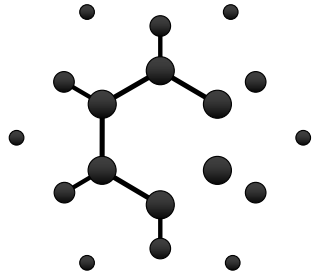
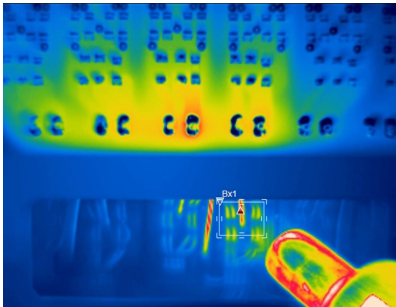


Firat Yüce

Condition Monitoring von Stromrichtern mit Methoden des maschinellen Lernens



Condition Monitoring von Stromrichtern mit Methoden des maschinellen Lernens

Zur Erlangung des akademischen Grades eines
DOKTORS DER INGENIEURWISSENSCHAFTEN (Dr.-Ing.)

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

DISSERTATION

von
M. Sc. Firat Yüce
geb. in: Geislingen an der Steige

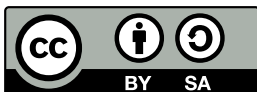
Tag der mündlichen Prüfung:
Hauptreferent:
Korreferent:

25. Juli 2022
Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller
Prof. Dr.-Ing. Michael Heizmann

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

Zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktors der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.) von der KIT-Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) genehmigte Dissertation von M. Sc. Firat Yüce, geb. in Geislingen an der Steige

Tag der mündlichen Prüfung: 25. Juli 2022
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Michael Heizmann



This document – excluding pictures and graphs – is licensed under the Creative Commons Attribution-Share Alike 4.0 International License (CC BY-SA 4.0): <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.en>

Vorwort

Die vorliegende Promotionsarbeit ist während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) entstanden. Die Idee für die Promotionsarbeit zur Zustandsüberwachung von leistungselektronischen Komponenten ohne Verwendung von zusätzlichen Sensoren kam von meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller und entstand schon in den ersten Gesprächen vor meiner Anstellung als wissenschaftlicher Mitarbeiter am ETI. Von da an war ich fasziniert und angetrieben von dieser Idee. Ich befasste mich intensiv mit Überlegungen, wie man die bereits vorhandenen Daten eines Stromrichters optimal nutzen und verarbeiten muss, um Informationen über eingetretene Alterungsmechanismen zu gewinnen.

Im Zuge der Bearbeitung dieses Forschungsthemas hatte ich mir das Ziel gesetzt, die notwendigen Grundlagen und Werkzeuge für den Entwurf einer praxistauglichen Lösung zur Zustandsüberwachung von Stromrichtern zu erarbeiten. Grundlegende Fragestellungen wie beispielsweise „wo genau im Datensatz muss ich hinschauen, um etwas Bestimmtes zu erkennen?“ oder „in welcher Form müssen die Daten vorliegen?“ werden im Rahmen dieser Dissertation geklärt.

Dabei wäre es ohne die Unterstützung meines privaten und beruflichen Umfelds nicht möglich gewesen, diese Arbeit abzuschließen. Dafür möchte ich mich bei allen Beteiligten bedanken.

Insbesondere meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller möchte ich meinen Dank aussprechen: für die Ermöglichung der vorliegenden Arbeit, das entgegengebrachte Vertrauen, die vielen fachlichen Ratschläge sowie sein fortlaufendes Interesse an dem Forschungsthema.

Für die Übernahme des Korreferats und die Begutachtung dieser Arbeit möchte ich mich bei Prof. Dr.-Ing. Michael Heizmann bedanken.

