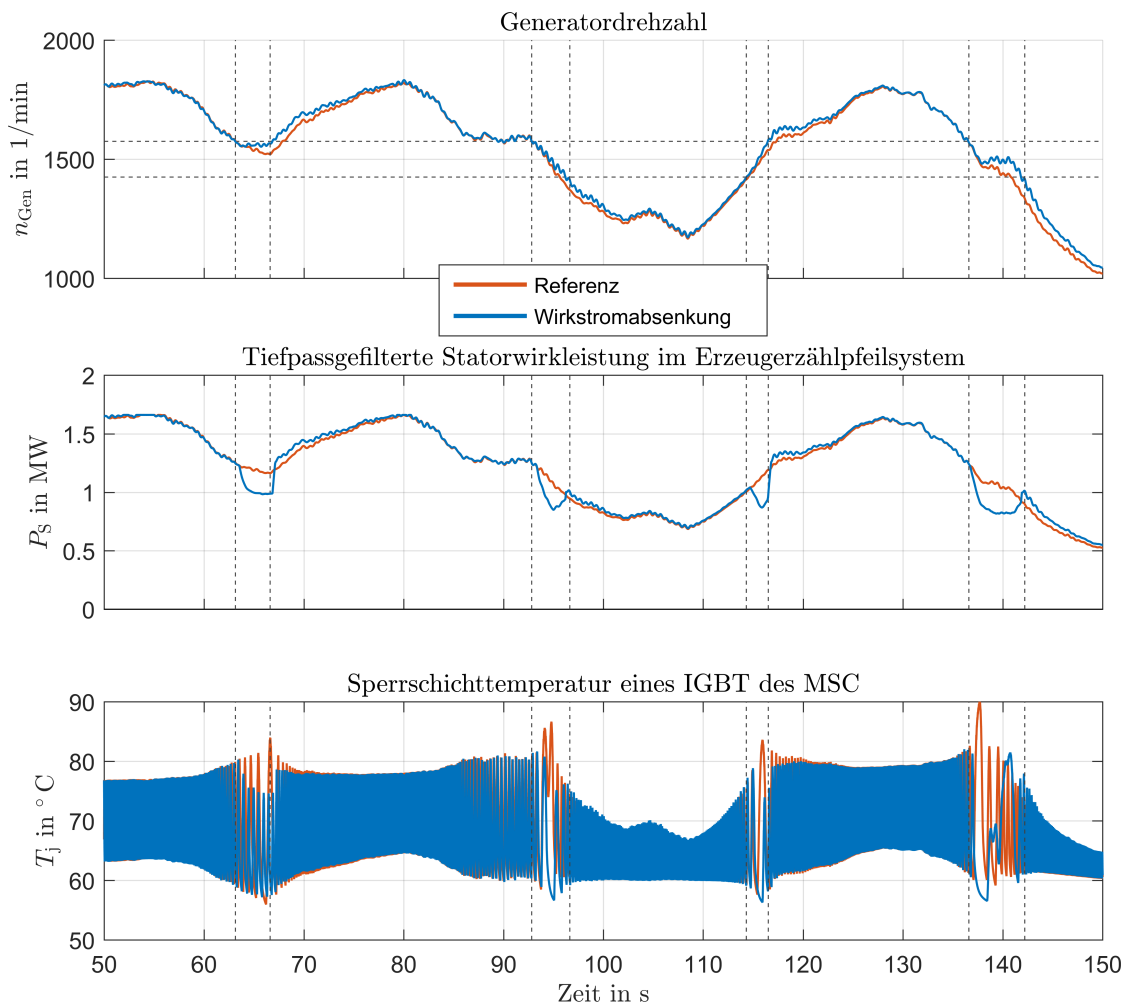


Abbildung 6.4: Verlauf von Generatorfrequenz und -schluss sowie der Einspeisewirkleistung bei zeitlich turbulentem Wind mit und ohne aktivierte Rotorwirkstromabsenkung

ist, ist in der Schlupfabbildung durch die grauen Trennlinien dargestellt. Wie in der Abbildung der Statorwirkleistung P_S zu sehen ist, werden die Leistungseinbußen durch die Stromabsenkung nach Durchfahren des Schlupfbereichs zu einem Teil wieder ausgeglichen, da die nicht ins Netz eingespeiste Leistung im Vergleich zur Referenzsimulation während der aktivierten Regelstrategie in den rotierenden Massen der WEA gespeichert wird. Die so im Mittel über die dargestellte Simulationszeit bei Wirkstromabsenkung eingespeiste Wirkleistung liegt bei über 99 % derjenigen des Referenzverlaufs. Der Temperaturverlauf eines IGBT des MSC zeigt den Einfluss der Wirkstromabsenkung auf die Sperrschichttemperatur. Die größten zuvor aufgetretenen Temperaturhübe werden durch den Reglereingriff vermieden. In dem Bereich um $t = 140$ s wird zwar aufgrund des längeren Verbleibens im synchronen und damit niederfrequenten Betrieb die Leitphase des betreffenden Halbleiters verlängert, jedoch wird aufgrund der Strombetragsabsenkung die maximale Sperrschichttemperatur während dieses Zeitraums signifikant reduziert.

Blindleistungsverschiebung Nicht nur die Wirkleistung am PCC setzt sich als Summe der Netzumrichter- und der Statorwirkleistung zusammen, sondern dies gilt ebenso für die Blindleistung am Netzanschlusspunkt. Gemäß Abschnitt 4.2.2 setzt sich die Blindleistung an den Stator клемmen aus der Statorspannung sowie dem Rotorstrom und schlupfunabhängigen Netz- und Maschinenparametern zusammen

$$Q_S = \frac{3}{2} \omega_S \cdot \Psi_{S,d} \cdot \left(\frac{\Psi_{S,d}}{M} - i'_{R,d} \right). \quad (6.2)$$

Eine Verringerung der rotorseitig eingespeisten Blindleistung ermöglicht eine Entlastung des MSC hinsichtlich der Schalt- und Durchlassverluste, während der LSC nun einen Blindleistungsanteil zur Generatormagnetisierung sowie gegebenenfalls zum Leistungsfaktor am Netzanschlusspunkt bereitstellen muss. Die DGASM arbeitet nun generatorisch untererregt, während der LSC dies durch generatorisch übererregten Leistungsfluss ausgleicht.

Da sich der LSC jedoch am starren 50 Hz-Netz befindet und dessen Wirkleistung um den synchronen Arbeitspunkt ebenfalls minimal ist, sollte sich die Mehrbelastung des LSC in Grenzen halten.[122, 123]

Der zeitliche Verlauf der Blindleistung an den beiden Umrichtersystemen und die tatsächliche Summe am PCC bei arbeitspunktabhängiger Verschiebung der Generatorblindleistung ist in Abbildung 6.5 neben dem Schlupfverlauf dargestellt. Die gestrichelten Linien kennzeichnen wieder die Arbeitspunkte, in denen die Regelstrategie aktiv ist. In der mittleren Abbildung ist nachzuvollziehen, dass sich die resultierende Blindleistung am PCC über die gesamte Betriebsdauer zu null ergibt. Die in diesem Betriebsfall optisch im Vergleich zur Wirkstromabsenkung geringere Temperaturabsenkung durch die Blindleistungsverschiebung für einen IGBT des MSC ist in der unteren Abbildung dargestellt. Die geringere Auswirkung auf die Sperrschichttemperatur kommt dadurch zustande, dass der wirkleistungsproportionale q-Anteil des Rotorstroms allein etwa 92 % des gesamten Rotorstrombetrags ausmacht, während der zur Blindleistung beitragende d-Anteil des Rotorstroms ungefähr 37 % von diesem beträgt. Unabhängig vom Betriebspunkt der DGASM lässt sich generell eine Verschiebung der Blindleistung zwischen MSC und LSC zunutze machen, um für eine gleichmäßigere Aufteilung der Belastung auf die Umrichter zu sorgen. Dieses Optimierungsproblem ist jedoch nicht Bestandteil dieser Arbeit.

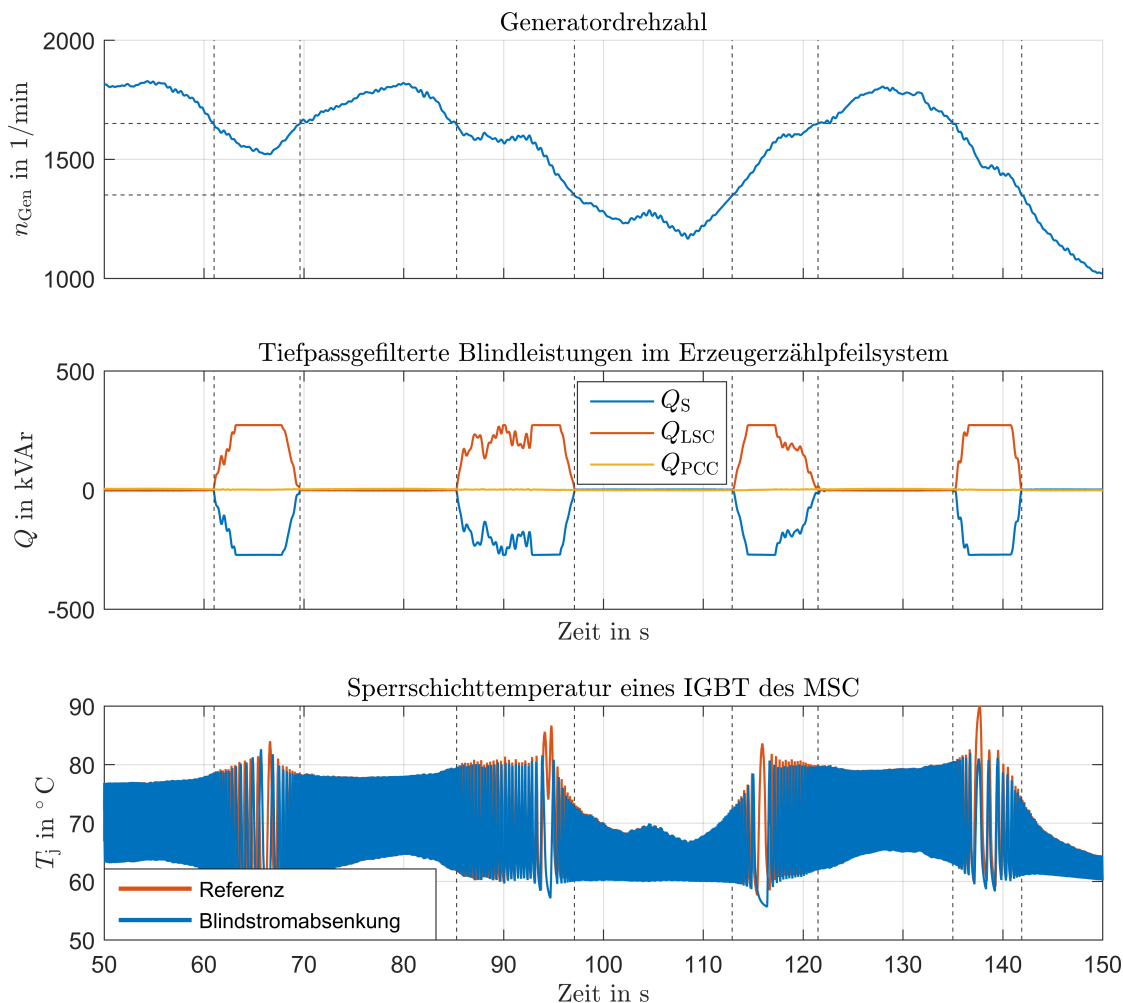


Abbildung 6.5: Verlauf der Blindleistung am Stator, LSC und am PCC bei zeitlich turbulentem Wind mit aktivierter Blindleistungsverschiebung

6.2.2 Validierung der Synchronismusregelstrategien am Laborprüfstand

Zur Validierung der Maschinenregelung allgemein und der Funktionalität der Synchronismusregelung dient der im Folgenden beschriebene und im Rahmen dieser Arbeit entstandene Laborprüfstand zur Nachbildung des Generatorsystems einer Windenergieanlage. Die folgende Abbildung 6.6 stellt den schematischen Aufbau des Prüfstands dar, während im Anhang in Abbildung A.7 eine Fotografie des Laboraufbaus zu finden ist und in der Tabelle A.8 die relevanten Prüfstandsparameter aufgelistet sind.

Wie in Abbildung 6.6 zu sehen ist, besteht der Prüfstands Aufbau aus einer Gleichstrommaschine (GM) als Antriebs- bzw. Lastmaschine zur Nachbildung der Drehmomente und Drehzahlen der Rotornabe einer WEA und der DGASM als Prüfmaschine. Der Erregerkreis der GM wird durch eine Gleichspannungsquelle gespeist, während der

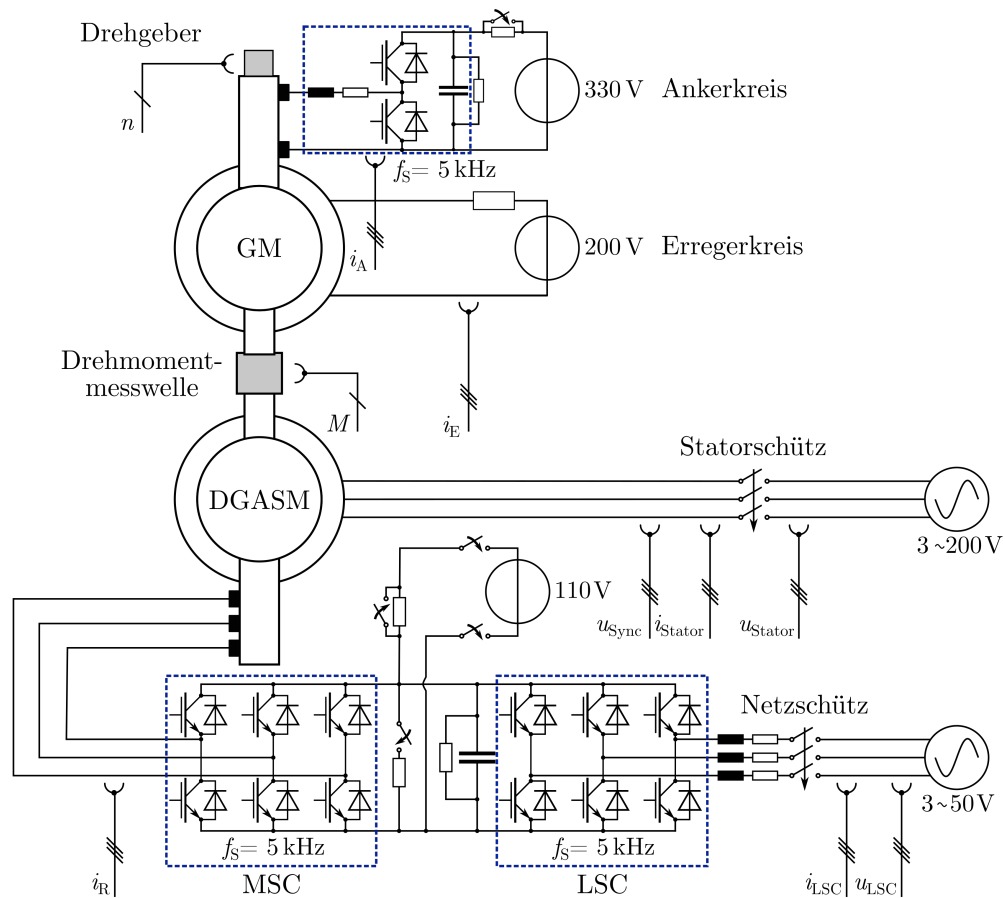


Abbildung 6.6: Prüfstands Aufbau zur Validierung der Synchronismusregelstrategien

Ankerkreis mittels Halbbrücke den Zwei-Quadranten-Betrieb der Maschine erlaubt, also beschleunigendes oder abbremsendes Moment geregelt werden kann. Somit ermöglicht die Leistungselektronik an der GM die Nachbildung des Moments an der Rotorwelle der gekoppelten DGASM entsprechend des Verhaltens der zu emulierenden WEA. Ebenfalls an der gekoppelten Rotorwelle befindet sich eine Drehmomentmesswelle, die als redundante Kontrolle des Stellmoments dient, jedoch mangels ausreichender Dynamik und Genauigkeit nicht direkt zur Rückführung des Momentenreglers geeignet ist. Bei der DGASM handelt es sich schließlich, wie im Übrigen auch bei der GM, um eine bereits zuvor am IAL vorhandene Maschine, die hinsichtlich ihrer Betriebsparameter nicht optimal für die Nachbildung als Generator einer WEA geeignet ist. Bei realen WEA mit DGASM, die über einen Zweiwicklungstransformator an das Netz angeschlossen sind, wird üblicherweise das Übersetzungsverhältnis aus Stator- und Rotorwicklung so ausgelegt, dass der am Rotorkreis befindliche LSC am gleichen Netzspannungsniveau wie der Stator angeschlossen werden kann. Dies erreicht man durch ein Übersetzungsverhältnis von $\frac{n_S}{n_R} < 1$, da die Rotorspannung schlupfproportional ist und der Schlupf in sämtlichen Betriebspunkten auf Werte nicht viel größer als 0,3 beschränkt ist. Die vorhandene im Prüfstand eingesetzte Maschine verfügt jedoch über ein Übersetzungsverhältnis von $\frac{n_S}{n_R} = 1,46$, was es nötig macht, den LSC und den Statorkreis an unterschiedliche Spannungsebenen

anzuschließen. Ähnliche Konzepte mit einem direkt an die 3,3 kV Spannungsebene angeschlossenen Stator und einem Rotor auf Niederspannungsniveau verfügen in der Realität über einen Dreiwicklungstransformator mit zwei oder drei unterschiedlichen Wicklungsspannungen. Neben diesem Unterschied ist die Maschine mitsamt Umrichtern jedoch so aufgebaut, wie sie auch in entsprechenden drehzahlvariablen WEA eingesetzt wird, mit der zusätzlichen jedoch für den tatsächlichen Betrieb irrelevanten Ausnahme der Vorladung des Spannungszwischenkreises aus dem laborinternen Gleichspannungsnetz. Regelungstechnisch wird die DGASM am Prüfstand ebenfalls momentengeregt, wobei zur Rückführung der Stellgröße wie bereits erwähnt nicht der Messwellenwert verwendet wird, sondern das tatsächliche Moment wie bei kommerziellen WEA aus der mittels gemessener Klemmengrößen ermittelter Wirkleistung und der Drehzahl bestimmt wird.

Die Nachbildung des antreibenden bzw. abbremsenden Moments an der Generatorwelle durch die GM beruht auf der Nachbildung der aerodynamischen und mechanischen Charakteristik des 2 MW-Modells. Hierzu wird im Laborprüfstand die $c_p - \lambda$ -Kennlinie des Rotors und die Summe aus den mechanisch dominierenden Massenträgheitsmomenten der Rotorblätter und des gesamten Wellenstrangs verwendet. Zwar sind die Labormaschinen mit fast um den Faktor 500 geringeren Bemessungsleistungen in der Lage, deutlich dynamischer auf ein vorgegebenes virtuelles Windfeld mit entsprechenden Drehzahl- und Momentenänderungen zu reagieren als deren zu emulierende Pendants, jedoch unterscheiden sich die Zeitkonstanten der leistungselektronischen Stellglieder nur in deutlich geringerem Maße von denen deutlich größerer Leistungen. Dies hängt damit zusammen, dass ab einer gewissen Modulgröße eine Leistungserweiterung durch Aufteilung der Lastströme auf mehrere parallelisierte Halbleiterchips und -module erreicht wird, deren thermisches Verhalten dann natürlich von den modul- und chipbasierten Zeitkonstanten der einzelnen Komponenten bestimmt wird. So lässt sich zum Beispiel mit einem einzelnen Halbbrückenmodul aus dem obersten verfügbaren Leistungsbereich mit einem Nominalstrom von 1500 A und einer maximalen Sperrspannung von 1700 V eine Bemessungsleistung eines klassischen 2-Level-Umrichters von maximal 1 MW erreichen und dies auch nur, da modulintern bereits mehrere Halbleiterchips parallelisiert sind und wenn keine strengen Anforderungen an die Umrichterlebensdauer gestellt werden.

Mit dem so entstandenen Laborprüfstand wird nun eine Validierung der Funktionalität und der Auswirkung der Regelstrategien der Rotorwirkstromabsenkung und der Blindleistungsverschiebung vorgenommen. Eine Implementierung der Schaltfrequenzabsenkung und der Variation der Modulationsverfahren war in diesem Prüfstand bei der verwendeten, eingekauften Steuer- und Recheneinheit¹⁾ mit vertretbarem Aufwand nicht durchführbar. Durch die fast ausschließlich zu erwartende Auswirkung der letztgenannten Regelstrategien auf die nicht messbaren Schaltverluste der Leistungshalbleiter anstelle des Rotorstroms wird deren Validität auch durch Überprüfungen im Modell als ausreichend angenommen.

¹⁾Zum Einsatz kam der ControlCube, ein von der Protolar GmbH entwickeltes und vertriebenes Entwicklungs- und Steuerungssystem basierend auf einer Kombination aus ARM Cortex™-A9 Mikroprozessor und FPGA.

Zur Überprüfung des realistischen Betriebsverhaltens hinsichtlich der Reaktion auf veränderliche Windbedingungen im Prüfstand wird als Erstes ein auf die Prüfstandsleistung herunterskaliertes Modell mit gleichbleibenden Systemzeitkonstanten mit den Messwerten des Prüfstands verglichen.

In Abbildung 6.7 sind zur Gegenüberstellung der Simulations- und Messverläufe des Laborprüfstands die Generator Drehzahl, die Wirkleistung am Stator, die q -Komponente des auf den Stator bezogenen Rotorstroms sowie die mittels thermischem Umrichtermodell berechneten Sperrschichttemperaturverläufe dargestellt. Der oben abgebildete Windzeitverlauf dient als Eingangsgröße für diese und sämtliche Vergleichsmessungen. Aus dieser Darstellung wird die nahezu identische Dynamik und die gute Übereinstimmung der Absolutwerte der Zeitverläufe ersichtlich. Mangels der Möglichkeit der Messung chipnaher Temperaturen im Betrieb erfolgt die Temperaturberechnung im Nachgang zur Messung. Hierbei wird ein Umrichterverlustmodell mit den gemessenen Rotorströmen sowie den Modul- und Betriebsparametern gespeist und die Temperaturentwicklung mittels eines thermischen Modells nachgebildet. Die Unterschiede in den Spitzenwerten des Temperaturverlaufs liegen in den unterschiedlichen Phasenlagen der niederfrequenten Ströme und Sollspannungen begründet, die allein schon durch die nicht abgeglichenen initialen Rotorpositionen verursacht werden. Über den gesamten betrachteten Zeitraum hinweg weisen die berechneten Sperrschichttemperaturen von Simulation und Messung jedoch eine sehr gute Übereinstimmung auf.

Nach diesem Abgleich werden die im Simulationsmodell verwendete Regelung und das Maschinenmodell als valide und ausreichend deckungsgleich betrachtet. Dies ermöglicht die Validierung der Auswirkungen der Regelstrategien am Prüfstand anhand der gemessenen Rotorströme und der errechneten Temperaturverläufe.

Referenzverlauf Nach der Überprüfung der generellen Deckungsgleichheit des Prüfstandsverhaltens mit der gewünschten zu emulierenden WEA wird im Folgenden ein Referenzverlauf der relevanten Größen und eine ausgewählte Sperrschichttemperatur in Abbildung 6.8 dargestellt. Hier sind als Messverläufe des Laborprüfstands der Schlupf und die Drehzahl des Generators, Wirk- und Blindleistungen am Stator, LSC und PCC und die dq -Komponenten des auf den Stator bezogenen Rotorstroms abgebildet. Die Leistungen am PCC werden durch Summation der Stator- und LSC-Leistungen gebildet, da der PCC am Prüfstand durch die unterschiedlichen Spannungslevel des Generators nicht real vorhanden ist. In der Darstellung des Rotorstroms zeigt sich einer der signifikantesten Unterschiede zwischen der Labormaschine und dem 2 MW-Generator. Hier wird ersichtlich, dass der zur Magnetisierung der Maschine notwendige d -Strom, der im regulären Betrieb rein vom MSC aufgebracht wird und neben den Maschinenkenndaten nur von der Statorspannung abhängt, sich mit dem q -Strom im Rotor im Bemessungsbetrieb die Waage hält. Dies legt nahe, dass eine regelungstechnische Begrenzung des q -Stroms eine geringere Auswirkung auf die MSC-Halbleiter als bei der 2 MW-Maschine hat, während die Blindleistungsverschiebung und damit eine signifikante Reduktion des d -Stroms aus

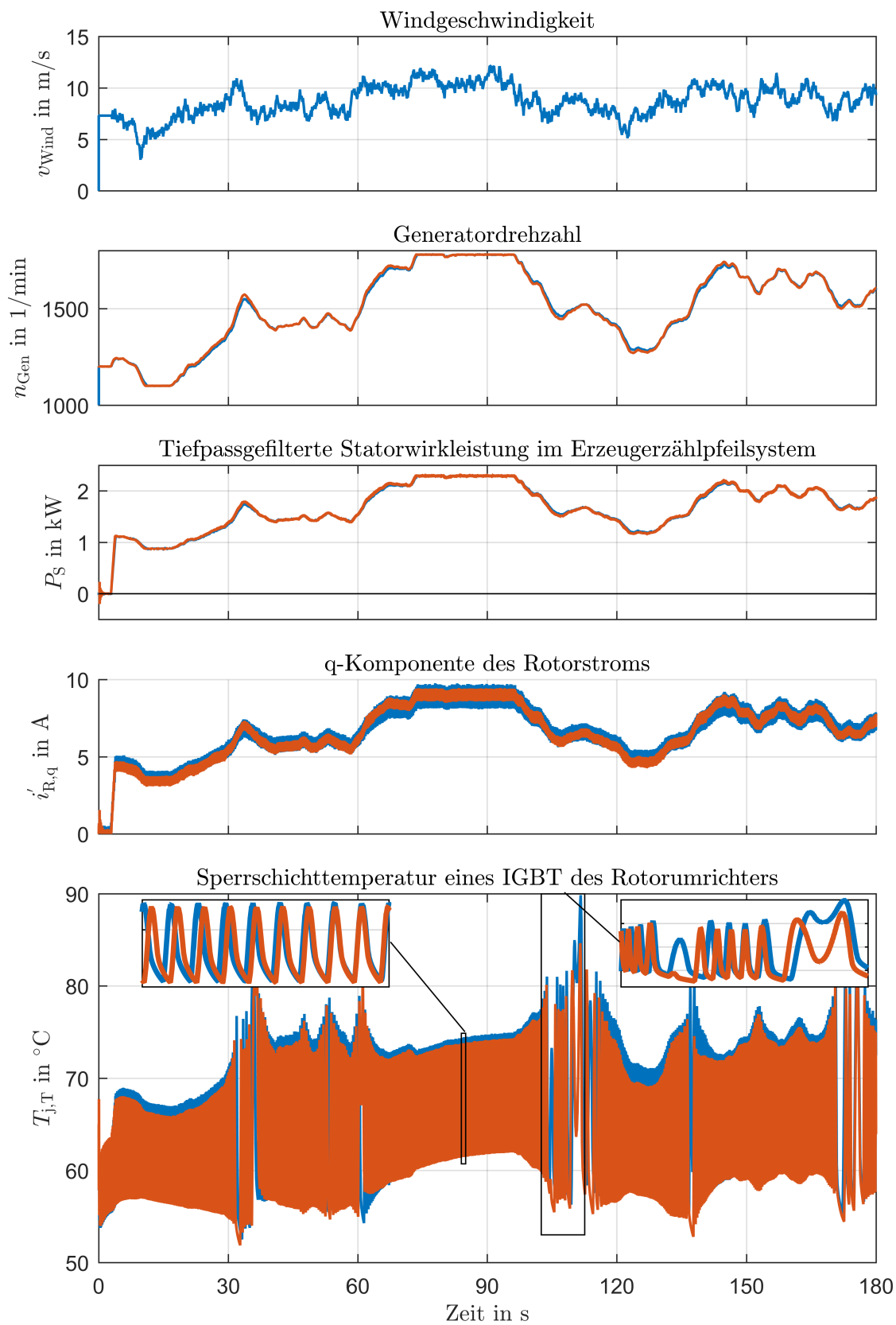


Abbildung 6.7: Vergleich zwischen Simulation (orange) und aus der Messung resultierenden Größen (blau) des Referenzverlaufs ohne gesonderte Synchronismusregelung

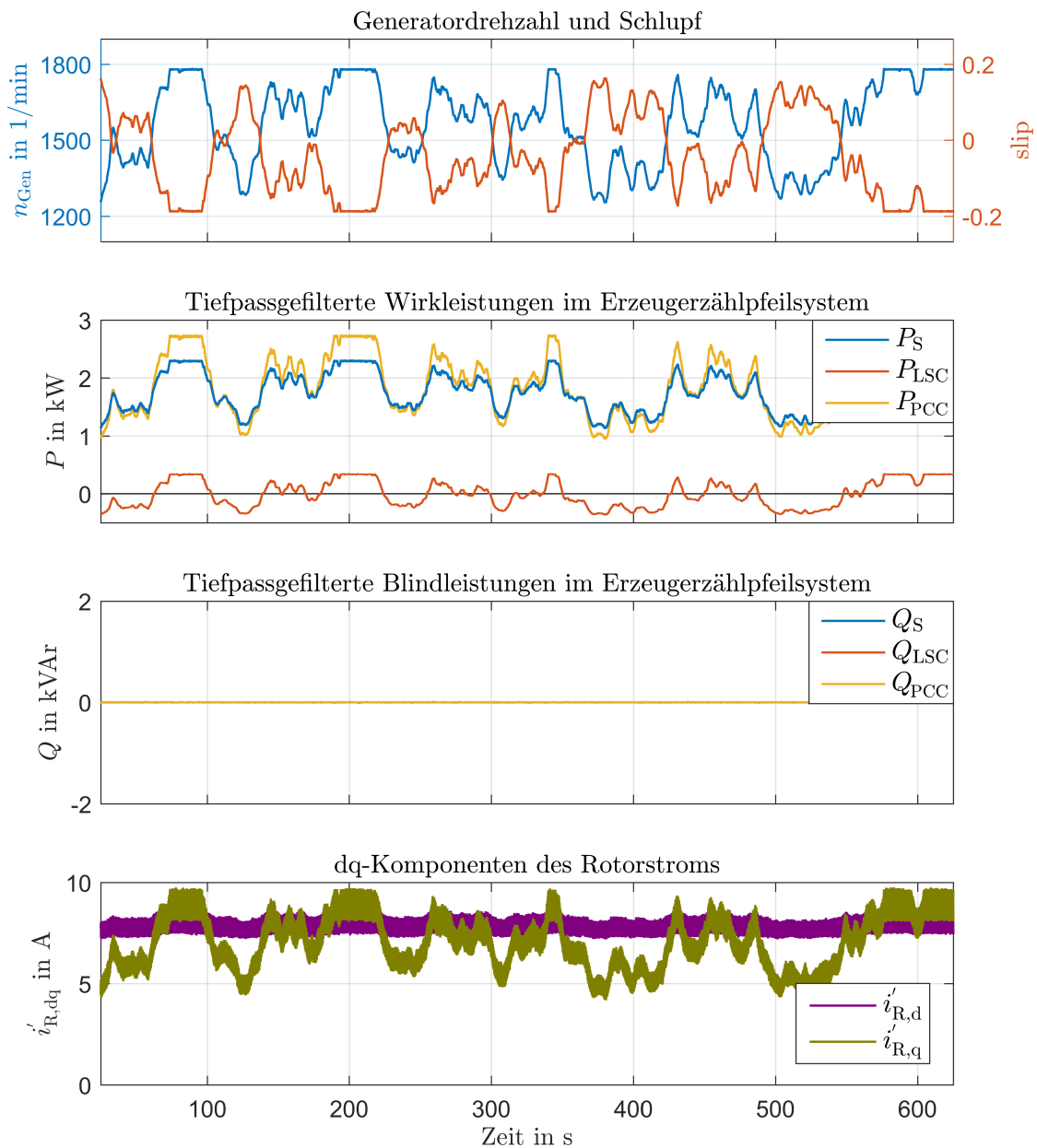


Abbildung 6.8: Messwertverläufe des Referenzverlaufs ohne gesonderte Synchronismusregelung

Sicht des MSC einen stärkeren Einfluss ausüben dürfte. Dennoch bleibt die Validierung der Funktionalität der Regelungsstrategien durch den skalierten Laborprüfstand zulässig, da lediglich die absoluten Vergleichswerte unterschiedlich ausfallen dürften, nicht jedoch die prinzipiellen Abhängigkeiten.

Die zugehörigen, berechneten Sperrschichttemperaturverläufe eines IGBT und der antiparallelen Diode im MSC sind der Übersicht halber getrennt in der Abbildung 6.9 aufgetragen. Je nach Wirkleistungsfluss und Phasenlage des Ausgangsstroms teilt sich die Verlustleistung auf IGBT und Diode auf. Die synchronismusenahen Generatorreh-

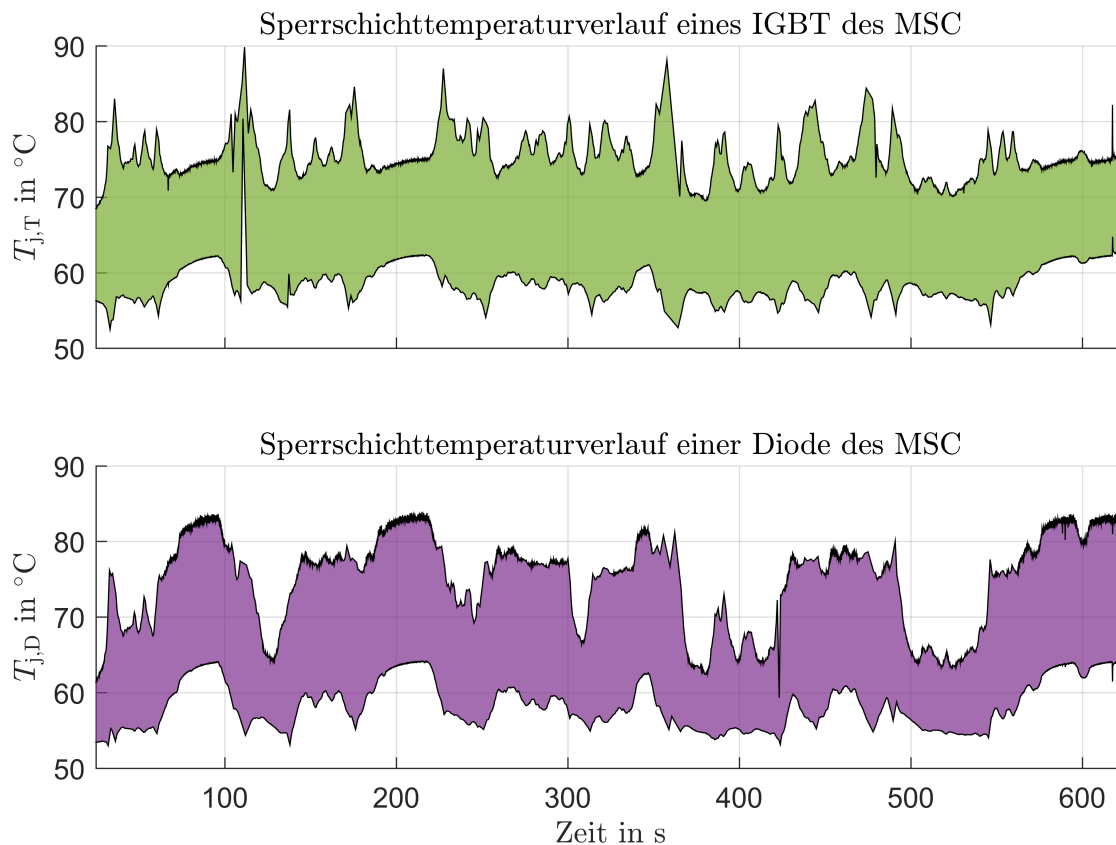


Abbildung 6.9: Verlauf der Sperrschichttemperaturen eines IGBT und einer Diode des MSC auf Basis der Referenzmessung ohne gesonderte Synchronismusregelung

zahlen stimmen mit den maximalen Temperaturhüben im Zeitverlauf überein. Diese Verläufe dienen als Referenz für die im Folgenden zu betrachtenden Regelstrategien.

Rotorwirkstromabsenkung Die Rotorwirkstromabsenkung als Regelstrategie ist im Prüfstand so realisiert worden, dass sie bei einem Schlupfwert von $|s| \leq 0,04$ aktiviert und bei einem Wert von $|s| \geq 0,045$ zur Vermeidung von Pnelleffekten bei Drehzahl-schwingungen wieder deaktiviert wird. Innerhalb des Schlupfbereichs mit aktivierter Regelung wird der q-Wert des Rotorstroms linear mit dem Schlupf auf einen Minimalwert bei $s = 0$ von 60% des Rotorbemessungsstroms begrenzt.

Der hierdurch resultierende Verlauf von Generatordrehzahl, Schlupf, Wirk- und Blindleistungen sowie der Rotorstromkomponenten ist in Abbildung 6.10 dargestellt. Im Vergleich mit Abbildung 6.8 sind geringfügige Unterschiede in der Drehzahl gerade im Bereich um $n_{\text{Gen}} = 1500 \text{ min}^{-1}$ zu erkennen. Deutlicher erkennt man die Reglerauswirkungen auf die Statorwirkleistung P_S und die q-Komponente des gemessenen und auf den Stator bezogenen Rotorstroms $i'_{R,dq}$, die im Vergleich zum Referenzverlauf deutlich häufiger niedrigere Stromwerte annimmt.

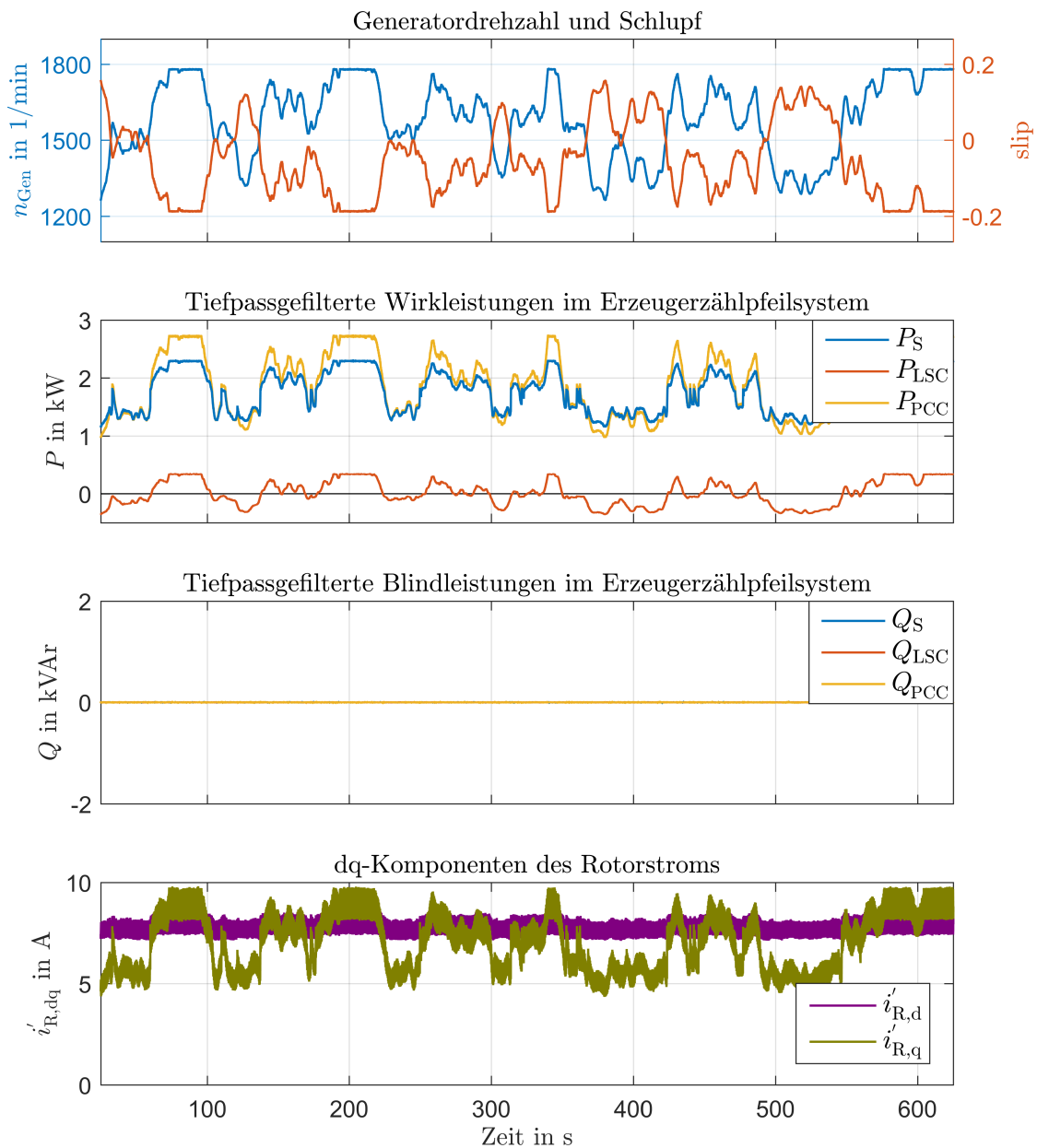


Abbildung 6.10: Messwertverläufe mit Rotorwirkstromabsenkung als Synchronismusregelstrategie

Diese Tatsache äußert sich auch in der Temperaturentwicklung des MSC, in Abbildung 6.11 exemplarisch wieder für einen IGBT und eine Diode dargestellt. Besonders deutlich wird die Abmilderung der größten Temperaturhübe für den IGBT in dem oberen Abschnitt der Abbildung. Die Auswertung der Temperaturhübe hinsichtlich der im Abschnitt 3.3 beschriebenen Widerstandsfähigkeit gegenüber Lastwechselzyklen bestätigt diesen Eindruck. Somit beträgt der Lebensdauerverbrauch des IGBT über den dargestellten Zeitabschnitt mit Rotorwirkstromabsenkung nur noch 75,30% des Referenzverlaufs, während der Lebensdauerverbrauch der Diode nahezu unverändert bei 98,70% des Referenzverlaufs liegt.

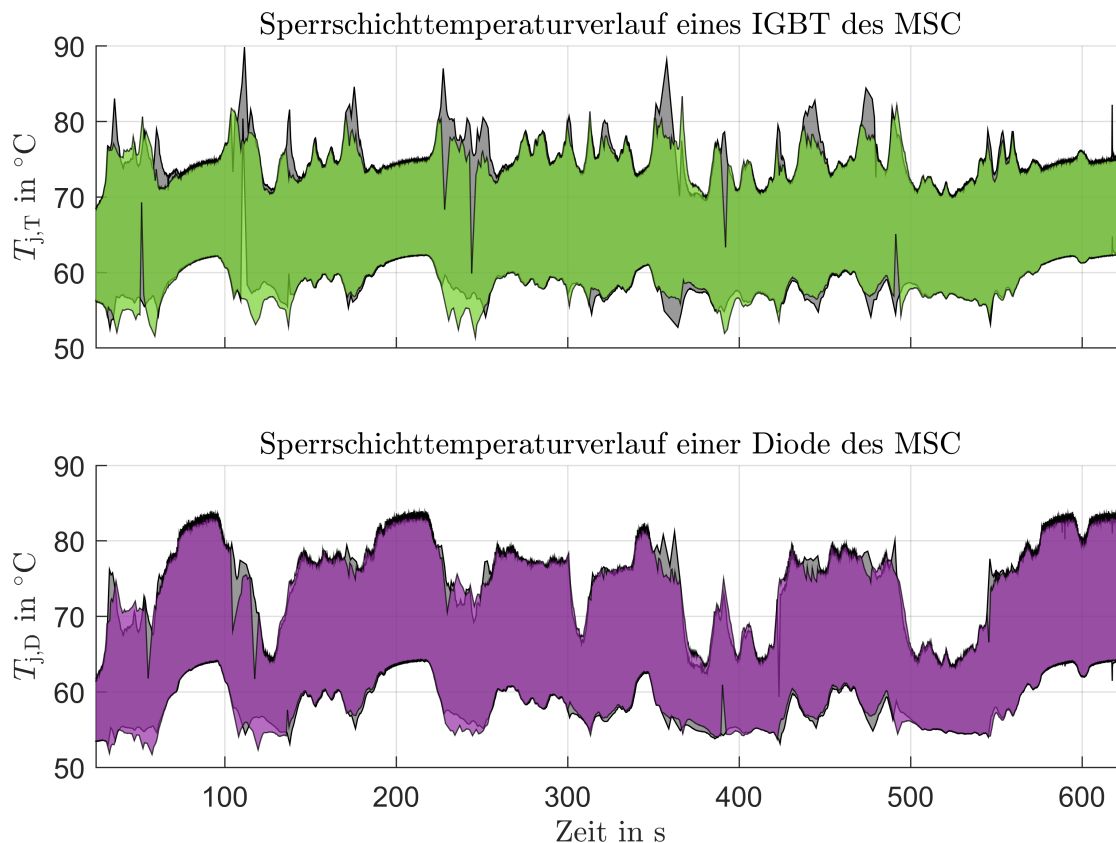


Abbildung 6.11: Verlauf der Sperrschichttemperaturen eines IGBT und einer Diode des MSC mit aktivierter Rotorwirkstromabsenkung nahe des Synchronismus dem Referenzverlauf in grau überlagert

Blindleistungsverschiebung Die Verschiebung der Magnetisierungsblindleistung des Generators vom MSC auf den LSC zur Entlastung des erstgenannten Umrichters geschieht am Prüfstand innerhalb eines Schlupfwertes von $s = 0,08$ bis hin zu einer nahezu vollständigen Übernahme der Blindleistung durch den LSC, wie in Abbildung 6.12 in der Darstellung der Blindleistungen sowie an der d-Komponente des Rotorstroms zu erkennen ist. Auf die Wirkleistungen und die Generator Drehzahl hat dieser Reglereingriff, wie zu erwarten war, keinen Einfluss. Durch Angleichen der Reglerdynamik des Blindleistungsreglers des LSC an den durch die Generatorstrecke prinzipiell deutlich trägeren MSC wurde erreicht, dass trotz der schlupfdynamischen Anpassung des Verschiebungswertes der Magnetisierungsblindleistung die Blindleistung am Netzanschlusspunkt Q_{PCC} stets dem vorgegebenen Leistungsfaktor $\cos(\varphi) = 1$ entspricht.

Durch den relativ hohen Anteil des d-Stroms am Rotorstrombetrag sind die Auswirkungen dieser Blindleistungsverschiebung sowohl auf den Temperaturverlauf des IGBT als auch auf den der Diode in Abbildung 6.13 deutlich zu sehen. Der im Vergleich zur Wirkstromabsenkung deutlich stärker reduzierte Strombetragswert hat eine maßgebliche Verringerung der Schalt- und Durchlassverluste aller Halbleiter zur Folge. Im Beispiel der abgebildeten Halbleiter bedeutet dies einen Lebensdauerverbrauch des IGBT von

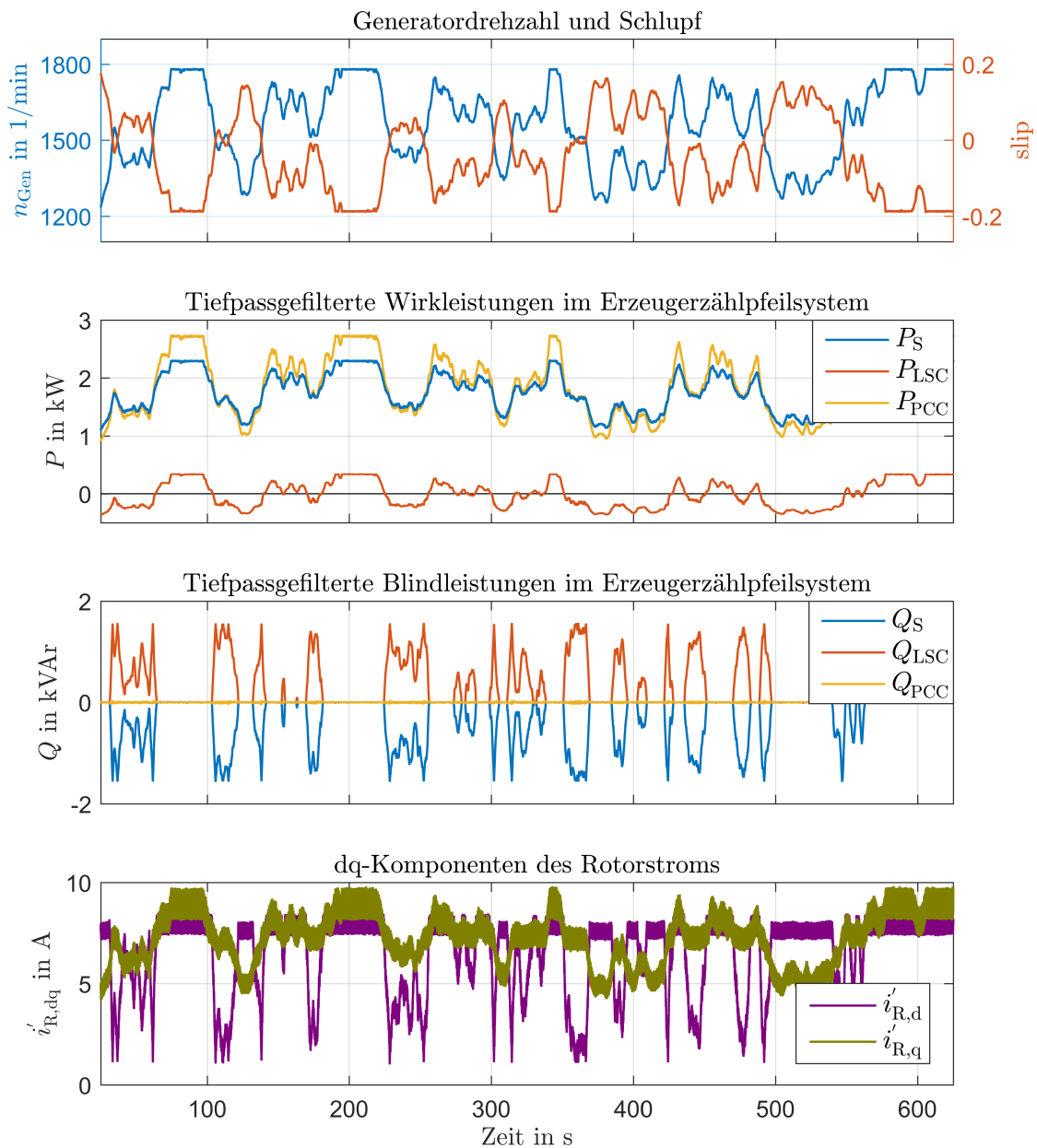


Abbildung 6.12: Messwertverläufe mit Blindleistungsverschiebung als Synchronismusregelstrategie

44,88 % sowie der Diode von 92,19 % im Verhältnis zum Referenzverlauf. Diese massive Lebensdauerverlängerung insbesondere des IGBT wurde natürlich durch eine erhöhte Belastung des LSC erkauft, dessen Betrachtung durch die relativ triviale und bereits in Abschnitt 5.3.3 validierte Regelung nicht Fokus dieser Validierung war. Die Auswirkung der Blindleistungsverschiebung nicht nur auf den MSC, sondern auch auf den LSC sind Teil der Untersuchungen im folgenden Kapitel. Die relativ geringfügige Auswirkung der Blindleistungsverschiebung auf die Lebensdauer der Diode trotz des starken Einflusses auf die Temperaturhöhe in Abbildung 6.13 ist die Folge einer zum Teil kontraproduktiven Auswirkung der starken Entlastung des Halbleiters. So hat die starke Abkühlung und

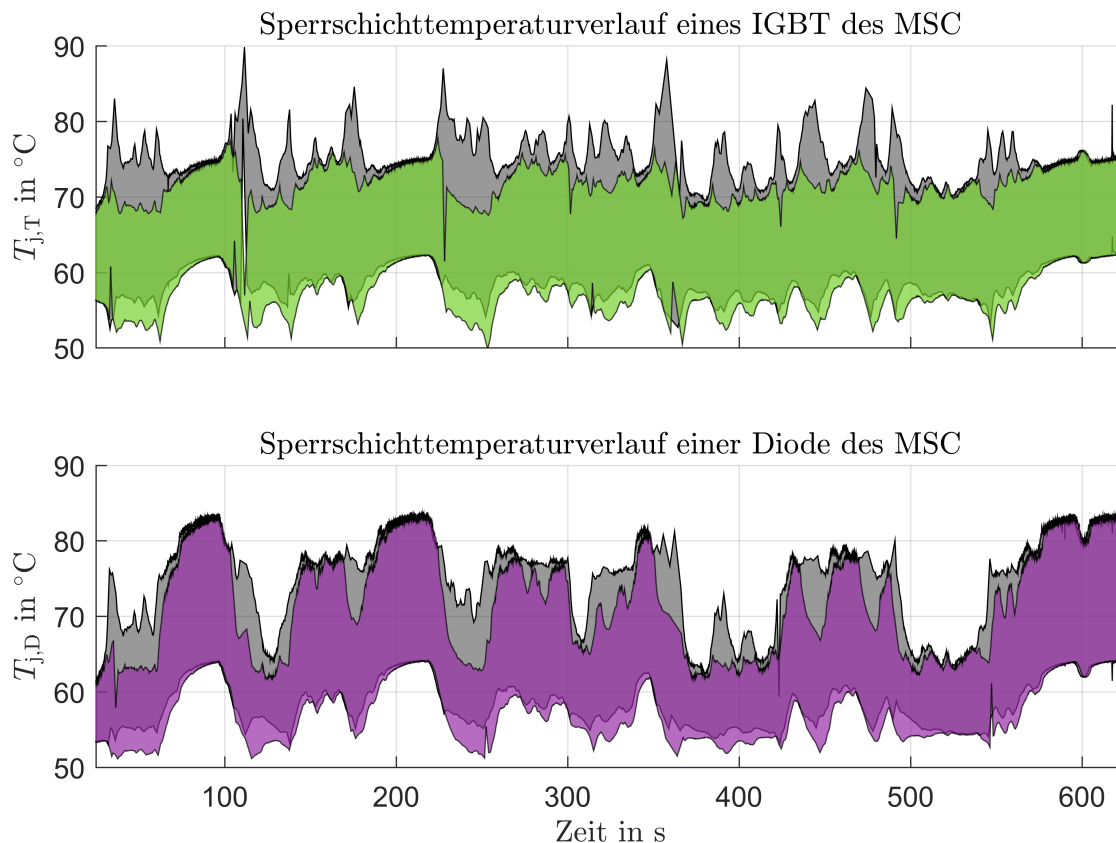


Abbildung 6.13: Verlauf der Sperrschichttemperaturen eines IGBT und einer Diode des MSC mit aktivierter Blindleistungsverschiebung nahe dem Synchronismus dem Referenzverlauf in grau überlagert

darauffolgende Aufheizphase des Halbleiters durch die signifikanten Reglereingriffe zur Folge, dass neue Temperaturhübe generiert werden, die dem Effekt der Vermeidung anderer Temperaturzyklen entgegenwirken. Im Falle einer Diode des MSC sorgt dies sogar dafür, dass die Gesamtlebensdauer durch den Reglereingriff um wenige Prozente verringert wird.

Rotorwirkstromabsenkung und Blindleistungsverschiebung In dieser Messreihe sind sowohl die Rotorwirkstromabsenkung als auch die Blindleistungsverschiebung innerhalb der jeweils zuvor genannten Schlupfgrenzen aktiviert.

Bei genauerer Betrachtung der Sperrschichttemperaturverläufe in Abbildung 6.15 fällt auf, dass die Temperaturhübe während der aktivierten Regelungsstrategien weiter verringert wurden. Der Lebensdauerverbrauch ist im Vergleich zur reinen Blindleistungsverschiebung jedoch wieder angestiegen. Der Lebensdauerverbrauch des IGBT liegt nun bei 47,29% und der der Diode bei 101,26% des Wertes des Referenzverlaufs. Dies hat zwei Gründe. Durch die Rotorwirkstromabsenkung wird die Häufigkeit der Lastwechselzyklen mittlerer Schlupfwerte erhöht, da sich der Generator durch die Arbeitspunktverschiebung

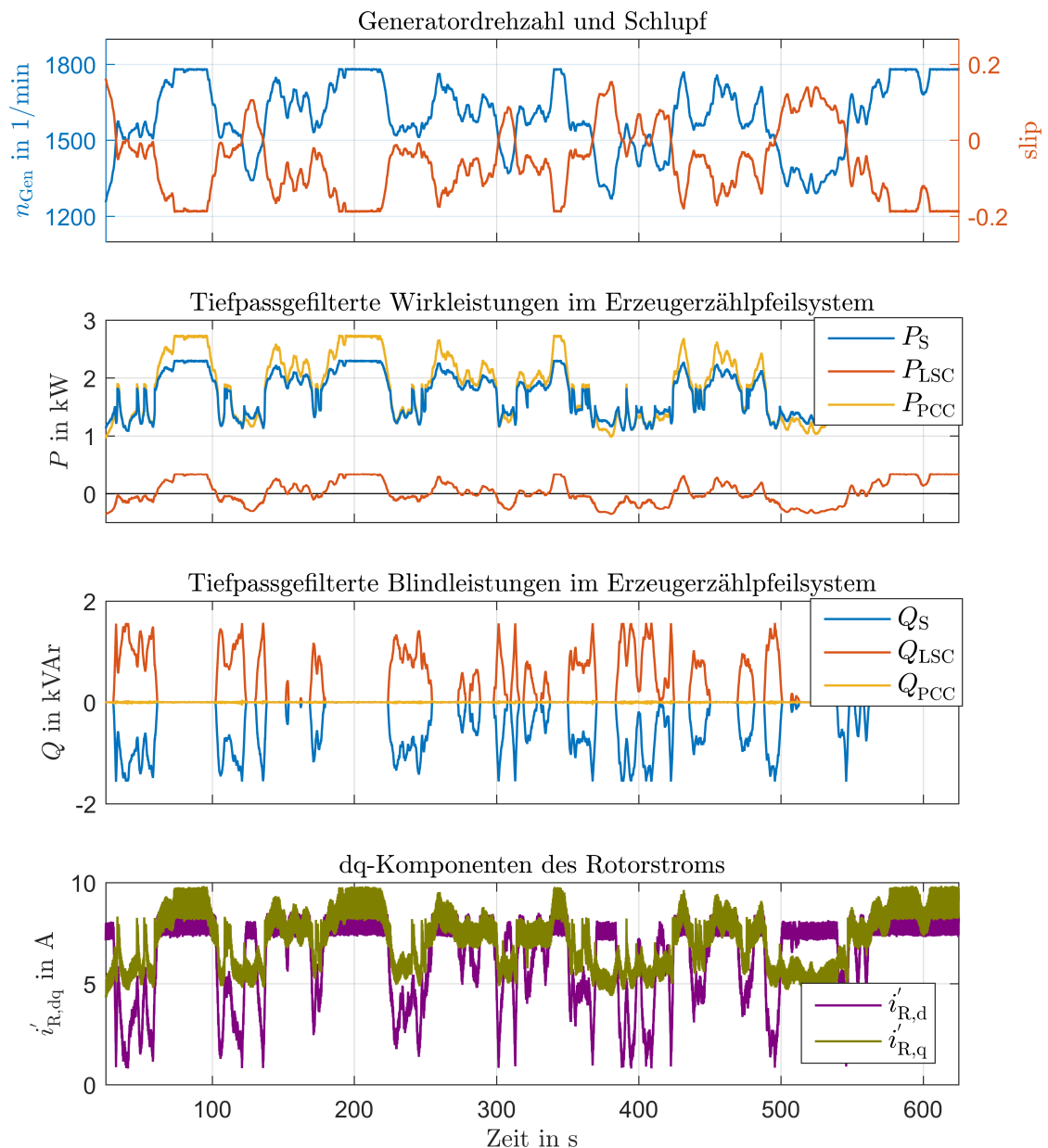


Abbildung 6.14: Messwertverläufe mit Rotorwirkstromabsenkung und Blindleistungsver-schiebung als Synchronismusregelstrategien

nun länger in diesen Betriebspunkten befindet. Der zweite und weitaus wirksamere Effekt ist die zuvor beschriebene Erzeugung zusätzlicher hoher Temperaturzyklen durch die zu starken Abkühlphasen, da der Betrag und nicht die Richtung des Temperaturgradienten entscheidend ist für die modulinternen thermisch bedingten Verspannungen. Die Stärke der Reglereingriffe im Synchronismus ist demnach mit Bedacht zu wählen, um kontraproduktive Effekte zu vermeiden.

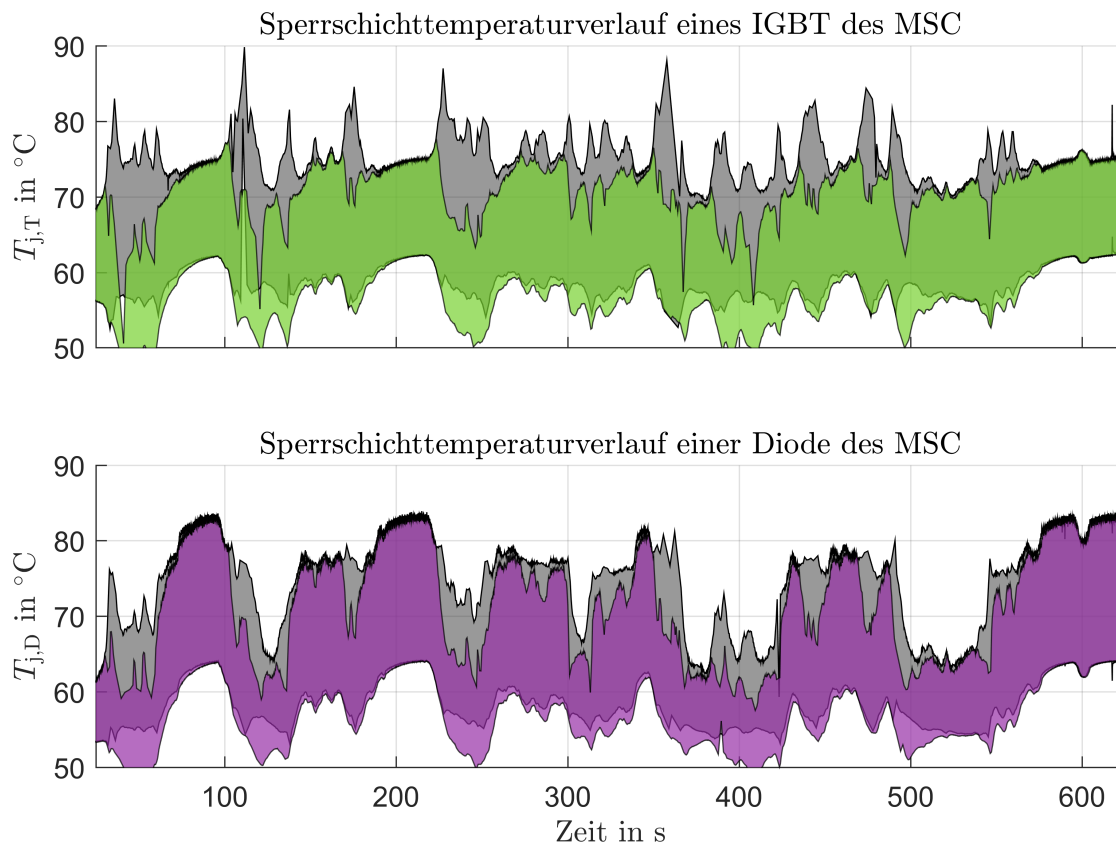


Abbildung 6.15: Verlauf der Sperrschichttemperaturen eines IGBT und einer Diode des MSC mit aktivierter Rotorwirkstromabsenkung und Blindleistungsverschiebung nahe dem Synchronismus dem Referenzverlauf in grau überlagert

Vergleich der Reglerauswirkungen Zum Abschluss der Validierung sollen die Betrachtung der Sperrschichttemperaturverläufe noch einmal auf alle Halbleiter des MSC aufgeweitet und die drei untersuchten Regelstrategien gegenübergestellt werden. Dies soll nicht als absolute Aussage über die Wirksamkeit der einzelnen Regelungen missverstanden werden, da hier nur beispielhaft ein Windzeitverlauf sowie ein konstanter Leistungsfaktor vorgegeben waren sowie die Reglerausprägung auf das 2 MW-Modell ausgelegt ist, sondern lediglich die Plausibilität der Regelungen bestätigen. Weiterführende Untersuchungen an dem realistischen Simulationsmodell einer 2 MW-WEA folgen in Kapitel 7.

In der oberen Darstellung in Abbildung 6.16 sind die Lebensdauerverbrauchswerte der oberen Halbleiter von Phase a des Referenzverlaufs und aller drei Regelstrategien gegenübergestellt, jeweils bezogen auf den Lebensdauerverbrauch des Referenzverlaufs. Im rechten Teil der Abbildung ist derselbe Vergleich für das arithmetische Mittel aller IGBT und Dioden des MSC dargestellt. Hier ist sehr gut zu sehen, wie über die Dauer der Messreihe alle drei Phasen des Umrichters ähnlich von den im niederfrequenten Schlupfbetrieb auftretenden hohen Temperaturhüben betroffen sind und durch die Regelstrategien im ähnlichen Maße wie Phase a beeinflusst werden, sei es durch maßgebliche Entlastungen

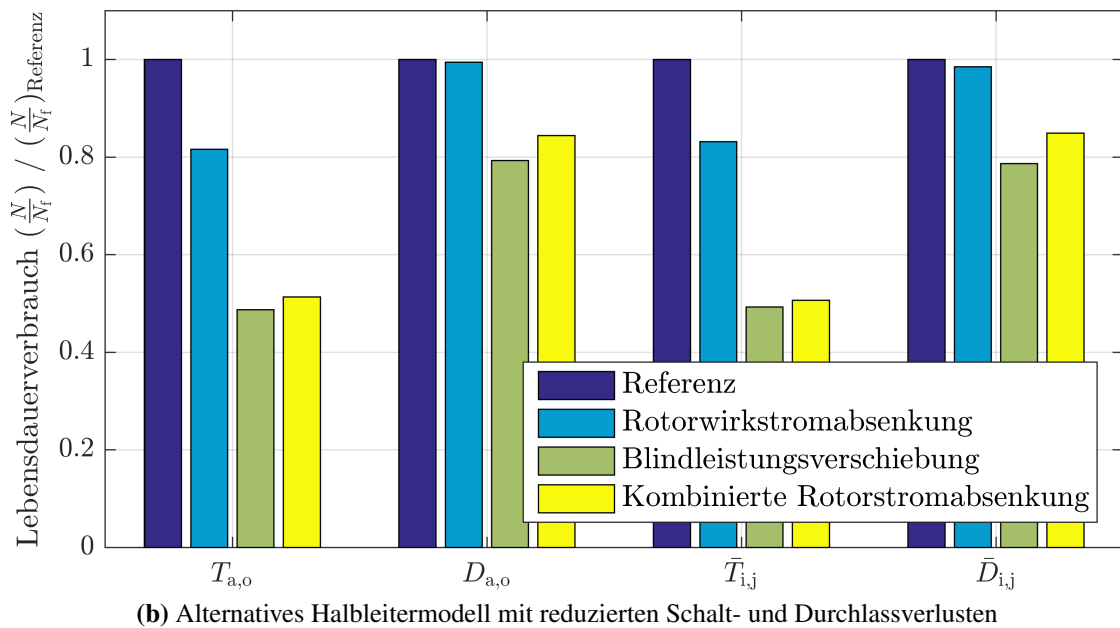
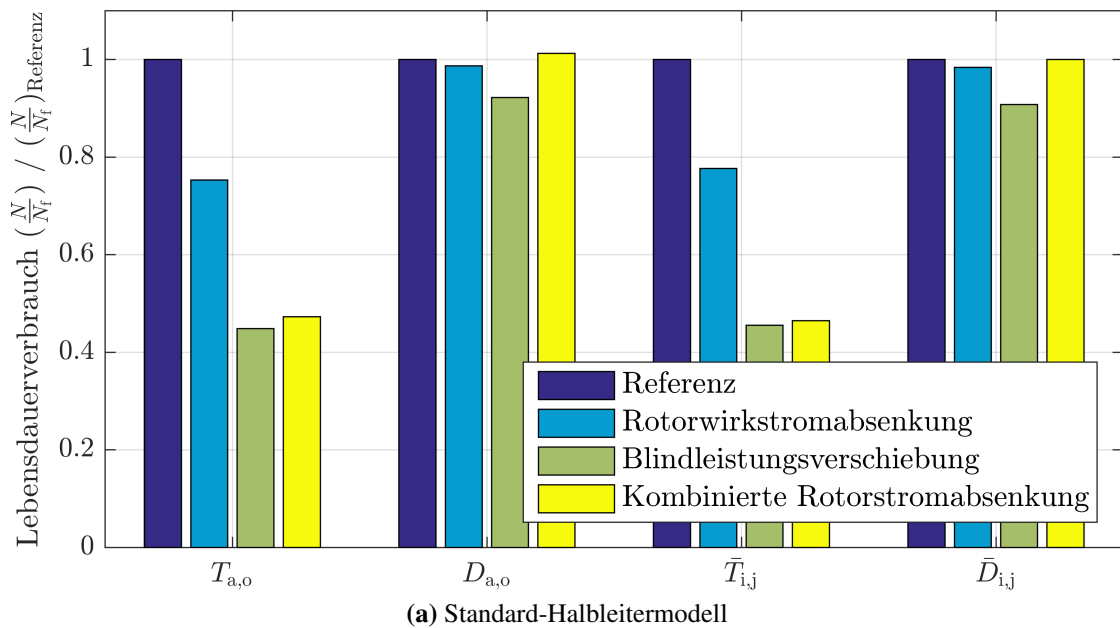


Abbildung 6.16: Vergleich der Auswirkungen der Regelstrategien im Synchronismus auf die Lebensdauer der MSC-Halbleiter einzeln und im arithmetischen Mittel bezogen auf den Referenzverlauf bei zwei verschiedenen Halbleitermodellen mit unterschiedlichen Schalt- und Durchlassverlustskennlinien

im Falle des IGBT oder durch die widerstrebenden Einflüsse aller Regelstrategien auf die Lebensdauer im Falle der Umrichterioden.

Um zu verdeutlichen wie stark auch das Halbleitermodul als solches die Auswirkungen der Regelungsstrategien auf die Temperaturzyklen beeinflusst, sind in der unteren Darstellung der Abbildung 6.16 erneut die Lebensdauererbrauchswerte der Halbleiter

bei reduzierten Schalt- und Durchlassverlusten des ansonsten gleichen Moduls aufgezeigt. Hier zeigt sich, dass die somit entschärften Aufheiz- und Abkühlphasen dafür sorgen, dass die Blindleistungsverschiebung auf sämtliche Halbleiter einen lebensdauererlängernden Effekt hat. Dies wird auch für die 2MW-WEA erwartet, in der der Blindstromanteil des MSC gegenüber dem Bemessungswirkstrom deutlich geringer ist.

6.3 Einzelblattverstellregelung zur Symmetrierung der Rotorblattlagerbelastung

Wie bereits in Abschnitt 5.1 beschrieben wurde, ist ein durch die gegebene Oberflächenbeschaffenheit bedingtes höhenabhängiges Windgeschwindigkeitsfeld ein einflussreicher Effekt auf die Belastung der Rotorblattlager. Der fortwährende Anstieg der Nabenhöhen und Rotorblattlängen von Multi-Megawatt-WEA in den letzten Jahren hat diesem Effekt eine gesteigerte Bedeutung zukommen lassen, da mit diesem Anstieg auch eine zunehmende asymmetrische Belastung der Rotorblattlager einhergeht. Die Untersuchung und Verminderung dieser höhenabhängigen Lastmomente war und ist Motivation für eine Vielzahl von Veröffentlichungen, die sich mit der sogenannten IPC beschäftigen (siehe zum Beispiel [124–127]). Diese Regelung hat zum Ziel, durch das positionsabhängige Verdrehen der Rotorblätter um deren Pitchachse jeweils unabhängig voneinander, die Anströmwinkel an diesen und somit die auftretenden Kräfte und das Biegemoment an der Blattwurzel zu reduzieren und die massiven durch den Höheneinfluss der Windscherung auftretenden asymmetrischen Biegemomentverläufe abzumildern.

Zur Verdeutlichung ist in Abbildung 6.17 beispielhaft ein turbulentes Windfeld dargestellt, dessen Anstieg der mittleren Windgeschwindigkeit mit der Höhe durch die gestrichelten Hilfslinien kenntlich gemacht ist. Demgegenüber sind die für die verwendete IPC maßgeblichen Bezugsgrößen als an der Gondel (M_{yaw} und M_{tilt}) oder an den jeweiligen Rotorblättern (M_{flap}) orientierten Momente an einer schematischen WEA abgebildet.

Die folgenden Ausführungen zur Realisierung der Einzelblattregelung sind [129, 130] entnommen. Der Regelaufwand zur Begrenzung von M_{flap} für alle drei Rotorblätter kann reduziert werden, indem die Analogie der rotierenden dreiblättrigen WEA zur dreiphasigen elektrischen Maschine genutzt wird. So lassen sich die drei Blattwurzelbiegemomente $M_{flap,123}$ auf ein nabefestes, mit deren Winkelgeschwindigkeit rotierendes Bezugssystem projizieren (siehe Abschnitt A.1 sowie [56]). Die somit in dq-Koordinaten transformierten Momente bestehen aus einem Gleichanteil, der die mit einfacher Rotationsfrequenz alternierenden Biegemomente repräsentiert, sowie einem Wechselanteil, der höherfrequente oder ungleichmäßige Anregungen wie zum Beispiel den Einfluss des Turmvorstaus abbildet. Da die beiden Momente M_{yaw} und M_{tilt} durch die dq-Transformation als unabhängig voneinander angenommen werden, lassen sich

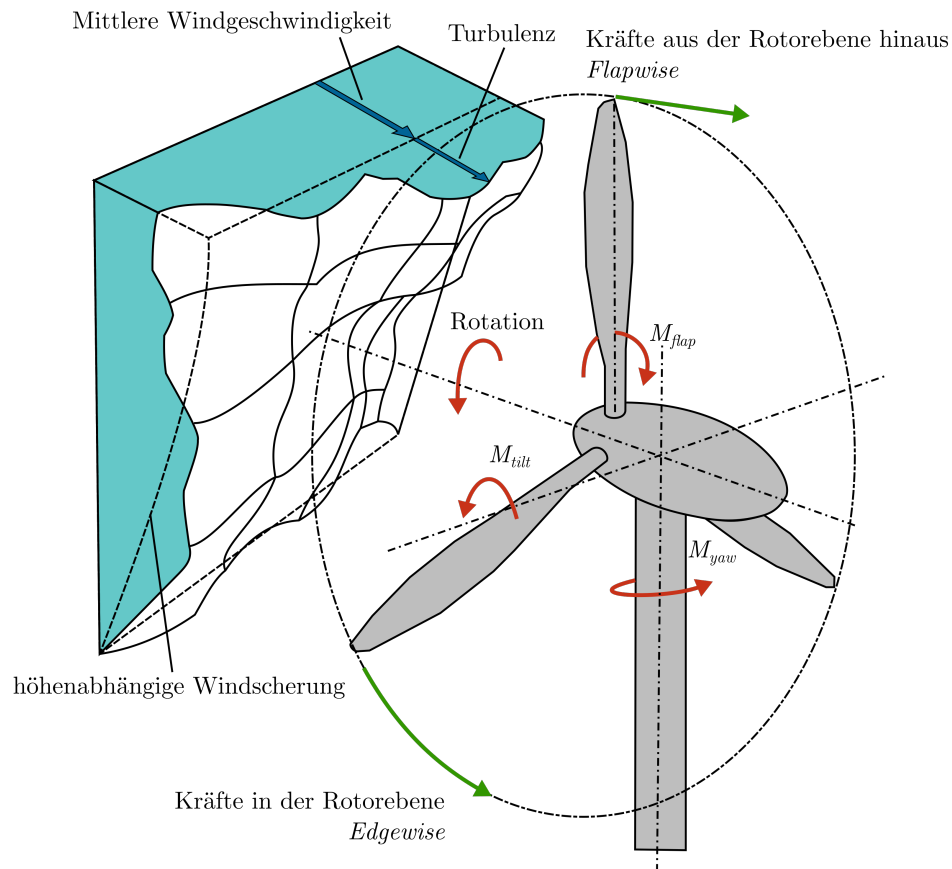


Abbildung 6.17: Verdeutlichung der Windscherung und der Orientierung der Biegemomente zur IPC an einer WEA nach [128]

diese mithilfe der klassisch linearen PI-Regler ausregeln. Der in Abbildung 6.18 dargestellte Signalflussplan der Regelungsstruktur für die IPC mitsamt der konventionellen gemeinsamen Blattverstellregelung (engl. „collective pitch control“, CPC) (CPC) zeigt zusätzlich, dass zur Begrenzung der Anforderung an die Dynamik des Pitchantriebs Tiefpassfilter zur Ausblendung der höherfrequenten Biegemomente verwendet werden.

Die Stellgröße der Regler sind die Sollwerte der Pitchwinkel im nabenfesten Bezugssystem β_{yaw}^* und β_{tilt}^* , die nach einem Phasenversatz, welcher die endliche Steifheit der Rotorblätter [124] und die Trägheit des Stellantriebs berücksichtigt, zurücktransformiert werden in die Soll-Pitchwinkel der drei Rotorblätter $\beta_{IPC,123}^*$. Diese werden schließlich dem rein drehzahlbasiert bestimmten kollektiven Pitchwinkelsollwert β_{CPC}^* zur Leistungsbegrenzung überlagert und an die Pitchumrichter gegeben. Die Reglerparameter und der Phasenversatzwinkel wurden simulativ durch abschnittsweise konstante mittlere Windgeschwindigkeiten und den erreichten Einfluss auf eine Reduktion der Rotorblattwurzelbiegemomente bewertet und ausgewählt.

Es ist offensichtlich, dass die IPC durch die alternierenden Sollwertvorgaben für die Pitchwinkel aller drei Rotorblätter nicht nur auf die mechanischen Beanspruchungen,

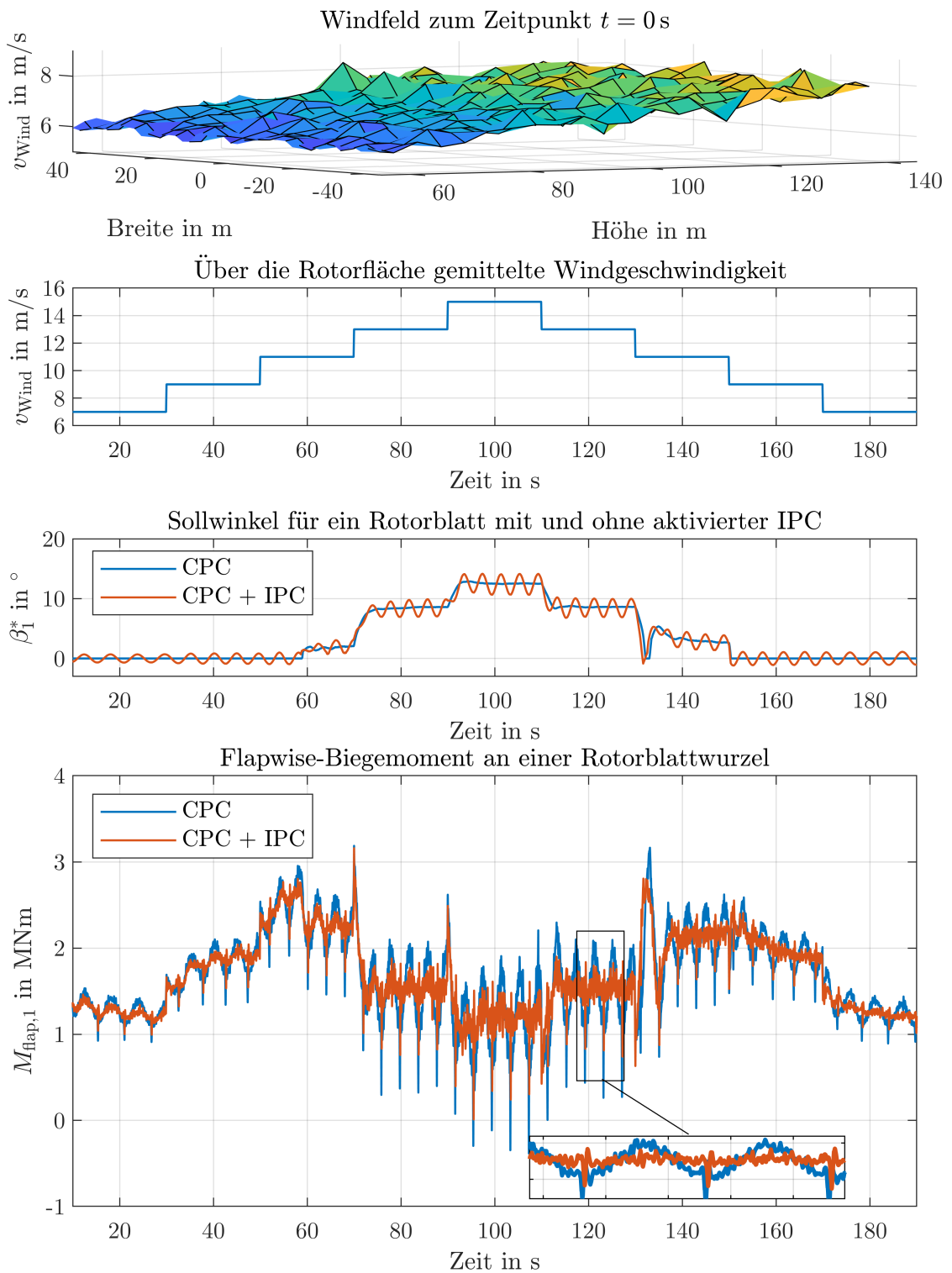


Abbildung 6.19: Plausibilitätskontrolle der IPC durch ein turbulentes Windfeld mit abschnittsweise konstanter mittlerer Windgeschwindigkeit

mit bloßem Auge zu sehen. Bemerkenswert ist außerdem das Absinken des mittleren Biegemoments bei steigenden Windgeschwindigkeiten, welches durch den kollektiven

Pitchwinkel bedingt ist, der die Momente an allen drei Rotorblättern gemeinsam reduziert, um die Nabendrehzahl bei höheren Windgeschwindigkeiten zu begrenzen.

Zur besseren Kenntlichmachung der Lastzyklenreduktion des Biegemoments $M_{flap,1}$ wird dieses mittels der bekannten Rainflow-Methode in Zyklen gleicher mittlerer Momente und gleicher Amplitude klassifiziert und in Abbildung 6.20 visualisiert. Dort wird der gewünschte positive Einfluss der IPC auf die Biegemomentzyklen mit großer Amplitude, die in der Abbildung hervorgehoben sind, besonders deutlich.

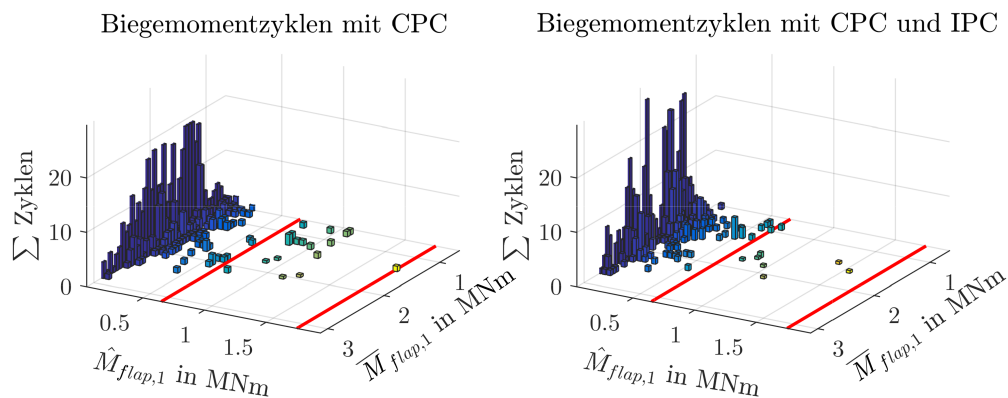


Abbildung 6.20: Vergleich mittels Rainflow-Algorithmus klassifizierter Biegemomentlastzyklen mit und ohne IPC

Nach dieser simulativen Analyse gilt die Funktionalität der IPC und ihre Reglerauslegung für die folgenden Untersuchungen zur Umrichtermehrbelastung als plausibel.

7 Auswirkungen von Modelldetaillierung und Regelstrategien

In diesem Kapitel werden die in den vorherigen Beschreibungen eingeführten Modellierungstiefen und Regelungsstrategien hinsichtlich ihrer Einflüsse auf die Umrichterlebensdauer in WEA untersucht. Dies geschieht mithilfe der bereits in Kapitel 3 eingeführten statistischen Lebensdauerberechnung. Die entsprechenden Tabellen in diesem Kapitel beinhalten hierfür den Gesamtlebensdauerverbrauch über alle Lastwechselzyklen während der betrachteten Simulationszeit $\sum_{i=1}^n \left(\frac{N_i}{N_{f,i}}\right)$. Die jeweils dazugehörigen Balkendiagramme stellen diesen Lebensdauerverbrauch jeweils bezogen auf einen Referenzverlauf beziehungsweise ein Referenzmodell $\sum_{i=1}^n \left(\frac{N_i}{N_{f,i}}\right) / \sum_{j=1}^m \left(\frac{N_j}{N_{f,j}}\right)_{\text{Referenz}}$ dar.

Begonnen wird im Folgenden mit den Unterschieden der Modelldetaillierungen von WEA mit PMSM und DGASM auf die Lebensdauerberechnung von deren Hauptumrichtern. Anschließend steht die Einflussnahme von Netzfehlern und Vorgaben des Netzleistungsfaktors auf WEA mit Voll- und Teilumrichtern im Fokus. Im Falle der Topologie mit DGASM werden zusätzlich die Synchronismusregelungen aus Abschnitt 6.2 betrachtet. Abschließend wird die Auswirkung der individuellen Blattwinkelverstellung auf die Belastung des Pitchumrichters gemäß Abschnitt 6.3 im Modell ermittelt.

Als Modelleingangsgrößen kommen in sämtlichen Untersuchungen unterschiedliche Windgeschwindigkeitsverläufe zum Einsatz, um deren Abhängigkeit in den Lebensdaueruntersuchungen zu berücksichtigen. Neben unterschiedlichen mittleren Windgeschwindigkeiten auf Nabenhöhe \bar{v}_{Wind} werden verschiedene Turbulenzgrade seitens *TurbSim* generiert. Diese entsprechen den in Abschnitt 4.1 erläuterten normativen Charakteristiken. Die folgenden Turbulenzgrade und ihre Abkürzungen werden in diesem Kapitel verwendet.

Abkürzung	Bedeutung
A NTM	normale Turbulenzintensität der Kategorie A
C NTM	normale Turbulenzintensität der Kategorie C
C EXTM	Turbulenzintensität der Kategorie C als Jahres-Extremfall

7.1 Einfluss der Modelldetailgrade

Bevor die unterschiedlichen Lebensdauerberechnungen in Abhängigkeit der Modelldetailtiefe untersucht werden, werden im Folgenden kurz die verwendeten Modelle gegeneinander abgegrenzt.

Detailliertes Modell Als detaillierte Modelle, die im Folgenden aus Darstellungsgründen mit der Abkürzung *det* in Tabellen und Abbildungen bezeichnet werden, werden die Modelle mit der detailliertesten Beschreibungstiefe bezeichnet, die im Rahmen dieser Arbeit entstanden sind. Dies umfasst sämtliche Modelleigenschaften und Systemdynamiken der elektrischen Domäne sowie der Aerodynamik und Mechanik, die in Kapitel 5 beschrieben sind.

$c_p - \lambda$ -Modell Die vereinfachten Modelle, im Weiteren als $c_p - \lambda$ -Modelle bezeichnet und in der Ergebnisdarstellung mit $c_p - \lambda$ abgekürzt, sind in der Beschreibung der Aerodynamik und Mechanik aus den detaillierten Modellen abstrahiert. Deren Modellierungstiefe entspricht dem in Kapitel 4 vorgestellten Stand. Die elektrotechnische Modellierung ist bis auf die Vernachlässigung von Polradoberwellen bei der PMSM und von der Stromverdrängung im Rotor bei der DGASM, deren Einfluss auf die Umrichter-temperaturentwicklung ohnehin marginal ist, identisch zu den detaillierten Modellen.

PT₁-Modell Eine weitere Vereinfachung des Gesamtsystems beschreiben die PT₁-Modelle, die in den folgenden Tabellen und Abbildungen mit PT₁ abgekürzt werden. Im Prinzip bestehen diese Modelle aus den rein stationären Systemgleichungen der gesamten Anlage. Die Dynamik des Gesamtsystems der WEA als Reaktion veränderlicher Wirkleistungseinspeisung auf Veränderungen der Windverhältnisse ist in diesen Modellen als PT₁-Glied berücksichtigt, deren Zeitkonstante der mittleren Sprungantwort der detaillierten Modelle auf veränderliche Windgeschwindigkeiten entspricht. Dieses PT₁-Glied filtert den über die Rotorfläche konstanten Windzeitverlauf, welcher dann instantan auf die restliche Strecke aus Generator, ideal grundfrequentem Umrichtersystem, Netzfilter, Transformator und Netz wirkt. Lediglich für die vergleichende thermische Beschreibung wird die gleiche Modellstruktur mit schaltenden Leistungshalbleitern und einer thermischen Beschreibung wie im dynamischen Modell verwendet. Die Struktur dieser Arbeitspunktmodelle ist in Abbildung 7.1 für die WEA mit PMSM veranschaulicht.

Zur Plausibilisierung dieses PT₁-Modells sind die Verläufe der Windgeschwindigkeit, der Generatordrehzahl sowie der Generator- und Einspeisewirkleistung und die resultierenden Sperrschichttemperaturen eines IGBT des LSC und einer Diode des MSC denen des $c_p - \lambda$ -Modells bei gleichem Windzeitverlauf wie in Abbildung 4.29 in Abbildung 7.2 gegenübergestellt.

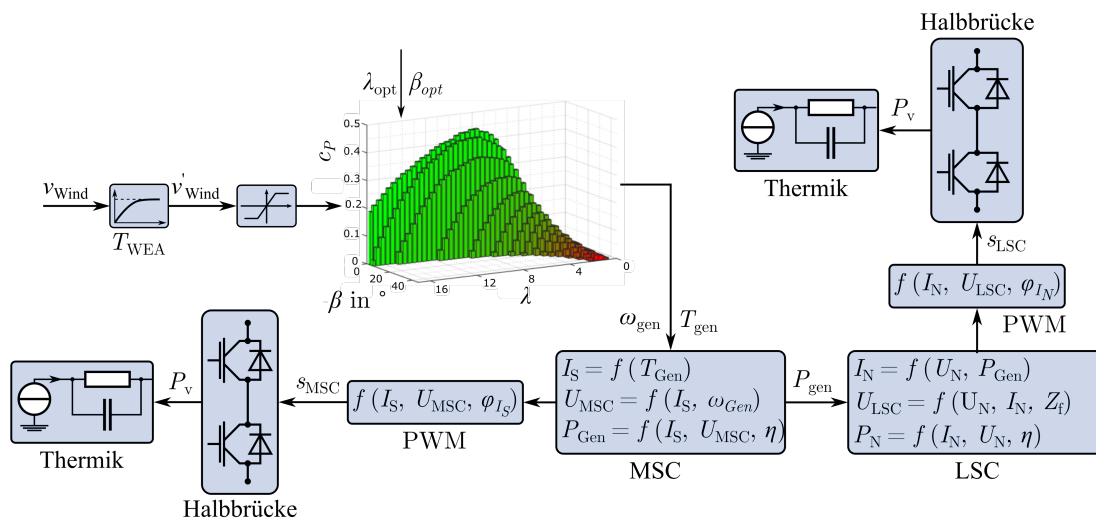


Abbildung 7.1: Schematische Darstellung des PT₁-Modells der WEA mit PMSM

Der stationäre Zustand sowie die dynamische Reaktion auf die Windgeschwindigkeitssprünge zeigen eine gute Übereinstimmung. Lediglich im Bemessungsbetrieb sind größere Abweichungen festzustellen, da hier im $c_p - \lambda$ -Modell die Blattwinkelverstellung in die Anlagendynamik eingreift. Die Thermik zeigt hinsichtlich der Temperaturhöhe sehr gute Übereinstimmung und lediglich einen geringen Offset der mittleren Temperatur, dessen Auswirkung auf die Lebensdauerberechnung gemäß 3.10 gering ist.