Anschließend möchte ich mich bei allen wissenschaftlichen Assistenten des ETI

für die einzigartige Atmosphäre und die kollegiale Zusammenarbeit bedanken. Hervorheben möchte ich dabei insbesondere diejenigen, mit denen sich im Zuge der Zeit am Institut eine Freundschaft entwickelt hat. Vielen Dank an Andreas Langheck, Christian Korte, Daniel Bernet, Felix Hoffmann, Felix Rehm, Patrick Breining, Philipp Degel, Simon Foitzik und Tobias Merz für die unvergessliche Zeit.

Ebenso möchte ich der Werkstatt des ETI und allen Studierenden danken, die zum Gelingen dieser Promotionsarbeit beigetragen haben.

Der größte Dank gilt meinem engsten privaten Umfeld. Insbesondere bei meinen Eltern - meinem Vater Hüseyin Yüce und meiner Mutter Şerife Yüce - bedanke ich mich für die fortlaufende Unterstützung in allen Belangen des Lebens. Ohne Euch wäre kein Studium oder Promotion möglich gewesen!

Abschließend bedanke ich mich bei meiner Partnerin Tuğba Topal für den andauernden Rückhalt. Du bist die beste Freundin, die man sich wünschen kann!

Firat Yüce

Karlsruhe, August 2022

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Zielstellung und Gliederung der Arbeit	2
2	Grundlagen	5
2.1	Konzepte der Zuverlässigkeit	5
2.1.1	Designbasierte Erhöhung der Zuverlässigkeit	5
2.1.2	Wartungsbasierte Erhöhung der Zuverlässigkeit	7
2.1.3	Fehlermanagement	8
2.2	Potentielle Anwendungsgebiete von Condition Monitoring	9
2.2.1	Vorteile des Verzichtes auf zusätzliche Hardware	14
2.3	Alterungsmechanismen	15
2.3.1	Leistungshalbleiterbauelemente	16
2.3.2	Zwischenkreiskondensator	22
2.3.3	Stromsensoren	25
2.4	Stand der Technik	30
2.4.1	Messtechnische Überwachung von Degradationsindikatoren	30
2.4.2	Physics-of-failure-Modelle für Ausfallmechanismen	33
2.4.3	Software-basierte Verfahren	35
2.5	Beiträge zur Erweiterung des Stands der Technik	39
3	Modellierung	45
3.1	Ideales Stromrichtermodell	45
3.2	Modell mit Einbeziehung von Degradationsindikatoren	54
3.2.1	Leistungshalbleiterbauelemente	54
3.2.2	Zwischenkreiskondensator	58
3.2.3	Stromsensoren	59

3.3	Regelung	60
3.3.1	Stromregelung	61
3.3.2	Zwischenkreisspannungsregelung	67
4	Algorithmus zur Zustandsüberwachung	69
4.1	Datenerfassung	71
4.1.1	Analyse verfügbarer Daten	71
4.1.2	Fast Fourier Transformation	73
4.1.3	Erstellung des Datensatzes	77
4.1.4	Zusammenhänge zu Abtast- und Datenrate	80
4.2	Datenvorverarbeitung	81
4.2.1	Vergleich verschiedener Distanz-Maße	82
4.2.2	Minimum Covariance Determinant	84
4.3	Anomaliedetektion	86
4.3.1	Definition von Kenngrößen am Beispiel von Bond Wire Lift-Off	87
4.4	Ursachendetektion	93
4.4.1	Simulationseigenschaften	93
4.4.2	Durchführung von Simulationen und Erstellung von Fehlererkennungsmodellen	94
4.4.3	Ablaufschema des Algorithmus	114
4.4.4	Modellierung des Normalverhaltens	116
5	Prüfstände	125
5.1	Leistungsteil	126
5.1.1	Variante I: Wechselrichter und Last	126
5.1.2	Variante II: Umrichter mit Active Front End	131
5.2	Signalverarbeitungssystem	131
5.3	Fehlereinrichtungen	132
5.3.1	Leistungshalbleiterbauelemente	132
5.3.2	Zwischenkreiskondensator	133
5.3.3	Stromsensoren	134
6	Versuche und Messergebnisse	135
6.1	Leistungshalbleiterbauelemente	135
6.1.1	Messung der Temperatur des Leistungshalbleitermoduls	136
6.1.2	Erwärmung einzelner Leistungshalbleiterbauelemente .	140
6.1.3	Bond Wire Lift-Off	147