Arbeitspunktmodell (AP) Die größte Vereinfachung der Modelle wird in den Arbeitspunktmodellen, im Folgenden mit AP abgekürzt, getroffen. In diesen wird zur kompletten Vernachlässigung der Dynamiken durch systeminterne Wechselwirkungen oder schwankende Windbedingungen die Windgeschwindigkeit entsprechend ihrer Auftretenshäufigkeit im turbulenten Zeitverlauf monoton steigend als Eingangsgröße verwendet. Dies entspricht einer Simulation der Umrichterbelastung auf der Grundlage, dass zwar ein Histogramm der Windgeschwindigkeiten bekannt ist, nicht jedoch die zeitlichen Abhängigkeiten der entsprechenden Windgeschwindigkeitswerte. Das Modell entspricht im Übrigen dem PT₁-Modell gemäß Abbildung 7.1, jedoch ohne die Berücksichtigung der Systemzeitkonstante T_{WEA} . Die dementsprechenden stationären Systemzustände dienen als Grundlage für die thermischen Differentialgleichungssysteme der Umrichter, die in gleicher Weise wie in den übrigen Modellen gelöst werden. Zum besseren Verständnis der Unterschiede der Windverläufe als Modelleingangsgrößen sind diese in Abbildung 7.3 gegenübergestellt. Die relativ geringen Unterschiede zwischen detailliertem Modell und vereinfachtem $c_p - \lambda$ -Modell sind der zweidimensionalen Abbildung geschuldet, da nur die Windzeitverläufe am Rotornabenmittelpunkt dargestellt werden, welche im vereinfachten Modell als konstant über die Rotorfläche angenommen werden, im detaillierten Modell jedoch über die gesamte Rotorblattspannweite variieren. Im Windzeitverlauf des PT₁-Modells ist die Zeitkonstante des Tiefpassglieds durch die zeitliche Verschiebung gegenüber den anderen Zeitverläufen zu erkennen, während der Verlauf des Arbeits-

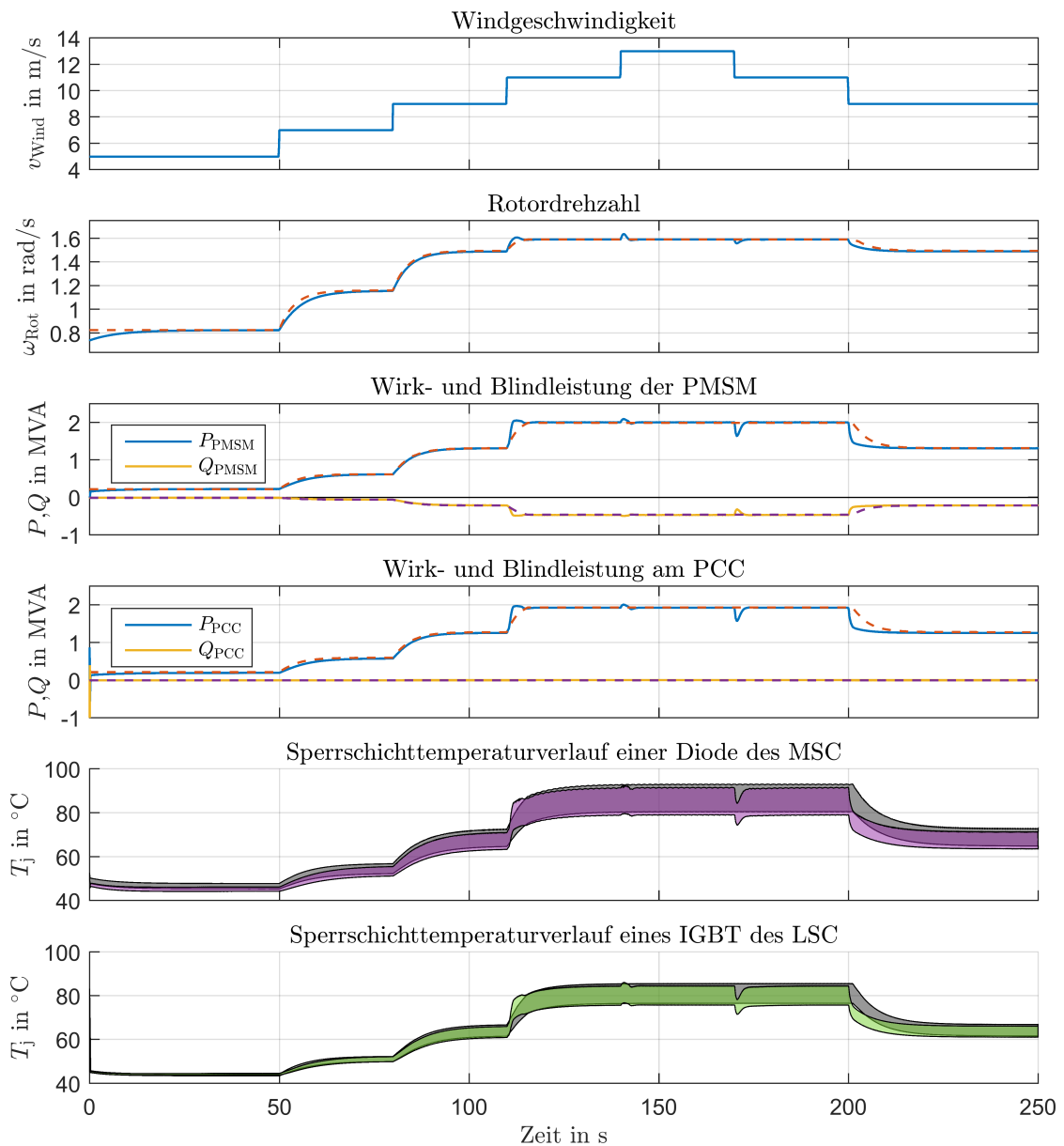


Abbildung 7.2: Zeitverläufe der WEA mit PMSM bei stufenförmiger Windanregung. Vergleich zwischen dem $c_P - \lambda$ -Modell und dem PT_1 -Modell (gestrichelt bzw. grau schraffiert)

punktmodells die monoton steigende Häufigkeitsverteilung des geglätteten Windverlaufs widerspiegelt.

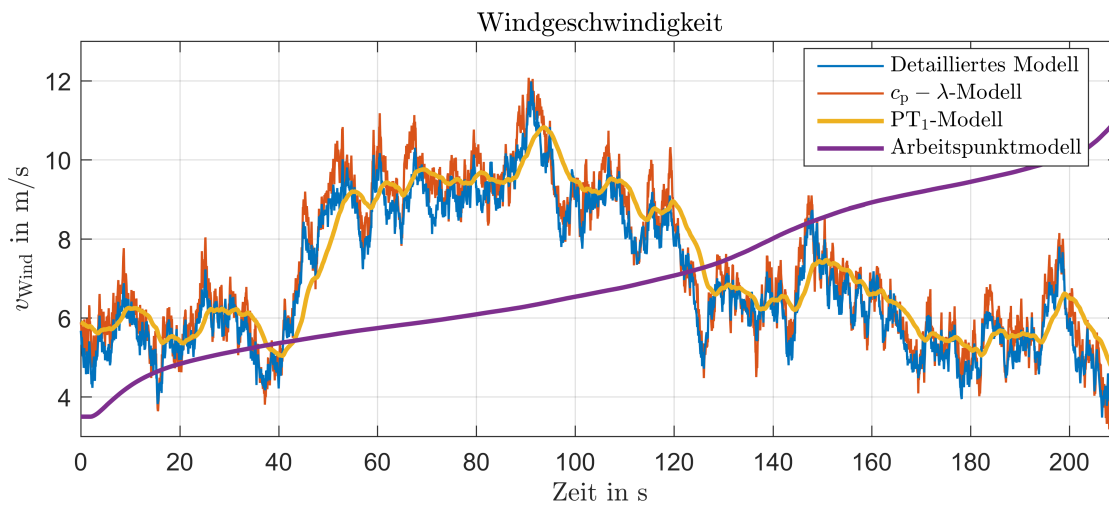


Abbildung 7.3: Vergleich der Windverhältnisse am Rotornabenmittelpunkt zwischen den unterschiedlichen Modelldetaillierungen

7.1.1 Topologie #1 - PMSM mit Vollumrichter

In dieser simulativen Untersuchung der Auswirkungen der Modelldetailgrade auf die Lebensdauerberechnung von Halbleitern der Hauptumrichter einer WEA mit Vollumrichter und PMSM werden insgesamt neun verschiedene Betriebsbedingungen betrachtet. Diesen liegen drei unterschiedliche mittlere Windgeschwindigkeiten und jeweils drei verschiedene Turbulenzgrade zugrunde. Die mittleren Windgeschwindigkeiten reichen hierbei vom Teillastbetrieb mit $\bar{v}_{\text{Wind}} = 7 \text{ m/s}$ über die Grenze zum Nennbetrieb mit $\bar{v}_{\text{Wind}} = 10,5 \text{ m/s}$ hin zu überwiegendem Nennbetrieb bei einer mittleren Windgeschwindigkeit von $\bar{v}_{\text{Wind}} = 14 \text{ m/s}$. Die hinsichtlich ihrer thermomechanischen Belastung untersuchten Halbleiter sind jeweils ein IGBT und eine Diode eines Halbbrückenmoduls des MSC und des LSC. Die Aufteilung der Verlustleistung auf alle Phasen der Umrichter wird als über die Simulationslaufzeit gleichmäßig verteilt angenommen, da die Ausgangsfrequenz der Umrichter im Verhältnis zur Änderungsrate der Arbeitspunkte der WEA in sämtlichen Betriebspunkten relativ hoch ist. Aus diesem Grund und zur Reduktion der Simulationszeit wird in jedem Umrichter nur eine Halbbrücke mit eigenem Kühlsystem thermisch modelliert.

Für eine der Betriebsbedingungen mit $\bar{v}_{\text{Wind}} = 10,5 \text{ m/s}$ und Turbulenzgrad A NTM werden in Abbildung 7.4 beispielhaft die Zeitverläufe der Generatorwinkelgeschwindigkeit ω_{Gen} , der Wirk- und Blindleistung des Generators P_{Gen} und Q_{Gen} sowie der Sperrschichttemperaturen T_j eines IGBT des MSC und einer Diode des LSC dargestellt. Die zwei Halbleiter wurden aufgrund des Leistungsflusses als die in den Standardmodulen am stärksten beanspruchten Halbleiter zur Darstellung ausgewählt. Wie in Abbildung 7.2 zeigt sich hier eine gute Übereinstimmung zwischen dem $c_p - \lambda$ -Modell und dem PT_1 -Modell, während die zusätzliche aerodynamische Trägheit im detaillierten Modell erneut sichtbar wird. Im AP-Modell gleicht die Auftretenshäufigkeit der unterschiedlichen Lastpunkte denen des PT_1 -Modells mit zeitlich turbulenten Windverhältnissen.

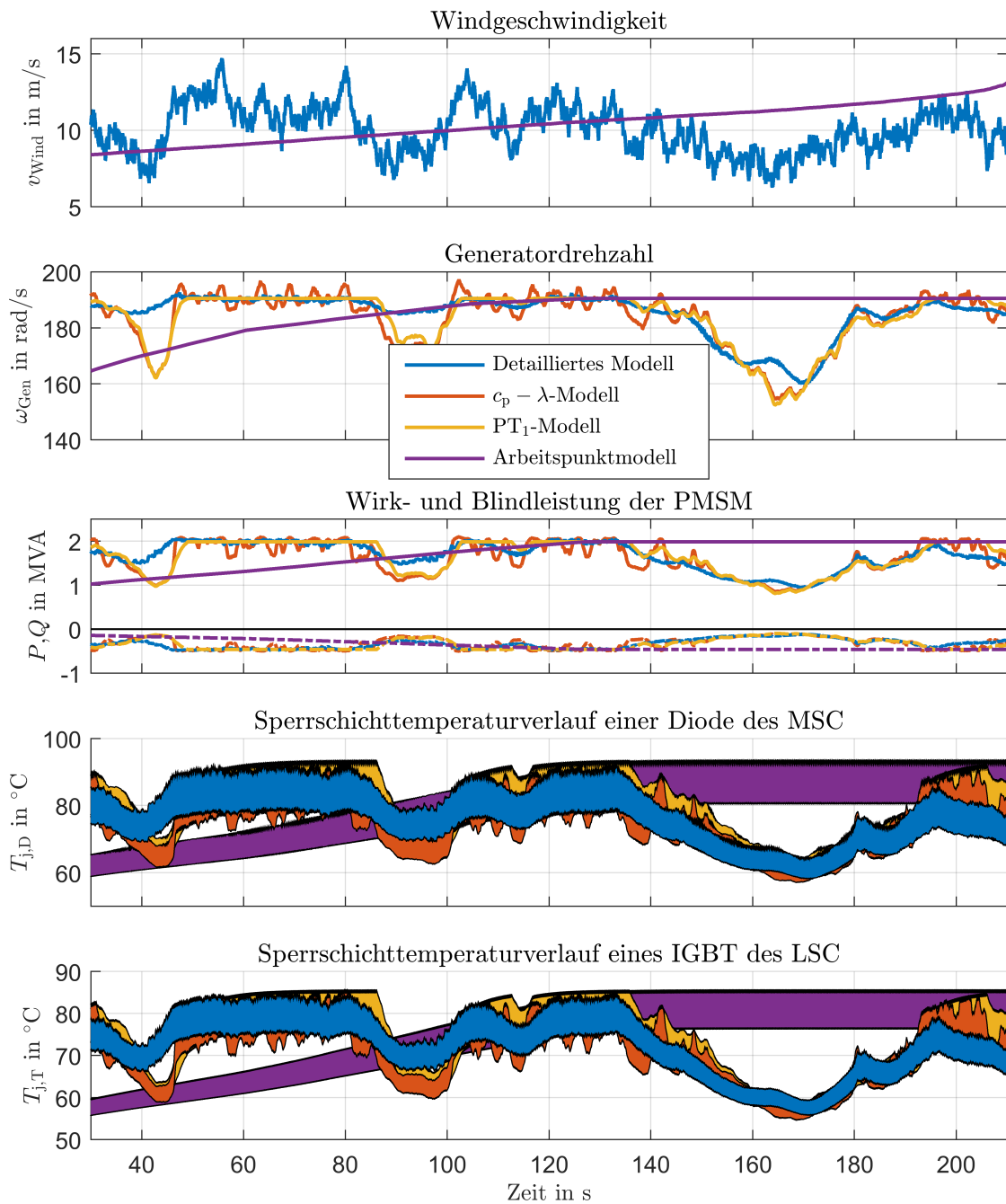


Abbildung 7.4: Beispielhafter Vergleich der Zeitverläufe Generatorleistung, Wirk- und Blindleistung sowie Sperrschichttemperatur einer Diode des MSC und eines IGBT des LSC zwischen den verschiedenen Modelldetailgraden der WEA mit PMSM bei einem spezifischen Windzeitverlauf

Zur Veranschaulichung der Lebensdauerberechnung für alle Modelldetailgrade sind dessen Zwischenschritte, die Extraktion der Temperaturhöhe mittels Rainflow-Algorithmus und die Anwendung der Lebensdauererbrauchsfunktion auf diese, für die in Abbildung 7.4 gezeigten Zeitverläufe für die gezeigte Diode in den Abbildungen 7.5 und 7.6 grafisch dargestellt.

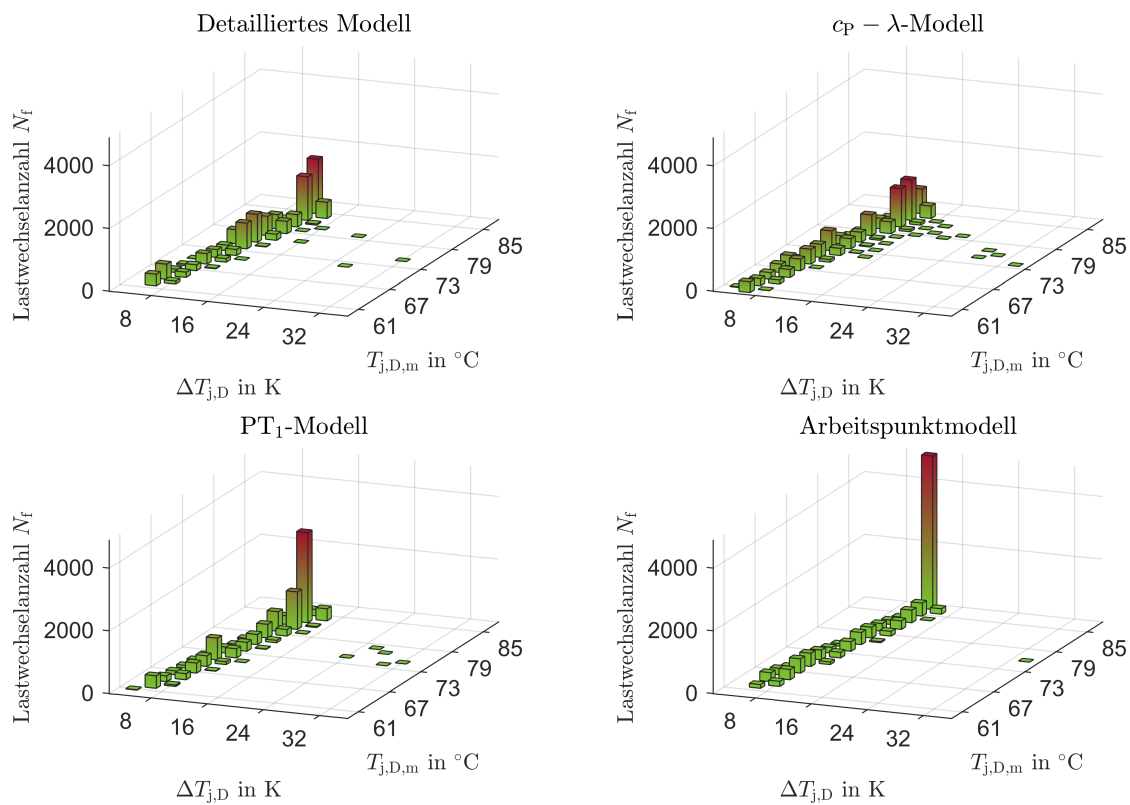


Abbildung 7.5: Beispielhafter Vergleich der Histogramme der Temperaturzyklen zwischen den verschiedenen Modelldetailgraden einer Diode des MSC der WEA mit PMSM

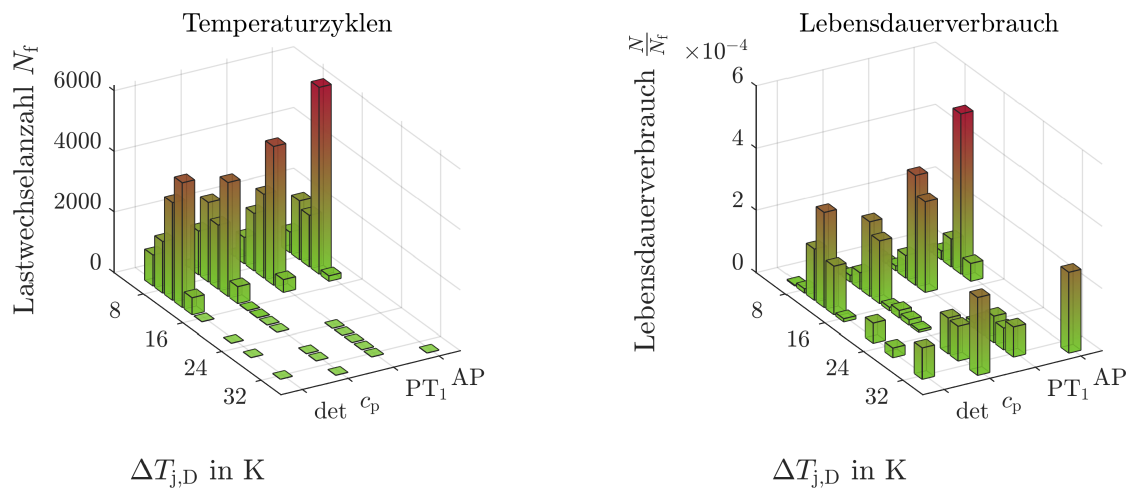


Abbildung 7.6: Beispielhafter Vergleich der Histogramme der Temperaturzyklen und des jeweils dazugehörigen Lebensdauerverbrauchs zwischen den verschiedenen Modelldetailgraden einer Diode des MSC der WEA mit PMSM

In Abbildung 7.5 sind als Resultat aus dem Rainflow-Algorithmus die Lastwechselzyklen klassifiziert über den Temperaturhub ΔT_j und die mittlere Temperatur $T_{j,m}$ als dreidimensionales Balkendiagramm für alle Modelle aufgetragen.

In Abbildung 7.6 links werden diese Lastzyklen der verschiedenen Modelle direkt gegenübergestellt. Die Vernachlässigung von $T_{j,m}$ in der Darstellung ist der besseren Übersichtlichkeit geschuldet. Das rechte Diagramm zeigt jeweils den mittels der Funktion aus Abschnitt 3.3 ermittelten Lebensdauerverbrauch der einzelnen Lastwechselklassen. Aus dieser Abbildung wird bereits die gute Übereinstimmung der Lebensdauerberechnungen der einzelnen Modelle ersichtlich, die aus den in dem gewählten Beispiel geringen Abweichungen der Zeitverläufe der Wirk- und Blindleistungen respektive der Generatordrehzahl herrührt. Es lässt sich darüber hinaus bereits erkennen, dass die deutlich abweichende Gesamtträgheit des detaillierten Modells gerade bei sich schnell ändernden Windverhältnissen im Teillastbetrieb, wie in Abbildung 7.4 bei der Simulationszeit von $t = 40\text{ s}$, merkliche Unterschiede in der Temperaturentwicklung der einzelnen Modelle zur Folge hat. Dies wird im Folgenden durch die tabellarische und grafische Auswertung der Simulation sämtlicher Betriebsbedingungen bestätigt.

In den Tabellen 7.1 bis 7.4 sind jeweils die über die gesamte ausgewertete Simulationszeit berechneten Lebensdauerverbrauchswerte eines IGBT und einer Diode des MSC und des LSC für sämtliche untersuchte Windverhältnisse und alle Modelle aufgelistet. Die grau hinterlegten Felder des detaillierten Modells dienen in der grafisch normierten Darstellung als Referenzwerte.

Wie erwartet, übersteigt die thermomechanische Belastung der Diode des MSC sowie des IGBT des LSC aufgrund des Leistungsflusses diejeniger der anderen Halbleiter deutlich, weshalb auch nur diese beiden in den Abbildungen 7.7 und 7.8 grafisch dargestellt werden.

In diesen Diagrammen, die den Lebensdauerverbrauch aller Modelle für jede Windbedingung jeweils normiert auf das detaillierte Modell darstellen, wird der Unterschied zwischen den Modelldetailgraden auf die Berechnung der zu erwartenden Lebensdauer besonders deutlich.

Wie bereits anhand der Beispielbetrachtung aus Abbildung 7.4 zu erwarten war, ist der Unterschied zwischen den Modelldetailgraden für den Fall dominierender Nennbetriebspunkte eher gering. So zeigen die Lebensdauerverbrauchswerte der Diode des MSC lediglich für die Windverhältnisse mit $\bar{v}_{\text{Wind}} = 10,5\text{ m/s}$ und Turbulenzgrad A NTM Unterschiede von über 30% des $c_p - \lambda$ -Modells und des PT_1 -Modells gegenüber dem detaillierten Modell. Hervorzuheben ist, dass selbst das AP-Modell, welches die tatsächliche zeitliche Abfolge der Lastwechsel außer Acht lässt, stets ein Ergebnis der Lebensdauerberechnung liefert, welches zwischen denen der vereinfachten Modelle und dem des detaillierten Modells liegt.

Dies sticht besonders bei der Betrachtung der Teillastwindverhältnisse von $\bar{v}_{\text{Wind}} = 7\text{ m/s}$ hervor. Während das AP-Modell durch die Vernachlässigung sämtlicher Betriebspunktdynamiken zwar deutlich geringere Halbleiterbelastungen hervorbringt als die Modelle, die dem Windverlauf relativ direkt folgen, zeigt sich, dass das detaillierte Modell zu

Turbulenz A NTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_p - \lambda$	PT_1	AP
7 m/s	3,96e-06	3,29e-05	4,77e-05	2,48e-05
10,5 m/s	8,66e-06	1,61e-05	1,76e-05	1,38e-05
14 m/s	7,94e-06	8,87e-06	8,36e-06	9,23e-06
Turbulenz C NTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_p - \lambda$	PT_1	AP
7 m/s	1,74e-06	1,66e-05	1,41e-05	5,99e-06
10,5 m/s	8,12e-06	9,96e-06	1,07e-05	1,05e-05
14 m/s	7,74e-06	8,05e-06	7,92e-06	9,03e-06
Turbulenz C EXTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_p - \lambda$	PT_1	AP
7 m/s	1,64e-05	5,44e-05	8,70e-05	6,28e-05
10,5 m/s	9,42e-06	1,58e-05	1,69e-05	1,46e-05
14 m/s	7,87e-06	1,02e-05	8,92e-06	9,51e-06

Tabelle 7.1: Lebensdauerverbrauch eines IGBT des MSC der WEA mit PMSM in Abhängigkeit verschiedener Windbedingungen und Modelldetailgrade in Prozent über die Simulationszeit von 180s

Turbulenz A NTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_p - \lambda$	PT_1	AP
7 m/s	1,10e-04	9,91e-04	1,18e-03	5,69e-04
10,5 m/s	7,44e-04	1,03e-03	1,02e-03	9,07e-04
14 m/s	1,07e-03	9,74e-04	8,69e-04	9,94e-04
Turbulenz C NTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_p - \lambda$	PT_1	AP
7 m/s	4,17e-05	4,78e-04	3,55e-04	1,47e-04
10,5 m/s	8,84e-04	8,81e-04	9,05e-04	8,90e-04
14 m/s	1,06e-03	9,80e-04	8,51e-04	9,80e-04
Turbulenz C EXTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_p - \lambda$	PT_1	AP
7 m/s	5,00e-04	1,47e-03	1,79e-03	1,35e-03
10,5 m/s	9,87e-04	1,11e-03	1,10e-03	9,66e-04
14 m/s	1,07e-03	9,82e-04	8,73e-04	1,00e-03

Tabelle 7.2: Lebensdauerverbrauch einer Diode des MSC der WEA mit PMSM in Abhängigkeit verschiedener Windbedingungen und Modelldetailgrade in Prozent über die Simulationszeit von 180s

Turbulenz A NTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_p - \lambda$	PT_1	AP
7 m/s	4,03e-05	4,73e-04	6,41e-04	2,69e-04
10,5 m/s	1,99e-04	4,17e-04	3,46e-04	2,55e-04
14 m/s	2,00e-04	2,54e-04	1,90e-04	1,99e-04
Turbulenz C NTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_p - \lambda$	PT_1	AP
7 m/s	1,16e-05	2,68e-04	1,71e-04	5,44e-05
10,5 m/s	1,92e-04	2,72e-04	2,19e-04	1,95e-04
14 m/s	1,96e-04	2,22e-04	1,50e-04	1,71e-04
Turbulenz C EXTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_p - \lambda$	PT_1	AP
7 m/s	2,37e-04	7,52e-04	8,25e-04	6,62e-04
10,5 m/s	2,41e-04	4,31e-04	3,48e-04	2,66e-04
14 m/s	2,03e-04	2,75e-04	2,24e-04	2,03e-04

Tabelle 7.3: Lebensdauerverbrauch eines IGBT des LSC der WEA mit PMSM in Abhängigkeit verschiedener Windbedingungen und Modelldetailgrade in Prozent über die Simulationszeit von 180s

Turbulenz A NTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_p - \lambda$	PT_1	AP
7 m/s	2,59e-07	2,81e-06	4,80e-06	3,10e-06
10,5 m/s	8,98e-07	1,61e-06	2,50e-06	2,45e-06
14 m/s	8,65e-07	7,91e-07	1,89e-06	2,16e-06
Turbulenz C NTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_p - \lambda$	PT_1	AP
7 m/s	1,04e-07	1,24e-06	1,58e-06	1,00e-06
10,5 m/s	8,85e-07	8,94e-07	1,58e-06	2,05e-06
14 m/s	8,64e-07	8,21e-07	2,06e-06	2,02e-06
Turbulenz C EXTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_p - \lambda$	PT_1	AP
7 m/s	1,54e-06	5,09e-06	8,21e-06	7,64e-06
10,5 m/s	1,09e-06	1,46e-06	2,20e-06	2,68e-06
14 m/s	8,76e-07	8,83e-07	1,87e-06	2,21e-06

Tabelle 7.4: Lebensdauerverbrauch einer Diode des LSC der WEA mit PMSM in Abhängigkeit verschiedener Windbedingungen und Modelldetailgrade in Prozent über die Simulationszeit von 180s

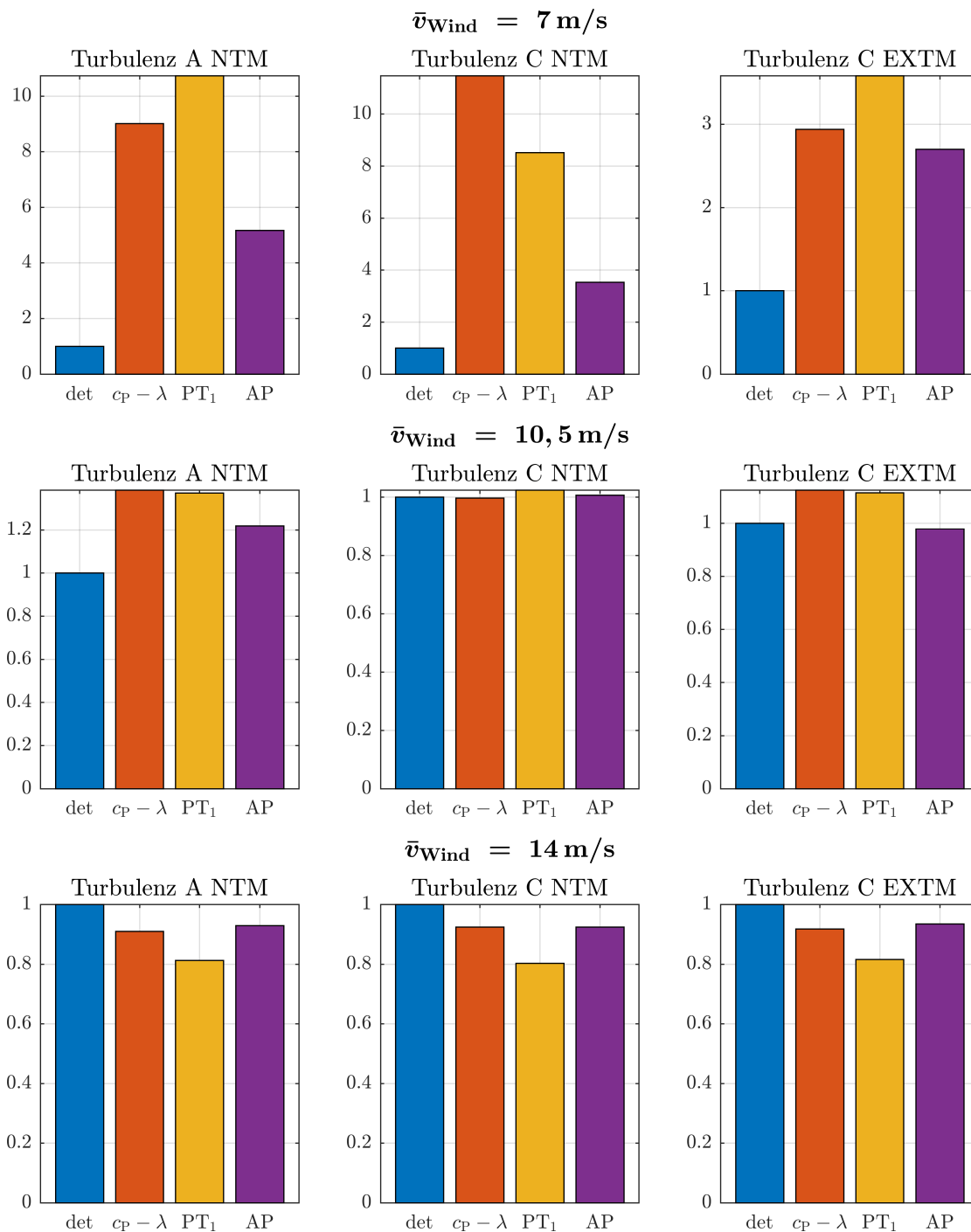


Abbildung 7.7: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der Dioden des MSC der WEA mit PMSM bei verschiedenen Windgeschwindigkeiten und Turbulenzgraden im Vergleich zwischen den Modelldetailgraden normiert auf das detaillierte Modell

noch deutlich niedrigeren Halbleiterbelastungen führt. Die realistischere Abbildung der aerodynamischen Trägheit sorgt in diesem Fall häufiger Betriebspunktwechsel unterhalb des Nennlastbetriebs dafür, dass das detaillierte Modell weniger große Temperaturhübe

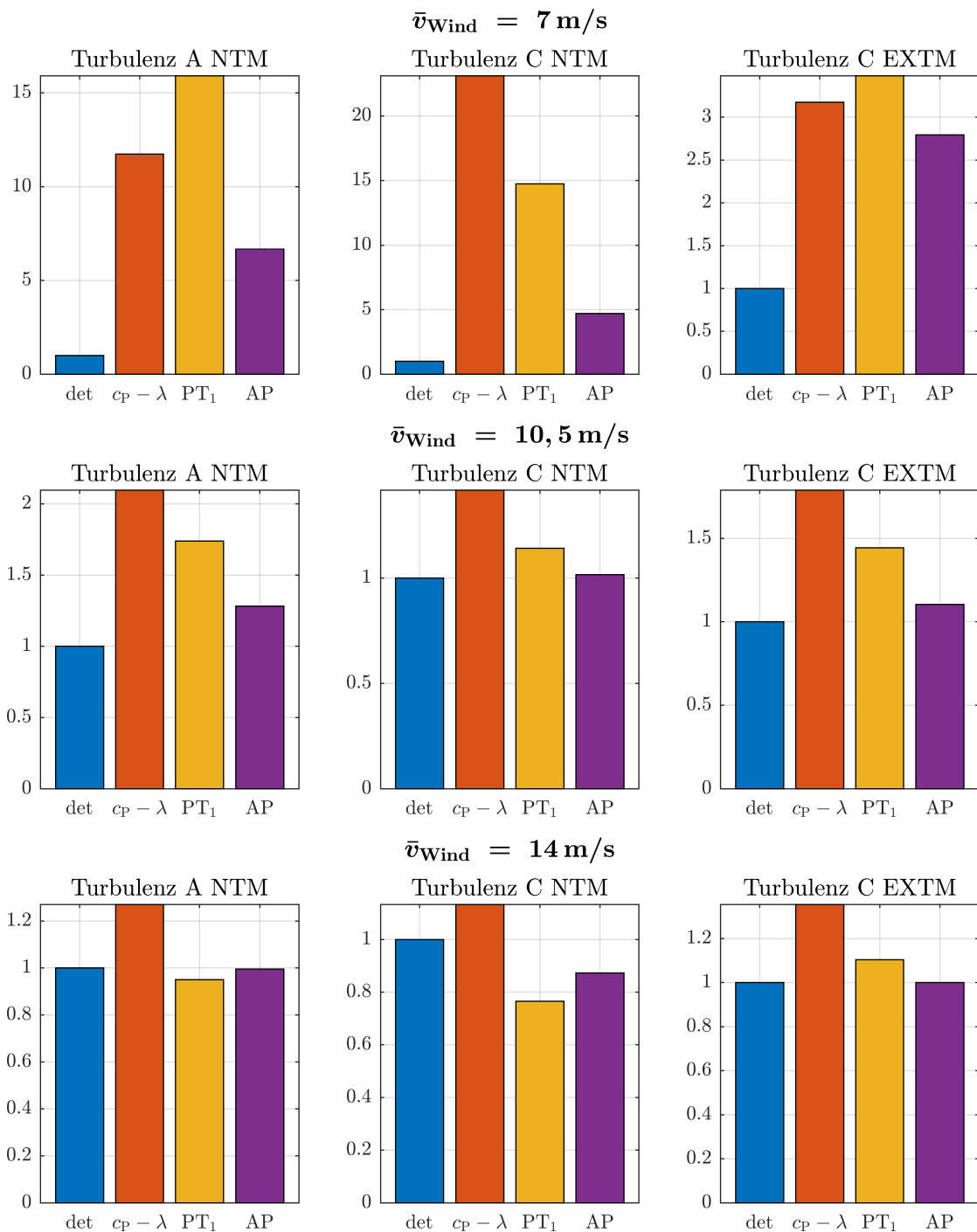


Abbildung 7.8: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der IGBT des LSC der WEA mit PMSM bei verschiedenen Windgeschwindigkeiten und Turbulenzgraden im Vergleich zwischen den Modelldetailgraden normiert auf das detaillierte Modell

durchfährt als das AP-Modell. Das AP-Modell durchfährt zwar keine Schwankungen der mittleren Temperatur, erreicht dafür jedoch eine größere minimale und maximale Sperrschichttemperatur, da es basierend auf dem PT₁-Modell mehr Betriebspunkte

hinsichtlich der Generatordrehzahl und -leistungen unterhalb und oberhalb derer des detaillierten Modells beinhaltet. Es ist zu erwarten, dass eine verlängerte Simulationszeit bei ähnlicher Windturbulenz diese Tendenz nicht in größerem Maße beeinflussen würde.

Obwohl der faktorielle Unterschied der Lebensdauerberechnungen im Falle des IGBT des LSC maßgeblich bedingt durch abweichende thermische Randbedingungen etwas größer ist als der der Diode des MSC, ist die abzulesende Tendenz für den Gesamtumrichter eindeutig. Die Unterschiede in der Halbleiterbelastung durch die verschiedenen betrachteten Modelldetailgrade sind bis auf den Fall des Teillastbetriebs eher gering und demnach keiner für Lebensdauerbetrachtungen unzulässigen Vereinfachung zuzuordnen. Im Falle des Teillastbetriebs gilt dies zwar nicht, jedoch ist die berechnete Lebensdauer bei der Verwendung von deutlich vereinfachten Modellen selbst ohne die in der Praxis übliche Verwendung von Sicherheitsfaktoren merklich kleiner als durch die Berechnung mithilfe eines stark an der Realität der Gesamtanlage orientierten Modells. Im Gegenteil, durch die Verwendung vereinfachter Modellbetrachtungen wird die thermomechanische Beanspruchung der Leistungshalbleiter im Teillastbetrieb zum Teil deutlich überschätzt, was zu der Aussage führt, dass die Verwendung vereinfachter Modelle für Lebensdaueruntersuchungen in diesem Fall durchaus zulässig ist. Es dürfte wie eingangs bereits erwähnt weitere Effekte geben, die eine zusätzliche Belastung der Umrichtermodule in realen Anlagen darstellen. Die in dieser Arbeit im Hinblick auf die Halbleiterlebensdauer betrachteten Effekte der Vollumrichtertopologie spielen jedoch eine zu vernachlässigende Rolle.

7.1.2 Topologie #2 - DGASM mit Teilumrichter

Analog der Topologie mit PMSM werden auch die Modelldetailgrade der WEA mit DGASM unter verschiedenen Windbedingungen hinsichtlich ihrer Unterschiede in der Lebensdauerberechnung der jeweils relevanten Halbleiter untersucht. Hierzu wird zunächst der beispielhaft Simulationsverlauf bei $\bar{v}_{\text{Wind}} = 7 \text{ m/s}$ und dem Turbulenzgrad A NTM in Abbildung 7.9 dargestellt und die Ergebnisse von dessen Lebensdauerberechnung der einzelnen Modelle gegenübergestellt.

In Bezug auf die Generator Drehzahl und die Statorwirkleistung zeigt sich ein ähnliches Bild wie das bei der Vollumrichtertopologie mit PMSM. Aufgrund der gleichen Aerodynamik und Mechanik, deren größte Zeitkonstanten die der elektrischen Domäne deutlich übersteigen, zeigt sich erneut eine im Vergleich zu den vereinfachten Modellen trägere Reaktion des detaillierten Modells auf Änderungen der Windgeschwindigkeit. Deutlichere Unterschiede sind aus eben diesem Grund jedoch nun in der Temperaturentwicklung der einzelnen Halbleiter festzustellen. In dem gezeigten Beispiel im Teillastbereich ergibt sich im detaillierten Modell ein längeres Verweilen im niederfrequenten Betriebsbereich um den Generatorsynchronismus, was sich im Falle des IGBT des MSC in einer größeren Anzahl von Temperaturzyklen mit der in diesem Modell maximalen Amplitude auswirkt. Für die Diode wirkt hingegen der Betrieb bei Bemessungsleistung am belastendsten, was dazu führt, dass das detaillierte Modell insgesamt zu geringeren Temperaturzyklen führt. Die Vernachlässigung sämtlicher Systemdynamiken geringerer Zeitkonstanten im PT_1 -Modell zeigt erneut gegenüber dem c_p -Modell keine nennenswerten Unterschiede in der Temperaturentwicklung.

Die Tabellen 7.5 bis 7.8 zeigen die Lebensdauerverbrauchswerte des MSC und LSC über die gesamte ausgewertete Simulationszeit gemittelt über alle Halbleiter eines Umrichters des gleichen Typs. Aufgrund der geringen möglichen Ausgangsfrequenz vom MSC könnte andernfalls eine ungleichmäßig verteilte Belastung der Halbleiter über die Simulationszeit das Ergebnis verfälschen. Die Referenzwerte für die in den Abbildung 7.10 und 7.11 normiert dargestellten Lebensdauerverbrauchswerte der Halbleiter des MSC als die am stärksten belasteten Halbleiter sind erneut grau hinterlegt.

Besonders in dieser grafisch normierten Darstellung wird erneut deutlich, wie gering der Einfluss massiver Modellvereinfachungen auf die berechneten Lebensdauerverbrauchswerte sein kann. So zeigen sich bei hauptsächlichem Bemessungsbetrieb aufgrund der geringen Arbeitspunktvarianz verständlicherweise auch die geringsten Unterschiede zwischen den Modelldetailgraden. Selbst im Teillastbetrieb liegen die Unterschiede wieder nicht in einer Größenordnung, die auf für eine Lebensdauerabschätzung kritische Fehlannahmen hindeuten. Lediglich die Tendenz des Berechnungsfehlers bei starken Modellvereinfachungen gestaltet sich unterschiedlicher als bei der Vollumrichtertopologie. Durch die in diesem Modell zumindest für die IGBT kritischsten Arbeitspunkte um den Generatorsynchronismus wird der Lebensdauerverbrauch von den die Trägheit der

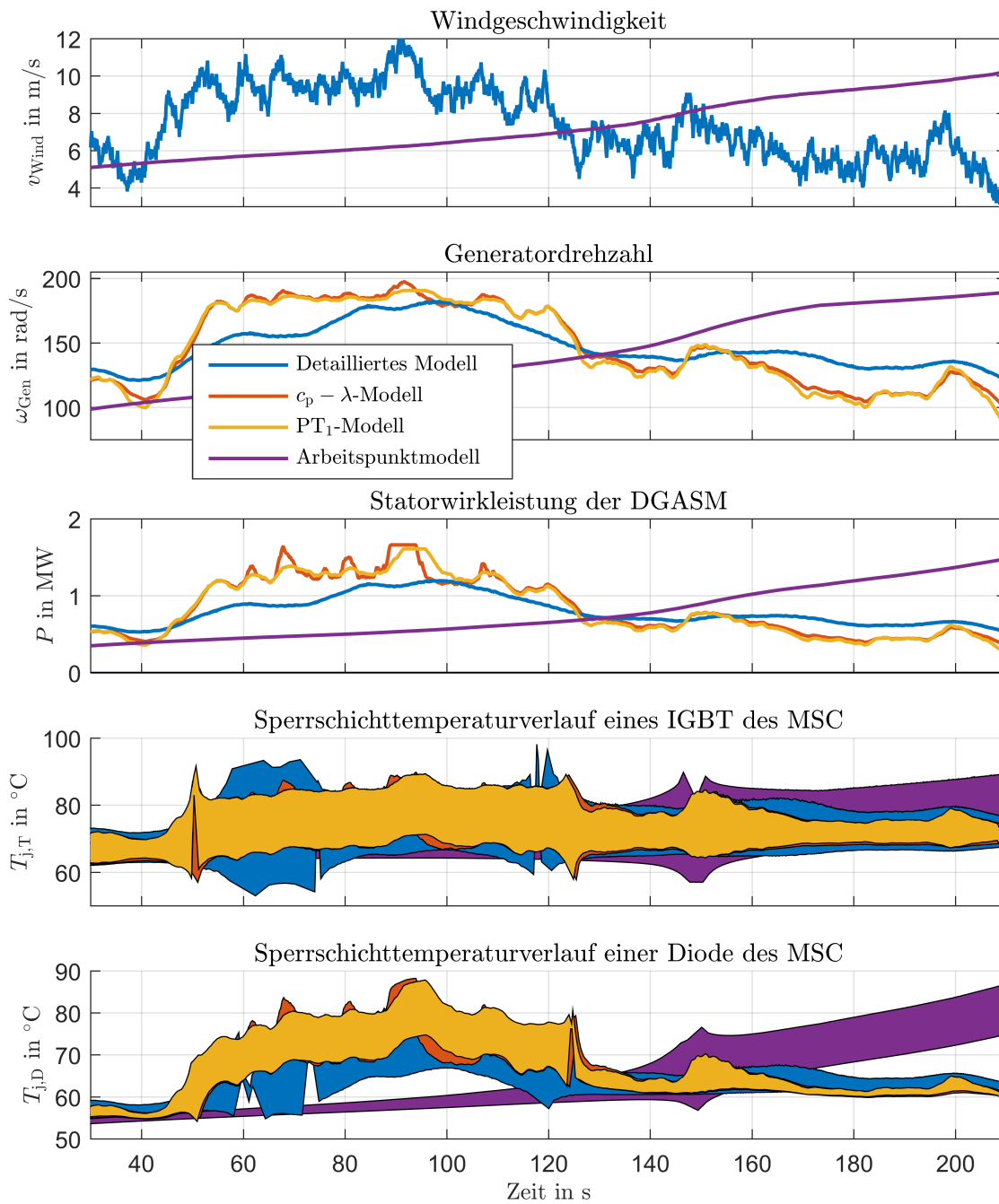


Abbildung 7.9: Beispielhafter Vergleich der Zeitverläufe Generator-drehzahl, Statorwirkleistung sowie Sperrschichttemperatur eines IGBT und einer Diode des MSC zwischen den verschiedenen Modelldetailgraden der WEA mit DGASM bei einem spezifischen Windzeitverlauf

Turbulenz A NTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_P - \lambda$	PT ₁	AP
7 m/s	1,99e-03	1,25e-03	1,03e-03	8,25e-04
10,5 m/s	1,77e-03	2,49e-03	2,17e-03	1,86e-03
14 m/s	2,17e-03	1,78e-03	1,83e-03	1,89e-03
Turbulenz C NTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_P - \lambda$	PT ₁	AP
7 m/s	1,62e-03	1,28e-03	1,12e-03	8,40e-04
10,5 m/s	1,88e-03	1,79e-03	1,76e-03	1,82e-03
14 m/s	2,14e-03	1,84e-03	1,89e-03	1,88e-03
Turbulenz C EXTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_P - \lambda$	PT ₁	AP
7 m/s	1,47e-03	1,18e-03	1,01e-03	9,98e-04
10,5 m/s	2,02e-03	2,49e-03	2,21e-03	1,90e-03
14 m/s	2,17e-03	1,78e-03	1,82e-03	1,90e-03

Tabelle 7.5: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der IGBT des MSC der WEA mit DGASM in Abhängigkeit verschiedener Windbedingungen und Modelldetailgrade in Prozent über die Simulationszeit von 180s

Turbulenz A NTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_P - \lambda$	PT ₁	AP
7 m/s	1,18e-04	2,90e-04	2,93e-04	2,80e-04
10,5 m/s	4,11e-04	6,68e-04	6,92e-04	6,64e-04
14 m/s	5,20e-04	4,97e-04	4,74e-04	5,12e-04
Turbulenz C NTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_P - \lambda$	PT ₁	AP
7 m/s	8,98e-05	1,79e-04	1,44e-04	1,41e-04
10,5 m/s	4,30e-04	5,26e-04	4,98e-04	5,41e-04
14 m/s	5,19e-04	5,19e-04	4,95e-04	5,00e-04
Turbulenz C EXTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_P - \lambda$	PT ₁	AP
7 m/s	1,87e-04	4,15e-04	3,89e-04	5,22e-04
10,5 m/s	4,94e-04	7,02e-04	6,81e-04	6,78e-04
14 m/s	5,21e-04	5,10e-04	4,69e-04	5,37e-04

Tabelle 7.6: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der Dioden des MSC der WEA mit DGASM in Abhängigkeit verschiedener Windbedingungen und Modelldetailgrade in Prozent über die Simulationszeit von 180s

Turbulenz A NTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_p - \lambda$	PT ₁	AP
7 m/s	3,22e-08	5,63e-06	2,39e-06	3,67e-07
10,5 m/s	2,51e-06	2,40e-05	4,53e-06	2,76e-06
14 m/s	2,48e-06	3,81e-05	2,27e-06	1,96e-06
Turbulenz C NTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_p - \lambda$	PT ₁	AP
7 m/s	3,98e-09	9,42e-07	4,39e-07	2,96e-08
10,5 m/s	2,06e-06	1,66e-05	2,77e-06	2,10e-06
14 m/s	2,03e-06	1,72e-05	2,08e-06	1,99e-06
Turbulenz C EXTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_p - \lambda$	PT ₁	AP
7 m/s	6,98e-07	1,21e-05	2,75e-06	1,06e-06
10,5 m/s	2,72e-06	4,55e-05	4,40e-06	3,08e-06
14 m/s	2,62e-06	5,19e-05	2,55e-06	1,98e-06

Tabelle 7.7: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der IGBT des LSC der WEA mit DGASM in Abhängigkeit verschiedener Windbedingungen und Modelldetailgrade in Prozent über die Simulationszeit von 180s

Turbulenz A NTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_p - \lambda$	PT ₁	AP
7 m/s	1,10e-08	2,41e-08	1,05e-08	9,75e-09
10,5 m/s	2,16e-09	2,61e-08	4,75e-09	1,07e-09
14 m/s	1,14e-09	3,74e-08	8,31e-10	2,24e-10
Turbulenz C NTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_p - \lambda$	PT ₁	AP
7 m/s	8,69e-09	1,77e-08	9,35e-09	1,72e-08
10,5 m/s	1,12e-09	1,36e-08	3,89e-09	5,88e-10
14 m/s	8,12e-10	1,34e-08	3,81e-10	3,81e-10
Turbulenz C EXTM				
\bar{v}_{Wind}	det	$c_p - \lambda$	PT ₁	AP
7 m/s	1,76e-08	2,86e-08	1,30e-08	4,08e-09
10,5 m/s	2,87e-09	4,84e-08	5,54e-09	1,15e-09
14 m/s	1,31e-09	5,05e-08	1,77e-09	3,42e-10

Tabelle 7.8: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der Dioden des LSC der WEA mit DGASM in Abhängigkeit verschiedener Windbedingungen und Modelldetailgrade in Prozent über die Simulationszeit von 180s

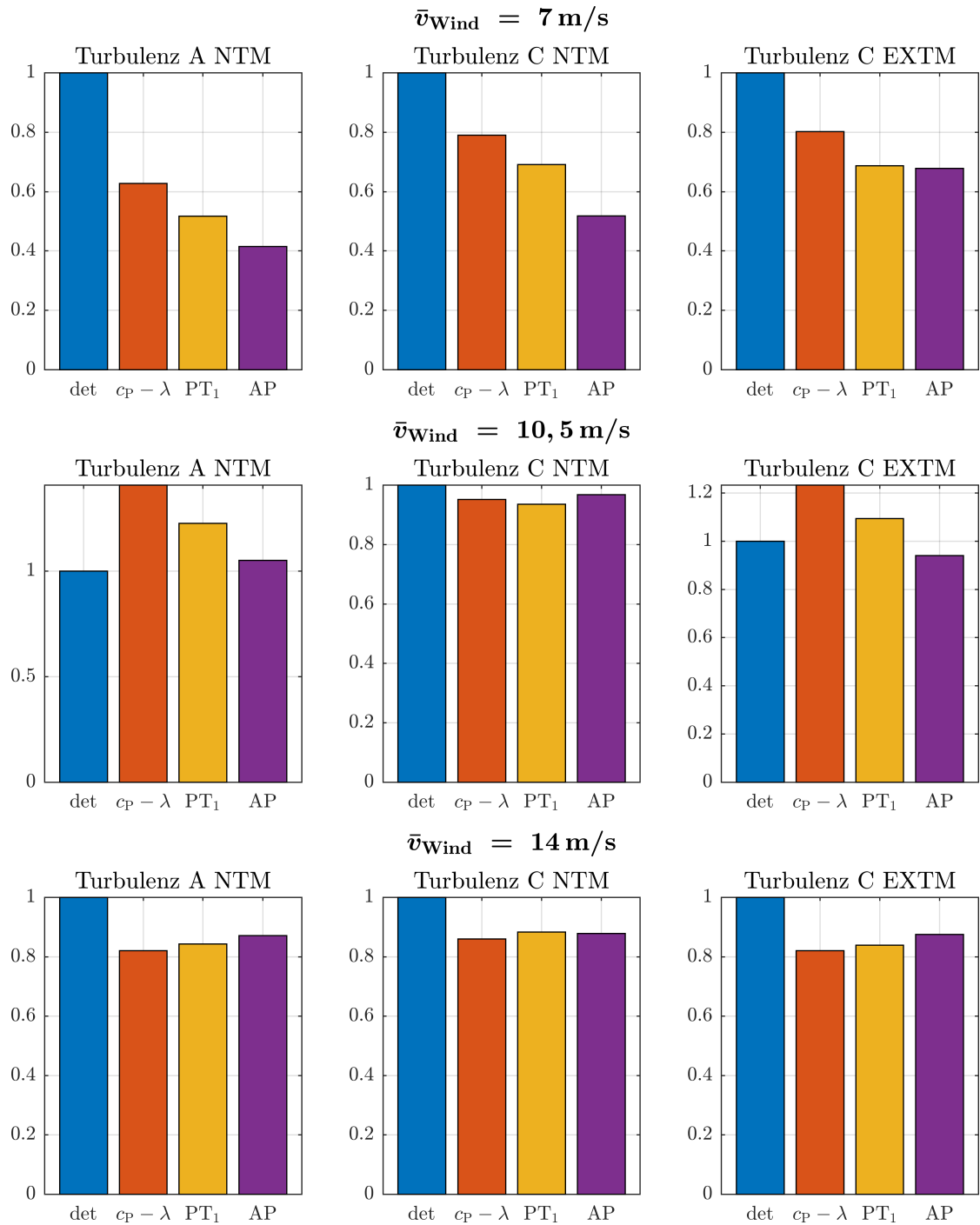


Abbildung 7.10: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der IGBT des MSC der WEA mit DGASM bei verschiedenen Windgeschwindigkeiten und Turbulenzgraden im Vergleich zwischen den Modelldetailgraden normiert auf das detaillierte Modell

Aerodynamik und Mechanik reduzierenden Modellen im Vergleich zu dem detaillierten Modell unterschätzt.

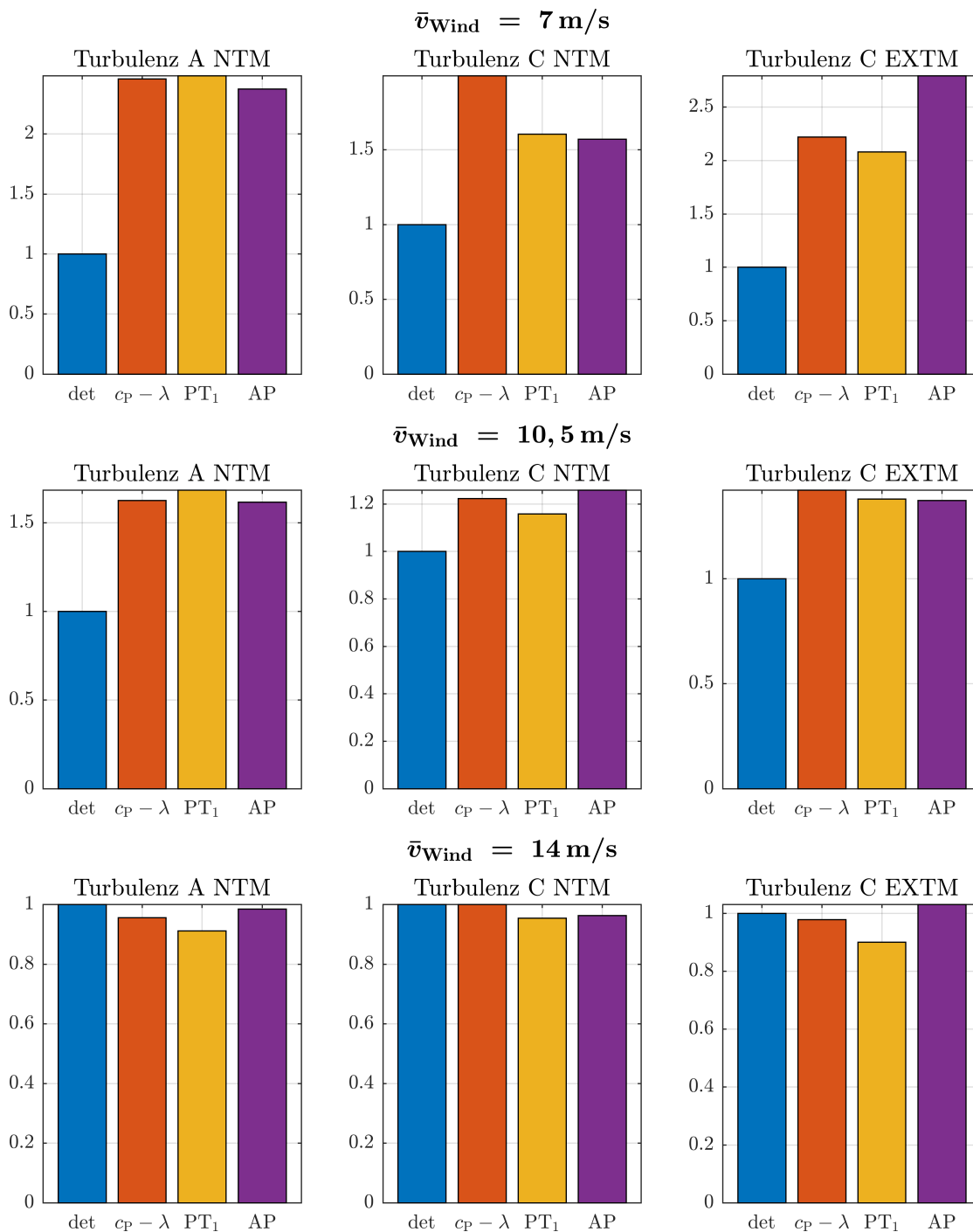


Abbildung 7.11: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der Dioden des MSC der WEA mit DGASM bei verschiedenen Windgeschwindigkeiten und Turbulenzgraden im Vergleich zwischen den Modelldetailgraden normiert auf das detaillierte Modell

Trotz dieser im Teillastbereich sowohl bei den IGBT als auch bei den Dioden vorhandenen Unterschiede in der Lebensdauerberechnung zeigt auch das Beispiel der WEA mit DGASM und Teilumrichter topologie, dass eine Vernachlässigung der Dynamiken

des Gesamtsystems für eine Lebensdauerabschätzung der Leistungshalbleiter dieser Untersuchung nach zulässig ist, solange die Auftretenshäufigkeit der Temperaturzyklen aufgrund der äußeren Windverhältnisse berücksichtigt wird.

7.2 Auswirkung von Netzzuständen und -anforderungen

7.2.1 Topologie #1 - PMSM mit Vollumrichter

Leistungsfaktorvorgabe Eine weitere Untersuchung betrifft die Zusatzbelastung der Umrichter bei potenziellen Anforderungen an den Leistungsfaktor am PCC, in diesem Fall des LSC der WEA mit Vollumrichter und PMSM. Als mögliche Netzanforderungen werden ein induktiver und ein kapazitiver Leistungsfaktor von jeweils 0,95 gemäß Abschnitt 2.3 sowie ein über die Simulationszeit mehrfach variierender Leistungsfaktor gewählt. Ein kapazitiver Leistungsfaktor entspricht dem übererregten Betrieb der WEA am Netz ähnlich der Anforderung beim Spannungseinbruch aus Abschnitt 2.3. Bei einem induktiven Leistungsfaktor verhält sich die WEA hingegen wie ein untererregter Generator und bezieht induktive Blindleistung aus dem Netz. Diese drei Varianten der Leistungsfaktorvorgabe sowie ein durchgängiger Leistungsfaktor von 1 bei verschiedenen mittleren Windgeschwindigkeiten werden im Folgenden untersucht. Zur Beschleunigung der Simulationszeit wird für diese Betrachtungen das detaillierte Modell der WEA mit PMSM verwendet und ab dem Zwischenkreis, dessen Spannung in diesem Fall als konstant angenommen wird, aufgetrennt.

Beispielhaft für den variierenden Leistungsfaktor sind die Zeitverläufe der Wirk- und Blindleistungen sowie der dq-Ströme am PCC neben den Sperrschichttemperaturverläufen eines IGBT und einer Diode bei $\bar{v}_{\text{Wind}} = 7 \text{ m/s}$ denen des Leistungsfaktors von 1 gegenübergestellt. Der Einfluss auf die IGBT-Temperatur durch den erhöhten Strombetrag sowie auf die Diode durch den vergrößerten Phasenversatz zwischen Ausgangsstrom und Sollspannung während der erhöhten Blindleistungsanforderungen ist hier gut zu sehen.

Die Tabellen 7.9 und 7.10 sowie Abbildung 7.13 zeigen die Mehrbelastungen, die der LSC aufgrund der verschiedenen Netzanforderungen erfährt. Hier wird deutlich, dass die Anforderung, induktive Blindleistung einzuspeisen, die höchste Mehrbelastung für beide Halbleiter zur Folge hat. Die Erklärung hierfür liefern die Zeigerdiagramme in Abbildung 7.14, die aus dem ESB der gleichen Abbildung abgeleitet sind. In diesen Zeigerbildern sind sämtliche Ströme und Spannungen mit ihrer jeweiligen Phasenlage bezogen auf die Netzspannung $\underline{U}'_{\text{PCC}}$ aufgetragen. Sämtliche Größen der primären Transformatorseite sind auf die Sekundärseite des LSC bezogen und die Spannung $\underline{U}'_{\text{f,N}}$ fasst den Spannungsabfall über alle Längselemente zwischen PCC und Saugkreisfilter, also $\underline{Z}_{\text{f,N}}$, \underline{Z}_{T} und \underline{Z}_{N} , zusammen. Die gestrichelte Linie durch alle drei Leistungsfaktorvorgaben in Abbildung 7.14 macht deutlich, dass sich lediglich der Imaginärteil des Umrichterstroms $\underline{I}_{\text{LSC}}$ durch die unterschiedlichen Winkelvorgaben zwischen $\underline{I}'_{\text{PCC}}$ und $\underline{U}'_{\text{PCC}}$ verändert und demzufolge auch der Strombetrag direkt von diesen abhängt. Aufgrund des bei einem

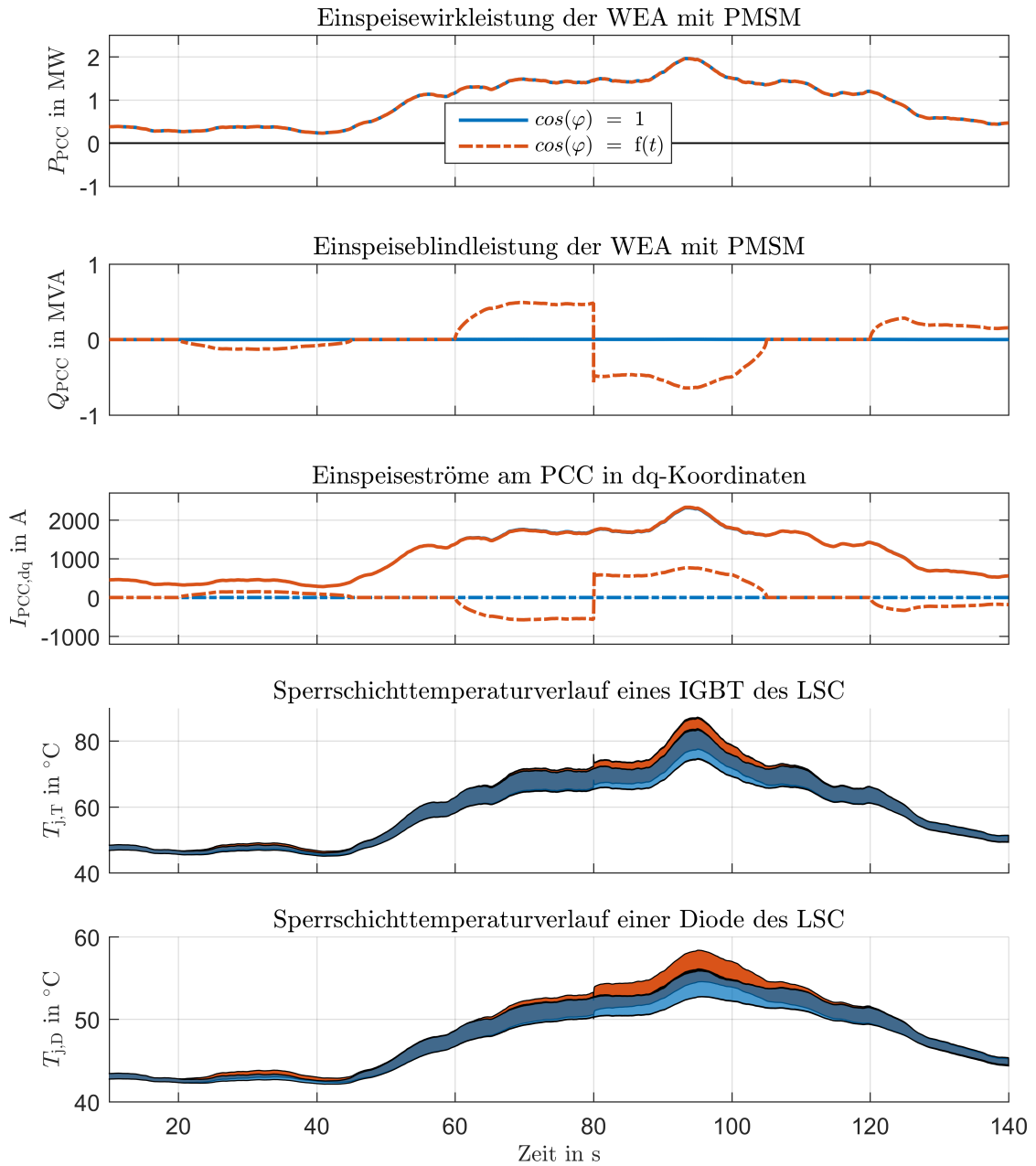


Abbildung 7.12: Beispielhafter Vergleich der Zeitverläufe Wirk- und Blindleistung am PCC, Einspeiseströme in dq-Koordinaten sowie Sperrschichttemperatur eines IGBT und einer Diode des LSC bei konstanter oder variierender Leistungsfaktorvorgabe der WEA mit PMSG bei einem spezifischen Windzeitverlauf

\bar{v}_{Wind}	$\cos(\varphi) = 1$	$\cos(\varphi) = 0,95(\text{ind.})$	$\cos(\varphi) = 0,95(\text{kap.})$	$\cos(\varphi) = f(t)$
7 m/s	3,60e-04	5,32e-04	4,45e-04	5,37e-04
10,5 m/s	2,57e-04	3,67e-04	3,07e-04	2,77e-04
14 m/s	1,58e-04	2,06e-04	1,98e-04	1,94e-04

Tabelle 7.9: Lebensdauerverbrauch eines IGBT des LSC der WEA mit PMSM bei unterschiedlichen Blindleistungsvorgaben am PCC in Prozent über die Simulationszeit von 130s

\bar{v}_{Wind}	$\cos(\varphi) = 1$	$\cos(\varphi) = 0,95(\text{ind.})$	$\cos(\varphi) = 0,95(\text{kap.})$	$\cos(\varphi) = f(t)$
7 m/s	3,68e-06	7,60e-06	4,39e-06	6,87e-06
10,5 m/s	1,97e-06	3,92e-06	2,65e-06	2,41e-06
14 m/s	1,51e-06	3,37e-06	2,69e-06	2,40e-06

Tabelle 7.10: Lebensdauerverbrauch einer Diode des LSC der WEA mit PMSM bei unterschiedlichen Blindleistungsvorgaben am PCC in Prozent über die Simulationszeit von 130s

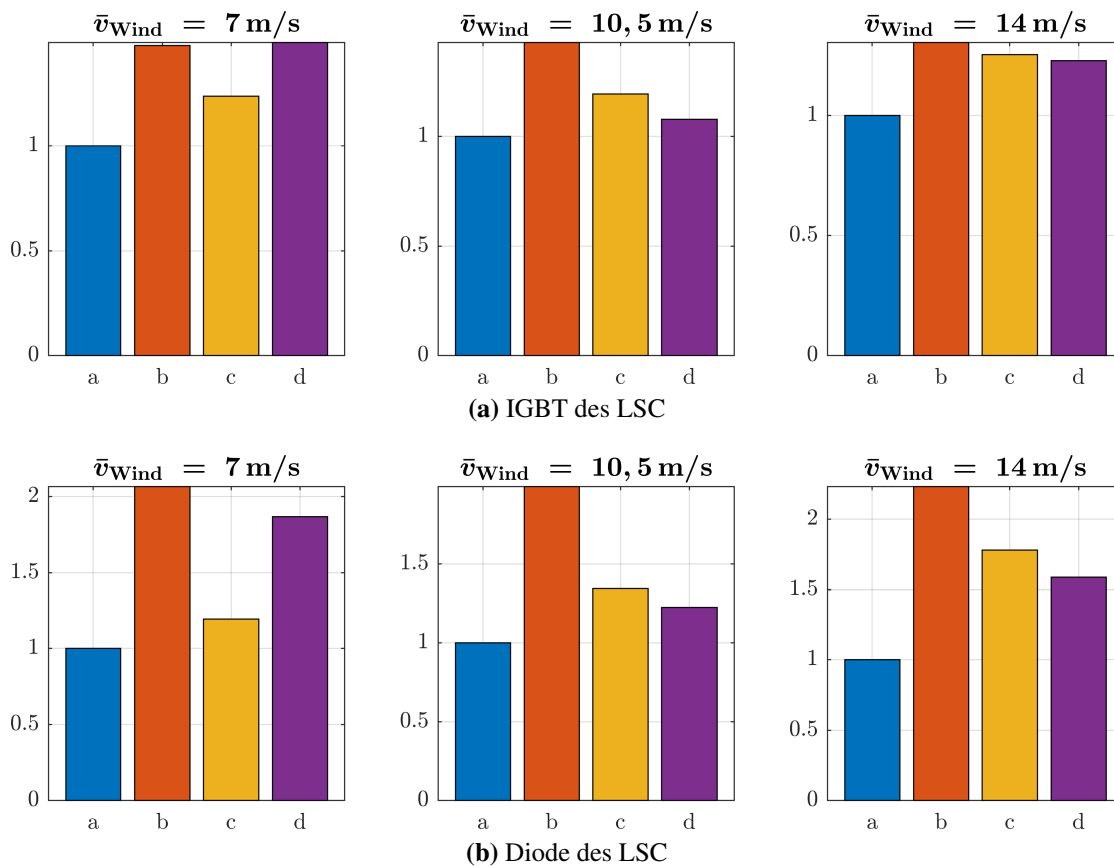
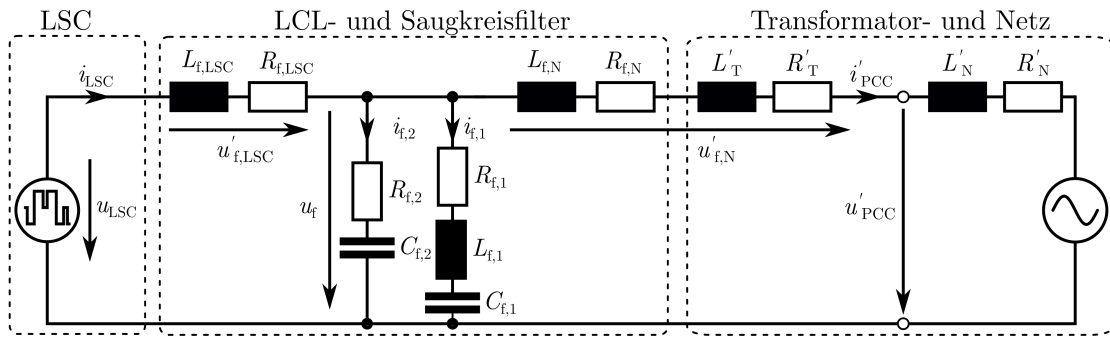
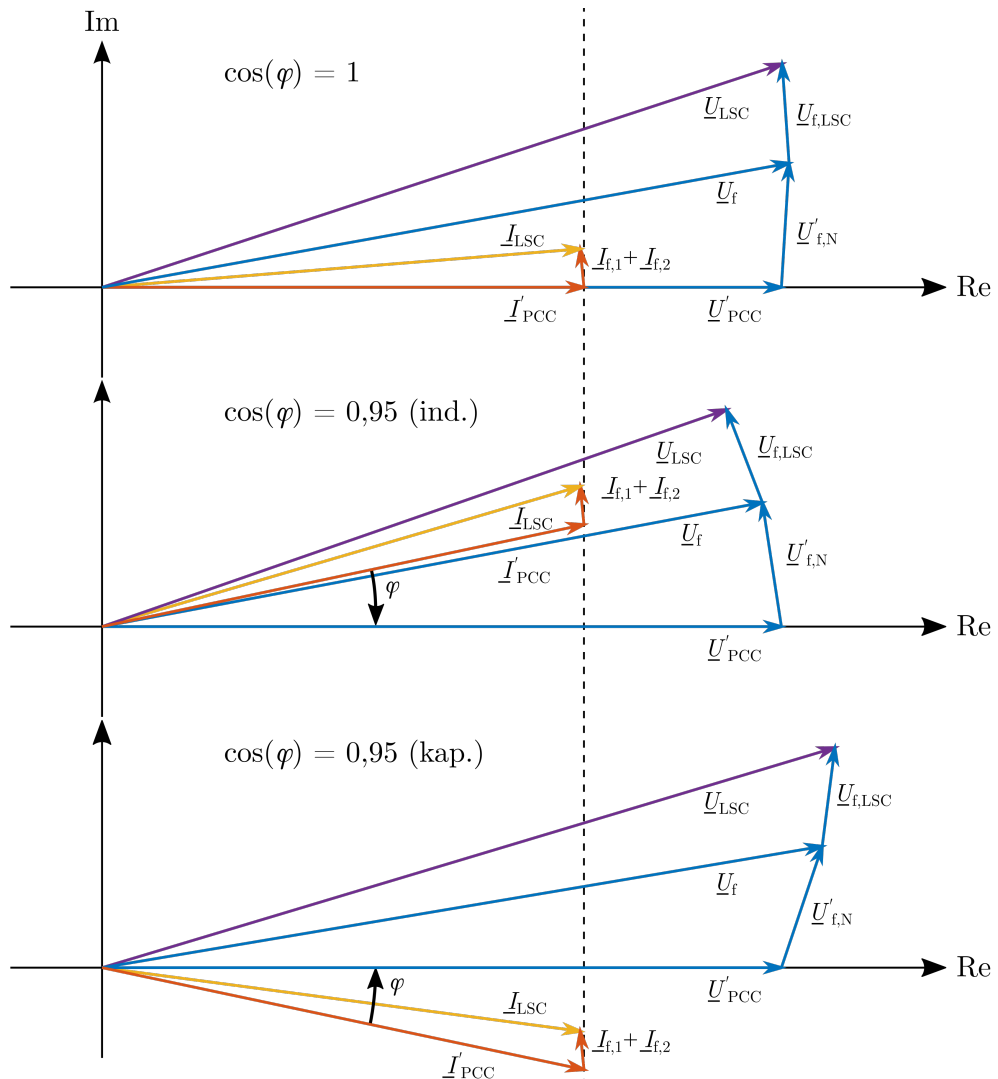


Abbildung 7.13: Lebensdauerverbrauch eines IGBT und einer Diode des LSC der WEA mit PMSM bei verschiedenen Windgeschwindigkeiten im Vergleich zwischen den Leistungsfaktorvorgaben am PCC von $\cos(\varphi) = 1$ (a), 0,95 induktiv (b), 0,95 kapazitiv (c) und variierend (d)



(a) ESB der PMSM-Filterstrecke



(b) Zeigerdiagramm der PMSM-Filterstrecke

Abbildung 7.14: ESB und zugehöriges Zeigerdiagramm der Strecke aus LSC, Filter, Transformator und Netz für verschiedene Leistungsfaktoren am PCC

Leistungsfaktor von $\cos(\varphi) = 1$ bereits gegenüber \underline{U}'_{PCC} generatorisch induktiven

Umrichterstroms I_{LSC} führt eine zusätzliche Vorgabe eines induktiven Leistungsfaktors am PCC zu dem größten Betrag dieses Stroms. Dieser Effekt auf die Stromwärmeverluste der Leistungshalbleiter des LSC überwiegt deutlich den des in diesem Fall etwas geringeren Aussteuergrads durch die verringerte Umrichterausgangsspannung U_{LSC} . Ein geringer kapazitiver Leistungsfaktor hätte dementsprechend umrichterentlastende Wirkung, da sich der Strombetrag des LSC bis zu einem gewissen Phasenversatzwinkel am PCC verringert. Dieser Effekt wird jedoch bei dem maximalen $\cos(\varphi)$ von 0,95 bereits überschritten, sodass auch bei der kapazitiven Leistungsfaktorvorgabe eine Mehrbelastung der Leistungshalbleiter auftritt. Der variierende Leistungsfaktor verursacht aufgrund der die längste Zeit betragsmäßig geringeren Blindleistungsanforderung an den LSC trotz der zusätzlichen Temperaturhübe durch den Wechsel der Betriebspunkte während der Simulationszeit in der Regel ebenfalls eine geringere Mehrbelastung als der durchgehend induktive Leistungsfaktor.

Besonders der normierte grafische Vergleich in Abbildung 7.13 macht deutlich, wie stark der Einfluss von Netzvorgaben gerade auf die Dioden des LSC sein kann. Da diese Halbleiter jedoch im generatorischen Betrieb der PMSM erheblich weniger stark belastet sind als die IGBT, ist eine Betrachtung von deren Mehrbelastung in den meisten Fällen ausreichend. Bis zu über 40% mehr Lebensdauerverbrauch bei einem induktiven Leistungsfaktor von 0,95 in diesem Modell sind jedoch auch kein irrelevanter Wert, dem bei der Gesamtauslegung des Netzumrichters durchaus Beachtung geschenkt werden sollte. Dies hängt in der Praxis selbstverständlich von der Häufigkeit ab, mit der solche Blindleistungsvorgaben vom Netzbetreiber gefordert werden.

Netzspannungseinbrüche Netzfehler und die geforderte Reaktion der WEA auf diese wurden bereits ausgiebig in den Abschnitten 2.3 und 5.3 erläutert. Es ist davon auszugehen, dass es bei einem relativ stabilen Energieversorgungsnetz wie dem europäischen nur selten zu transienten Spannungseinbrüchen kommt. Trotzdem wird im Folgenden die gemäß der Netzanschlussrichtlinie aus Abschnitt 2.3 konforme Reaktion des LSC auf Spannungseinbrüche unterschiedlicher Ausprägung bei drei verschiedenen Windverhältnissen untersucht. Die Netzfehler sind jeweils während der Simulationszeit einfach oder zweifach auftretende dreiphasige oder zweiphasige Spannungseinbrüche am PCC auf 20% der Bemessungsspannung.

Abbildung 7.15 zeigt hier beispielhaft den kritischen Fall von zwei aufeinanderfolgenden symmetrischen Spannungseinbrüchen anhand der Umrichtergrößen Wirk-, Blindleistung und dq-Strömen am PCC sowie der Temperaturverläufe eines IGBT und einer Diode des LSC bei $\bar{v}_{Wind} = 10,5 \text{ m/s}$. Die Spannungseinbrüche treten jeweils für die maximale laut Richtlinie spezifizierte Zeitdauer von 500 ms auf, die die Anlage am Netz verbleiben muss.

Die Abbildung 7.15 zeigt, dass der Wert des Bemessungsstroms am PCC im symmetrischen Fehlerfall als vollständiger Blindstrom eingespeist wird, während der Wirkstrom

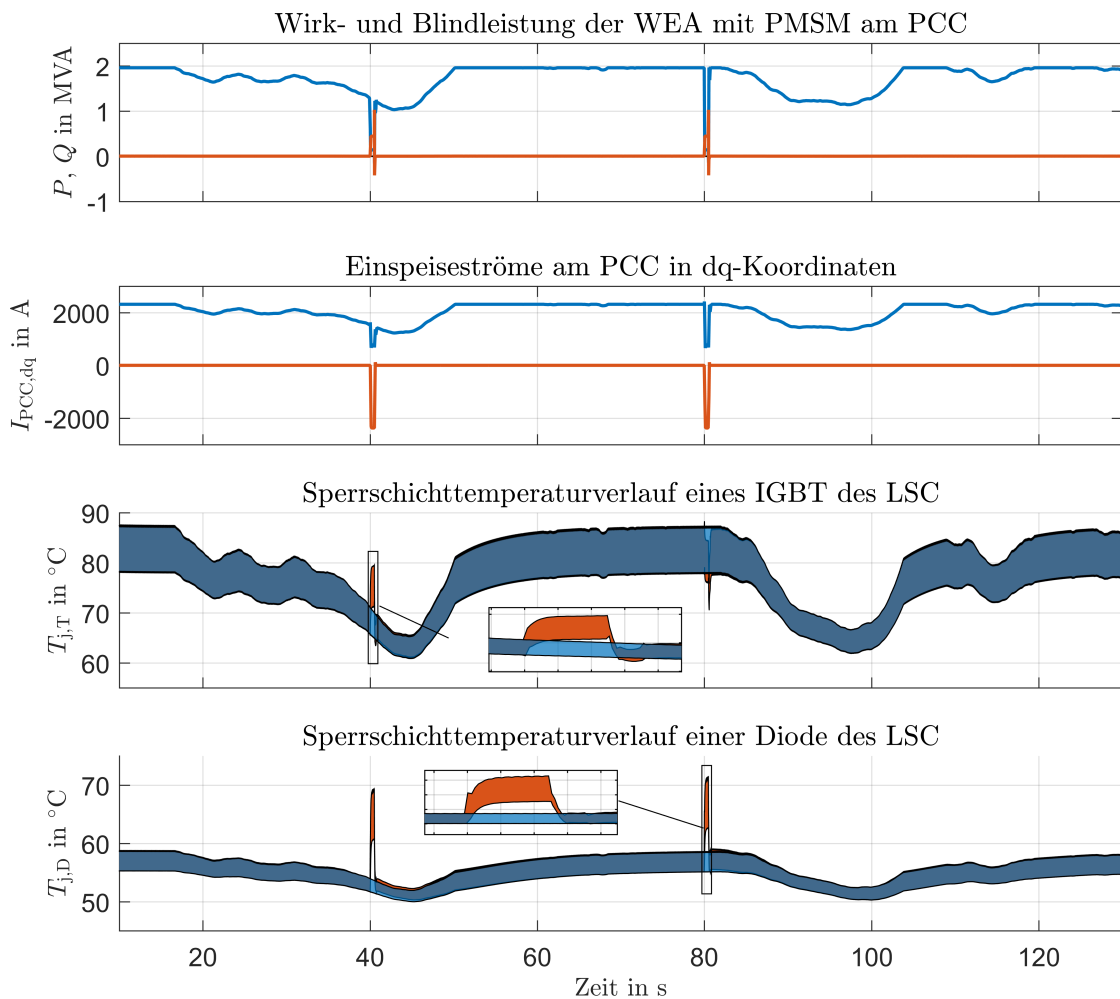


Abbildung 7.15: Beispielhafter Vergleich der Zeitverläufe Wirk- und Blindleistung am PCC, Einspeiseströme in dq-Koordinaten sowie Sperrschichttemperatur eines IGBT und einer Diode des LSC der WEA mit PMSM bei zweifachem symmetrischem Netzfehler

entsprechend interner maximaler Strombetragsvorgaben zum Schutz des LSC reduziert wird. Bedingt durch den dadurch sehr geringen Leistungsfaktor, erfährt die im regulären Betrieb nur geringfügig belastete Diode nun während der Fehler jeweils einen großen Temperaturhub. Je nachdem in welchem Maße sich der Strombetrag während des Fehlers ändert, kann sich der Spannungseinbruch ebenfalls für den IGBT in einer starken Aufheizung oder Abkühlung der Halbleitertemperatur äußern, die sich beide wiederum als thermomechanische Zusatzverspannungen auswirken.

Die Tabellen 7.11 und 7.12 sowie Abbildung 7.16 drücken diese Auswirkungen der Netzfehler quantitativ beziehungsweise qualitativ in Bezug auf den fehlerfreien Betrieb aus. Die normierten Lebensdauererwartungswerte in Abbildung 7.16 zeigen die relativ geringe Auswirkung der Netzfehler auf den ohnehin durch den Leistungsfaktor nahe 1 mit entsprechend großen Temperaturhuben belasteten IGBT. In absoluten Zahlen deutlich geringeren Belastungen ausgesetzt, machen sich die signifikant höheren Temperaturhü-

\bar{v}_{Wind}	kein Fehler	1x sym.	2x sym.	1x asym.	2x asym.
7 m/s	3,05e-04	3,23e-04	3,23e-04	3,06e-04	3,07e-04
10,5 m/s	2,31e-04	2,26e-04	2,40e-04	2,38e-04	2,85e-04
14 m/s	1,25e-04	1,65e-04	1,72e-04	1,65e-04	1,76e-04

Tabelle 7.11: Lebensdauerverbrauch eines IGBT des LSC der WEA mit PMSM bei verschiedenen Netzspannungseinbrüchen in Prozent über die Simulationszeit von 120 s

\bar{v}_{Wind}	kein Fehler	1x sym.	2x sym.	1x asym.	2x asym.
7 m/s	2,99e-06	7,29e-06	5,37e-05	3,20e-06	3,10e-05
10,5 m/s	1,86e-06	1,38e-05	2,98e-05	1,00e-05	2,16e-05
14 m/s	1,40e-06	9,80e-06	1,41e-05	6,15e-06	8,64e-06

Tabelle 7.12: Lebensdauerverbrauch einer Diode des LSC der WEA mit PMSM bei verschiedenen Netzspannungseinbrüchen in Prozent über die Simulationszeit von 120 s

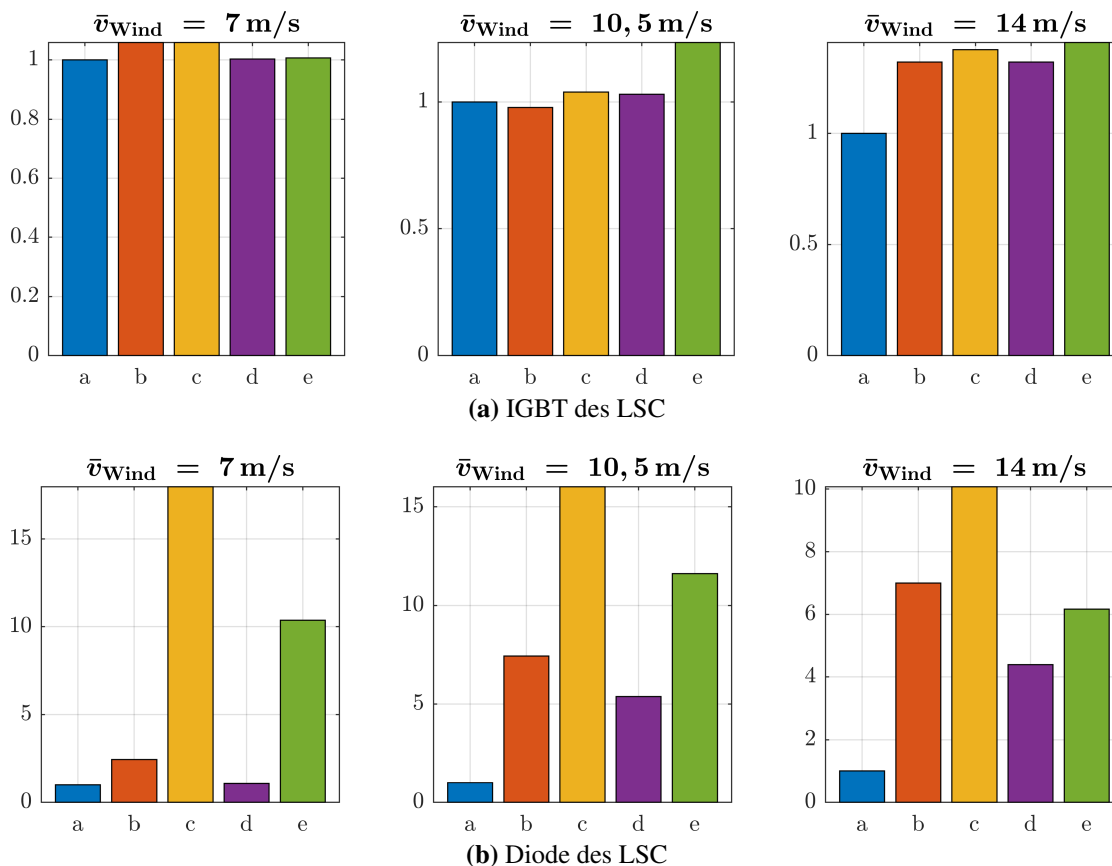


Abbildung 7.16: Lebensdauerverbrauch eines IGBT und einer Diode des LSC der WEA mit PMSM bei verschiedenen Netzfehlerfällen; a) kein Fehler, b) einfach symmetrisch, c) zweifach symmetrisch, d) einfach asymmetrisch, e) zweifach asymmetrisch

be durch die Blindstromeinspeisung im Netzfehlerbetrieb bei der Diode im Vergleich zum regulären Betrieb sehr deutlich bemerkbar. Neben den Betriebsbedingungen vor Fehlereintritt sind die Höhe des geforderten Blindstroms sowie die Auftretenshäufigkeit des Fehlers maßgeblich für die Mehrbelastung der Diode. Die unsymmetrischen Fehlerfälle fallen aufgrund der geringeren Blindstromanforderung im Vergleich zu den symmetrischen Fehlern weniger stark ins Gewicht.

Trotz des um eine Größenordnung höheren Lebensdauerverbrauchs der Diode bei zweifachen symmetrischen Fehlerfällen ist deren Einfluss auf die Gesamtlebensdauer der Halbleiter aller Wahrscheinlichkeit nach vernachlässigbar, da gravierende Netzfehler nur selten über die Lebensdauer einer WEA zu erwarten sind. Lediglich bei einer stark unterdimensionierten Diode des LSC können durch Netzspannungstransiente nennenswerte Belastungen auf die Diode einwirken, die sich in einer für die Anlagenbetriebsdauer relevanten Verkürzung der Umrichterlebensdauer äußern kann.

7.2.2 Topologie #2 - DGASM mit Teilumrichter

Leistungsfaktorvorgabe Auch für die Topologie mit DGASM und Teilumrichter werden die Mehrbelastungen der Umrichter aufgrund von im Rahmen der Netzananschlussbedingungen möglichen Anforderungen an den Leistungsfaktor am PCC der WEA untersucht. Das betrachtete Modell beinhaltet wie auch bei der folgenden Netzfehleruntersuchung die in Abschnitt 5.3 vorgestellte, kommerziell im Feld verwendete Regelung. Die Leistungsfaktorvorgaben umfassen erneut den induktiven und kapazitiven Leistungsfaktor von jeweils 0,95 sowie den zeitlich variierenden Leistungsfaktor.

In der Abbildung 7.17 ist zur Veranschaulichung wieder ein Zeitverlauf mit zeitlich variierendem Leistungsfaktor dargestellt, der die gesamte Wirkleistung am Einspeisepunkt, den Blindleistungsanteil des Stators und des LSC sowie die Temperaturverläufe an den Sperrschichten eines IGBT und einer Diode des MSC bei einem Windverlauf mit $\bar{v}_{\text{Wind}} = 7 \text{ m/s}$ und dem Turbulenzgrad A NTM zeigt. Die im Vergleich zu der Untersuchung mit PMSM verkürzte Simulationszeit ist der Tatsache geschuldet, dass das verwendete Regelungsmodell innerhalb einer 32-Bit-Architektur verwendet werden muss, was die speicherbare Datenmenge und demzufolge auch die maximale Simulationszeit einschränkt. Aus diesem Grund ist die zeitliche Veränderung der Leistungsfaktorvorgabe im Vergleich zu Abschnitt 7.1.1 verdoppelt.

Anhand der Tabellen 7.13 und 7.14 sowie in der Abbildung 7.18 wird deutlich, dass die induktive Leistungsfaktorvorgabe wie auch beim Vollumrichter aufgrund der identischen Netzanbindung die größte Mehrbelastung sowohl für IGBT als auch für die Dioden des LSC zur Folge hat. Anhand des Blindleistungsverlaufs des LSC aus Abbildung 7.17 zeigt sich, dass der LSC erst oberhalb einer bestimmten Generatorleistung zur Entlastung des MSC einen Anteil an dem Leistungsfaktor am PCC übernimmt, in diesem Fall ab Sekunde 45. Demzufolge ist die Auswirkung unterschiedlicher Blindleistungsvorgaben bei einem Betrieb im unteren Teillastbetrieb auch deutlich geringer als im höheren Leistungsbereich, was der Vergleich der Lebensdauerunterschiede zwischen den Netzanforderungen bei $\bar{v}_{\text{Wind}} = 7 \text{ m/s}$ und den stärkeren mittleren Windgeschwindigkeiten bestätigt. In dem Falle kapazitiver Blindleistungsbereitstellung seitens des LSC wirkt diese teilweise sogar entlastend auf den Umrichter. Das lässt sich, wie bereits zuvor beschrieben, durch die Verringerung des Strombetrags von I_{LSC} bei geringen kapazitiven Blindleistungsanforderungen anhand der Abbildung 7.14 erklären. Da nur ein prozentualer Anteil der Gesamtblindleistung vom LSC bereitgestellt wird, ist dieser Anteil in einigen Betriebsfällen gerade so gering, dass er den grundsätzlich induktiven Umrichterstrom kompensiert. Der somit geringere Strombetrag und Phasenversatz am Umrichter hat in einigen der Simulationen daher sowohl für den IGBT als auch für die Diode eine Minderbelastung zur Folge.