6.2	Zwischenkreiskondensator	148
6.2.1	Kapazitätsänderung	149
6.3	Stromsensoren	151
6.3.1	Veränderung des Stromsensor-Offsets	152
6.3.2	Veränderung des Stromsensor-Verstärkungsfaktors	156
7	Zusammenfassung	161
7.1	Zusammenfassung der Ergebnisse	161
7.2	Möglichkeiten zur Weiterentwicklung	164
A	Anhang	167
A.1	Transformationsgleichungen	167
A.1.1	Clarke-Transformation	167
A.1.2	Park-Transformation	167
A.2	Systemgleichungen für eine Drehstrombrückenschaltung mit einer passiven Last	167
A.2.1	Zustandsraumgleichung	167
A.2.2	Eingangs-, Zustands- und Ausgangsgrößen	168
A.2.3	Matrizen	168
A.3	Systemgleichungen für die Drehstrombrückenschaltung mit Einbeziehung von Degradationsindikatoren	168
A.3.1	Fallunterscheidung für i_b und i_c	168
A.4	Aufgenommener Datensatz	170
	Abkürzungsverzeichnis	173
	Formelverzeichnis	175
	Abbildungsverzeichnis	181
	Tabellenverzeichnis	191
	Literaturverzeichnis	193
	Fremdliteratur	193
	Eigene Veröffentlichungen	203
	Betreute studentische Arbeiten	204
	Datenblätter und Applikationshinweise	204

Kapitel 1

Einleitung

Die Leistungselektronik ist eine Schlüsseltechnologie für eine nachhaltige Energieerzeugung und umweltfreundliche Mobilität. Sie ermöglicht die effiziente Wandlung von Energie und wird unter anderem für die Einspeisung regenerativer Energie in das Stromnetz sowie für die Übertragung elektrischer Energie über weite Strecken mit Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung verwendet. Zudem ist sie die zentrale Komponente jeder elektrischen, drehzahlvariablen Antriebstechnik. Diese findet Verwendung in Elektrofahrzeugen und in der Industrie. Beispielsweise sind in Fabriken unzählige elektrisch angetriebene Werkzeugmaschinen vorhanden, die den Automatisierungsgrad vieler Prozesse erhöhen und die Produktivität steigern. Der steigende Anteil der regenerativen Energien an der Energieerzeugung in Deutschland, der wachsende Anteil an Elektrofahrzeugen am Individualverkehr und die Modernisierung bestehender Industrieanlagen führt zu einer immer größer werdenden Anzahl an leistungselektronischen Stellgliedern.

Dabei werden die Anforderungen an Leistungselektronik zunehmend anspruchsvoller. Neben der Leistungsdichte, der Funktionalität und der Energieeffizienz spielt die Zuverlässigkeit leistungselektronischer Systeme eine immer größer werdende Rolle. Anwendungen wie Windkraftanlagen oder autonom fahrende Elektrofahrzeuge besitzen hohe Anforderungen an die Zuverlässigkeit. Einerseits können dabei wirtschaftliche Interessen wie die Verkürzung der Stillstandszeiten, andererseits auch die Notwendigkeit zur Erhöhung der Sicherheit im Vordergrund stehen. Eine Möglichkeit zur Erhöhung der Zuverlässigkeit stellt der Einsatz eines Condition Monitorings dar.

Definition 1 *Condition Monitoring* (Zustandsüberwachung) ist ein Überwachungskonzept, welches das Ziel hat, den Zustand eines Systems während des Betriebs zu erfassen und somit frühzeitig Informationen für nötige Reparatur- und Wartungsarbeiten zu liefern [F1].