Im Falle des MSC bietet sich ein anderes Bild, wie den Tabellen 7.15 und 7.16 und der Abbildung 7.19 zu entnehmen ist. Die Umrichterregelung der DGASM sieht vor, dass der MSC bis zu einer bestimmten Generator Drehzahl die vollständige Magnetisierungsblind-

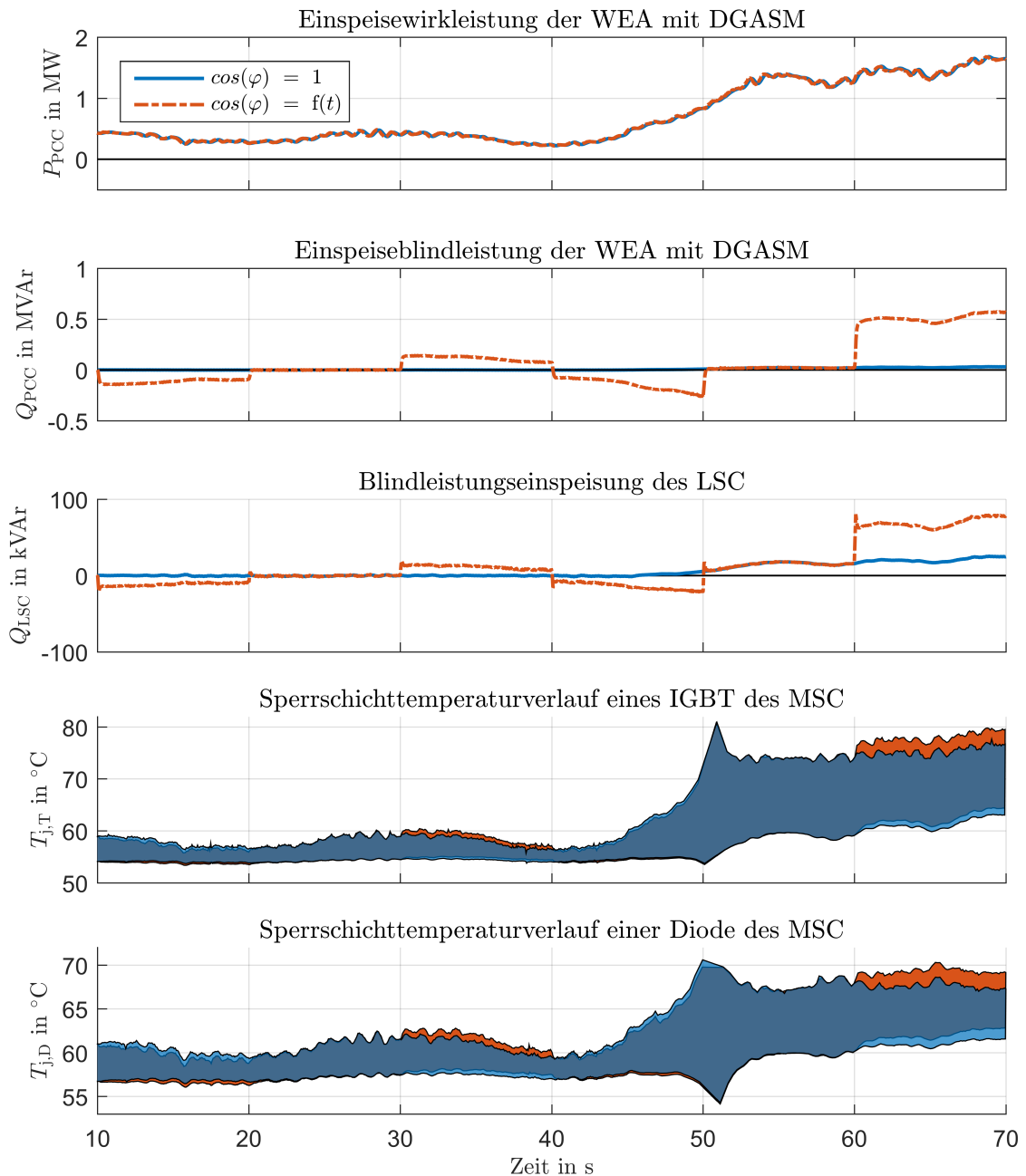


Abbildung 7.17: Beispielhafter Vergleich der Zeitverläufe Wirk- und Blindleistung am PCC, Blindleistung am LSC sowie Sperrschichttemperatur eines IGBT und einer Diode des MSC bei konstanter oder variierender Leistungsfaktorgabe der WEA mit DGASM bei einem spezifischen Windzeitverlauf

leistung des Generators aufzubringen hat und der LSC erst über dieser Drehzahlgrenze hinaus oder bei erweiterten Blindleistungsanforderungen vom Einspeisenetz einen Teil der Gesamtblindleistung bereitstellt. Die Verdeutlichung der Zusammenhänge zwischen Leistungsfaktor und Umrichterstrom geschieht wieder über unterschiedliche Zeigerdiagramme in Abbildung 7.20, die auf dem ESB der gleichen Abbildung basieren. In diesem Fall sind, wie üblich bei ESB von Induktionsmaschinen, sämtliche rotorseitigen Größen

\bar{v}_{Wind}	$\cos(\varphi) = 1$	$\cos(\varphi) = 0,95(\text{ind.})$	$\cos(\varphi) = 0,95(\text{kap.})$	$\cos(\varphi) = f(t)$
7 m/s	3,24e-08	3,66e-08	3,15e-08	2,92e-08
10,5 m/s	2,70e-06	2,61e-06	2,02e-06	2,02e-06
14 m/s	6,74e-07	6,64e-07	5,44e-07	6,23e-07

Tabelle 7.13: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der IGBT des LSC der WEA mit DGASM bei unterschiedlichen Blindleistungsvorgaben am PCC in Prozent über die Simulationszeit von 60s

\bar{v}_{Wind}	$\cos(\varphi) = 1$	$\cos(\varphi) = 0,95(\text{ind.})$	$\cos(\varphi) = 0,95(\text{kap.})$	$\cos(\varphi) = f(t)$
7 m/s	3,00e-07	3,80e-07	3,01e-07	3,01e-07
10,5 m/s	2,40e-05	2,97e-05	1,98e-05	2,16e-05
14 m/s	4,92e-07	6,77e-07	4,51e-07	4,94e-07

Tabelle 7.14: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der Dioden des LSC der WEA mit DGASM bei unterschiedlichen Blindleistungsvorgaben am PCC in Prozent über die Simulationszeit von 60s

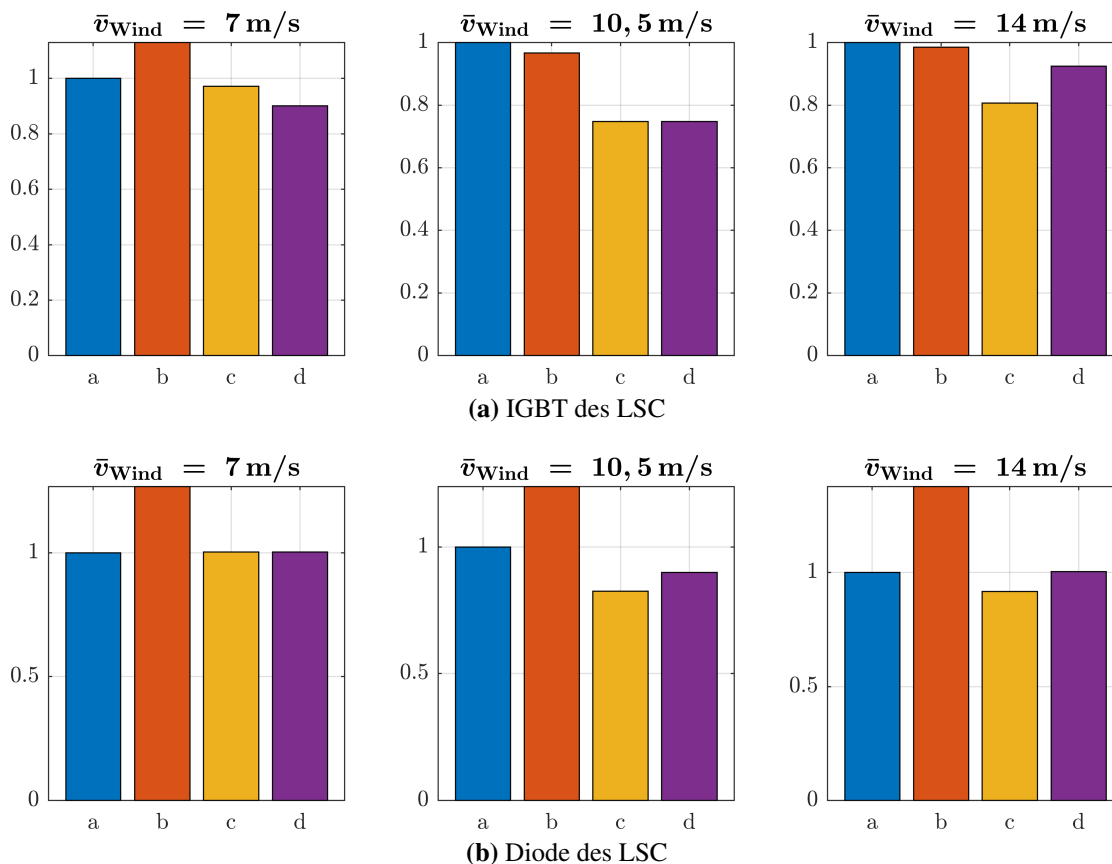


Abbildung 7.18: Lebensdauerverbrauch eines IGBT und einer Diode des LSC der WEA mit DGASM bei verschiedenen Windgeschwindigkeiten im Vergleich zwischen den Leistungsfaktorvorgaben am PCC von $\cos(\varphi) = 1$ (a), 0,95 induktiv (b), 0,95 kapazitiv (c) und variierend (d)

\bar{v}_{Wind}	$\cos(\varphi) = 1$	$\cos(\varphi) = 0,95(\text{ind.})$	$\cos(\varphi) = 0,95(\text{kap.})$	$\cos(\varphi) = f(t)$
7 m/s	8,59e-05	9,74e-05	1,35e-04	1,26e-04
10,5 m/s	2,49e-04	2,86e-04	4,24e-04	3,29e-04
14 m/s	2,00e-04	2,44e-04	3,48e-04	2,83e-04

Tabelle 7.15: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der IGBT des MSC der WEA mit DGASM bei unterschiedlichen Blindleistungsvorgaben am PCC in Prozent über die Simulationszeit von 60s

\bar{v}_{Wind}	$\cos(\varphi) = 1$	$\cos(\varphi) = 0,95(\text{ind.})$	$\cos(\varphi) = 0,95(\text{kap.})$	$\cos(\varphi) = f(t)$
7 m/s	8,74e-06	9,05e-06	1,17e-05	9,47e-06
10,5 m/s	6,67e-06	6,59e-06	1,03e-05	7,60e-06
14 m/s	1,44e-06	2,03e-06	2,37e-06	2,32e-06

Tabelle 7.16: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der Dioden des MSC der WEA mit DGASM bei unterschiedlichen Blindleistungsvorgaben am PCC in Prozent über die Simulationszeit von 60s

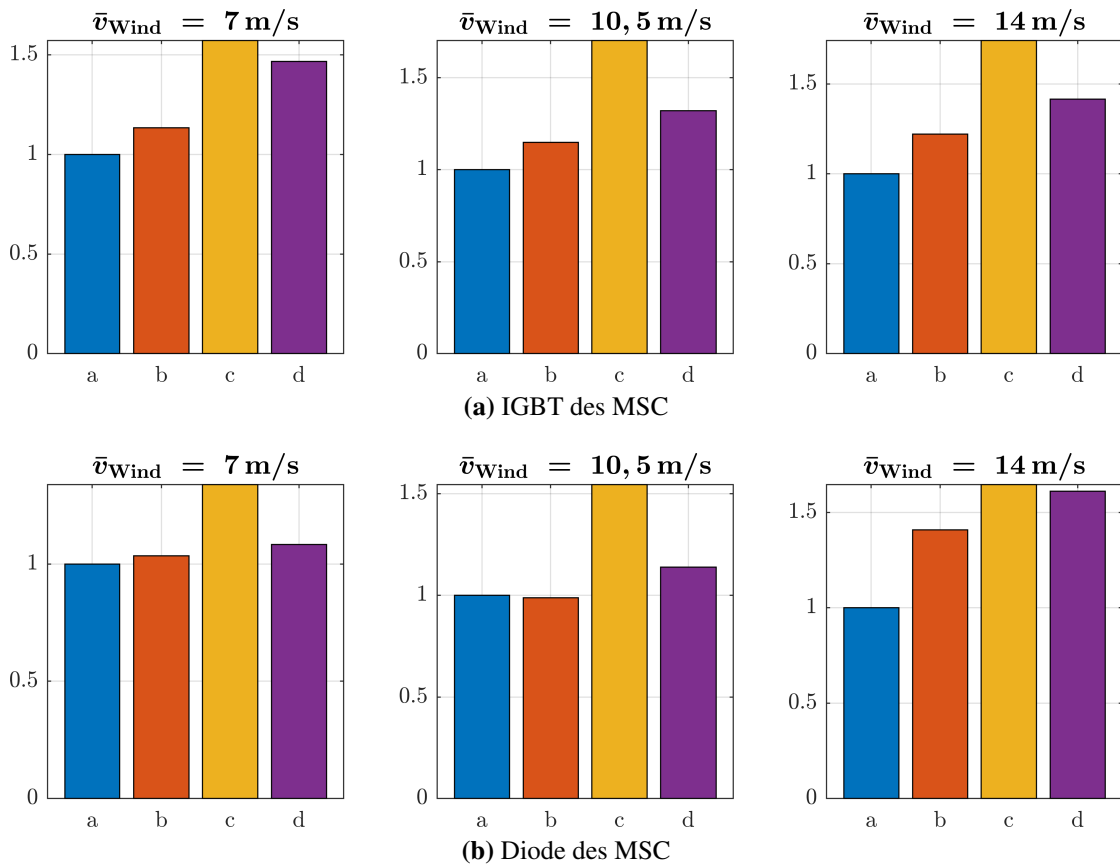
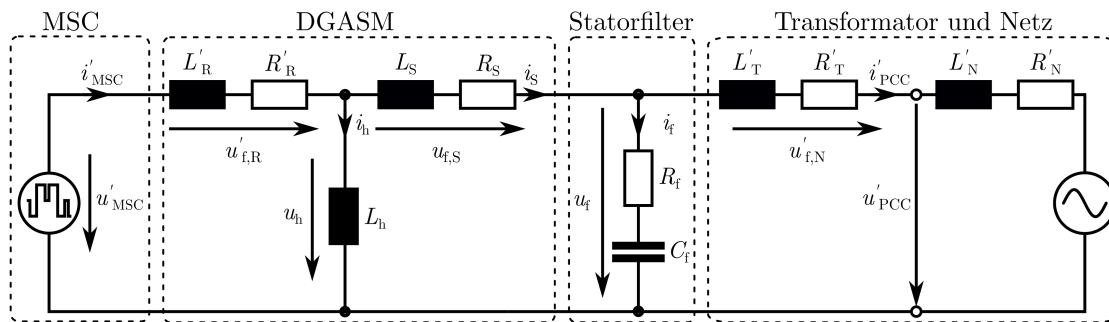
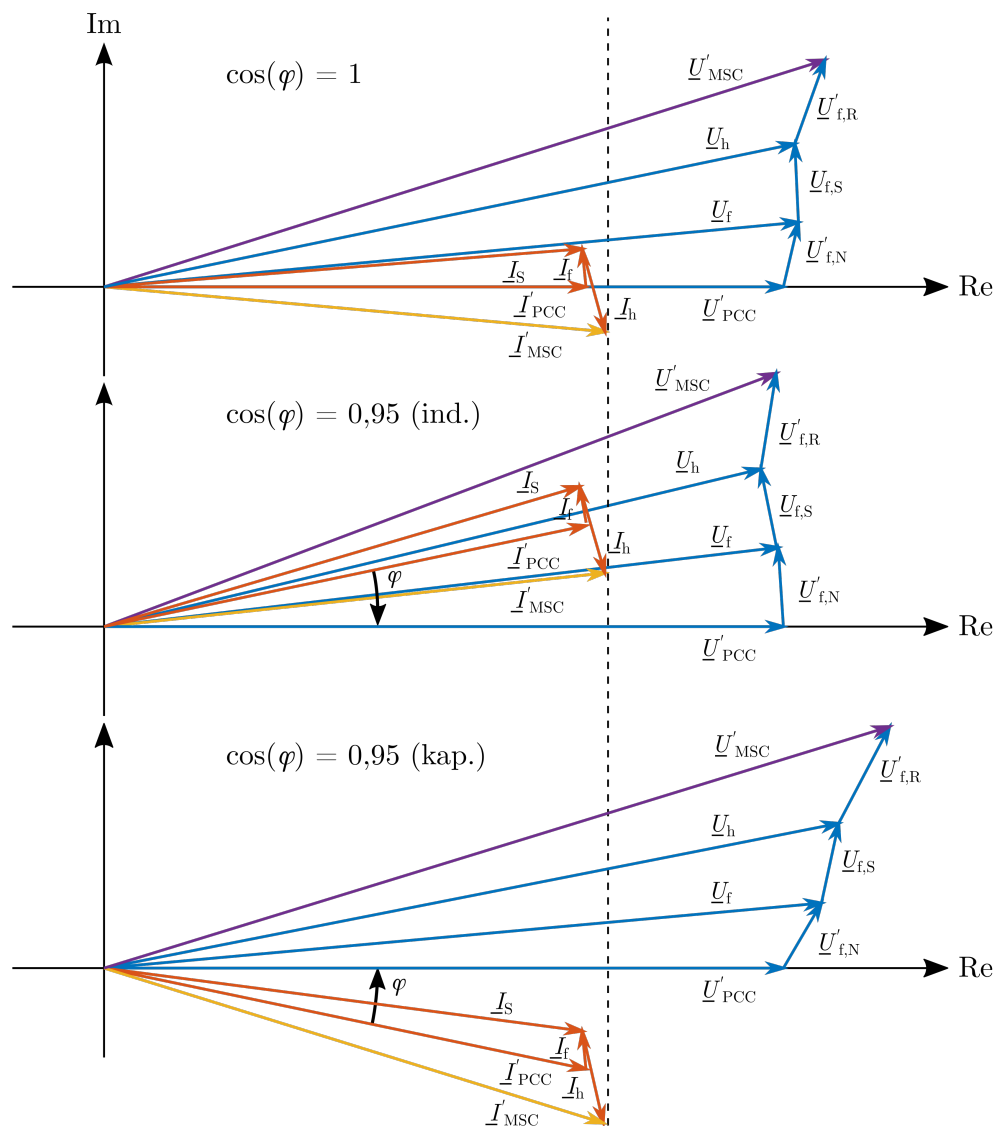


Abbildung 7.19: Lebensdauerverbrauch eines IGBT und einer Diode des MSC der WEA mit DGASM bei verschiedenen Windgeschwindigkeiten im Vergleich zwischen den Leistungsfaktorvorgaben am PCC von $\cos(\varphi) = 1$ (a), 0,95 induktiv (b), 0,95 kapazitiv (c) und variierend (d)



(a) ESB der DGASM-Filterstrecke



(b) Zeigerdiagramm der DGASM-Filterstrecke

Abbildung 7.20: ESB und zugehöriges Zeigerdiagramm der Strecke aus MSC, DGASM, Statorfilter, Transformator und Netz bei verschiedenen Leistungsfaktoren am PCC

auf die Statorseite bezogen. Das Gleiche gilt für die primärseitigen Ströme und Spannungen. In dem oberen Zeigerdiagramm der Abbildung wird ersichtlich, dass der MSC bei einem Leistungsfaktor von 1 zur Kompensation der Magnetisierungsblindleistung der DGASM generatorisch kapazitiv arbeitet. Dies lässt sich erneut anhand Abbildung 2.11 bei einem der Spannung \underline{U}'_{MSC} nacheilenden Strom \underline{I}'_{MSC} im Erzeugerzählpeilsystem nachvollziehen. Somit führt, anders als bei den Netzumrichtern, eine induktive Leistungsfaktorvorgabe erst einmal zur Entlastung des MSC, da sich der Betrag von \underline{I}'_{MSC} bis zu einem Maximalwert des Phasenwinkels zwischen \underline{U}'_{PCC} und \underline{I}'_{PCC} verringert und ein Anteil an der Magnetisierungsblindleistung aus dem Netz bezogen wird. Bei einem Leistungsfaktor von 0,95 ist dieser Maximalwinkel bereits so weit überschritten, dass sich eine geringfügige Mehrbelastung der Leistungshalbleiter ergibt. Aus dem unteren Zeigerdiagramm heraus erklärt sich dann auch die maximale thermische Mehrbelastung der Leistungshalbleiter des MSC bei kapazitiver Leistungsfaktorvorgabe durch den hierbei deutlich gestiegenen Strombetrag.

Während der Einfluss der Leistungsfaktorvorgaben auf den LSC durch die Regelvorgabe der lediglich teilweisen Unterstützung des MSC zur Blindleistungsbereitstellung als eher gering anzusehen ist, sind die größten Auswirkungen bei den Halbleitern des MSC festzustellen. Je nach Auftretenshäufigkeit tatsächlicher maximaler Blindleistungsanforderung am Netzanschlusspunkt kann auch hier die aufgrund des erhöhten Strombetrags maßgebliche thermische Mehrbelastung im Hinblick auf die Lebensdauererwartung ins Gewicht fallen.

Netzspannungseinbrüche Zusätzlich zu der Blindleistungseinspeisung der DGASM wird in diesem Abschnitt die Reaktion der Teilumrichter auf Netzspannungseinbrüche der gleichen Ausprägung wie bei der PMSM untersucht.

Hierzu zeigt Abbildung 7.21 zunächst den beispielhaften Zeitverlauf der Gesamteinspeisungen am PCC sowie der des LSC neben den Sperrschichttemperaturverläufen eines IGBT des MSC und einer Diode des LSC beim Auftreten zweier symmetrischer Spannungseinbrüche während der Simulationszeit von 70s bei einem mittleren Windgeschwindigkeitsverlauf von $\bar{v}_{Wind} = 7 \text{ m/s}$. Das Regelungsmodell ist, wie im vorherigen Abschnitt auch, das einer im Feld eingesetzten WEA, weshalb von einer realitätsnahen Reaktion der Umrichter auf die Netzfehler ausgegangen werden kann.

In der Abbildung wird deutlich, dass in dem betrachteten Fall der LSC ungefähr die Hälfte der geforderten Blindleistung am PCC bereitstellt und dies aus Arbeitspunkten sehr geringer Belastung heraus geschieht. Der MSC, der die Statorleistungen regelt, die die Differenz der Leistungen am PCC und am LSC aus der Abbildung 7.21 darstellen, stellt den restlichen Anteil an der Einspeiseblindleistung zur Verfügung. Aufgrund des Übersetzungsverhältnisses der Maschine fordert dieser Anteil für den MSC einen geringeren Strom als für den LSC. Gleichzeitig hält der MSC im Rahmen der umrichterinternen Stromgrenzen das Drehmoment am Generatorluftspalt konstant. Dies zieht aufgrund der

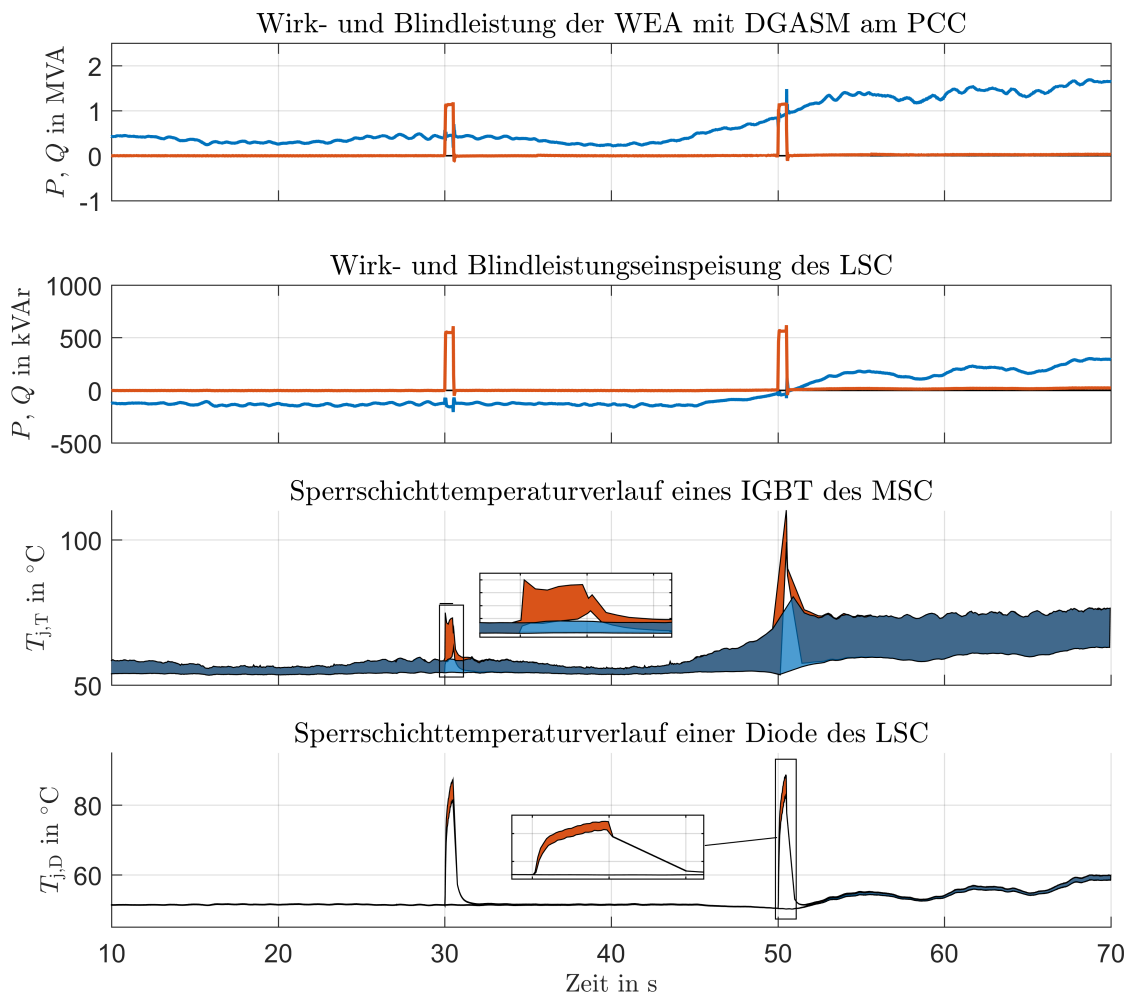


Abbildung 7.21: Beispielhafter Vergleich der Zeitverläufe Wirk- und Blindleistung am PCC und am LSC sowie Sperrschichttemperatur eines IGBT des MSC und einer Diode des LSC der WEA mit DGASM bei zweifachem symmetrischem Netzfehler

abgesunkenen Statorspannung eine deutliche Erhöhung des Rotorstroms nach sich. Diese Umrichterreaktionen sind für die beiden starken Transienten der Sperrschichttemperatur verantwortlich, die aufgrund des starken Anstiegs des Strombetrags ebenfalls sowohl die IGBT des LSC als auch die Dioden des MSC betreffen.

Gemittelt über alle Halbleiter gleichen Typs des MSC sind die Auswirkungen der verschiedenen Fehlertypen über die Simulationszeit auf die entsprechenden Halbleiter des MSC in den Tabellen 7.17 und 7.18 sowie relativ in der Abbildung 7.22 veranschaulicht.

Das Bild, welches sich hier sowohl für die IGBT als auch die Dioden bietet, ist vergleichbar mit dem der Dioden des LSC bei der Vollumrichtertopologie mit PMSM. Beide Halbleitertypen befinden sich in der Regel nicht in einem voll ausgenutzten Betrieb, bedingt durch die Reserve, die die Umrichterregelung für Netzfehler und möglicherweise auch länger andauernde Windverhältnisse um den Generatorsynchronismus vorhält.

\bar{v}_{Wind}	kein Fehler	1x sym.	2x sym.	1x asym.	2x asym.
7 m/s	9,51e-05	1,14e-04	6,81e-04	9,68e-05	2,23e-04
10,5 m/s	2,49e-04	7,02e-04	8,93e-04	3,53e-04	4,26e-04
14 m/s	2,02e-04	3,42e-04	6,44e-04	2,47e-04	3,11e-04

Tabelle 7.17: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der IGBT des MSC der WEA mit DGASM bei verschiedenen Netzspannungseinbrüchen in Prozent über die Simulationszeit von 60s

\bar{v}_{Wind}	kein Fehler	1x sym.	2x sym.	1x asym.	2x asym.
7 m/s	7,09e-06	1,63e-05	6,03e-05	8,30e-06	1,42e-05
10,5 m/s	6,34e-06	1,20e-05	1,53e-05	7,54e-06	7,93e-06
14 m/s	1,45e-06	3,32e-06	6,67e-06	1,77e-06	2,56e-06

Tabelle 7.18: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der Dioden des MSC der WEA mit DGASM bei verschiedenen Netzspannungseinbrüchen in Prozent über die Simulationszeit von 60s

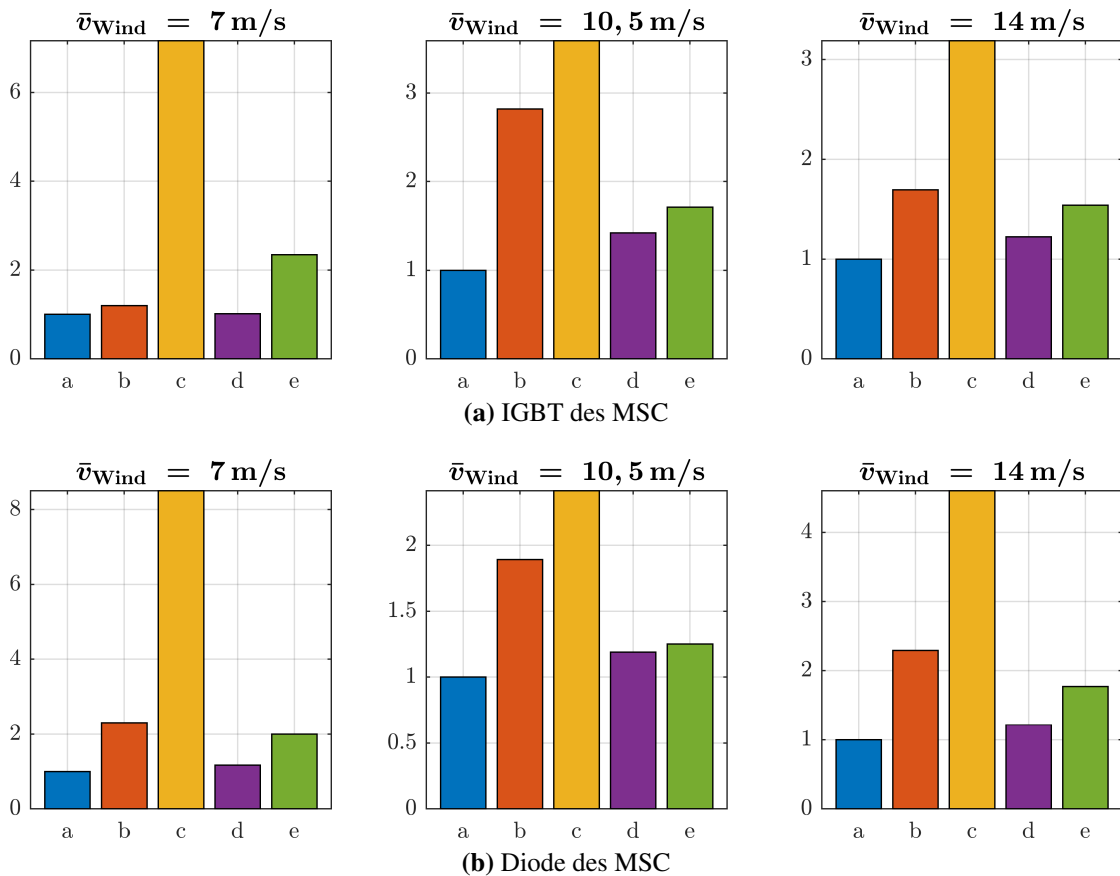


Abbildung 7.22: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der IGBT und Dioden des MSC der WEA mit DGASM bei verschiedenen Netzfehlerfällen; a) kein Fehler, b) einfach symmetrisch, c) zweifach symmetrisch, d) einfach asymmetrisch, e) zweifach asymmetrisch

Demzufolge ist die Leistungsänderung, die die Halbleiter im Falle eines gravierenden Netzfehlers erfahren, größer als bei der PMSM. Bei der Vollumrichter topologie kann Wirkleistung, die nicht ins Netz eingespeist werden kann, einfach im Zwischenkreis chopper in Wärmeenergie umgewandelt werden. Im Falle der DGASM ist dies zumindest im untersynchronen Betrieb nicht möglich, da Wirkleistung über den Teilumrichter aus dem Netz bezogen wird. Aus diesem Grund muss im Fehlerfall der zur Blindleistungsbereitstellung nötige Strom zusätzlich zum Wirkstrom eingestellt werden, damit nach Netzfehlerklärung ein Weiterbetrieb der Anlage zum gleichen Arbeitspunkt wie vor Fehlereintritt möglich ist. Die generellen Abhängigkeiten in Abbildung 7.22 bestätigen dieses Bild, dass die Umrichtermehrbelastung von der Auftretenshäufigkeit und der Höhe der transienten Stromanstiege zu den Fehlerfällen abhängt.

Die in den Tabellen 7.19 und 7.20 sowie in der Abbildung 7.23 dargestellten Netzfehlerauswirkungen auf den LSC entsprechen qualitativ dem gleichen Bild wie im Falle des MSC, jedoch sind hier aufgrund des gerade im Teillastbetrieb im Vergleich zum MSC deutlich weniger belasteten LSC die relativen Unterschiede zwischen Fehlerfällen und fehlerfreiem Betrieb deutlich gravierender.

Die absoluten Lebensdauerverbrauchswerte aus den Tabellen 7.19 und 7.20 zeigen dann auch, dass bei Netzfehlereintritten die Halbleiter des LSC ähnlich stark belastet sind wie die des MSC, jedoch ist auch hier davon auszugehen, dass Netzfehler dieser Intensität über die Gesamtlebensdauer einer WEA nur sehr vereinzelt zu erwarten sind und aus diesem Grund eine Überdimensionierung der Halbleiter des LSC zum Widerstehen solcher Netzfehler nicht nötig sein dürfte. Dies gilt selbstverständlich nur unter der Bedingung, dass der LSC entsprechend so dimensioniert ist, dass er im regulären Betrieb über die entsprechenden Leistungsreserven verfügt und auch im kritischen Netzfehlerfall keine unzulässige Überhöhung der Sperrschichttemperaturen erfährt.

\bar{v}_{Wind}	kein Fehler	1x sym.	2x sym.	1x asym.	2x asym.
7 m/s	3,26e-08	2,28e-04	2,82e-04	4,81e-05	5,58e-05
10,5 m/s	2,23e-06	2,33e-04	4,01e-04	5,53e-05	9,59e-05
14 m/s	5,85e-07	8,07e-05	2,90e-04	9,70e-06	3,87e-05

Tabelle 7.19: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der IGBT des LSC der WEA mit DGASM bei verschiedenen Netzspannungseinbrüchen in Prozent über die Simulationszeit von 60s

\bar{v}_{Wind}	kein Fehler	1x sym.	2x sym.	1x asym.	2x asym.
7 m/s	3,00e-07	1,50e-04	2,13e-04	2,51e-05	3,44e-05
10,5 m/s	2,41e-05	5,82e-04	8,93e-04	2,45e-04	4,12e-04
14 m/s	4,99e-07	1,14e-04	3,39e-04	5,39e-05	1,50e-04

Tabelle 7.20: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der Dioden des LSC der WEA mit DGASM bei verschiedenen Netzspannungseinbrüchen in Prozent über die Simulationszeit von 60s

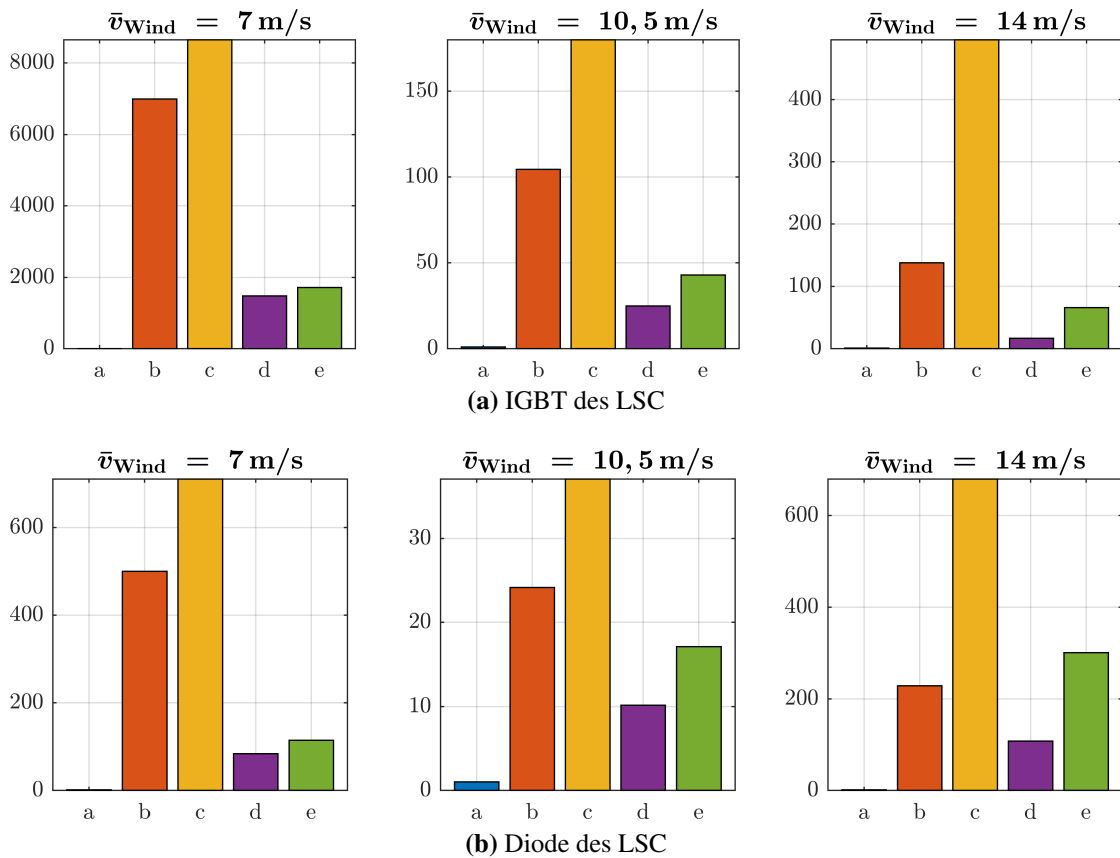


Abbildung 7.23: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der IGBT und Dioden des LSC der WEA mit DGASM bei verschiedenen Netzfehlerfällen; a) kein Fehler, b) einfach symmetrisch, c) zweifach symmetrisch, d) einfach asymmetrisch, e) zweifach asymmetrisch

7.3 Auswirkung der Synchronismusregelstrategien

Die Einflussnahme der Regelstrategien um den Synchronismus der DGASM auf die Arbeitspunkte und die Temperaturentwicklung der Halbleiter des MSC wurden bereits in den Abschnitten 6.2 und 6.2.2 gegenübergestellt. Im Folgenden wird diese Untersuchung für zwei verschiedene Windbedingungen mit unterschiedlicher Häufigkeit und Verweildauer des synchronismushen Betriebs auf das Simulationsmodell der 2MW-WEA angewendet. Die hierbei untersuchten Regelstrategien sind die Absenkung des Rotorstroms (I), die Blindleistungsverschiebung in einfacher (Q) und erweiterter Ausprägung (Q -erw.), Kombinationen aus den beiden Erstgenannten (I - Q und I - Q -erw.) sowie die Halbierung der Schaltfrequenz (f_s). Die erweiterte Blindleistungsverschiebung bedeutet in diesem Fall, dass die Verschiebung der Magnetisierungsblindleistung vom MSC auf den LSC bereits bei einem größeren Schlupfwert beginnt als bei einfacher Blindleistungsverschiebung, $s = 1$ statt $s = 0,8$, und dass der LSC bereits bei $s = 0,5$ statt erst bei Rotorsynchronismus die gesamte Blindleistungsbereitstellung übernimmt. Auf die Darstellung der Ergebnisse der DPWM wird hier verzichtet, da in dem verwendeten Simulationsmodell die Entlastung der Halbleiter nur marginal war oder diese gar zusätzliche Verluste erzeugt haben. Durch die DPWM werden zwar Schaltvorgänge eingespart, dies geht jedoch zu Ungunsten zusätzlicher Durchlassverluste in den Halbleitern, die den größten Strom führen. Diese Verschiebung führt in diesem Simulationsmodell bei den gewählten Halbleitermodulen mit der relativ niedrigen Schaltfrequenz voraussichtlich zu einer für die Lebensdauer ungünstigen oder unwirksamen Verschiebung der Gesamtverluste.

Die Tabellen 7.21 bis 7.24 stellen die Resultate der Lebensdauerberechnung in absoluten Zahlenwerten gegenüber, wobei auch hier die auf alle Halbleiter des gleichen Typs der jeweiligen Umrichter gemittelten Werte verwendet werden. In den Werten des IGBT und der Diode des LSC in den Tabellen 7.23 und 7.24 zeigt sich die bereits in Abschnitt 6.2 erwähnte Mehrbelastung des LSC durch die potenzielle Verschiebung der Belastung im Falle der Wirk- und Blindstromabsenkung des MSC auf den LSC. Der Vergleich mit den Tabellen 7.21 und 7.22 zeigt jedoch, dass die absoluten Lebensdauerverbrauchswerte des MSC gegenüber dem LSC deutlich höher sind, obwohl der MSC in den Simulationsmodellen der WEA mit DGASM bereits über 30% größer dimensioniert ist als der LSC. Aus diesem Grund werden in der Abbildung 7.24 nur die Lebensdauerverbrauchswerte der Halbleiter des MSC grafisch dargestellt.

In dieser Darstellung zeigt sich deutlich die entlastende Wirkung der Regelstrategien auf die Halbleiter des MSC. Während sämtliche Eingriffe auch beim Simulationsmodell der 2MW-WEA einen lebensdauererweiternden Effekt der Halbleiter des MSC nach sich ziehen, besteht der größte Unterschied zu den Betrachtungen des Prüfstandaufbaus in der Auswirkung der Blindleistungsverschiebung. Dies ist zum Teil dadurch begründet, dass das Verhältnis der Magnetisierungsblindleistung zur Bemessungsleistung des MSC in dem 2MW-Maschinenmodell deutlich geringer ist als das von der Prüfstandsmaschine. Hier beträgt der d -Anteil des Rotorstroms etwa 45% des gesamten Rotorstrombetrags

\bar{v}_{Wind}	Referenz	I	Q	Q erw.	$I-Q$	$I-Q$ erw.	f_s
7 m/s	7,68e-04	4,29e-04	6,74e-04	7,46e-04	4,03e-04	3,99e-04	4,17e-04
9 m/s	1,00e-03	6,35e-04	9,81e-04	8,82e-04	6,10e-04	6,19e-04	6,98e-04

Tabelle 7.21: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der IGBT des MSC der WEA mit DGASM in Abhängigkeit verschiedener mittlerer Windgeschwindigkeiten und Synchronismusregelstrategien in Prozent über die Simulationszeit von 180s

\bar{v}_{Wind}	Referenz	I	Q	Q erw.	$I-Q$	$I-Q$ erw.	f_s
7 m/s	4,50e-04	3,24e-04	4,15e-04	4,25e-04	3,17e-04	3,10e-04	3,17e-04
9 m/s	6,40e-04	5,50e-04	5,96e-04	6,17e-04	5,38e-04	5,38e-04	6,05e-04

Tabelle 7.22: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der Dioden des MSC der WEA mit DGASM in Abhängigkeit verschiedener mittlerer Windgeschwindigkeiten und Synchronismusregelstrategien in Prozent über die Simulationszeit von 180s

\bar{v}_{Wind}	Referenz	I	Q	Q erw.	$I-Q$	$I-Q$ erw.	f_s
7 m/s	3,88e-07	3,98e-07	3,99e-07	4,57e-07	4,47e-07	4,12e-07	3,88e-07
9 m/s	3,40e-06	3,84e-06	3,79e-06	3,66e-06	3,99e-06	4,06e-06	3,39e-06

Tabelle 7.23: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der IGBT des LSC der WEA mit DGASM in Abhängigkeit verschiedener mittlerer Windgeschwindigkeiten und Synchronismusregelstrategien in Prozent über die Simulationszeit von 180s

\bar{v}_{Wind}	Referenz	I	Q	Q erw.	$I-Q$	$I-Q$ erw.	f_s
7 m/s	5,80e-08	5,91e-08	8,76e-08	5,83e-08	8,87e-08	5,81e-08	5,81e-08
9 m/s	4,95e-08	4,94e-08	7,51e-08	5,32e-08	7,48e-08	5,37e-08	4,95e-08

Tabelle 7.24: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der Dioden des LSC der WEA mit DGASM in Abhängigkeit verschiedener mittlerer Windgeschwindigkeiten und Synchronismusregelstrategien in Prozent über die Simulationszeit von 180s

während der Anteil im 2MW-Modell nur knapp 37% beträgt. Darüber hinaus können die Ergebnisse des Laborprüfstands mit deutlich geringerer Leistung nicht ohne weiteres auf das 2MW-Modell übertragen werden, da die thermischen Widerstände und Zeitkonstanten der Umrichter mitsamt Kühlsystem sich nicht linear mit der Leistung skalieren lassen.