Diese vom Condition Monitoring (CM) gelieferten Informationen ermöglichen die Wahl von optimalen Wartungsintervallen und die Reduzierung der Stillstandszeiten der Anlage. In diesem Themenfeld ist die vorliegende Promotionsarbeit angesiedelt.

1.1 Zielstellung und Gliederung der Arbeit

Zur Erhöhung der Zuverlässigkeit eines leistungselektronischen Systems wird im Rahmen dieser Promotionsarbeit eine Methode zum CM des Stromrichters untersucht. Der strukturelle Aufbau dieser Arbeit ist in Abbildung 1.1 zu sehen. Nach der Einleitung erfolgt die Erläuterung der erforderlichen Grundlagen in Kapitel 2. Es werden unter anderem potentielle Anwendungsgebiete von CM aufgezeigt sowie bisher vorhandene Literaturquellen beschrieben. Diese Überlegungen und Nachforschungen dienen dazu, um ausgehend vom Stand der Technik einen neuen, optimalen Ansatz zur Zustandsüberwachung von Stromrichtern zu ermitteln.

Anschließend werden die erforderlichen theoretischen Voruntersuchungen mithilfe von Modellierungs- und Simulationswerkzeugen vorgenommen. In Kapitel 3 wird die Modellbildung des Stromrichters beschrieben. Hier wird zuerst anhand von Literaturquellen herausgearbeitet, welche Parameter eine Aussage über Alterungsmechanismen enthalten und als Alterungsindikatoren herangezogen werden können. Diese Parameter werden in das Stromrichtermodell eingebaut. Im nächsten Kapitel 4 wird der gesamtheitliche Ansatz zur Zustandsüberwachung vorgestellt, der aus vier Schritten besteht: der Datenerfassung (Abschnitt 4.1), der Ausreißererkenung (Abschnitt 4.2) und der zweistufigen Datenauswertung bestehend aus der Anomaliedetektion (Abschnitt 4.3) und der Ursachendetektion (Abschnitt 4.4). Hier wird auch das Simulationsmodell aus Kapitel 3 herangezogen, um Zusammenhänge zwischen den einzelnen Alterungsmechanismen und der Änderung der auszuwertenden Daten zu ermitteln. Für jeden zu untersuchenden Fehlermechanismus werden Muster und Gesetzmäßigkeiten ausgemacht, die ein spezifisches Merkmal des eingetretenen Fehlerfalls darstellen. Die in Kapitel 4 gewonnenen Erkenntnisse bilden die Basis für die Erstellung von mathematischen Modellen aus dem Bereich des maschinellen Lernens.

Damit ist der Theorie-Teil abgeschlossen. Ziel der nächsten beiden Kapitel ist es, die in der Theorie erarbeiteten Erkenntnisse in der Praxis nachzuweisen. Dazu werden in Kapitel 5 die aufgebauten Prüfstände vorgestellt. Der Testaufbau muss mithilfe von zusätzlichen Fehlereinrichtungen die Möglichkeit bieten, gezielt reproduzierbare Alterungseffekte und Fehlerfälle in verschiedenen Komponenten zu erzeugen. An diesem Prüfstand werden in Kapitel 6 Fehlerfälle von verschiedenen Komponenten absichtlich herbeigeführt, um die Methodik des in Kapitel 4 entwickelten Ansatzes zu validieren sowie die Ergebnisse der erstellten Algorithmen auszuwerten. Im letzten Kapitel 7 wird diese Promotionsarbeit zusammengefasst und Möglichkeiten zur Weiterentwicklung dargelegt.

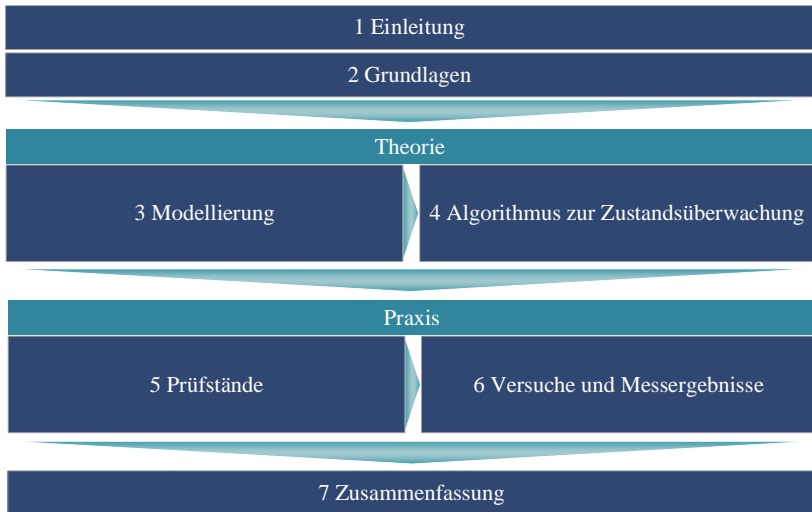


Abbildung 1.1: Struktureller Aufbau der Arbeit

Kapitel 2

Grundlagen

Als Einführung in diese Arbeit wird im Folgenden auf den Begriff der Zuverlässigkeit und auf die verschiedenen Konzepte, wie in der Praxis eine Erhöhung der Zuverlässigkeit erreicht werden kann, eingegangen.

2.1 Konzepte der Zuverlässigkeit

Zuerst erfolgt eine Definition des Begriffes *Zuverlässigkeit*.

Definition 2 Die **Zuverlässigkeit** eines Systems ist die Wahrscheinlichkeit, dass ein Gegenstand seine beabsichtigten Funktionen für ein bestimmtes Intervall unter festgelegten Bedingungen erfüllt [F2].

Nach einer umfassenden Literaturrecherche sind im Rahmen dieser Dissertation drei grundsätzliche Konzepte zur Erhöhung der Zuverlässigkeit bestimmt worden.

2.1.1 Designbasierte Erhöhung der Zuverlässigkeit

Die designbasierte Zuverlässigkeitssteigerung hat das Ziel, die Zuverlässigkeit des Systems durch eine kalkulierte Auslegung zu erhöhen [F3]. Die Auslegung kann beispielsweise unter Berücksichtigung der Gesamtausfallrate erfolgen. Das Ziel ist es, das System dahingehend auszulegen, dass eine bestimmte Gesamtausfallrate unterschritten wird. Die Ausfallrate wird in Failure in Time (FIT) angegeben [F4]. Diese Größe gibt die Anzahl der Ausfälle bezogen auf eine Betriebsdauer von 10^9 h wieder. Für die einzelnen Komponenten werden

konstante oder parameterabhängige Ausfallraten angenommen. Durch mathematische Zuverlässigkeitsmodelle kann durch die Integration der Ausfallraten von Einzelkomponenten die Gesamtausfallrate des Systems berechnet werden. Dabei wird auch die Anzahl der Einzelkomponenten berechnet, die notwendig ist, um die im Vorfeld festgelegte Gesamtausfallrate zu unterschreiten. Diese zusätzlich eingebauten Elemente werden als redundante Komponenten bezeichnet. Redundante Komponenten sind für die eigentliche Funktion des Systems nicht notwendig, fungieren jedoch im Falle eines Komponentenausfalls als Ersatz. Zur Zuverlässigkeitsanalyse wird im ersten Schritt das Gesamtsystem in einzelne Teilsysteme untergliedert. Hierbei kommt meist die Fehlerbaumanalyse, englisch Fault Tree Analysis (FTA), zum Einsatz. Basierend auf der booleschen Algebra werden die Beziehungen der Teilsysteme untereinander ermittelt – das heißt, es wird festgestellt, welche Komponenten redundant sowie nicht-redundant miteinander verbunden sind. In Abbildung 2.1 (a) wird beispielhaft eine redundante Topologie für ein elektrisches Antriebssystem mit zwei Stromrichtern gezeigt.