Nichtsdestrotrotz äußert sich auch die Blindleistungsverschiebung in einer relevanten

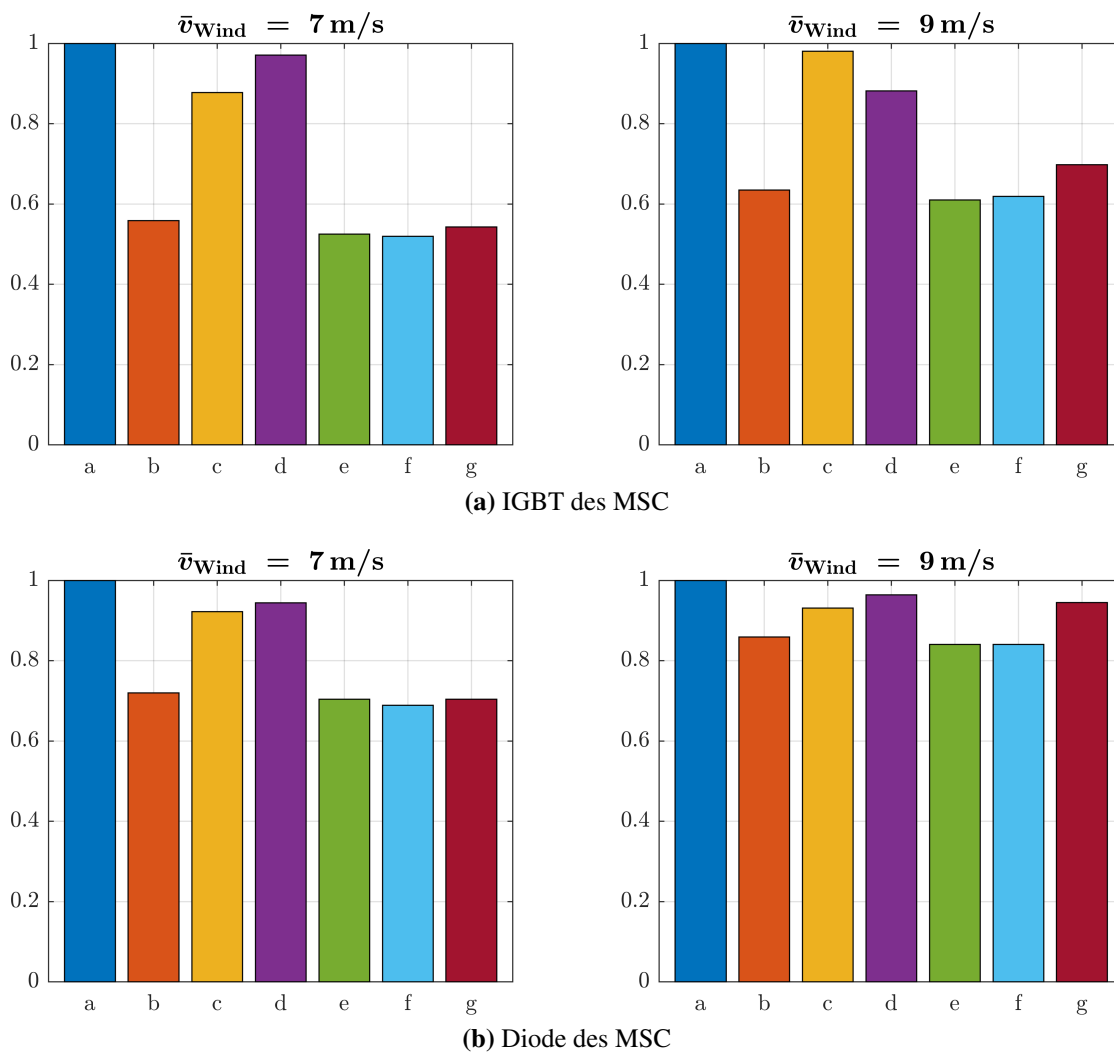


Abbildung 7.24: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der IGBT und Dioden des MSC der WEA mit DGASM bei verschiedenen Windbedingungen und Synchronismusregelstrategien normiert auf den Referenzverlauf; a) Referenzverlauf, b) Rotorwirkstromabsenkung, c) Blindleistungsverschiebung, d) erweiterte Blindleistungsverschiebung, e) Rotorwirkstromabsenkung und Blindleistungsverschiebung, f) Rotorwirkstromabsenkung und erweiterte Blindleistungsverschiebung, g) Schaltfrequenzabsenkung

Entlastung der Halbleiter, wobei hier eine sorgfältige Auslegung vorgenommen werden sollte, wie die unterschiedlichen relativen Lebensdauerschwankungen der Blindleistungsverschiebung bei den unterschiedlichen Windbedingungen zeigen. Ebenso muss bei der Wirkstromabsenkung darauf geachtet werden, dass es nicht zu einer zu starken Verschiebung des optimalen Arbeitspunktes hin zu kontraproduktiven Umrichterüberbelastungen oder Leistungseinbußen kommt. Die kombinierten Reglerauswirkungen zeigen aufgrund der Dominanz der Wirkstromabsenkung in dieser Untersuchung keinen nennenswerten Mehrwert, führen jedoch auch zu keinem Wiederanstieg des Lebensdauerconsums. Hier gilt es, in Abhängigkeit der Maschinen- und Umrichterparameter ein Optimum in der Ausprägung beider Reglerkategorien zu finden. Wie erwartet, sorgt die Schalt-

frequenzabsenkung besonders bei den IGBT, deren Schaltverluste größeren Anteil an den Gesamtverlusten haben als bei den Dioden, zu einer über alle Betriebsbedingungen hinweg signifikanteren Entlastung der Halbleiter.

Zusammenfassend bieten die Synchronismusregelstrategien eine effektive Möglichkeit, die maßgeblich lebensdauerbeschränkenden niederfrequenten Temperaturhübe zu entschärfen. Deren Auswirkung liegt jedoch nicht in einer Größenordnung, die Umrichterfrühausfälle in den ersten Betriebsjahren von WEA bei Vernachlässigung der Behandlung des Generatorsynchronismus erklären würde.

7.4 Auswirkung der Einzelblattverstellregelung auf den Pitchantriebsumrichter

Das in Abschnitt 6.3 beschriebene Regelungsverfahren zur Symmetrierung der Rotorblattlagerbelastung hat durch den nicht vernachlässigbaren Sollwinkel der Pitchachsen, welcher mit der Rotordrehfrequenz variierend dem Leistungsbegrenzungsstellwinkel der CPC additiv überlagert wird, einen zu erwartenden Einfluss auf den Wechselrichter des Pitchmotors. Selbstverständlich wäre dieser Einfluss auch im passiven Gleichrichter zu sehen. Dieser ist jedoch nicht Bestandteil dieser Untersuchungen und zum Schutz vor Netzüberspannungen und aufgrund des geringeren Kostenfaktors potenziell ohnehin gegenüber dem aktiv gesteuerten Wechselrichter überdimensioniert.

\bar{v}_{Wind}	Turbulenz A NTM		Turbulenz C NTM		Turbulenz C EXTM	
	CPC	IPC	CPC	IPC	CPC	IPC
7 m/s	1,53e-06	2,44e-06	4,69e-07	8,03e-07	4,40e-06	7,09e-06
10,5 m/s	1,20e-04	5,65e-04	1,74e-04	2,43e-04	1,69e-04	2,64e-04
14 m/s	9,29e-05	2,03e-04	2,43e-06	4,49e-05	1,16e-04	6,16e-05

Tabelle 7.25: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der IGBT des MSC des Pitchantriebsumrichters in Abhängigkeit verschiedener Windbedingungen mit CPC oder IPC in Prozent über die Simulationszeit von 180s

\bar{v}_{Wind}	Turbulenz A NTM		Turbulenz C NTM		Turbulenz C EXTM	
	CPC	IPC	CPC	IPC	CPC	IPC
7 m/s	3,20e-06	6,14e-06	1,37e-06	2,62e-06	9,09e-06	1,84e-05
10,5 m/s	4,09e-04	1,28e-03	4,55e-04	7,43e-04	5,39e-04	8,28e-04
14 m/s	2,60e-04	6,22e-04	1,05e-05	1,91e-04	4,48e-04	3,22e-04

Tabelle 7.26: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der Dioden des MSC des Pitchantriebsumrichters in Abhängigkeit verschiedener Windbedingungen mit CPC oder IPC in Prozent über die Simulationszeit von 180s

Die Simulationsbedingungen sind, wie schon bei der Untersuchung der Modelldetailgrade, in drei verschiedene mittlere Windgeschwindigkeiten mit jeweils drei unterschiedlichen Turbulenzgraden aufgeteilt. Die hieraus entstammenden Lebensdauerverbrauchswerte mit CPC und IPC sind jeweils für einen IGBT und eine Diode eines Rotorblattantriebsumrichters in den Tabellen 7.25 und 7.26 aufgelistet. Die grau hinterlegten Felder kennzeichnen erneut die Normierungsgrundlage für die grafische Darstellung der Lebensdauerwirkungen in der Abbildung 7.25.

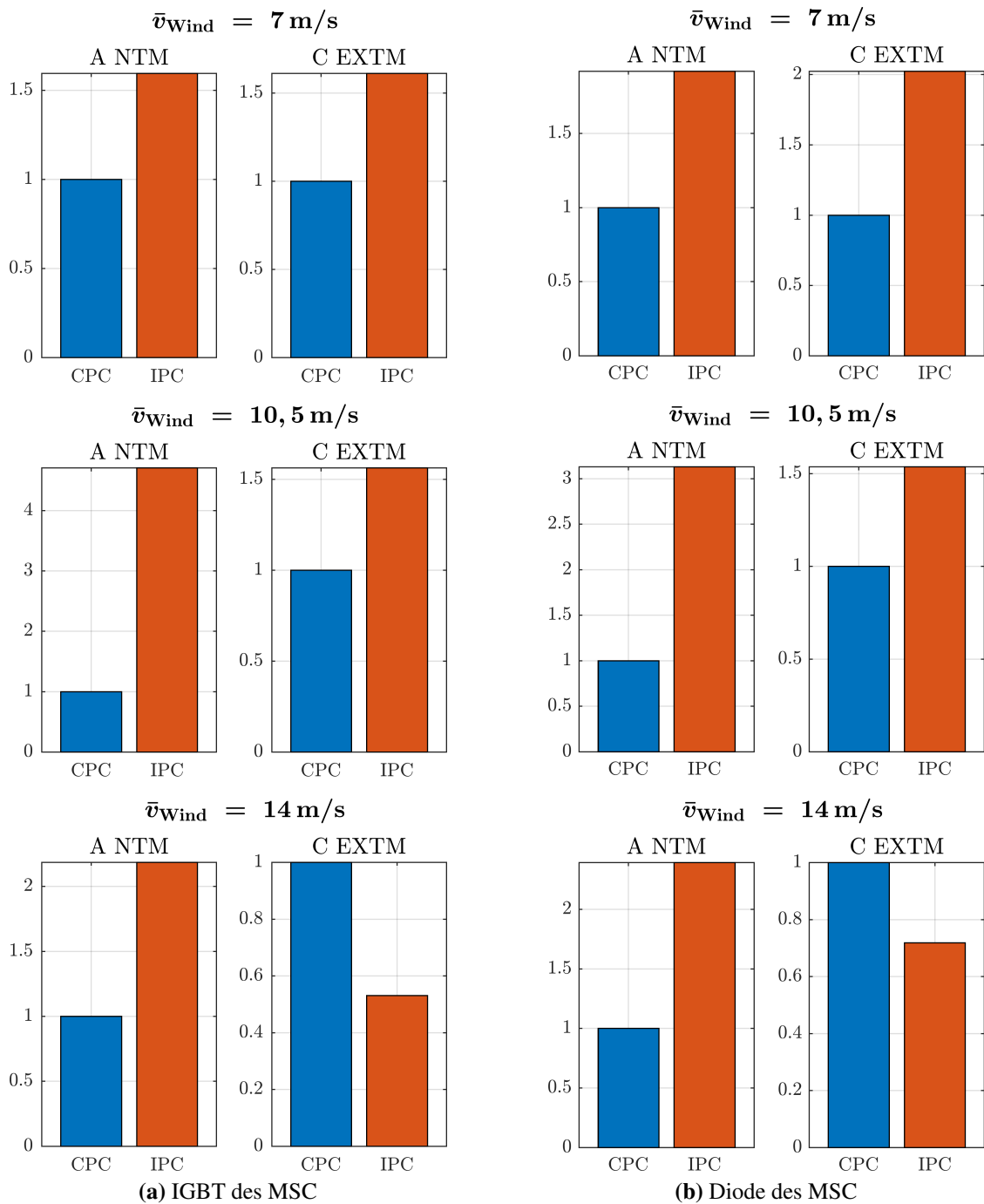


Abbildung 7.25: Gemittelter Lebensdauerverbrauch der IGBT und Dioden des MSC des Pitchantriebsumrichters in Abhängigkeit verschiedener Windbedingungen mit CPC oder IPC normiert auf CPC

Sowohl die tabellarische als auch die grafische Darstellung zeigen deutlich, dass die Verwendung von IPC einen immensen Einfluss auf die Belastung des gesamten Antriebswechselrichters haben kann. Bei geringeren Windgeschwindigkeiten beziehungsweise im Teillastbetrieb, während dessen kein kollektiver Pitchwinkel vorgegeben wird, ist der

relative Einfluss von IPC verglichen mit CPC zwar bedeutend, jedoch ist die absolute Belastung der Leistungshalbleiter im Teillastbetrieb auch trotz individueller Pitchwinkelvorgabe deutlich geringer als die reguläre Belastung allein durch CPC im Nennbetrieb. In dem Übergangsbereich zwischen Teillast und Nennlast sind schließlich die größten Belastungen für den Umrichter sowohl allein durch CPC als auch durch IPC festzustellen, da in diesem Bereich relativ dynamische Stellwinkelanforderungen zur Leistungsbegrenzung entstehen können, die durch die entsprechende Rotorposition vom individuellen Stellwinkel deutlich erhöht werden können. Im Falle von $\bar{v}_{\text{Wind}} = 10,5 \text{ m/s}$ und Turbulenzgrad A NTM sorgt dieser Betrieb mit IPC für die größte absolute Umrichterbelastung sowie einen um den Faktor drei für die Diode beziehungsweise Faktor vier für den IGBT erhöhten Lebensdauerverbrauch. Das Gegenbeispiel von $\bar{v}_{\text{Wind}} = 14 \text{ m/s}$ und dem Turbulenzgrad C EXTm macht deutlich, dass rotorlageabhängig einzelne Antriebsumrichter durch IPC auch entlastet werden können, da IPC die Dynamik der Stellwinkelanforderung bei zusätzlich aktivem CPC entsprechend reduzieren kann. Da der kollektive Stellwinkel für sämtliche Rotorblätter identisch ist, der individuelle Stellwinkel jedoch lageabhängig variiert, wird in diesem Betriebsfall einer der anderen Antriebsumrichter über die Simulationszeit eine Mehrbelastung erfahren.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die positionsabhängig unterschiedliche Belastung der Rotorblattumrichter durch IPC die Auswirkung auf den Antriebsumrichter stark von dem zeitlichen Verlauf der Windgeschwindigkeit abhängig macht. Der potentiell nicht zu vernachlässigende Einfluss auf die Gesamtlebensdauer sollte allerdings entsprechend bei der Auslegung berücksichtigt werden.

8 Schlussfolgerungen und Ausblick

In dieser Arbeit wurde durch verschiedene modelltechnische Ansätze ein Beitrag zur Klärung der Fragestellung geleistet, in welcher Hinsicht die Vernachlässigung von Systemdynamiken bei der Vorabberechnung der Lebensdauer der Leistungshalbleiter bei modernen MW-WEA zulässig ist. Weiterhin wurde untersucht, welche ent- oder belastenden Auswirkungen umrichtereigene Regelstrategien auf die Lebensdauererwartung der entsprechenden Umrichter haben können. Die verwendeten Modelle wurden in ihren Einzelbestandteilen validiert, soweit dies mit vertretbarem Aufwand und vertretbaren Kosten möglich war.

Es wurden Modelle von WEA zweier unterschiedlicher Topologien als Gesamtsysteme mit der Berücksichtigung der aerodynamischen, mechanischen und elektrischen Domäne entwickelt und plausibilisiert. Diese Modelle dienten als Grundlage der weiteren Untersuchungen, in denen ausgehend von thermischen Modellbildungen Lebensdauerer Verbrauchsberechnungen gemäß aktuellem wissenschaftlichem Stand durchgeführt wurden.

Schlussfolgerungen Nach einer ausführlichen Auslegung, Beschreibung und Plausibilisierung der Modelle sowie der Lebensdauerberechnung wurde in Kapitel 7 schließlich herausgearbeitet, dass selbst eine weitestgehende Vernachlässigung der Trägheiten und Wechselwirkungen einer WEA im Hinblick auf die Temperaturentwicklung der Leistungshalbleiter zulässig ist, solange die Windverhältnisse ausreichend gut bekannt sind. Die Verwendung des für elektrotechnische Untersuchungen bevorzugten $c_p - \lambda$ -Modells stellt bereits eine für die Aerodynamik der WEA gravierende Vereinfachung dar, liefert jedoch trotz der geringeren Dämpfung des Gesamtsystems bei der Lebensdauerbetrachtung in den meisten Fällen eine gute oder zumindest nicht zu optimistische Lebensdauererschätzung im Vergleich zu der detaillierten Systembeschreibung. Größere Vereinfachungen, in denen lediglich die stationären Systemzustände neben einer rudimentären Systemträgheit berücksichtigt werden, haben sich ebenfalls als zulässig für die Lebensdauerabschätzung der Umrichterhalbleiter erwiesen. Hier sorgt entweder die Berücksichtigung der größten Systemzeitkonstante der WEA als Filterstrecke zwischen Windgeschwindigkeit und Arbeitspunkt der Umrichter oder ein nach Windgeschwindigkeit geordneter und monoton steigender Eingangsvektor für akzeptable Ergebnisse der Lebensdauerberechnung, verglichen mit denen der detaillierten Modelle. Es ist davon auszugehen, dass ein längerer Betrachtungszeitraum mit häufig wechselnden Lastpunkten der WEA in detaillierter Modellierung den Unterschied zu den Arbeitspunktmodellen mit monoton steigenden Windgeschwindigkeiten vergrößern würde. Hier wäre für ein akzeptables Ergebnis der Berechnung der Lebensdauererwartung bei der Umrichter-auslegung die Berücksichtigung von zeitweisen Schwankungen im minütlichen oder

stündlichen Zeitbereich denen des reinen Histogramms der Windgeschwindigkeitswahrscheinlichkeiten über die Gesamtlebensdauer der Anlage vorzuziehen. Solange diese Arbeitspunktveränderungen über die Lebensdauer bei der Umrichterauslegung berücksichtigt werden, ist davon auszugehen, dass in einer reinen Unterdimensionierung der Leistungshalbleiter aufgrund einer zu geringen Modellierungstiefe keine Ursache für die Frühausfälle der Umrichter in WEA zu finden ist.

Einen ähnlichen Schluss lassen die Untersuchungen verschiedener Netzanforderungen und Regelungsstrategien im Hinblick auf die Dimensionierung der Leistungshalbleiter zu. Die Zusatzbelastung auf einzelne Halbleiter kann zwar besonders im Netzfehlerfall gravierend sein, jedoch wird die Auftretenshäufigkeit dieser Ereignisse als so gering angesehen, dass sich gerade Frühausfälle während der ersten Betriebsjahre einer WEA hierdurch nicht erklären lassen.

Dennoch haben sowohl Netzdienstleistungen wie die Bereitstellung von Blindleistung am PCC als auch Zusatzanforderungen wie beispielsweise die IPC an den Antriebsumrichter relevante Belastungen für die betroffenen Umrichter zur Folge. Ob diese wie im Falle der Blindleistungsbereitstellung und Netzstützung im Fehlerfall gerechterweise auch entgeltlich vom Netzbetreiber zu entlohnen sei, ist eine andere Frage, die im Rahmen dieser Arbeit keinen Platz hat. Die Auswirkung auf die Leistungshalbleiter ist in jedem Fall in solchem Maße relevant, dass sie gerade im Hinblick auf die große Unsicherheit der tatsächlichen Windverhältnisse Berücksichtigung bei der Gesamtauslegung finden sollte.

Ausblick Aufgrund der Komplexität des Gesamtsystems einer WEA erscheint die Validierung eines auf diesem Gesamtsystem basierenden Simulationsmodells, welches einen logischen nächsten Schritt zur Bestätigung der Ergebnisse dieser Arbeit darstellt, nur unter sehr großem Arbeits- und Kosteneinsatz möglich. Naheliegender ist hier der Abgleich der vereinfachten Methoden zur Lebensdauerberechnung mit denen, die tatsächlich in der Industrie Verwendung finden. Im Rahmen dieser Arbeit standen leider keine eindeutig verwertbaren Informationen zur Verfügung, um eine absolute Aussage darüber treffen zu können, ob der industrielle Ansatz zur Umrichterauslegung eine Unterdimensionierung dieser zur Folge hat. Eindeutig ist, dass die Abschätzung der Halbleiterlebensdauer auf Temperaturzyklen und statistischen, experimentell ermittelten Funktionsscharen ähnlich oder gleich derer in dieser Arbeit basiert. Welcher Grad der Vereinfachung bei der Berechnung dieser Temperaturverläufe in der Industrie angewendet wird, ist jedoch ein offener Punkt.

Darüber hinaus bleibt aufgrund der sehr rechenintensiven Simulationsmodelle eine gewisse Unsicherheit der Modellvereinfachungen im Hinblick auf sehr lange Betrachtungszeiträume bestehen. Demzufolge bietet sich eine Ordnungsreduktion des thermischen Modells basierend auf dem detaillierten Modell an. In dem in dieser Arbeit verwendeten Ansatz erfordert die thermische Modellierung auch in den Modellen mit stationären

Systembeschreibungen die Betrachtung der Schalt- und Durchlassverluste mit einer Abtastfrequenz, die deutlich über der der Schaltfrequenz liegt. Es existieren verschiedene Ansätze, die Halbleiterverluste während einer Fundamentalperiode des Ausgangsstroms stationär vorzugeben und somit eine beträchtliche Beschleunigung des Simulationsmodells zu erzielen. Besonderes Augenmerk ist hierbei auf die Topologie mit Teilumrichter und DGASM zu legen, da sich in diesem Fall die Generator Drehzahl schneller als eine sehr niederfrequente Fundamentalperiode ändern kann und somit stationäre Verlustvorgaben über eine Periode stark fehlerbehaftet sein können.

Diese Arbeit bietet somit eine nicht als abschließend zu sehende, aber doch tiefgehende Untersuchung der Fragestellung, inwieweit thermomechanische Fehlermodi in leistungselektronischen Umrichtern von WEA aufgrund einer Unterschätzung von deren Auftretenshäufigkeiten und Intensitäten für Frühausfälle ebenjener Umrichter verantwortlich sein können. Die Erkenntnisse dieser Untersuchungen sind weiterhin mit aus dem industriellen Umfeld zu beschaffenden Praktiken abzugleichen und gegebenenfalls hinsichtlich ihrer Gültigkeit für Langzeitbelastungen zu erweitern, erlauben jedoch bereits den Schluss, dass vermehrt auftretende Frühausfälle von Leistungshalbleitern eher auf andere Einflüsse zurückzuführen sind. In der Schlussphase der schriftlichen Ausarbeitung dieser Dissertation ist eine Veröffentlichung aus dem ihr thematisch zugrunde liegenden Projekt veröffentlicht worden, die diese These bestätigt. Sie schlussfolgert aus der Feldanalyse einer großen Anzahl von Umrichterdefekten in WEA, dass eher solche Faktoren wie Kondensation und Verunreinigungen, aber auch Qualitäts- und Montagemängel Hauptverursacher dieser Fehler sind [131].

A Anhang

A.1 Transformationsvorschriften

Ausgehend von den in dieser Arbeit stets betrachteten dreiphasigen Systemen ermöglichen verschiedene Transformationsvorschriften eine Reduktion und Vereinfachung der systembeschreibenden Differentialgleichungen. Die verwendeten Vorschriften werden im Folgenden beschrieben.

Transformation in $\alpha\beta$ -Koordinaten

Unter der Bedingung, dass sich die Summe aller physikalischen Größen wie die der Ströme und Spannungen in einem Dreiphasensystem stets zu null ergibt, was bei nicht angeschlossenem Sternpunkt und der Vernachlässigung von Leckströmen durch Ableitkapazitäten oder nicht idealer Isolationen zwangsläufig Gültigkeit hat, lassen sich diese drei Größen durch die zwei Größen eines komplexen Augenblickswerts $\underline{g} = \hat{g} \cdot e^{j\omega t} = \Re\{\underline{g}\} + j \cdot \Im\{\underline{g}\}$, dem sogenannten Raumzeiger, beschreiben nach [66] und [64].

Die mathematische Beschreibung dieser Transformation vom physikalischen Dreiphasensystem in einen komplexen Raumzeiger desselben KOS lautet

$$\underline{g} = \frac{2}{3} (g_a + \underline{a} \cdot g_b + \underline{a}^2 \cdot g_c), \quad (\text{A.1})$$

mit dem komplexen Drehoperator $\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$.

Die Rücktransformation in die Momentanwerte des Dreiphasensystems gelingt mit

$$g_a = \Re\{\underline{g}\}, \quad (\text{A.2})$$

$$g_b = \Re\{\underline{g} \cdot \underline{a}^{-1}\}, \quad (\text{A.3})$$

$$g_c = \Re\{\underline{g} \cdot \underline{a}^{-2}\}. \quad (\text{A.4})$$

Diese Transformation führt auf rein sinusförmige Größen, wenn sich das Dreiphasensystem in einem stationären symmetrischen Zustand befindet, also die Amplituden aller drei Größen identisch sind sowie die Phasenlage der Stranggrößen der jeweils vorherigen um

120° naheilt. Die Realachse des so gebildeten Raumzeigers wird mit α bezeichnet und ist deckungsgleich mit der Realachse der ersten Phase, während die Imaginärachse, die β -Achse, der α -Achse um 90° voreilt.

Da sich diese Transformation unabhängig vom tatsächlichen Phasenwinkel nur an den Augenblickswerten der Dreiphasengrößen orientiert, lässt sich die $\alpha\beta$ -Transformation auch durch eine rein reelle Transformationsmatrix $T_{\alpha\beta}$ ausdrücken

$$\vec{g}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} g_a \\ g_b \\ g_c \end{pmatrix}, \quad (\text{A.5})$$

wobei die erste Zeile des resultierenden Spaltenvektors die reelle α -Komponente bildet und die zweite Zeile die imaginäre β -Komponente ergibt [66].

Transformation in komplexe Raumzeiger

Die zuvor beschriebene $\alpha\beta$ -Transformation stellt einen Spezialfall der komplexen Raumzeiger dar und orientiert sich stets an der Phasenlage der ersten Phase des zu transformierenden Systems. Es ist jedoch zweckmäßig für verschiedene Anwendungsfälle, zusätzlich zur Reduktion der drei Größen auf zwei, noch eine Drehung des KOS vorzunehmen, um beispielsweise bei einer ASM die Beschreibung sowohl der Stator- als auch der Rotordifferentialgleichung, deren Ströme räumlich mit der Motorwelle mitrotieren, in einem einheitlichen KOS zu ermöglichen [132]. Mithilfe des Zeigerdiagramms in Abbildung A.1 wird im Folgenden die allgemeine Koordinatentransformation und dessen Auswirkung auf den komplexen Raumzeiger hergeleitet.

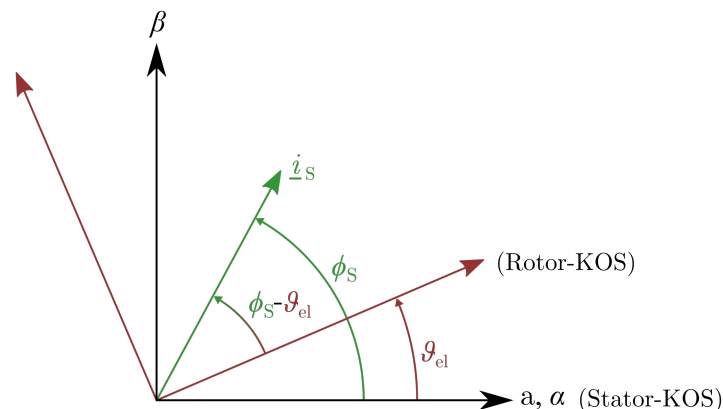


Abbildung A.1: Zeigerdiagramm zur Veranschaulichung der Koordinatentransformation

Aus dem Zeigerdiagramm wird ersichtlich, dass der komplexe Raumzeiger \underline{i}_S im Stator-KOS mit der a- oder α -Achse als reelle Achse beschrieben werden kann durch

$$\underline{i}_S^S = \hat{i}_S \cdot e^{j\phi_S}. \quad (\text{A.6})$$

Um diesen Zeiger nun in das Rotor-KOS zu transformieren, ist eine Zeigerrotation um die Drehwinkeldifferenz des Rotor-KOS vom Stator-KOS ϑ_{el} notwendig, also

$$\underline{i}_S^R = \hat{i}_S \cdot e^{j\phi_S} \cdot e^{-j\vartheta_{el}} \quad (\text{A.7})$$

$$= \hat{i}_S \cdot e^{j(\phi_S - \vartheta_{el})} \quad (\text{A.8})$$

$$= \underline{i}_S^S \cdot e^{-j\vartheta_{el}}. \quad (\text{A.9})$$

Umgekehrt wird eine Transformation vom Rotor-KOS in das Stator-KOS beschrieben durch

$$\underline{i}_S^S = \underline{i}_S^R \cdot e^{j\vartheta_{el}}. \quad (\text{A.10})$$

Bei der zeitlichen Ableitung von Größen, die physikalisch in einem anderen KOS existieren, ist zu beachten, dass, durch die zeitliche Ableitung des Rotationswinkels zwischen dem ursprünglichen und dem neuen KOS, dessen relative Rotationsgeschwindigkeit in die Systemgleichungen eingeht.

Im Folgenden ist dies für den Fall der DGASM bei der Beschreibung der Fluss- und Spannungsgleichungen im statorfesten KOS hergeleitet. Ausgehend von den Spannungsgleichungen in den entsprechenden KOS der jeweiligen Wicklungssysteme

$$\underline{u}_S^S = R_S \cdot \underline{i}_S^S + \frac{d\Psi_S^S}{dt}, \quad (\text{A.11})$$

$$\underline{u}_R^R = R_R' \cdot \underline{i}_R^R + \frac{d\Psi_R^R}{dt}, \quad (\text{A.12})$$

und den Flussgleichungen

$$\underline{\Psi}_S^S = L_S \cdot \underline{i}_S^S + M \cdot \underline{i}_R^S, \quad (\text{A.13})$$

$$\underline{\Psi}_R^R = L_R' \cdot \underline{i}_R^R + M \cdot \underline{i}_S^R. \quad (\text{A.14})$$

ergeben sich mit den Stator- und Rotorströmen in dem jeweils anderen KOS

$$\underline{i}_R^S = \underline{i}_R^R \cdot e^{j\vartheta_{el}}, \quad (\text{A.15})$$

$$\underline{i}_S^R = \underline{i}_S^S \cdot e^{-j\vartheta_{el}}, \quad (\text{A.16})$$

eingesetzt in Gleichung (A.13) und (A.14) die Flussbeschreibungen zu

$$\underline{\Psi}_S^S = L_S \cdot \underline{i}_S^S + M \cdot \underline{i}_R^R \cdot e^{j\vartheta_{el}}, \quad (\text{A.17})$$

$$\underline{\Psi}_R^R = L_R' \cdot \underline{i}_R^R + M \cdot \underline{i}_S^S \cdot e^{-j\vartheta_{el}}. \quad (\text{A.18})$$

Die Statorspannung im statorfesten KOS lässt sich aus Gleichung (A.11) und (A.13) direkt ausformulieren zu

$$\underline{u}_S^S = R_S \cdot \underline{i}_S^S + L_S \cdot \frac{d\underline{i}_S^S}{dt} + M \cdot \frac{d\underline{i}_R^R}{dt}. \quad (\text{A.19})$$

Für die Rotorspannungsgleichung im statorfesten KOS müssen sämtliche Terme aus Gleichung (A.12) mit dem elektrischen Rotordrehwinkel ϑ_{el} in das Statorsystem transformiert werden

$$\underline{u}_R^R \cdot e^{j\vartheta_{el}} = R_R' \cdot \underline{i}_R^R \cdot e^{j\vartheta_{el}} + \frac{d\underline{\Psi}_R^R}{dt} \cdot e^{j\vartheta_{el}}, \quad (\text{A.20})$$

$$\underline{u}_R^S = R_R' \cdot \underline{i}_R^S + \frac{d\underline{\Psi}_R^S}{dt} \cdot e^{-j\vartheta_{el}} \cdot e^{j\vartheta_{el}}, \quad (\text{A.21})$$

$$= R_R' \cdot \underline{i}_R^S + \left(\frac{d\underline{\Psi}_R^S}{dt} \cdot e^{-j\vartheta_{el}} + \underline{\Psi}_R^S \frac{de^{-j\vartheta_{el}}}{dt} \right) \cdot e^{j\vartheta_{el}}, \quad (\text{A.22})$$

$$= R_R' \cdot \underline{i}_R^S + \frac{d\underline{\Psi}_R^S}{dt} \cdot e^{-j\vartheta_{el}} \cdot e^{j\vartheta_{el}} - j \cdot \frac{d\vartheta_{el}}{dt} \cdot \underline{\Psi}_R^S \cdot e^{-j\vartheta_{el}} \cdot e^{j\vartheta_{el}}, \quad (\text{A.23})$$

$$= R_R' \cdot \underline{i}_R^S + \frac{d\underline{\Psi}_R^S}{dt} - j \cdot \omega_{el} \cdot \underline{\Psi}_R^S. \quad (\text{A.24})$$

Das führt auf die ausformulierte Rotorspannungsgleichung im statorfesten KOS

$$\underline{u}_R^S = R_R' \cdot \underline{i}_R^S + L_r' \cdot \frac{d\underline{i}_R^S}{dt} + M \cdot \frac{d\underline{i}_R^S}{dt} - j \cdot \omega_{el} \cdot \left(L_r' \cdot \underline{i}_R^S + M \cdot \underline{i}_R^S \right). \quad (\text{A.25})$$

Transformation in dq-Koordinaten

Wiederum ein Spezialfall der komplexen Raumzeiger stellt das dq-Koordinatensystem dar. Es wurde ursprünglich für die vereinfachte Vektorregelung dreiphasiger elektrischer Maschinen eingeführt, ist aber ebenfalls seit geraumer Zeit Stand der Technik in der Regelung netzangebundener Umrichter.[133]

Die Idee der Transformation besteht darin, das aus Sicht des Bezugssystems zeitinvariante Koordinatensystem zur Beschreibung der Dreiphasengrößen in ein rotierendes Koordinatensystem zu überführen, dessen Rotationsgeschwindigkeit mit der zeitlichen

Veränderung dieser beliebigen Größen übereinstimmt. Häufig wird eine der Achsen des rotierenden Koordinatensystems an dem Hauptfluss im Luftspalt orientiert, während die orthogonale Achse die drehmomentbildende Komponente abbildet. Bei stationärem ideal sinusförmigem Grundwellenverhalten der elektrischen Maschine beziehungsweise des Umrichters und des Netzes führt diese Beschreibung zu zeitinvarianten Gleichgrößen, welche sich mit den klassischen Methoden der linearen Regelungstechnik regeln lassen [26].

Der für die dq-Transformation nötige Rotationswinkel ist abhängig vom Maschinentyp und dem Zweck der Regelung.

dq-Transformation der Synchronmaschine Bei der SM ist eine Orientierung der d-Achse an der Hauptachse des Permanentmagnetflusses und damit an dem elektrischen Rotorwinkel zweckmäßig. Ein Statorfluss in der d-Achse wirkt somit entweder feldstärkend oder feldschwächend entsprechend seines Vorzeichens, während ein Statorfluss in der q-Achse zur Drehmomentbildung führt, wenn die gegenseitige Verkopplung und Reluktanzmomente vernachlässigt werden [65]. Im Folgenden wird die Transformation der Statorspannungsdifferentialgleichung in ein rotorfestes KOS hergeleitet.

Die Statorspannungsgleichung im statorfesten KOS lautet wie bereits in Abschnitt 4.2.1 hergeleitet

$$\underline{u}_S^S = R_S \cdot \underline{i}_S^S + L_S \cdot \frac{d\underline{i}_S^S}{dt} + j \cdot \omega_{el} \cdot \underline{\Psi}_{PM}^S. \quad (\text{A.26})$$

Zur Beschreibung im rotorfesten KOS müssen nun, wie im vorherigen Abschnitt gesehen, sämtliche Terme mit dem Drehoperator $e^{-j\vartheta_{el}}$ multipliziert werden.

$$\underline{u}_S^R = \underline{u}_S^S \cdot e^{-j\vartheta_{el}} = R_S \cdot \underline{i}_S^S \cdot e^{-j\vartheta_{el}} + L_S \cdot \frac{d\underline{i}_S^S}{dt} \cdot e^{-j\vartheta_{el}} + j \cdot \omega_{el} \cdot \underline{\Psi}_{PM}^S \cdot e^{-j\vartheta_{el}}, \quad (\text{A.27})$$

$$= R_S \cdot \underline{i}_S^R + L_S \cdot \frac{d\underline{i}_S^S}{dt} \cdot e^{-j\vartheta_{el}} + j \cdot \omega_{el} \cdot \underline{\Psi}_{PM}^R. \quad (\text{A.28})$$

Die Koordinatendrehung der Statorstromableitung lässt sich wie im vorherigen Abschnitt auch auflösen zu

$$\frac{d\underline{i}_S^S}{dt} \cdot e^{-j\vartheta_{el}} = \frac{d\underline{i}_S^R \cdot e^{j\vartheta_{el}}}{dt} \cdot e^{-j\vartheta_{el}}, \quad (\text{A.29})$$

$$= \left(\frac{d\underline{i}_S^R}{dt} \cdot e^{j\vartheta_{el}} + \underline{i}_S^R \frac{de^{j\vartheta_{el}}}{dt} \right) \cdot e^{-j\vartheta_{el}}, \quad (\text{A.30})$$

$$= \frac{d\underline{i}_S^R}{dt} \cdot \cancel{e^{j\vartheta_{el}}} \cdot \cancel{e^{-j\vartheta_{el}}} + j \cdot \frac{d\vartheta_{el}}{dt} \cdot \underline{i}_S^R \cdot \cancel{e^{j\vartheta_{el}}} \cdot \cancel{e^{-j\vartheta_{el}}}. \quad (\text{A.31})$$

sodass sich die vollständige Statorspannungsgleichung im rotorfestem KOS ergibt zu

$$\underline{u}_S^R = R_S \cdot \underline{i}_S^R + L_S \cdot \frac{d\underline{i}_S^R}{dt} + j \cdot \omega_{el} \cdot \underline{i}_S^R + j \cdot \omega_{el} \cdot \underline{\Psi}_{PM}^R. \quad (\text{A.32})$$

In vektorieller Schreibweise mit den entsprechenden Indizes für die dq-Darstellung und einem rein reellen Permanentmagnetfluss aus Sicht des Rotor-KOS lässt sich dieselbe Gleichung auch beschreiben durch

$$\vec{u}_{S,dq} = \begin{pmatrix} u_{S,d} \\ u_{S,q} \end{pmatrix} = R_S \cdot \begin{pmatrix} i_{S,d} \\ i_{S,q} \end{pmatrix} + L_S \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{S,d} \\ i_{S,q} \end{pmatrix} + \omega_{el} \cdot \begin{pmatrix} -\Psi_{S,q} \\ \Psi_{S,d} \end{pmatrix}, \quad (\text{A.33})$$

$$= R_S \cdot \begin{pmatrix} i_{S,d} \\ i_{S,q} \end{pmatrix} + L_S \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{S,d} \\ i_{S,q} \end{pmatrix} + \omega_{el} \cdot \begin{pmatrix} -L_S \cdot i_{S,q} \\ L_S \cdot i_{S,d} + \Psi_{PM} \end{pmatrix}. \quad (\text{A.34})$$

dq-Transformation der doppelt gespeisten Asynchronmaschine Das Regelziel der DGASM ist es, über die Rotorströme ein stationär konstantes Drehmoment respektive eine stationär konstante Wirk- und Blindleistung am Stator einzustellen. Für die dq-Transformation bietet es sich demnach an, als Bezugssystem den Statorfluss oder die Statorspannung mit der Kreisfrequenz ω_S gleich der Netzfrequenz ω_1 zu wählen [83]. In dieser Arbeit wird die Methode gewählt, die q-Komponente des synchronen KOS an der Statorspannung zu orientieren. Durch die für große Maschinen zulässige Regelvereinfachung, den Wicklungswiderstand zu vernachlässigen, eilt die Statorspannung dem Statorfluss um 90° vor, weshalb dieser rein in der d-Achse angenommen und die q-Komponente des Statorflusses vernachlässigt werden kann. Aus der Gleichung der Statorwirkleistung

$$P_S = \frac{3}{2} (\cancel{u_{S,d}} \cdot i_{S,d} + u_{S,q} \cdot i_{S,q}) = \frac{3}{2} (u_{S,q} \cdot i_{S,q}) \quad (\text{A.35})$$

folgt, dass durch die gewählte Koordinatentransformation rein der q-Anteil des Statorstroms zur Wirkleistung oder dem elektrischen Luftspaltmoment beiträgt.

Die Transformation der komplexen Augenblickswerte vom statorfesten KOS in das statorflussorientierte rotierende KOS geschieht in gleicher Art wie im vorherigen Abschnitt mittels des Drehoperators $e^{-j\phi_S}$. Der Winkel ϕ_S ist hierbei dem aus einer PLL der Statorspannung ermittelten Phasenwinkel um 90° nacheilend zur näherungsweise Orientierung der d-Achse am Statorfluss.

Die statorfesten Spannungsgleichungen sind gemäß Abschnitt 4.42

$$\underline{u}_S = R_S \cdot \underline{i}_S + \frac{d\underline{\Psi}_S}{dt}, \quad (\text{A.36})$$

$$\underline{u}'_R = R'_R \cdot \underline{i}'_R + \frac{d\underline{\Psi}'_R}{dt} - j \cdot \omega_{el} \cdot \underline{\Psi}'_R. \quad (\text{A.37})$$

Die Multiplikation mit dem Drehoperator des Statorflusswinkels berechnet sich folgendermaßen

$$\underline{u}_S^{\Psi_S} = \underline{u}_S \cdot e^{-j\phi_S} = R_S \cdot \underline{i}_S^{\Psi_S} + \frac{d\underline{\Psi}_S^{\Psi_S}}{dt} + j \cdot \omega_S \cdot \underline{\Psi}_S^{\Psi_S}, \quad (\text{A.38})$$

$$\underline{u}'_R^{\Psi_S} = \underline{u}'_R \cdot e^{j(\vartheta_{el} - \phi_S)} = R'_R \cdot \underline{i}'_R^{\Psi_S} + \frac{d\underline{\Psi}'_R^{\Psi_S}}{dt} + j \cdot (\omega_S - \omega_{el}) \cdot \underline{\Psi}'_R^{\Psi_S}. \quad (\text{A.39})$$

Der Rotationswinkel $(\vartheta_{el} - \phi_S)$ entspricht hier einer Transformation der rotorfesten Größen mit dem Winkel ϑ_{el} in das statorfeste KOS und dann in das mit dem Statorfluss rotierende KOS mit dem Statorflusswinkel ϕ_S . Die Differenz $\omega_S - \omega_{el}$ wird durch die elektrische Kreisfrequenz des Rotorsystems ω_R substituiert.

Aufgetrennt in d- und q-Komponenten lassen sich die Spannungsgleichungen vektoriell wie folgt aufstellen, wobei erneut anzumerken ist, dass für eine vereinfachte Reglerauslegung die q-Komponente des Statorflusses $\Psi_{S,q}$ sowie die d-Komponente der Statorspannung $u_{S,d}$ zu null angenommen werden können.

$$\begin{pmatrix} u_{S,d} \\ u_{S,q} \end{pmatrix} = R_S \cdot \begin{pmatrix} i_{S,d} \\ i_{S,q} \end{pmatrix} + L_S \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{S,d} \\ i_{S,q} \end{pmatrix} + M \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i'_{R,d} \\ i'_{R,q} \end{pmatrix} + \omega_S \cdot \begin{pmatrix} -\Psi_{S,q} \\ \Psi_{S,d} \end{pmatrix}, \quad (\text{A.40})$$

$$\begin{pmatrix} u'_{R,d} \\ u'_{R,q} \end{pmatrix} = R'_R \cdot \begin{pmatrix} i'_{R,d} \\ i'_{R,q} \end{pmatrix} + L'_R \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i'_{R,d} \\ i'_{R,q} \end{pmatrix} + M \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{S,d} \\ i_{S,q} \end{pmatrix} + \omega_R \cdot \begin{pmatrix} -\Psi'_{R,q} \\ \Psi'_{R,d} \end{pmatrix} \quad (\text{A.41})$$

dq-Transformation der Käfigläufer-Asynchronmaschine Für die ASM hat es sich als zweckmäßig herausgestellt, die d-Achse des KOS zur Regelung am Rotorfluss zu orientieren, da sich so eine Vereinfachung der Systemgleichungen ergibt. Dies entspricht dem Vorgehen bei der SM mit dem Unterschied, dass bei der ASM, mit Ausnahme des Synchronismus, der Rotorfluss nicht mit der gleichen Winkelgeschwindigkeit wie der Läufer rotiert. Zwar ist es aus diesem Grund nötig, den zur Transformation nötigen Phasenwinkel des Rotorflusses durch eine Beobachterstruktur oder einen Schätzer zu ermitteln, jedoch vereinfachen sich durch diese Koordinatentransformation die fluss- und drehmomentbildenden Verhältnisse ähnlich derer der SM [65]. Im Folgenden wird

die Transformation der Spannungsdifferentialgleichung von Stator und Rotor in ein rotorflussorientiertes KOS mit dem Superskript Ψ_R hergeleitet.

Die Beschreibung im statorfesten KOS ist bereits aus Abschnitt 4.2.3 bekannt.

$$\underline{u}_S = R_S \cdot \underline{i}_S + \frac{d\underline{\Psi}_S}{dt}, \quad (\text{A.42})$$

$$\underline{u}'_R = R'_R \cdot \underline{i}'_R + \frac{d\underline{\Psi}'_R}{dt} - j \cdot \omega_{el} \underline{\Psi}'_R = 0, \quad (\text{A.43})$$

Führt man die Transformation des festen KOS in das mit dem Rotorfluss mitrotierende KOS wie im vorherigen Abschnitt mit der Koordinatendrehung $e^{-j\phi_{\Psi_R}}$ durch, so lauten die Stator- und Rotorspannungsgleichungen wie folgt

$$\underline{u}_S^{\Psi_R} = \underline{u}_S^S \cdot e^{-j\phi_{\Psi_R}} = R_S \cdot \underline{i}_S^{\Psi_R} + \frac{d\underline{\Psi}_S^{\Psi_R}}{dt} + j \cdot \omega_{\Psi_R} \cdot \underline{\Psi}_S^{\Psi_R}, \quad (\text{A.44})$$

$$\underline{u}'_R{}^{\Psi_R} = \underline{u}'_R{}^R \cdot e^{j(\vartheta_{el} - \phi_{\Psi_R})} = R'_R \cdot \underline{i}'_R{}^{\Psi_R} + \frac{d\underline{\Psi}'_R{}^{\Psi_R}}{dt} + j \cdot (\omega_{\Psi_R} - \omega_{el}) \cdot \underline{\Psi}'_R{}^{\Psi_R}. \quad (\text{A.45})$$

Der Rotationswinkel $(\vartheta_{el} - \phi_{\Psi})$ entspricht hier einer Transformation der rotorfesten Größen mit dem Winkel ϑ_{el} in das Stator-KOS und dann in das rotorflussfeste KOS mit dem Rotorflusswinkel ϕ_{Ψ} .