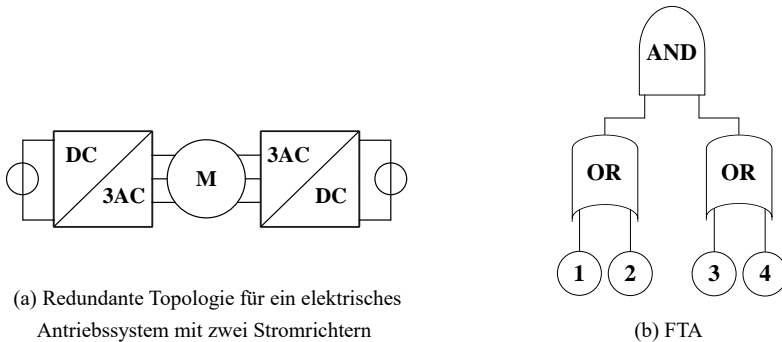


Abbildung 2.1: Überführung der Stromrichtertopologie in eine FTA. Die kreisförmigen Symbole stellen Basisereignisse dar. Redundante Verbindungen werden mit einem AND-, nicht-redundante Verbindungen mit einem OR-Gatter abgebildet.

Diese Topologie wird in Abbildung 2.1 (b) in eine FTA überführt. Auf der untersten Ebene der FTA treten Basisereignisse auf, die mit einem kreisförmigen Symbol dargestellt sind. Dabei handelt es sich um Ausfälle auf Stromrichter-ebene, wenn beispielsweise einzelne Stromrichter-komponenten wie Kühlung, Leistungshalbleiterbauelemente oder Sensoren ausfallen. Zumal diese Kompo-

nenen in der Regel ohne Redundanz ausgeführt werden, führt der Ausfall einer Stromrichterkomponente zum Ausfall eines Stromrichter-Teilsystems. Auf der obersten Ebene der FTA sind beide Stromrichter-Teilsysteme redundant miteinander verbunden, was mit einem AND-Gatter symbolisiert wird. Der Ausfall eines Stromrichters führt daher nicht zum Ausfall des Gesamtsystems, da das Antriebssystem auch lediglich mit einem Stromrichter betrieben werden kann. Erst, wenn beide Teilsysteme ausfallen, gilt das Gesamtsystem als nicht mehr funktionsfähig.

In der Literatur werden zahlreiche leistungselektronische Topologien untersucht, die redundante Komponenten enthalten und somit eine Fehlertoleranz aufweisen [F5, F6]. Dabei kann die Redundanz auf verschiedene Art und Weise erreicht werden. In [F7, F8, F9] werden die Schalter stets zweifach ausgeführt und parallel zueinander geschaltet. Auch ist die parallele Verschaltung von ganzen Stromrichtertopologien möglich [F10, F11, F12], wobei diese Varianten stets mit der Entkopplung der parallelen Komponenten einhergehen. Dies erfordert meist den Einsatz von zusätzlichen Induktivitäten. Zahlreiche Veröffentlichungen sehen in einem 3-phasigen System den Einsatz eines zusätzlichen Zweiges vor, der im Fehlerfall die fehlerhafte Phase ersetzt. Dabei kann der zusätzliche Zweig parallel an die bereits vorhandenen Phasen angeschlossen werden, wie in [F13, F14, F15, F16] gezeigt wird, oder auf den Motorsternpunkt geklemmt werden [F13, F17, F18, F19]. Für das Aktivieren des zusätzlichen Zweiges sowie das Isolieren der fehlerhaften Phase sind zusätzliche Fehlerisolationsschaltungen notwendig. Die designbasierte Steigerung der Zuverlässigkeit wird im Zuge der Systemauslegung realisiert. In der Betriebsphase ist durch diese Art der Zuverlässigkeitserhöhung eine nachträgliche Einflussnahme nicht mehr gegeben. Jedoch kann im Vorfeld das Lastprofil der Maschine herangezogen werden, um hieraus Schlüsse über die Auslegung zu ziehen. Die designbasierte Zuverlässigkeitssteigerung spielt vor allem in sicherheitskritischen Anwendungen wie z.B. dem elektrischen Fliegen eine große Rolle [F20, F21, F22].