Da sich durch die Orientierung der d-Achse des KOS am Rotorfluss sämtliche Augenblickswerte und zeitlichen Ableitungen der q-Komponente des Rotorflusses zu null ergeben, vereinfachen sich die Spannungsgleichungen in vektorieller Schreibweise wie folgt zu

$$\begin{pmatrix} u_{S,d} \\ u_{S,q} \end{pmatrix} = R_S \cdot \begin{pmatrix} i_{S,d} \\ i_{S,q} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Psi_{S,d} \\ \Psi_{S,q} \end{pmatrix} + \omega_{\Psi} \cdot \begin{pmatrix} -\Psi_{S,q} \\ \Psi_{S,d} \end{pmatrix}, \quad (\text{A.46})$$

$$\begin{pmatrix} u_{R,d} \\ u_{R,q} \end{pmatrix} = R'_R \cdot \begin{pmatrix} i'_{R,d} \\ i'_{R,q} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Psi'_{R,d} \\ \Psi'_{R,q} \end{pmatrix} + (\omega_{\Psi} - \omega_{el}) \cdot \begin{pmatrix} -\Psi'_{R,q} \\ \Psi'_{R,d} \end{pmatrix}. \quad (\text{A.47})$$

Symmetrische Komponenten

Zur Beschreibung eines beliebig unsymmetrischen dreiphasigen Systems durch drei symmetrische dreiphasige Systeme eignen sich die Symmetrischen Komponenten, welche Anfang des 20. Jahrhunderts von Fortescue eingeführt wurden und 1954 von Lyon auf Zeitaugenblickswertberechnungen erweitert wurden. Die folgenden Beziehungen zwischen den Symmetrischen Komponenten und einem Dreiphasensystem und dessen Raumzeigerdarstellung sind [134, 135] sowie [73] entnommen.

Symmetrische Komponenten als Raumzeiger Die jeweils dreiphasigen Symmetrischen Komponenten, bestehend aus den Raumzeigern des Mitsystems \underline{g}_+ , des Gegensystems \underline{g}_- und des Nullsystems \underline{g}_0 , lassen sich aus den drei komplexen Augenblickswerten des natürlichen abc-KOS berechnen mittels

$$\begin{pmatrix} \underline{g}_+ \\ \underline{g}_- \\ \underline{g}_0 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{g}_a \\ \underline{g}_b \\ \underline{g}_c \end{pmatrix} = T_{+-0} \cdot \begin{pmatrix} \underline{g}_a \\ \underline{g}_b \\ \underline{g}_c \end{pmatrix}, \quad (\text{A.48})$$

wobei a den Drehoperator $e^{j\frac{2\pi}{3}}$ beschreibt. Umgekehrt lassen sich über die Inverse von T_{+-0} aus den Symmetrischen Komponenten die natürlichen Zeiger rückgewinnen.

$$\begin{pmatrix} \underline{g}_a \\ \underline{g}_b \\ \underline{g}_c \end{pmatrix} = T_{+-0}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} \underline{g}_+ \\ \underline{g}_- \\ \underline{g}_0 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{g}_+ \\ \underline{g}_- \\ \underline{g}_0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.49})$$

Symmetrische Komponenten als Zeitaugenblickswerte Um statt der Raumzeiger die Augenblickswerte aller drei Phasen des Mit- und Gegensystems im natürlichen KOS zu bilden, werden unter Berücksichtigung der Phasenfolge eines symmetrischen Dreiphasensystems die Momentanwerte des Ursprungssystems nach folgender Vorschrift für das Mitsystem transformiert

$$\vec{g}_+ = \begin{pmatrix} g_{a+} \\ g_{b+} \\ g_{c+} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} g_a \\ g_b \\ g_c \end{pmatrix} = T_+ \cdot \begin{pmatrix} g_a \\ g_b \\ g_c \end{pmatrix}. \quad (\text{A.50})$$

Mit umgekehrter Phasenfolge für das Gegensystem ergibt sich die folgende Transformationsvorschrift

$$\vec{g}_- = \begin{pmatrix} g_{a-} \\ g_{b-} \\ g_{c-} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} g_a \\ g_b \\ g_c \end{pmatrix} = T_- \cdot \begin{pmatrix} g_a \\ g_b \\ g_c \end{pmatrix}. \quad (\text{A.51})$$

Für die $\alpha\beta$ -Darstellung gilt bei Orientierung der α -Komponente an der Phase a ohne Nullkomponente folgender Zusammenhang sowohl für die Raumzeiger als auch für die Augenblickswerte

$$\underline{g}_\alpha = \underline{g}_a - \underline{g}_0, \quad (\text{A.52})$$

$$\underline{g}_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(\underline{g}_b - \underline{g}_c). \quad (\text{A.53})$$

Unter Berücksichtigung von

$$g_0 = \frac{1}{3}(g_a + g_b + g_c) \quad (\text{A.54})$$

wird daraus in Matrizenform für die amplitudeninvarianten Zeitaugenblickswerte der $\alpha\beta$ -Komponenten in Abhängigkeit der Dreiphasengrößen

$$\begin{pmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \\ g_0 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} g_a \\ g_b \\ g_c \end{pmatrix} = T_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{pmatrix} g_a \\ g_b \\ g_c \end{pmatrix}. \quad (\text{A.55})$$

Der für die DSOGI-PLL benötigte Zusammenhang zwischen den $\alpha\beta$ -Größen des Mitsystems und denen des Ursprungssystems lässt sich nun mithilfe von Gleichung A.50 und A.55 aufstellen. Hierbei wird die letzte Zeile der Transformationsmatrix $T_{\alpha\beta 0}$ weggelassen und diese im Folgenden als $T_{\alpha\beta}$ bezeichnet.

$$\begin{pmatrix} g_{\alpha+} \\ g_{\beta+} \end{pmatrix} = T_{\alpha\beta} \cdot \begin{pmatrix} g_{a+} \\ g_{b+} \\ g_{c+} \end{pmatrix}, \quad (\text{A.56})$$

$$\begin{pmatrix} g_{\alpha+} \\ g_{\beta+} \end{pmatrix} = T_{\alpha\beta} \cdot T_+ \cdot \begin{pmatrix} g_a \\ g_b \\ g_c \end{pmatrix}, \quad (\text{A.57})$$

$$\begin{pmatrix} g_{\alpha+} \\ g_{\beta+} \end{pmatrix} = T_{\alpha\beta} \cdot T_+ \cdot T_{\alpha\beta}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \end{pmatrix}. \quad (\text{A.58})$$

Nach dem Ausmultiplizieren folgt daraus der einfache Zusammenhang

$$\begin{pmatrix} \underline{g}_{\alpha+} \\ \underline{g}_{\beta+} \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{g}_\alpha \\ \underline{g}_\beta \end{pmatrix}, \quad (\text{A.59})$$

wobei q den Drehoperator $e^{-j\frac{\pi}{2}}$ und damit einen Phasenversatz von 90° beschreibt. Die Zusammenhänge gelten äquivalent für das Gegensystem bei Verwendung der Transformationsmatrix T_- .

A.2 Gesamtmodelle

Im Folgenden werden die bedeutenden Systemparameter sämtlicher Gesamtmodelle aufgeführt. Die Reglerparameter sind aufgrund Ihrer Vielfältigkeit ausgelassen worden jedoch im Datenarchiv des Instituts für Antriebssysteme und Leistungselektronik der Leibniz Universität Hannover verfügbar. Darauf folgend finden sich grafische Darstellungen der Modell inklusive der Regelungsstruktur.

Parameter		Wert
Massenträgheit des Rotors und der Rotornabe	J_{Rot}	$5,959 \cdot 10^6 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Rotationsdämpfung des Rotors und der Rotornabe	d_{Rot}	$5,62 \cdot 10^3 \text{ Nm} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1}$
Massenträgheit des Getriebes und der Generatorwelle	J'_{eff}	$1,225 \cdot 10^6 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Rotationsdämpfung des Getriebes und der Generatorwelle	d'_{eff}	$5,62 \text{ Nm} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1}$
Torsionsdämpfung des Triebstrangs	d'_T	$1,95 \cdot 10^6 \text{ Nm} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1}$
Torsionssteifigkeit des Triebstrangs	k'_T	$260,8 \cdot 10^6 \text{ Nm} \cdot \text{rad}^{-1}$
Getriebeübersetzung	\ddot{u}_{ges}	119,84

Tabelle A.1: Parameter des Zwei-Massen-Modells des mechanischen Triebstrangs der 2MW-WEA bezogen auf die langsam drehende Rotorwelle

Parameter		Wert
Netz		
Netzkurzschlussleistung	$S_{\text{N,k}}$	$100 \cdot 10^6 \text{ V} \cdot \text{A}$
Netzbemessungsspannung	$U_{\text{N,r}}$	3300 V
Netzfrequenz	f_1	50 Hz
Netzkurzschlussreaktanz	$X_{\text{N,k}}$	$35,9 \cdot 10^{-3} \Omega$
Netzkurzschlusswiderstand	$R_{\text{N,k}}$	$5,1 \cdot 10^{-3} \Omega$
Transformator		
Sekundärspannung	$U_{\text{T,s}}$	690 V
Kurzschlussspannung	$u_{\text{T,k}}$	0,05
Kurzschlusswiderstand	$r_{\text{T,k}}$	0,01

Tabelle A.2: Netz- und Transformatorparameter

Parameter		Wert
PMSM Bemessungsdaten		
Wirkleistung	$P_{\text{S,r}}$	$2,2 \cdot 10^6 \text{ W}$
Drehmoment	$M_{\text{el,r}}$	$11,67 \cdot 10^3 \text{ N} \cdot \text{m}$

Drehzahl	n_r	1800 min^{-1}
Statorstrom	$I_{S,r}$	1900 A
Leistungsfaktor	$\cos(\varphi_r)$	$0,97$
Permanentmagnetfluss	Ψ_{PM}	$1,45 \text{ Wb}$
Statorselbstinduktivität	L_d, L_q	$0,14 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
Statorwicklungswiderstand	R_S	$2 \cdot 10^{-3} \Omega$
LSC und MSC		
Umrichtermodule je Halbbrücke	FF650R17IE4	4 x parallel
Thermischer Widerstand Wasserkühlung	$R_{th,HA}$	0.0045 K/W
Thermische Zeitkonstante Wasserkühlung	$\tau_{th,HA}$	4 s
Schaltfrequenz	f_S	2500 Hz
Zwischenkreis		
Spannung	U_{Zk}	1100 V
Kapazität	C_{Zk}	$6,6 \cdot 10^{-3} \text{ F}$
Chopper-Widerstand	R_B	$0,5 \Omega$
Netzfilter		
Umrichterinduktivität	$L_{f,c}$	$98,6 \cdot 10^{-6} \text{ H}$
Umrichterwiderstand	$R_{f,c}$	$1 \cdot 10^{-3} \Omega$
Filterkapazität	C_f	$668 \cdot 10^{-6} \text{ F}$
Dämpfungswiderstand	R_f	$0,4 \Omega$
Netzinduktivität	$L_{f,N}$	$182 \cdot 10^{-6} \text{ H}$
Netzwidestand	$R_{f,N}$	$1 \cdot 10^{-3} \Omega$
Saugkreisinduktivität	L_{Sk}	$105 \cdot 10^{-6} \text{ H}$
Saugkreiskapazität	C_{Sk}	$40 \cdot 10^{-6} \text{ F}$
Saugkreiswiderstand	R_{Sk}	$30 \cdot 10^{-3} \Omega$

Tabelle A.3: Parameter des elektrischen Triebstrangs der Topologie #1 - PMSM und Vollumrichter

Parameter		Wert
DGASM Bemessungsdaten		
Wirkleistung	$P_{ges,r}$	$2,08 \cdot 10^6 \text{ W}$
Drehmoment	$M_{el,r}$	$11,59 \cdot 10^3 \text{ N} \cdot \text{m}$
Drehzahl	n_r	1780 min^{-1}
Drehzahlbereich	n_r	1780 min^{-1}
Statorstrom	$I_{S,r}$	1467 A

Rotorstrom	$I_{R,r}$	636 A
Leistungsfaktor	$\cos(\varphi_r)$	1
Übersetzungsverhältnis	$ü$	0,413
Statorhauptinduktivität	$L_{S,h}$	$5,43 \cdot 10^{-3}$ H
Statorstreuinduktivität	$L_{S,\sigma}$	$0,13 \cdot 10^{-3}$ H
Statorwicklungswiderstand	R_S	$1,98 \cdot 10^{-3}$ Ω
Rotorstreuinduktivität	$L_{R,\sigma}$	$0,72 \cdot 10^{-3}$ H
Rotorwicklungswiderstand	R_R	$14 \cdot 10^{-3}$ Ω
MSC		
Umrichtermodule je Halbbrücke	SKiiP 1513 GB172-3DW V3	1 Phasenmodul
Thermischer Widerstand Wasserkühlung	$R_{th,HA}$	0.009 K/W
Thermische Zeitkonstante Wasserkühlung	$\tau_{th,HA}$	4 s
Schaltfrequenz	$f_{S,MSC}$	2500 Hz
LSC		
Umrichtermodule je Halbbrücke	SKiiP 1203 GB172-2DW V3	1 Phasenmodul
Thermischer Widerstand Wasserkühlung	$R_{th,HA}$	0.009 K/W
Thermische Zeitkonstante Wasserkühlung	$\tau_{th,HA}$	4 s
Schaltfrequenz	$f_{S,LSC}$	2500 Hz
Zwischenkreis		
Spannung	U_{Zk}	1100 V
Kapazität	C_{Zk}	$1,9 \cdot 10^{-3}$ F
Chopper-Widerstand	R_B	1,6 Ω
Statorfilter		
1. Saugkreisinduktivität	$L_{Sk,1}$	$26 \cdot 10^{-6}$ H
1. Saugkreiskapazität	$C_{Sk,1}$	$160 \cdot 10^{-6}$ F
1. Saugkreiswiderstand	$R_{SK,1}$	$8 \cdot 10^{-3}$ Ω
2. Saugkreisinduktivität	$L_{Sk,2}$	$52 \cdot 10^{-6}$ H
2. Saugkreiskapazität	$C_{Sk,2}$	$20 \cdot 10^{-6}$ F
2. Saugkreiswiderstand	$R_{SK,2}$	$32 \cdot 10^{-3}$ Ω
LSC-Filter		
Umrichterinduktivität	$L_{f,c}$	$98,6 \cdot 10^{-6}$ H
Umrichterwiderstand	$R_{f,c}$	$1 \cdot 10^{-3}$ Ω
Filterkapazität	C_f	$668 \cdot 10^{-6}$ F
Dämpfungswiderstand	R_f	0,4 Ω
Netzinduktivität	$L_{f,N}$	$182 \cdot 10^{-6}$ H
Netzwidestand	$R_{f,N}$	$1 \cdot 10^{-3}$ Ω

Tabelle A.4: Parameter des elektrischen Triebstrangs der Topologie #2 - DGASM und Teilumrichter

Parameter		Wert
ASM Bemessungsdaten		
Wirkleistung	$P_{S,r}$	$22 \cdot 10^3 \text{ W}$
Drehmoment	$M_{\text{mech},r}$	$140 \text{ N} \cdot \text{m}$
Drehzahl	n_r	$1466,1 \text{ min}^{-1}$
Statorspannung	$U_{S,r}$	380 V
Statorstrom	I_S	40 A
Leistungsfaktor	$\cos(\varphi)$	1
Statorhauptinduktivität	$L_{S,h}$	$0,3 \text{ H}$
Statorstreuinduktivität	$L_{S,\sigma}$	$5 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
Statorwicklungswiderstand	R_S	$0,2 \Omega$
Rotorstreuinduktivität	$L'_{R,\sigma}$	$4 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
Rotorwicklungswiderstand	R'_R	$0,15 \Omega$
MSC		
Umrichtermodule	IFS150V12PT4	1 Modul
Thermischer Widerstand Wasserkühlung	$R_{\text{th,HA}}$	0.01 K/W
Thermische Zeitkonstante Wasserkühlung	$\tau_{\text{th,HA}}$	4 s
Schaltfrequenz	$f_{S,MSC}$	5000 Hz
Zwischenkreis		
Spannung	U_{Zk}	650 V
Triebstrang		
Massenträgheit der Motorwelle	J_{ASM}	$72,6 \cdot 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Massenträgheit des Pitchgetriebes	$J_{\ddot{u}}$	$0,73 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Massenträgheit der Rotorblattwurzel	$J_{B,1}$	$28,62 \cdot 10^3 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Massenträgheit der Rotorblattspitze	$J_{B,2}$	$73,73 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Übersetzungsverhältnis des Pitchgetriebes	\ddot{u}_1	140
Übersetzungsverhältnis Getriebe zu Rotorblatt	\ddot{u}_2	$10,67$

Tabelle A.5: Parameter des mechanischen und elektrischen Triebstrangs der Rotorblattverstellregelung

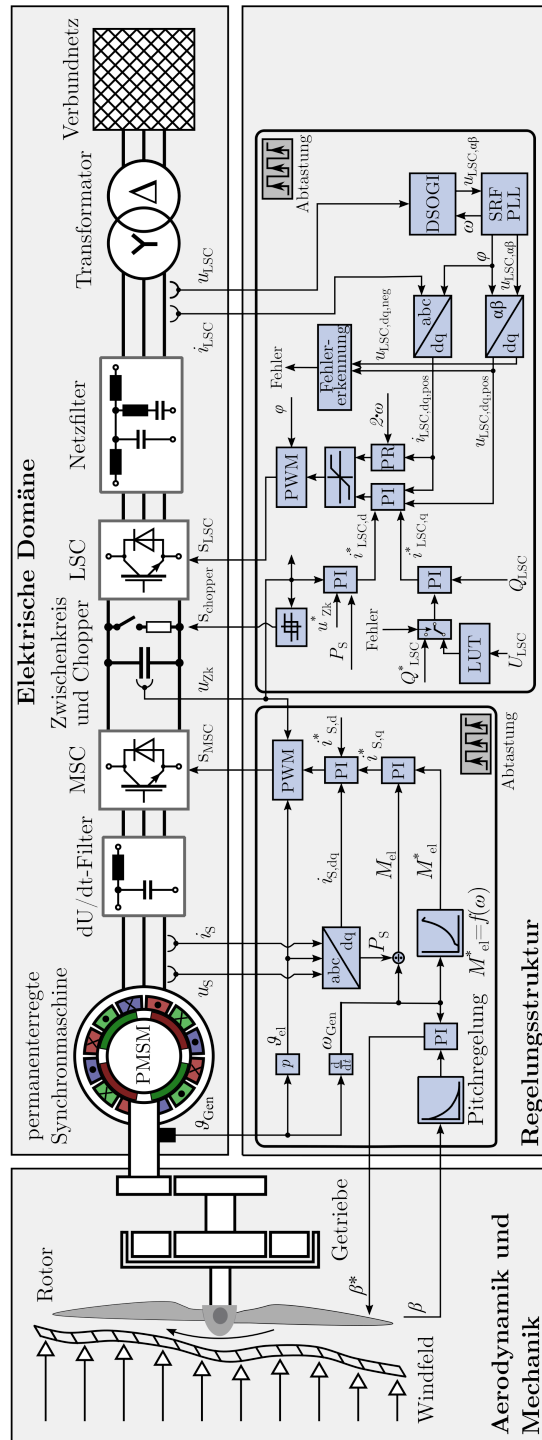


Abbildung A.2: Gesamtübersicht des Modells der Topologie #1 - PMSM und Vollumrichter

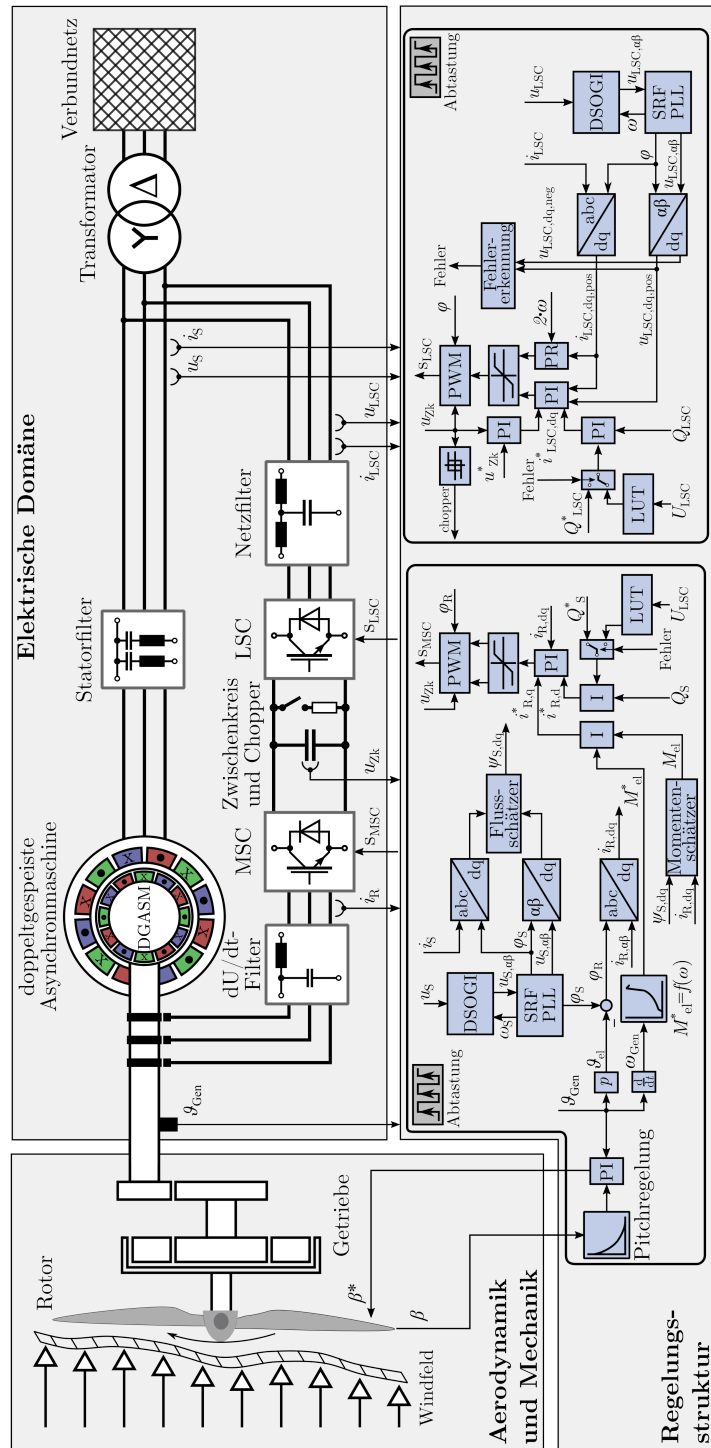


Abbildung A.3: Gesamtübersicht des Modells der Topologie #2 - DGASM und Teilumrichter

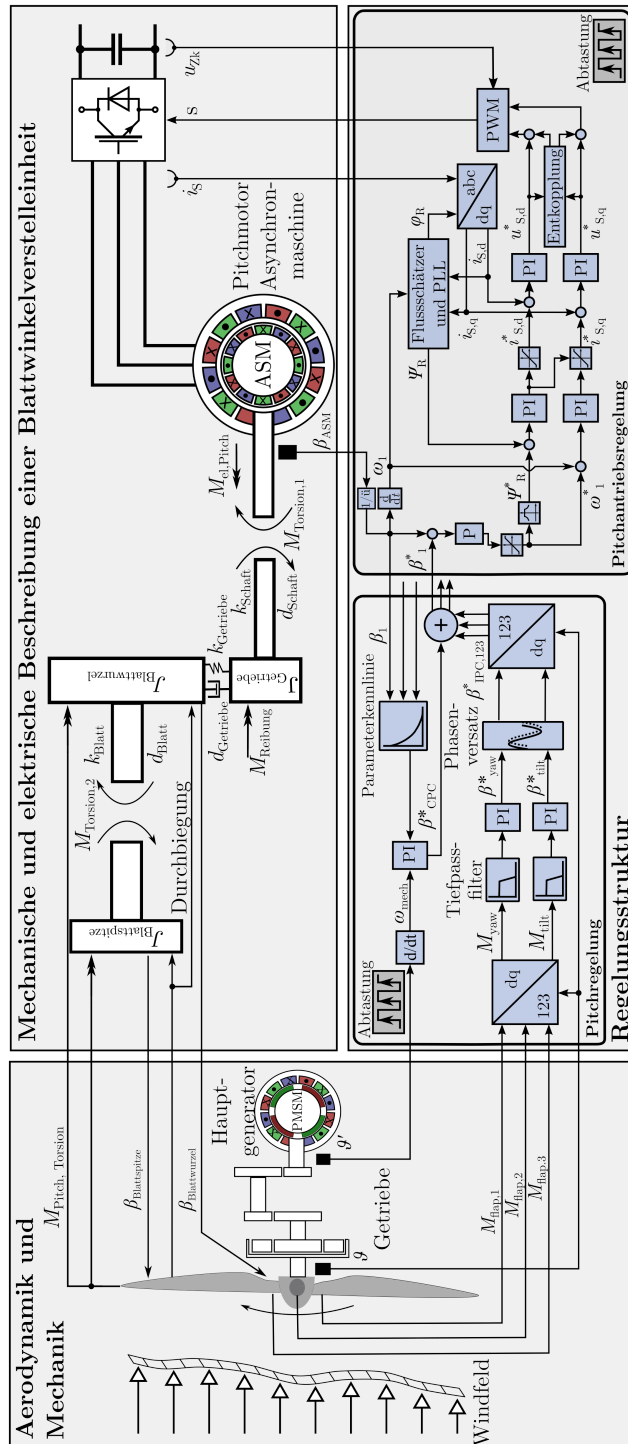


Abbildung A.4: Gesamtübersicht des Modells der Blattwinkelverstelleinrichtung

A.3 Prüfstände

In diesem Abschnitt finden sich die Parametertabellen der Prüfstände sowie Fotografien der Versuchsaufbauten und nicht in den entsprechenden Abschnitten untergebrachte Ergebnisse der FRT-Regelungen.

Parameter	Wert
Bemessungsspannung Einspeisenetz	$U_{N,r}$ 250 V
Netzfrequenz	f_1 50 Hz
Zwischenkreisspannung	U_{Zk} 440 V
Bemessungsleistung	$P_{LSC,r}$ $8,5 \cdot 10^3$ W
Bemessungsstrom	$I_{LSC,r}$ 20 A
Schaltfrequenz	$f_{s,LSC}$ 2500 Hz
Netzfilter	
Umrichterinduktivität	$L_{f,c}$ $8,7 \cdot 10^{-3}$ H
Umrichterwiderstand	$R_{f,c}$ 0,3 Ω
Filterkapazität	C_f $20 \cdot 10^{-6}$ F
Dämpfungswiderstand	R_f 17 Ω
Netzinduktivität	$L_{f,N}$ $4,4 \cdot 10^{-3}$ H
Netzwidestand	$R_{f,N}$ $0,15 \cdot 10^{-3}$ Ω

Tabelle A.6: Parameter des Versuchsaufbaus zur Validierung der FRT-Regelung des Vollumrichters

Parameter	Wert
Bemessungsspannung Einspeisenetz	$U_{N,r}$ 690 V
Netzfrequenz	f_1 50 Hz
Zwischenkreisspannung	U_{Zk} 1100 V
Bemessungsleistung	$P_{Gen,r}$ 2,08 MW
Bemessungsstrom	$I_{Gen,r}$ 1740 A
Bemessungsdrehzahl	$n_{Gen,r}$ 1760 min^{-1}
Bemessungsschlupf	s_r $\pm 0,2$
Bemessungsstrom Stator	$I_{S,r}$ 1467 A
Bemessungsstrom Rotor	$I_{S,r}$ 636 A
Schaltfrequenz LSC und MSC	$f_{s,LSC/MSC}$ 2600 Hz

Tabelle A.7: Parameter des GeCoLab zur Validierung der FRT-Regelung des Teilumrichters

Parameter		Wert
DGASM		
Statorspannung	$U_{S,r}$	380 V
Bemessungswirkleistung	$P_{ges,r}$	$5,75 \cdot 10^3$ W
Drehmoment	$M_{el,r}$	30,85 N·m
Drehzahl	n_r	1780 min^{-1}
Statorstrom	$I_{S,r}$	13,83 A
Rotorstrom	$I_{R,r}$	37,48 A
Übersetzungsverhältnis	i	1,46
Statorhauptinduktivität	$L_{S,h}$	$43 \cdot 10^{-3}$ H
Statorstreuinduktivität	$L_{S,\sigma}$	$3,4 \cdot 10^{-3}$ H
Statorwicklungswiderstand	R_S	$232 \cdot 10^{-3}$ Ω
Rotorstreuinduktivität	$L_{R,\sigma}$	$1,4 \cdot 10^{-3}$ H
Rotorwicklungswiderstand	R_R	$313 \cdot 10^{-3}$ Ω
DGASM-Umrichter		
Umrichtermodul	IFS150V12PT4	1 Modul
Schaltfrequenz	$f_{S,MSC}$	5000 Hz
Zwischenkreisspannung	U_{Zk}	110 V
Kapazität	C_{Zk}	$1,9 \cdot 10^{-3}$ F
Chopper-Widerstand	R_B	4 Ω
Gleichstrommaschine		
Ankerspannung	$U_{A,r}$	440 V
Ankerstrom	$I_{A,r}$	49,5 A
Ankerinduktivität	L_A	$8 \cdot 10^{-3}$ H
Ankerglättungsinduktivität	$L_{A,zus}$	$25 \cdot 10^{-3}$ H
Ankerwicklungswiderstand	R_A	1,1 Ω
Erregerspannung	$U_{E,r}$	200 V
Erregerstrom	$I_{E,r}$	1,9 A
Erregerinduktivität	L_E	4,9 H
Erregerwicklungswiderstand	R_E	73,6 Ω
Erregervorwiderstand	$R_{E,vor}$	32 Ω
Drehmoment	$M_{el,r}$	60,75 N·m
Drehzahl	n_r	3000 min^{-1}
GM-Umrichter		
Umrichtermodul	FF150R12ME3G	

Schaltfrequenz	$f_{s,MSC}$	5000 Hz
Zwischenkreisspannung	U_{Zk}	330 V
Kapazität	C_{Zk}	$3,35 \cdot 10^{-3} \text{ F}$
Statornetz		
Netzspannung	$U_{N,r}$	200 V
LSC-Netz		
Netzspannung	$U_{N,r}$	50 V
LSC-Netzfilter		
Umrichterinduktivität	$L_{f,c}$	$0,8 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
Umrichterwiderstand	$R_{f,c}$	$0,2 \Omega$

Tabelle A.8: Parameter des Prüfstandaufbaus zur Validierung der Synchronismusregelstrategien

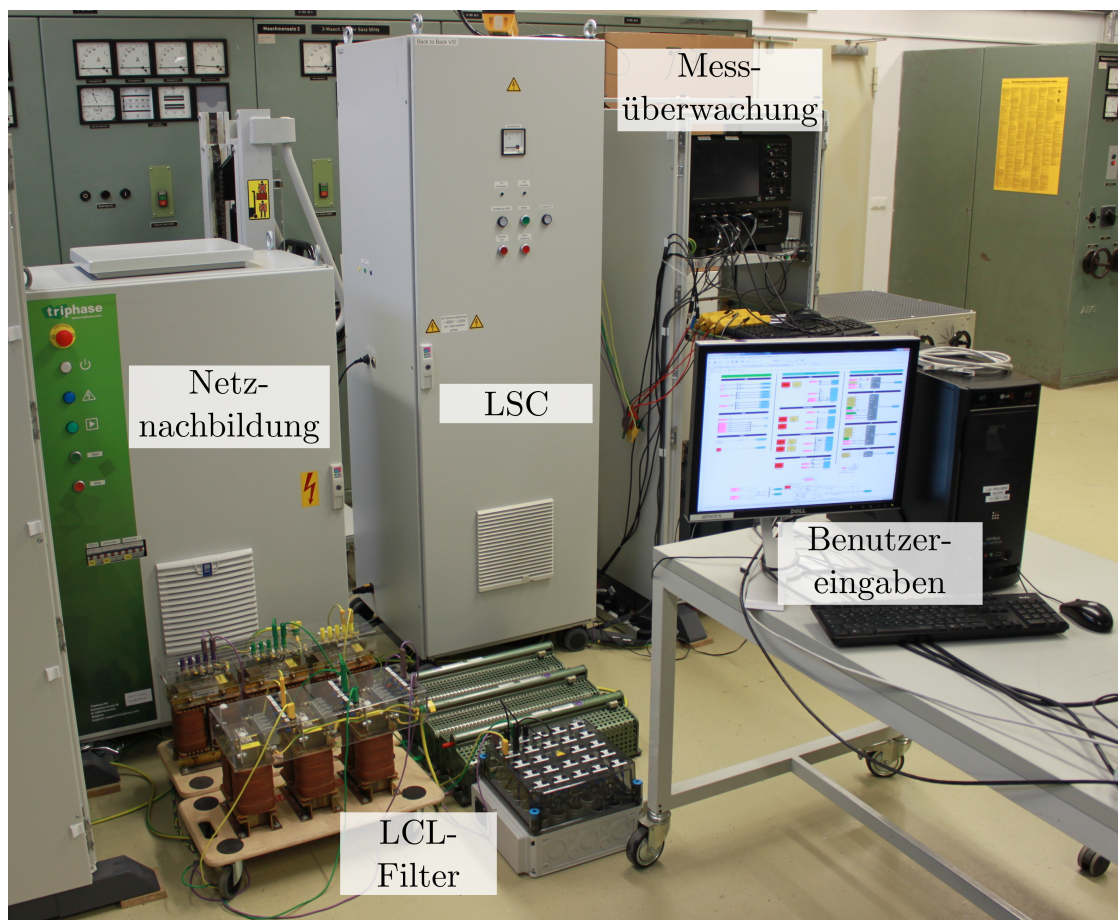


Abbildung A.5: Foto des Prüfstandaufbaus zur Validierung der FRT-Regelung

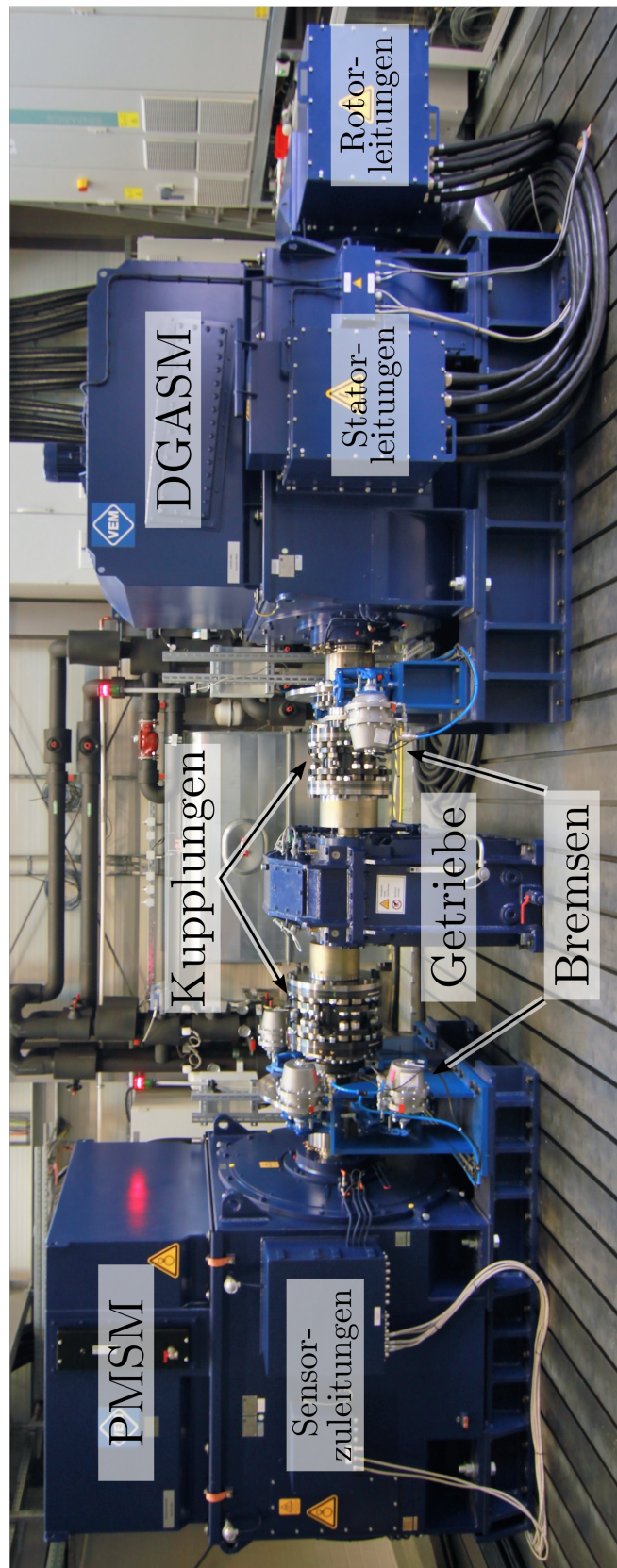


Abbildung A.6: Foto des Prüfstandaufbaus zur Validierung der Maschineneffekte und der FRT-Regelung im GeCoLab

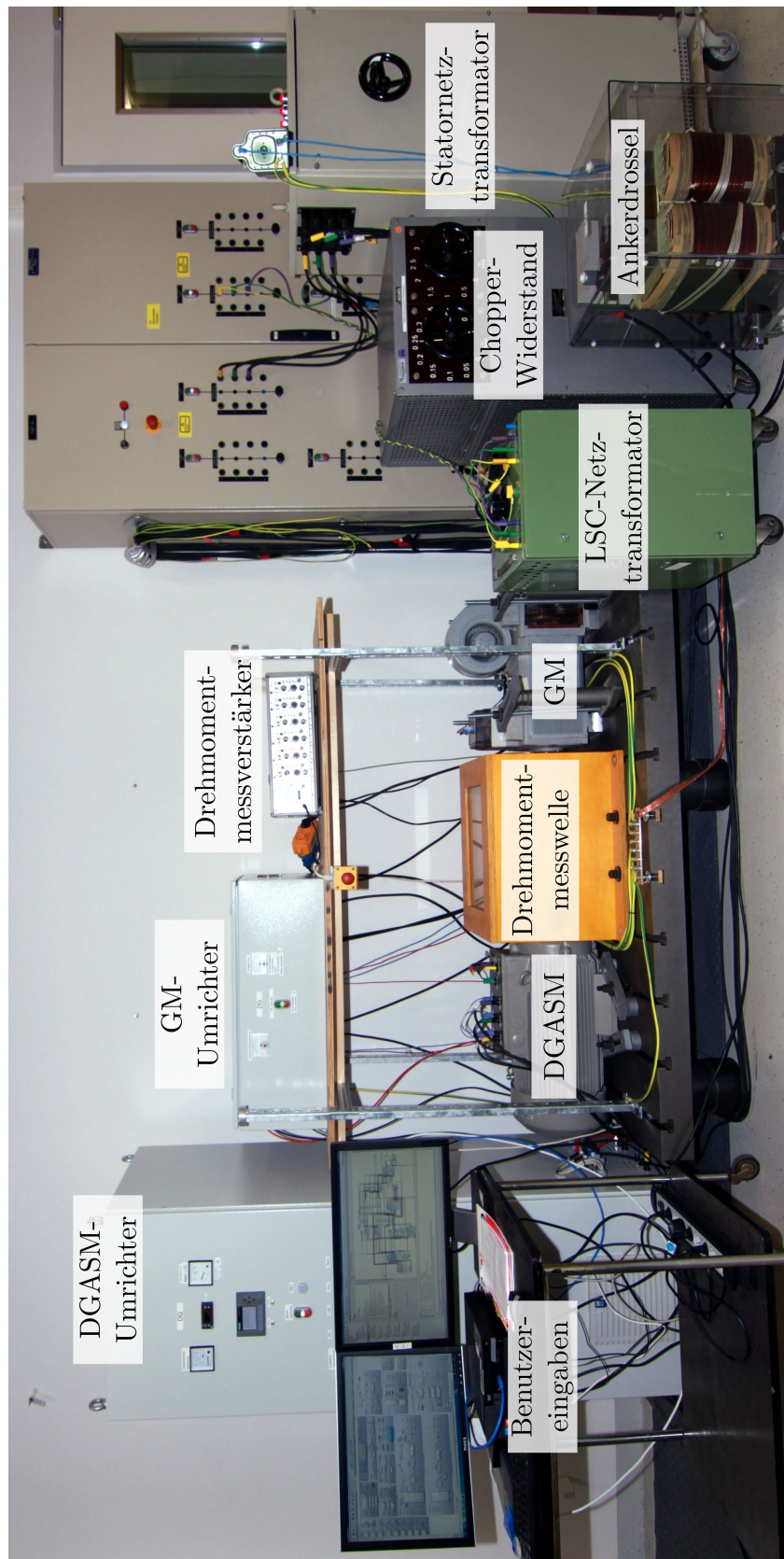


Abbildung A.7: Foto des Prüfstandaufbaus zur Validierung der Synchronismusregelung

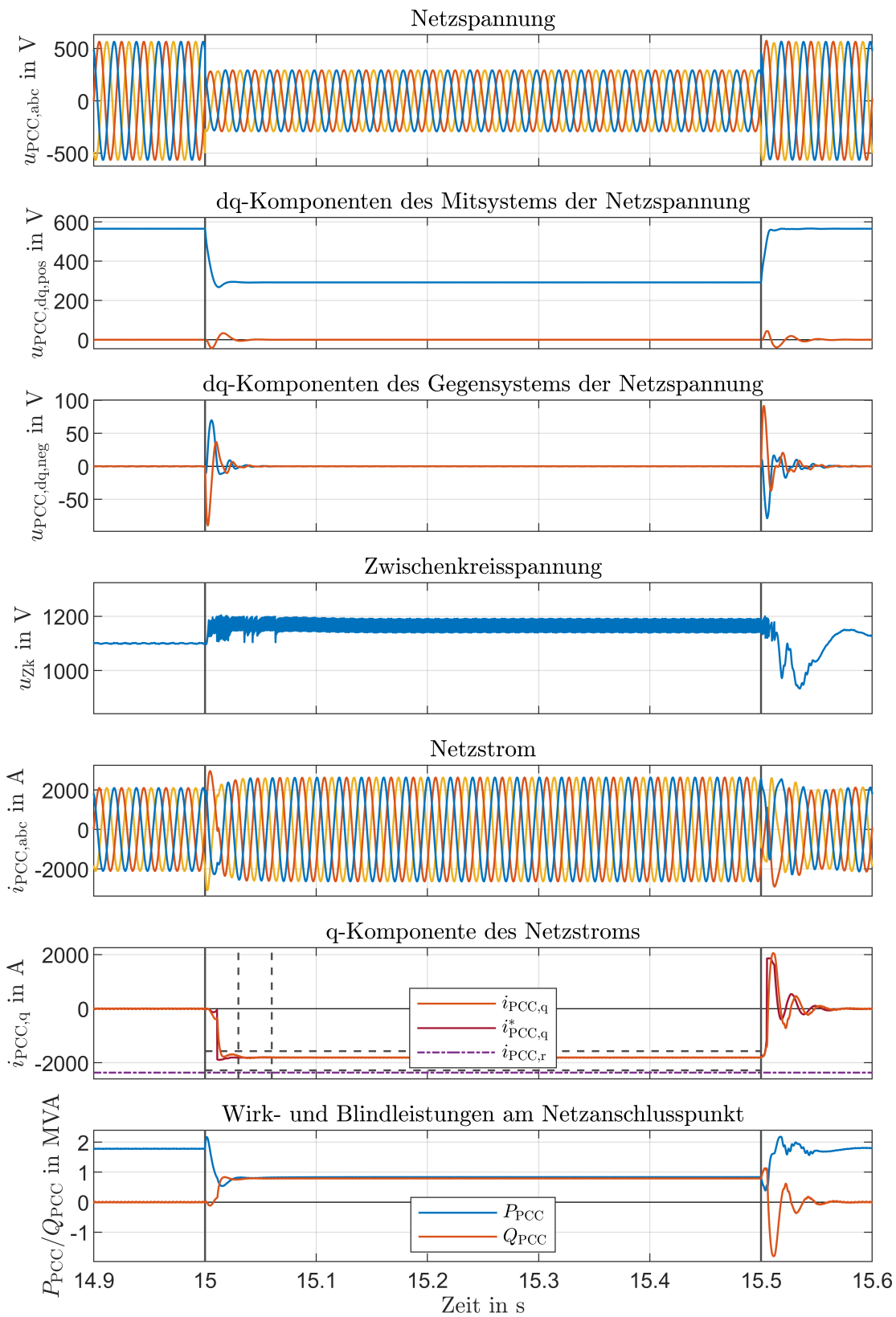


Abbildung A.8: Reaktion des 2MW-Simulationsmodells der Vollumrichtertopologie auf den Netzfehler VD2 nach DIN EN 61400-21 nahe Bemessungsleistung mit den d-Komponenten der dargestellten Ströme und Spannungen in blau und den q-Komponenten in rot

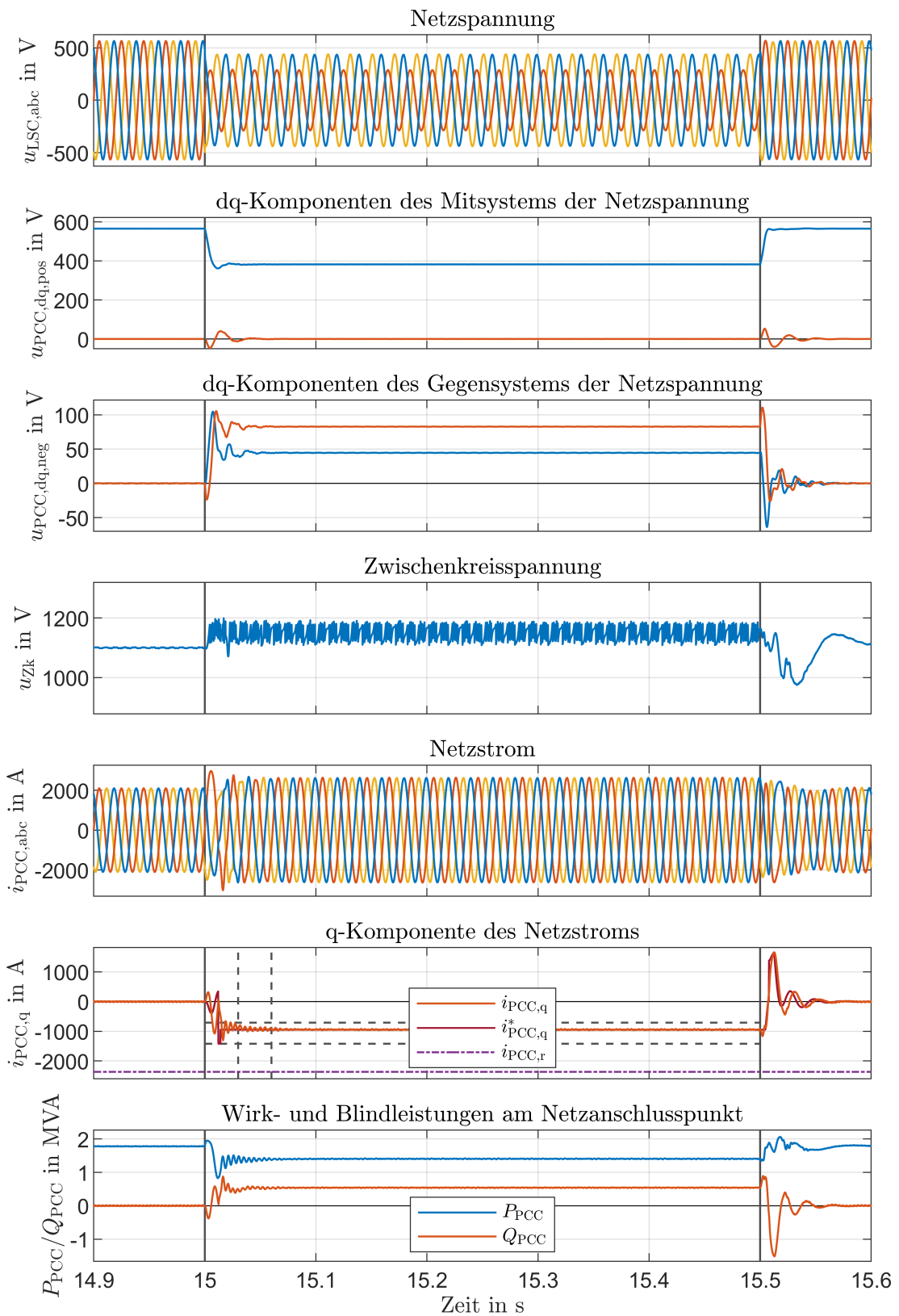


Abbildung A.9: Reaktion des 2MW-Simulationsmodells der Vollumrichtertopologie auf den Netzfehler VD5 nach DIN EN 61400-21 nahe Bemessungsleistung mit den d-Komponenten der dargestellten Ströme und Spannungen in blau und den q-Komponenten in rot