2.1.2 Wartungsbasierte Erhöhung der Zuverlässigkeit

Die wartungsbasierte Erhöhung der Zuverlässigkeit hingegen spielt in der Betriebsphase eines Systems eine Rolle. In der wartungsbasierten Zuverlässigkeitssteigerung wird zwischen der korrektiven, der präventiven und der prädiktiven Wartung unterschieden.

Die korrektive Wartung sieht den Austausch oder die Reparatur einer Komponente vor, wenn diese bereits defekt und nicht mehr funktionsfähig ist.

In der präventiven Wartung findet die Wartung in bestimmten, fixen Zeitin-

tervallen statt. Oft richten sich diese Zeitintervalle nach den Erfahrungen der Anlagenexperten, die die natürliche Lebensdauer einer Komponente abschätzen. In der prädiktiven Wartung richtet sich der Zeitpunkt der Wartung nach dem Zustand der Anlage. Hierfür ist Wissen über den Zustand des Systems notwendig. Diese Aufgabe übernimmt das CM. Durch die Erfassung des Zustandes werden frühzeitig Informationen für nötige Reparatur- und Wartungsarbeiten geliefert [F1]. Der Stand der Technik zur Zustandsüberwachung von Stromrichtern wird in Abschnitt 2.4 beschrieben.

2.1.3 Fehlermanagement

Das Fehlermanagement stellt eine weitere Variante zur Erhöhung der Zuverlässigkeit eines leistungselektronischen Systems dar. Dabei kann zwischen zwei verschiedenen Varianten des Fehlermanagements unterschieden werden. Einerseits kann das Fehlermanagement nach dem Auftritt eines Fehlerfalls zum Einsatz kommen. Dann beschäftigt sich das Konzept mit der Frage, welche Anpassungen notwendig sind, um einen Weiterbetrieb des Systems zu ermöglichen. Voraussetzung für den Weiterbetrieb ist die Fehlererkennung und -begrenzung sowie eine Redundanz. Der auftretende Fehler darf nicht zu einem Totalausfall des Gesamtsystems führen. Stattdessen wird der Totalausfall durch Anpassungen im Modulations- und Regelverfahren abgewendet. Fehlermanagement-Systeme können beispielsweise bei mehrphasigen elektrischen Maschinen eingesetzt werden. In [F23] wird untersucht, wie eine Maschinenregelung verändert werden muss, sodass eine sechsphasige elektrische Maschine nach dem Ausfall einer Phase weiterhin betrieben werden kann. In [F24] und [F25] werden zahlreiche software- und hardwareseitige Lösungen für den Weiterbetrieb von fehlertoleranten Multilevel-Umrichtern vorgestellt.

Andererseits kann das Fehlermanagement auch vor dem Auftreten eines Fehlers eingesetzt werden. Beispielsweise kann es auf die aktive Regelung von alterungskritischen Größen abzielen, um Betriebsbedingungen zu vermeiden, die eine schnellere Alterung zur Folge haben [F26]. Die Veröffentlichungen [F27, F28, F29] beschäftigen sich mit der aktiven Regelung der Chip-Temperatur mit dem Ziel, die Lebensdauer der Halbleiter zu erhöhen.

In Abbildung 2.2 sind die drei Möglichkeiten zur Erhöhung der Zuverlässigkeit, die im Rahmen dieser Promotionsarbeit ermittelt wurden, dargestellt. Dabei müssen sich die drei Konzepte in der Praxis nicht gegenseitig ausschließen. Auch ist die gleichzeitige Verwendung mehrerer Konzepte in einer Anwendung denkbar.