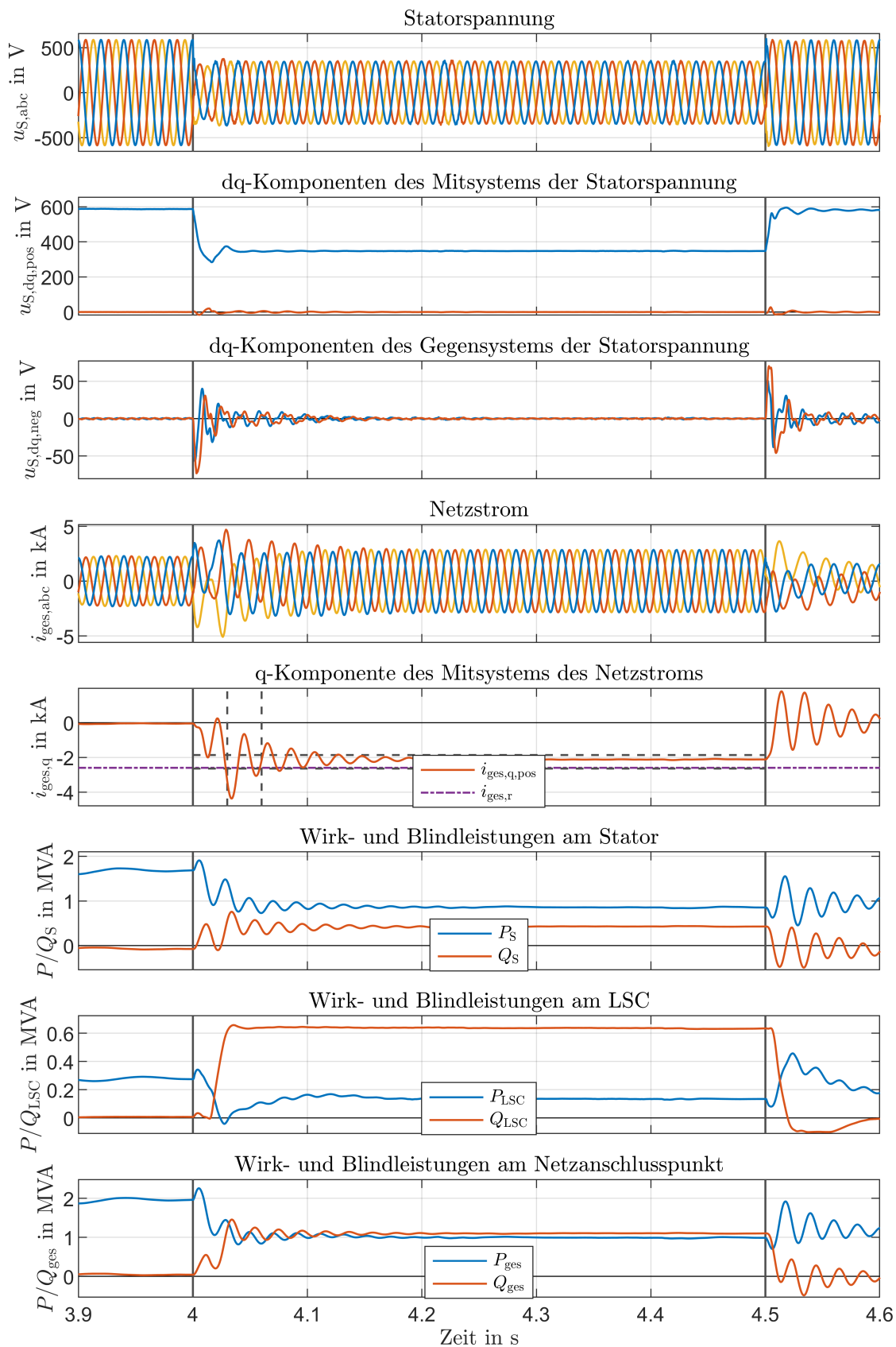


Abbildung A.10: Reaktion des 2MW-Simulationsmodells der Teilumrichtertopologie auf den Netzfehler VD2 nach DIN EN 61400-21 nahe Bemessungsleistung und bei Bemessungsdrehzahl mit den d-Komponenten der dargestellten Ströme und Spannungen in blau und den q-Komponenten in rot

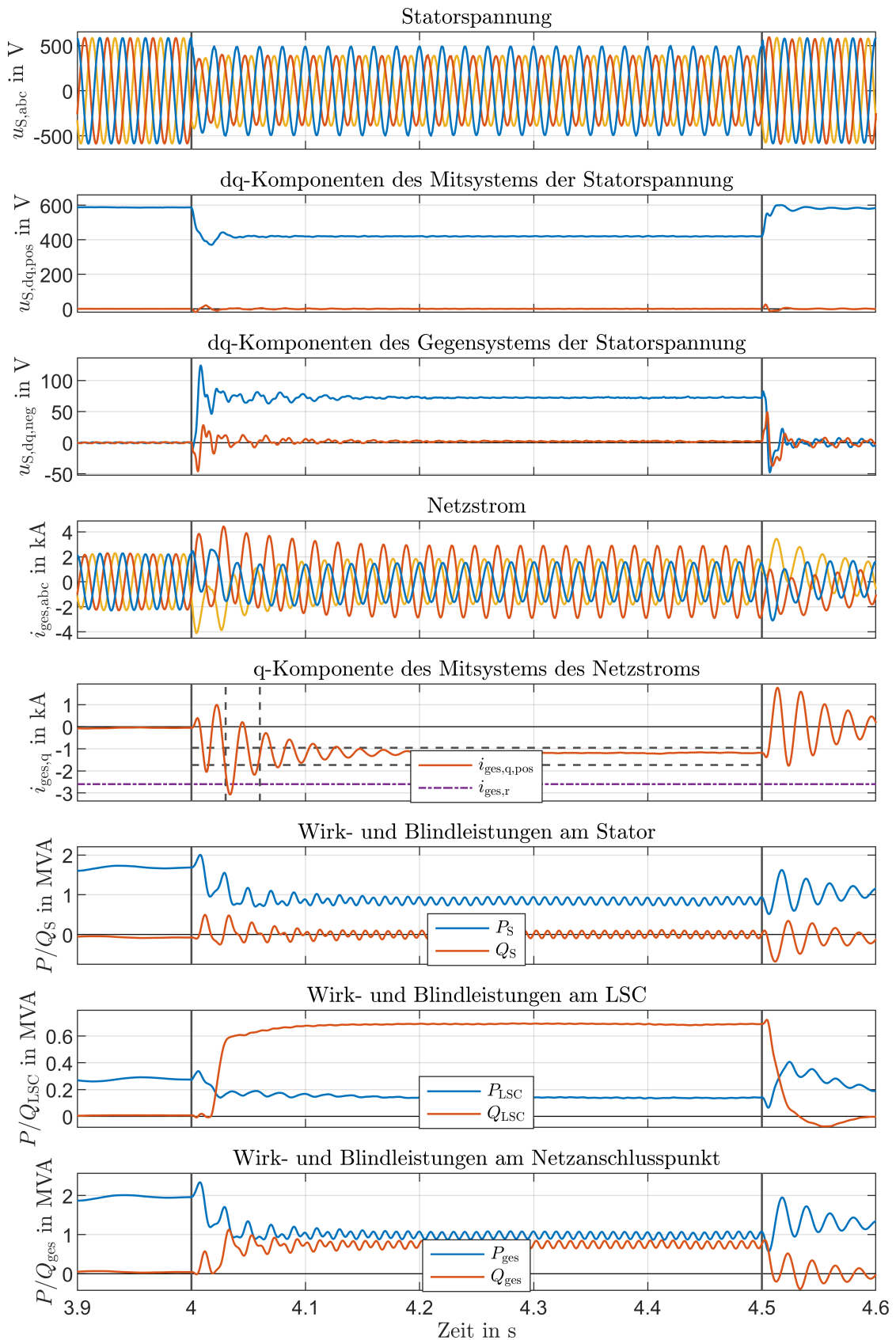


Abbildung A.11: Reaktion des 2MW-Simulationsmodells der Teilumrichtertopologie auf den Netzfehler VD5 nach DIN EN 61400-21 nahe Bemessungsleistung und bei Bemessungsdrehzahl mit den d-Komponenten der dargestellten Ströme und Spannungen in blau und den q-Komponenten in rot

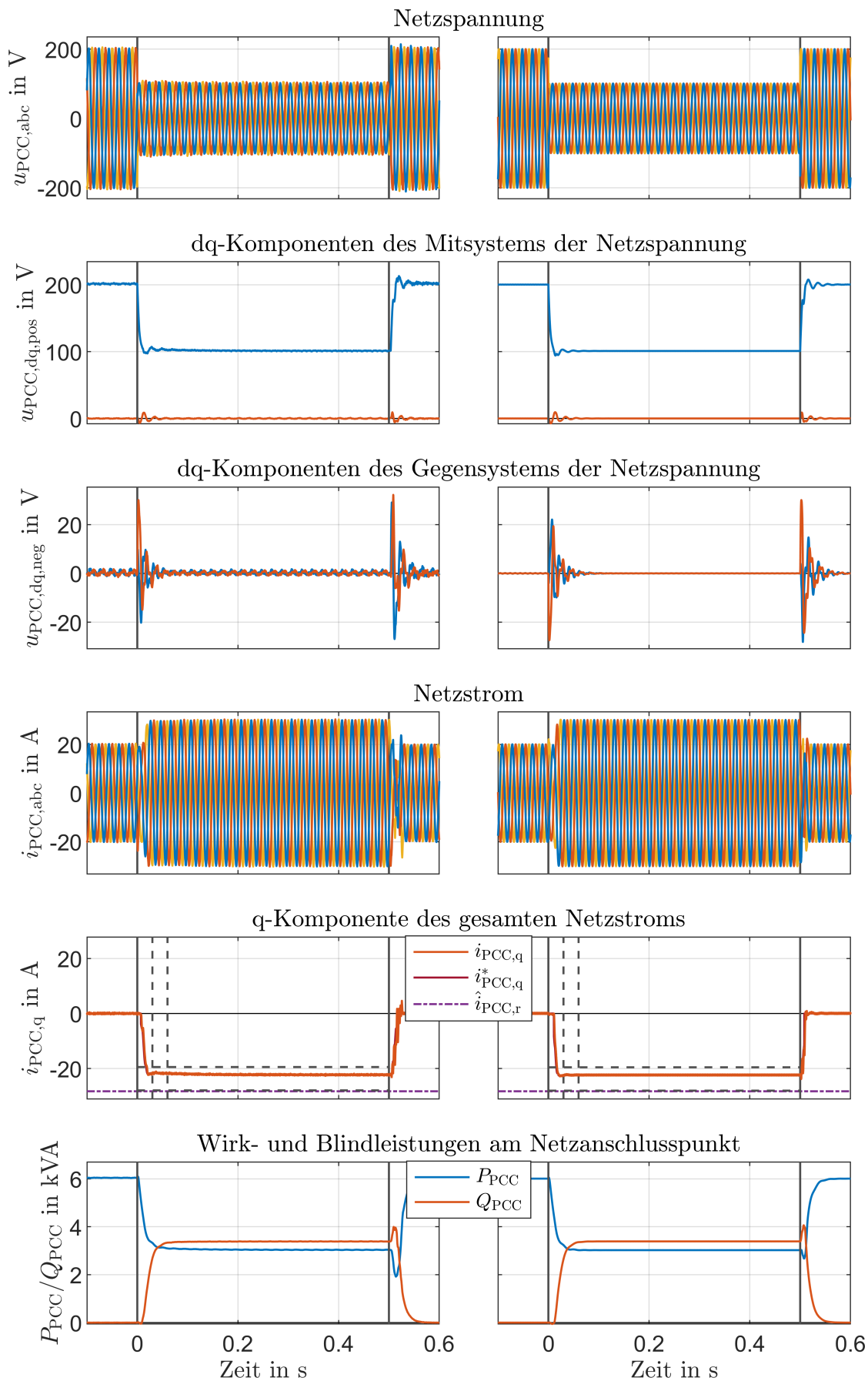


Abbildung A.12: Messung (links) und Simulation (rechts) zur Validierung der FRT-Regelung des Vollumrichters bei symmetrischem Netzfehler VD2 mit den d-Komponenten der dargestellten Ströme und Spannungen in blau und den q-Komponenten in rot

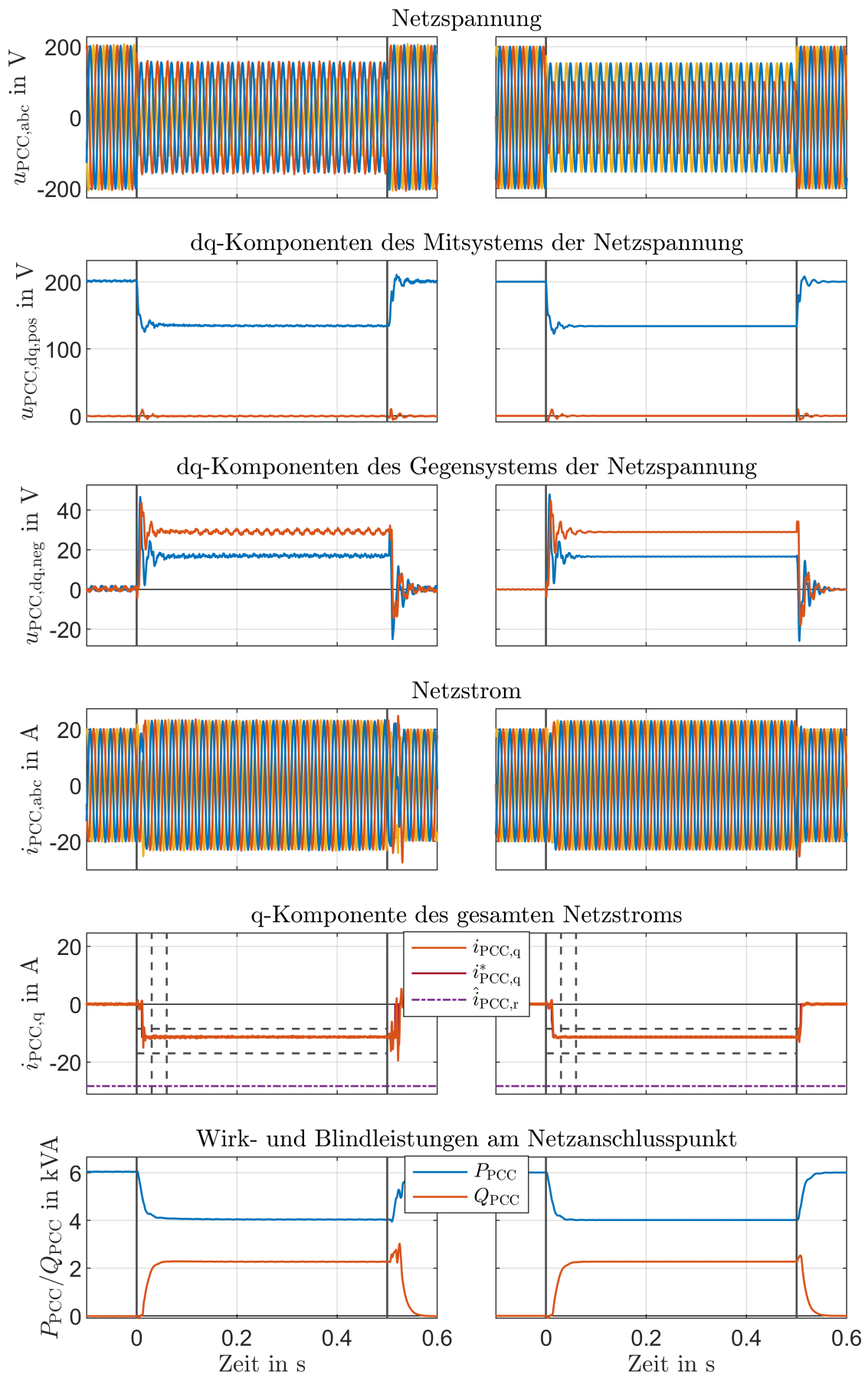


Abbildung A.13: Messung (links) und Simulation (rechts) zur Validierung der FRT-Regelung des Vollumrichters bei unsymmetrischem Netzfehler VD5 mit den d-Komponenten der dargestellten Ströme und Spannungen in blau und den q-Komponenten in rot

Literatur

- [1] Ren21 Steering Committee. *Renewables 2016 - Global Status Report*. 2017, abgerufen am 20.06.2017. URL: http://www.ren21.net/gsr_2017_full_report_en.
- [2] United Nations. *Paris Agreement - United Nations 2015*. 2015, abgerufen am 19.06.2017. URL: http://unfccc.int/files/essential_background/convention/application/pdf/english_paris_agreement.pdf.
- [3] Kurt Röhrig (Hrsg.) *Windenergie Report Deutschland 2016*. 2017, Fraunhofer-Institut für Windenergie und Energiesystemtechnik (IWES), abgerufen am 20.06.2017. URL: http://publica.fraunhofer.de/eprints/urn_nbn_de_0011-n-4456098.pdf.
- [4] Deutscher Bundestag. *Gesetz für den Vorrang Erneuerbarer Energien (Kurztitel: Erneuerbare-Energien-Gesetz, EEG)*. 2008, abgerufen am 20.06.2017. URL: https://www.clearingstelle-eeg.de/files/EEG_2009_juris_Stand_110501.pdf.
- [5] Deutscher Bundestag. *Gesetz zur Einführung von Ausschreibungen für Strom aus erneuerbaren Energien und zu weiteren Änderungen des Rechts der erneuerbaren Energien (Kurztitel: EEG 2017)*. 2016, abgerufen am 19.06.2017. URL: http://3-n.info/media/4_Downloads/pdf_GstzVrdng_EEG2017.pdf.
- [6] Katharina Fischer et al. *Investigation of converter failure in wind turbines - A pre-Study*. 2012, Elforsk report, Fraunhofer-Institut für Windenergie und Energiesystemtechnik (IWES), abgerufen am 02.07.2017. URL: http://www.elforsk.se/Global/Vindforsk/Rapporter%20VFIII/12_58_report_ConFail.pdf.
- [7] Berthold Hahn. *Zuverlässigkeit, Wartung und Betriebskosten von Windkraftanlagen - Auswertungen des wissenschaftlichen Mess- und Evaluierungsprogramms (WMEP)*. 2003, Windenergie-Symposium, Rheine.
- [8] Michael Wilkinson et al. *Measuring Wind Turbine Reliability - Results of the Reliawind Project*. 2011, European Wind Energy Association Conference (EWEA), Brüssel, Belgien.
- [9] Katharina Fischer et al. *Field-Experience Based Root-Cause Analysis of Power-Converter Failure in Wind Turbines*. 2015, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, No. 5, S. 2481-2492.

-
- [10] Christian Zorn und Nando Kaminski. *Acceleration of Temperature Humidity Bias (THB) Testing on IGBT Modules by High Bias Levels*. 2015, 27th International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's (ISPSD) , Kowloon Shangri-La, Hong Kong.
- [11] Sebastian Kremp et al. *Empirical study on humidity conditions inside of power modules under varying external conditions*. 2016, 9th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS), Nürnberg.
- [12] Volker Quaschnig. *Regenerative Energiesysteme - Technologie - Berechnung - Simulation*. 2015, 9. Auflage, Carl Hansen Verlag, München.
- [13] Albert Betz. *Wind-Energie und ihre Ausnutzung durch Windmühlen*. 1926, Vandenhoeck & Ruprecht, Göttingen.
- [14] Siegfried Heier. *Windkraftanlagen - Systemauslegung, Netzintegration und Regelung*. 2005, 4. Auflage, B. G. Teubner, Wiesbaden.
- [15] Erich Hau. *Windkraftanlagen - Grundlagen, Technik, Einsatz, Wirtschaftlichkeit*. 2008, 4. Auflage, Springer Verlag, Berlin.
- [16] J.G. Sloop et al. *Dynamic Modelling of a Wind Turbine with Doubly Fed Induction Generator*. 2001, Power Engineering Society Summer Meeting, Vancouver, Kanada.
- [17] B. Smith et al. *Applicability of Nacelle Anemometer Measurements for Use in Turbine Power Performance Tests*. 2002, American Wind Energy Association (AWEA) WINDPOWER 2002 Conference, Portland, Oregon.
- [18] J. Jonkman et al. *Definition of a 5-MW Reference Wind Turbine for Offshore System Development*. 2009, Technical Report, National Renewable Energy Laboratory (NREL), Golden, Colorado, USA.
- [19] Lorenz Jarass et al. *Windenergie - Zuverlässige Integration in die Energieversorgung*. 2009, 2. Auflage, Springer Verlag, Berlin.
- [20] Pierre Tchakoua et al. *Wind Turbine Condition Monitoring: State-of-the-Art Review, New Trends, and Future Challenges*. 2014, Energies, Vol. 7, S. 2595-2630, Basel, Schweiz.
- [21] Frede Blaabjerg und Ke Ma. *Future on Power Electronics for Wind Turbine Systems*. 2013, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 1, No. 3, S. 139-152.

- [22] Ralph Teichmann und Steffen Bernet. *A Comparison of Three-Level Converters Versus Two-Level Converters for Low-Voltage Drives, Traction, and Utility Applications*. 2005, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, No. 3, S. 855-865.
- [23] Björn Andresen und Jens Birk. *A high power density converter system for the Gamesa G10x 4,5 MW Wind turbine*. 2007, European Conference of Power Electronics and Applications (EPE), Aalborg, Dänemark.
- [24] Alexander Faulstich et al. *Medium Voltage Converter for Permanent Magnet Wind Power Generators up to 5 MW*. 2005, European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Dresden.
- [25] Remus Teodorescu et al. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. 2011, John Wiley & Sons, West Sussex, Großbritannien.
- [26] Felix Jenni und Dieter Wüest. *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. 1995, vdf Hochschulverlag AG an der ETH Zürich und B. G. Teubner Stuttgart.
- [27] D. Grahame Holmes und Thomas A. Lipo. *Pulse Width Modulation For Power Converters*. 2003, IEEE Press, New Jersey, USA.
- [28] Bin Wu et al. *Power Conversion and Control of Wind Energy Systems*. 2011, John Wiley & Sons, New Jersey, USA.
- [29] Arendt Wintrich et al. *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. 2015, SEMIKRON International GmbH (Hrsg.), 2. Auflage, ISLE Verlag, Ilmenau.
- [30] Thorsten Bülo. *Methode zur Evaluation leistungselektronischer Schaltungstopologien für die Anwendung in dezentralen Netzeinspeisern kleiner Leistung*. 2010, Dissertation, Universität Kassel.
- [31] Infineon (Hrsg.) *Technische Information - IGBT Module - FF650R17IE4*. 2013, revision 3.3, abgerufen am 10.07.2017. URL: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF650R17IE4-DS-v03_03-en_de.pdf?fileId=db3a30431ff9881501201dcfe2a54986.
- [32] Dierk Schröder. *Leistungselektronische Schaltungen - Funktion, Auslegungen und Anwendung*. 2012, 3. Auflage, Springer-Vieweg, Berlin.
- [33] Bundesregierung des Deutschen Bundestages. *Verordnung zu Systemdienstleistungen durch Windenergieanlagen (Systemdienstleistungsverordnung - SDL-WindV)*. 2009, abgerufen am 04.07.2017. URL: <http://www.gesetze-im-internet.de/sdlwindv/SDLWindV.pdf>.

- [34] Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft e.V. BDEW. *Technische Richtlinie Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz (Richtlinie für Anschluss und Parallelbetrieb von Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz)*. 2008, abgerufen am 04.07.2017. URL: http://www.tab-strom.de/PDF_ALLE/Technische_Richtlinie_Erzeugungsanlagen_Msp_2008_06.pdf.
- [35] Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft e.V. BDEW. *Regelungen und Übergangsfristen für bestimmte Anforderungen in Ergänzung zur technischen Richtlinie: Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz - Richtlinie für Anschluss und Parallelbetrieb von Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz*. 2008, abgerufen am 04.07.2017. URL: http://www.tab-strom.de/PDF_ALLE/Ergaenzung_BDEW_MSR.pdf.
- [36] Verband der Netzbetreiber e.V. VDN. *TransmissionCode 2007 - Netz- und Systemregeln der deutschen Übertragungsnetzbetreiber*. 2008, abgerufen am 04.07.2017. URL: [https://www.bdew.de/internet.nsf/id/A2A0475F2FAE8F44C12578300047C92F/\\$file/TransmissionCode2007.pdf](https://www.bdew.de/internet.nsf/id/A2A0475F2FAE8F44C12578300047C92F/$file/TransmissionCode2007.pdf).
- [37] DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik und Informationstechnik im DIN und VDE (Hrsg.) *DIN EN 61400-21 Windenergieanlagen - Teil 21: Messung und Bewertung der Netzverträglichkeit von netzgekoppelten Windenergieanlagen*. Juni 2009, Berlin.
- [38] Reinhold Bayerer et al. *Model for Power Cycling lifetime of IGBT Modules - various factors influencing lifetime*. 2008, International Conference on Integrated Power Systems (CIPS), Nürnberg.
- [39] Joachim Specovius. *Grundkurs Leistungselektronik*. 2010, 4. Auflage, Vieweg + Teubner, Wiesbaden.
- [40] Josef Lutz. *Halbleiter-Leistungsbaulemente - Physik, Eigenschaften, Zuverlässigkeit*. 2012, 2. Auflage, Springer-Vieweg, Berlin.
- [41] W. Kaindl et al. *Cosmic Radiation-Induced Failure Mechanism of High Voltage IGBT*. 2005, 17th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, Santa Barbara, Californien, USA.
- [42] Infineon (Hrsg.) *Technical Information IGBT modules - Use of Power Cycling curves for IGBT 4*. 2010, Application Note AN2010-02 Version 1.0, Warstein.

- [43] Laurent Dupont et al. *Comparison of Junction Temperature Evaluations in a Power IGBT Module Using an IR Camera and Three Thermosensitive Electrical Parameters*. 2013, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 49, issue 4, pages 1599-1608.
- [44] Ke Ma und Frede Blaabjerg. *Multilevel Converters for 10 MW Wind Turbines*. 2011, 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Birmingham, Großbritannien.
- [45] Markus Bartram. *IGBT-Umrichtersysteme für Windkraftanlagen: Analyse der Zyklenbelastung, Modellbildung, Optimierung und Lebensdauervorhersage*. 2005, Dissertation, Technische Hochschule Aachen.
- [46] Raffael Schnell et al. *Thermal design and temperature ratings of IGBT modules*. 2013, ABB Application Note 5SYA 2093-00, abgerufen am 15.08.2017. URL: https://library.e.abb.com/public/d2e8a4289f27490f8469527bf6c1f1ab/Thermal%20design%20and%20temperature%20_5SYA%202093.NewLay.pdf.
- [47] Infineon (Hrsg.) *Thermische Ersatzschaltbilder*. 2008, Application Note AN2008-03 Version 1.0, Warstein. URL: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AN2008_03_Thermische_Ersatzschaltbilder-AN-v1.0-de.pdf?fileId=db3a30431a5c32f2011aa657283e4dd7.
- [48] ASTM International (Hrsg.) *Standard Practices for Cycle Counting in Fatigue Analysis*. 1990, Designation: E 1049 - 85 (Reapproved 1990), West Conshocken, USA.
- [49] M. Held et al. *Fast Power Cycling Test for IGBT Modules in Traction Application*. 1997, Proceedings of Second International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), S:425-430, Nürnberg.
- [50] Mika Ikonen. *Power Cycling Lifetime Estimation of IGBT Power Modules Based on Chip Temperature Modeling*. 2012, Dissertation, Lappeenranta University of Technology, Finnland.
- [51] C. Busca et al. *An overview of the reliability prediction related aspects of high power IGBTs in wind power applications*. 2011, Microelectronics Reliability, vol. 51, S. 1903-1907.
- [52] M. Deicke und M. Schniedermeyer. *Thermische Belastung von IGBT-Umrichtern für Windkraftanlagen mit doppelt-gespeister Asynchronmaschine*. 1997, Proceedings of Second International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), S. 425-430, Nürnberg.

- [53] Marco Bohlländer. *Lastwechseltestbasierte Lebensdaueranalysemethoden für Leistungshalbleiter in Offshore-Windenergieanlagen*. 2014, Dissertation, Technische Universität Chemnitz.
- [54] Robert Gasch und Jochen Twele. *Windkraftanlagen - Grundlagen, Entwurf, Planung und Betrieb*. 2005, 4. Auflage, Teubner, Wiesbaden.
- [55] DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik und Informationstechnik im DIN und VDE (Hrsg.) *DIN EN 61400-1 Windenergieanlagen - Teil 1: Auslegungsanforderungen*. Juli 2006, Berlin.
- [56] Tony Burton et al. *Wind Energy Handbook*. 2011, 2. Auflage, John Wiley & Sons Ltd., West Sussex, Großbritannien.
- [57] Sebastian Pfaffel et al. *Windenergie Report Deutschland 2011*. 2012, Fraunhofer-Institut für Windenergie und Energiesystemtechnik (IWES), abgerufen am 03.09.2017. URL: <https://www.fraunhofer.de/content/dam/zv/de/forschungsthemen/energie/Windreport-2011-de.pdf>.
- [58] Gabriele Michalke. *Variable Speed Wind Turbines - Modelling, Control, and Impact on Power Systems*. 2008, Dissertation, Technische Universität Darmstadt.
- [59] J. F. Manwell et al. *Wind Energy Explained - Theory, Design and Application*. 2009, 2. Auflage, John Wiley & Sons Ltd., West Sussex, Großbritannien.
- [60] Z. J. Chen und K. A. Stol. *An assessment of the effectiveness of individual pitch control on upscaled wind turbines*. 2014, The Science of Making Torque from Wind (TORQUE), Lyngby, Dänemark.
- [61] Morten Hartvig Hansen et al. *Control design for a pitch-regulated, variable speed wind turbine*. 2005, Risø-Report Nr. 1500, Forskningscenter Risø, Risø, Dänemark.
- [62] Germar Müller und Bernd Ponick. *Grundlagen elektrischer Maschinen*. 2006, 9. Auflage, Wiley-VCH, Weinheim.
- [63] Sven Kellner. *Parameteridentifikation bei permanentmagneterregten Synchronmaschinen*. 2012, Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg.
- [64] Dierk Schröder. *Elektrische Antriebe - Grundlagen*. 2013, 5. Auflage, Springer, Berlin.
- [65] Dierk Schröder. *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. 2009, 3. Auflage, Springer, Berlin.

- [66] Germar Müller und Bernd Ponick. *Theorie elektrischer Maschinen*. 2009, 6. Auflage, Wiley-VCH, Weinheim.
- [67] Jens Birk und Bjorn Andresen. *Parallel-connected converters for optimizing efficiency, reliability and grid harmonics in a wind turbine*. 2007, European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Aalborg, Dänemark.
- [68] Simone Buso und Paolo Mattavelli. *Digital Control in Power Electronics*. 2006, Morgan & Claypool, San Rafael, USA.
- [69] Antonio Visioli. *Modified Anti-windup scheme for PID controllers*. 2003, IEEE Proceedings - Control Theory and Applications, Volume 150, Issue 1, S. 49-54.
- [70] R. Teodorescu et al. *Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters*. 2006, IEEE Proceedings of Electric Power Applications, Vol. 153, Issue 5, S. 750-762.
- [71] A. Luna et al. *Grid synchronization for advanced power processing and FACTS in wind power systems*. 2010, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Bari, Italien.
- [72] P. Rodríguez et al. *Advanced Grid Synchronization System for Power Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions*. 2006, IEEE Industrial Electronics (IECON), Paris, Frankreich.
- [73] P. Rodríguez et al. *New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions*. 2006, Power Electronics Specialists Conference (PESC), Jeju, Südkorea.
- [74] Mihai Ciobotaru. *Reliable Grid Condition Detection and Control of Single-Phase Distributed Power Generation Systems*. 2009, Dissertation, Aalborg University, Dänemark.
- [75] Thanh-Nam Lê. *Kompensation schnell veränderlicher Blindströme eines Drehstromverbrauchers*. 1989, ETZ-Archiv, Band 11, Heft 8.
- [76] Marco Liserre et al. *Step-by-step design procedure for a grid-connected three-phase PWM voltage source converter*. 2007, International Journal of Electronics, Vol. 91, Issue 8, S. 445-460.
- [77] Jörg Dannehl. *Regelung von Netzpulsstromrichtern mit LCL-Filter für Antriebe mit kleiner Kapazität im Zwischenkreis*. 2012, Dissertation, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel.

- [78] Graham Pannell et al. *Evaluation of the Performance of a DC-Link Brake Chopper as a DFIG Low-Voltage Fault-Ride-Through Device*. 2013, IEEE Transactions on Energy Conversions, Vol. 28, Issue 3, S. 535-542.
- [79] Karl Robert Meyer. *Fault-Ride-Through-Regelung von Windenergieanlagen mit Vollumrichter und LCL-Netzfilter*. 2014, Dissertation, Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover.
- [80] T. C. Y. Wang et al. *Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter*. 2003, 34th Annual Power Electronics Specialist Conference (PESC).
- [81] A. A. Rockhill et al. *Grid Filter Design for a Multi-Megawatt Medium-Voltage Voltage Source Inverter*. 2011, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, Issue 4, S. 1205-1217.
- [82] Aleksandr Reznik et al. *LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems*. 2014, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 50, issue 2, pages 1225-1232.
- [83] Gonzalo Abad et al. *Doubly Fed Induction Machine - Modelling and Control for Wind Energy Generation*. 2011, John Wiley & Sons Ltd., Hoboken, USA.
- [84] Stephan Engelhardt. *Direkte Leistungsregelung einer Windenergieanlage mit doppelt gespeister Asynchronmaschine*. 2011, Dissertation, Universität Duisburg-Essen.
- [85] Andreas Petersson. *Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines*. 2005, Chalmers University of Technology, Göteborg, Schweden.
- [86] Johan Morren und Sjoerd W. H. de Haan. *Ridethrough of Wind Turbines with Doubly-Fed Induction Generator During a Voltage Dip*. 2005, IEEE Transactions on Energy Conversions, Vol. 20, No. 2, S. 435-441.
- [87] Zhiyu Jiang et al. *Dynamic response analysis of wind turbines under blade pitch system fault, grid loss, and shutdown events*. 2013, Wind Energy, Vol. 17, Issue 9, S. 1385-1409.
- [88] Ph. Martin und P. Rouchon. *Two simple flux observers for induction motors*. 2000, International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, Vol. 14, S. 171-175.
- [89] Ulrich Riefenstahl. *Elektrische Antriebstechnik*. 2000, B. G. Teubner, Stuttgart.

- [90] Klaus Heuck et al. *Elektrische Energieversorgung - Erzeugung, Übertragung und Verteilung elektrischer Energie für Studium und Praxis*. 2010, 8. Auflage, Vieweg + Teubner, Wiesbaden.
- [91] Felix Fuchs. *Converter Control for Wind Turbines when Operating in Weak Grids containing Resonances*. 2017, Dissertation, Leibniz Universität Hannover.
- [92] Jan van der Tempel. *Design of Support Structures for Offshore Wind Turbines*. 2006, Dissertation, Technische Universität Delft, Dänemark.
- [93] Patrick J. Moriarty und A. Craig Hansen. *AeroDyn Theory Manual*. 2005, Technischer Bericht, National Renewable Energy Laboratory (NREL), Golden, Colorado, USA.
- [94] Barbara Souza Heinzelmann. *Strömungsbeeinflussung bei Rotorblättern von Windenergieanlagen mit Schwerpunkt auf Grenzschichtabsaugung*. 2011, Dissertation, Technische Universität Berlin.
- [95] Martin O. L. Hansen. *Aerodynamics of Wind Turbines*. 2015, 3. Auflage, Routledge, Oxon, Großbritannien.
- [96] Jason M. Jonkman und Marshall L. Buhl Jr. *FAST User's Guide*. 2005, Technischer Bericht, National Renewable Energy Laboratory (NREL), Golden, Colorado, USA.
- [97] Peter J. Schubel und Richard J. Crossley. *Wind Turbine Blade Design*. 2012, *Energies*, Vol. 5, Issue 9, Seiten 3425-3449, abgerufen am 30.12.2017. URL: <http://www.mdpi.com/1996-1073/5/9/3425/pdf>.
- [98] Paul Burgwinkel et al. *Dynamische Modellierung und Simulation komplexer Antriebssysteme von Großbandanlagen*. 2010, Glückauf : Zeitschrift für Technik und Wirtschaft des Bergbaus, Vol. 146, No. 9, S. 444-450, VGE-Verlag, Essen.
- [99] P. W. Gold et al. *Simulation des elektrisch-mechanischen Verhaltens von Windkraftanlagen*. 2004, Elektrisch-mechanische Antriebssysteme: Innovationen - Trends - Mechatronik, Tagungsband, VDE-Verlag, Berlin.
- [100] Kay-Horst Dempewolf. *Modellierung des dynamischen Verhaltens permanentmagneterregter Synchronmaschinen*. 2013, Dissertation, Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover.

- [101] B.-J. Brunsbach. *Sensorloser Betrieb von permanentmagneterregten Synchronmotoren und Asynchronmotoren mit Kurzschlußläufern durch Zustandsidentifikation*. 1991, Dissertation, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule (RWTH) Aachen.
- [102] T. A. Klepsch. *Sensorlose Lageregelung permanentmagneterregter Synchronservomotoren*. 1994, Dissertation, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule (RWTH) Aachen.
- [103] Germar Müller et al. *Berechnung elektrischer Maschinen*. 2008, 6. Auflage, Wiley-VCH, Weinheim.
- [104] G. Huth. *Beschreibung der transienten Stromverdrängung in Käfigläuferstäben über numerisch bestimmte Ersatznetzwerke*. 1987, Archiv für Elektrotechnik, S. 31-37, Hannover.
- [105] Volker Pitz et al. *Zertifizierung der Konformität von Windenergieanlagen mit den spezifischen Anschlussbedingungen von Netzbetreibern*. 2005, Internationaler ETG-Kongress, Dresden.
- [106] Christian Wessels et al. *Regelung der negativen Spannungssequenz durch Windenergieanlagen*. 2011, Internationaler ETG-Kongress, Würzburg.
- [107] Nils Hoffmann et al. *Models and Effects of Different Updating and Sampling Concepts to the Control of Grid-Connected PWM Converters - A Study Based on Discrete Time Domain Analysis*. 2011, 14th European Conference on Power Electronics and Applications, Birmingham, Großbritannien.
- [108] Adrian Timbus et al. *Evaluation of Current Controllers for Distributed Power Generation Systems*. 2009, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No. 3, S. 654-664.
- [109] Jesús López et al. *Dynamic Behavior of the Doubly Fed Induction Generator During Three-Phase Voltage Dips*. 2007, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 22, No. 3, S. 709-717.
- [110] S. Engelhardt et al. *Negative Sequence Control of DFB based Wind Turbines*. 2011, IEEE Power and Energy Society General Meeting, Detroit, USA.
- [111] Christian Wessels. *Durchfahren von Netzfehlern bei Windenergieanlagen mit FACTS*. 2012, Dissertation, Christian-Albrecht-Universität, Kiel.

-
- [112] M. D. Reder et al. *Wind Turbine Failures - Tackling current Problems in Failure Data Analysis*. 2016, The Science of Making Torque from Wind (TORQUE), München.
- [113] Goran Mandic et al. *Active Torsional Control for Gearbox Load Reduction in a Variable-Speed Wind Turbine*. 2012, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 48, No. 6, S. 2424-2432.
- [114] John Licari et al. *Damping of Torsional Vibrations in a Variable-Speed Wind Turbine*. 2013, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 28, No. 1, S. 172-180.
- [115] Arne Bartschat et al. *Analysis of Dynamic Interactions between Different Drive-train Components with a Detailed Wind Turbine Model*. 2016, The Science of Making Torque from Wind (TORQUE), München.
- [116] Felix Fuchs und Axel Mertens. *Steady State Lifetime Estimation of the Power Semiconductors in the Rotor Side Converter of a 2 MW DFIG Wind Turbine via Power Cycling Capability Analysis*. 2011, 14th Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Birmingham, Großbritannien.
- [117] David Weiss und Hans-Günter Eckel. *Fundamental Frequency and Mission Profile Wearout of IGBT in DFIG Converters for Windpower*. 2013, 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Lille, Frankreich.
- [118] Marcel Morisse et al. *Converter Lifetime Assessment for Doubly-Fed Induction Generators Considering Derating Control Strategies at Low Rotor Frequencies*. 2016, The Science of Making Torque from Wind (TORQUE), München.
- [119] Ahmet M. Hava et al. *Simple Analytical and Graphical Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives*. 1999, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No. 1, S. 49-61.
- [120] Muhamad Zahim Sujod et al. *Improving the Reactive Power Capability of the DFIG-Based Wind Turbine During Operation Around the Synchronous Speed*. 2013, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 28, No. 3, S. 736-745.
- [121] Johann W. Kolar et al. *Influence of the Modulation Method on the Conduction and Switching Losses of a PWM Converter System*. 1991, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 6, S. 1063-1075.

- [122] Wilfried Hofmann und Balduino Rabelo. *Regelung von doppelt gespeisten Drehstromgeneratoren für den energieeffizienten Betrieb*. 2013, at-Automatisierungstechnik, Ausgabe 61, Oldenbourg Wissenschaftsverlag, München.
- [123] Dao Zhou et al. *Optimized Reactive Power Flow of DFIG Power Converters for Better Reliability Performance Considering Grid Codes*. 2015, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 62, No. 3, S. 1552-1562.
- [124] T. J. Larsen et al. *Active Load Reduction Using Individual Pitch, Based on Local Blade Flow Measurements*. 2007, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 22, No. 3, S. 67-80.
- [125] M. Jelavić et al. *Individual Pitch Control of Wind Turbine Based on Loads Estimation*. 2008, 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON).
- [126] M. H. Hansen und F. Zahle. *Aeroelastic Optimization of MW Wind Turbines*. 2012, Research Report DTU, Roskilde, Dänemark.
- [127] Marcel Morisse et al. *Impact of Individual Pitch Control on Pitch Actuators in Megawatt Wind Turbines*. 2017, 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Warschau, Polen.
- [128] S. El-Henaoui. *Individual Pitch Control and its Impact*. 2012, Wind Systems Magazine, Pelham, USA.
- [129] S. Kanev und T. van Engelen. *Exploring the Limits in Individual Pitch Control*. 2009, European Wind Energy Conference, Marseille, Frankreich.
- [130] E. A. Bossanyi und G. Hssan. *Individual Blade Pitch Control for Load Reduction*. 2002, Wind Energy, Vol. 6, No. 2, S. 119-128.
- [131] Katharina Fischer et al. *Exploring the Causes of Power-Converter Failure in Wind Turbines based on Comprehensive Field-Data and Damage Analysis*. 2019, Energies, Vol. 12, Issue 4, abgerufen am 31.03.2019. URL: <https://www.mdpi.com/1996-1073/12/4/593/pdf>.
- [132] Jinsheng Jiang. *Drehgeberlose feldorientierte Regelung für Asynchronmaschinen bei Ständerfrequenz Null*. 1999, Dissertation, Bergische Universität-GH Wuppertal.
- [133] Nguyen Phung Quang und Jörg-Andreas Dittrich. *Vector Control of Three-Phase AC Machines*. 2008, Springer, Berlin.

-
- [134] Valentin Crastan. *Elektrische Energieversorgung 1 - Netzelemente, Modellierung, stationäres Verhalten, Bemessung, Schalt- und Schutztechnik*. 2007, 2. Auflage, Springer, Berlin.
- [135] Bernd R. Oswald. *Berechnung von Drehstromnetzen*. 2009, Vieweg + Teubner, Wiesbaden.

Eigene Veröffentlichungen

- [A] Marcel Morisse, Arne Bartschat, Jan Wenske und Axel Mertens, *Dependency of the Lifetime Estimation of Power Modules in Fully Rated Wind Turbine Converters on the Modelling Depth of the Overall System*, 2016, 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Karlsruhe

- [B] Marcel Morisse, Arne Bartschat, Jan Wenske und Axel Mertens, *Converter Lifetime Assessment for Doubly-Fed Induction Generators Considering Derating Control Strategies at Low Rotor Frequencies*, 2016, The Science of Making Torque from Wind (TORQUE), München

- [C] Arne Bartschat, Marcel Morisse, Axel Mertens und Jan Wenske, *Analysis of Dynamic Interactions between Different Drivetrain Components with a Detailed Wind Turbine Model*, 2016, The Science of Making Torque from Wind (TORQUE), München

- [D] Marcel Morisse, Arne Bartschat, Jan Wenske und Axel Mertens, *Impact of Individual Pitch Control on Pitch Actuators in Megawatt Wind Turbines*, 2017, 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Warschau, Polen

- [E] Arne Bartschat, Christian Broer, Diego Coronado, Katharina Fischer, Jakub Kucka, Axel Mertens, Robert Meyer, Marcel Morisse, Karoline Pelka, Bernd Tegtmeier, Simon Weber, Jan Wenske, *Zuverlässige Leistungselektronik für Windenergieanlagen - Abschlussbericht zum Fraunhofer-Innovationscluster Leistungselektronik für regenerative Energieversorgung*, 2017, Fraunhofer-Verlag, Stuttgart, 2018

Akademischer Lebenslauf

Name: Marcel Morisse
Geburtsdatum: 13.05.1987
Geburtsort: Nordenham

Akademische Ausbildung

08/1999 - 06/2006 Gymnasium, Nordenham
Abschluss: Abitur
10/2007 - 12/2012 Studium der Elektrotechnik
an der Leibniz Universität Hannover
Studienrichtung: Automatisierungstechnik
Abschluss: Diplom

Praktika

04/2007 - 06/2007 ATB Motorentechnik GmbH, Nordenham
09/2011 - 01/2012 SMA Solar Technology AG

Berufliche Laufbahn

01/2013 - 03/2018 Wissenschaftlicher Mitarbeiter
am Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik
der Leibniz Universität Hannover
seit 04/2018 Field Application Engineer
bei der Infineon Technologies AG

Veröffentlichungen

[A-E]