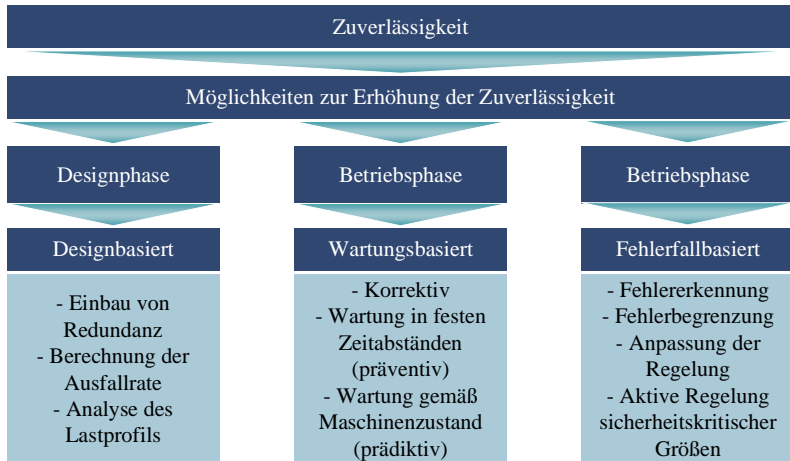


Abbildung 2.2: Merkmale und Eigenschaften der verschiedenen Konzepte zur Erhöhung der Zuverlässigkeit. Es bestehen prinzipiell drei Möglichkeiten zur Erhöhung der Zuverlässigkeit: Designbasiert, Wartungsbasiert und Fehlerfallbasiert

Die prädiktive Wartung ist eine Möglichkeit zur Erhöhung der Zuverlässigkeit. Die Voraussetzung für den Einsatz einer prädiktiven Wartung ist die Verwendung von CM. Somit ist CM ein Konzept zur Überwachung des Anlagenzustandes, welches eine prädiktive Wartung der Anlage ermöglicht.

2.2 Potentielle Anwendungsgebiete von Condition Monitoring

In diesem Abschnitt sollen potentielle Einsatzgebiete von Systemen zur Zustandsüberwachung ermittelt werden. Zuerst soll auf den Begriff Fehlerfall bzw. Ausfall näher eingegangen werden, wobei eine Abgrenzung zum Begriff CM erfolgen soll. Unterschieden wird zwischen drei charakteristischen Punkten, die einen bestimmten Zustand der Anlage definieren.

Definition 3 Der *Startpunkt der Zustandsverschlechterung (S)* ist definiert als der Punkt, an dem der Zustand einer Anlage beginnt, sich zu verschlechtern. Ein

Potentieller Ausfall (PA) ist definiert als der Punkt, an dem der Fehler erkannt werden kann. Ein **Funktionaler Ausfall (FA)** ist der Punkt, an dem eine Anlage die Grenze ihrer Nutzbarkeit erreicht hat und nicht mehr betriebsbereit ist [F30, F31].

In der sogenannten PF-Kurve wird auf der x -Achse die Zeit und auf der y -Achse der Zustand der Anlage aufgetragen (Abbildung 2.3). Die Zeit zwischen dem PA und dem FA wird als PF-Intervall bezeichnet [F30, F31]. Die Bezeichnung PF setzt sich aus den Anfangsbuchstaben der Begriffe PA und FA zusammen.

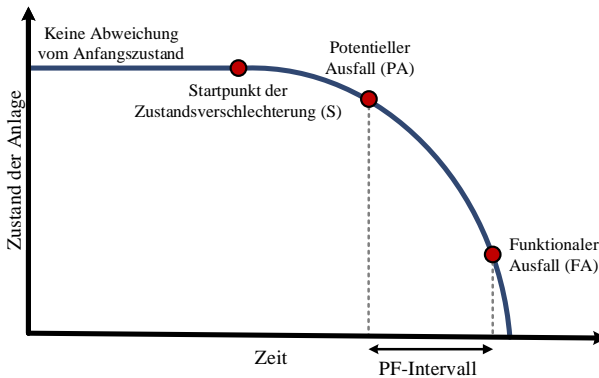


Abbildung 2.3: PF-Kurve zur Veranschaulichung des Anlagenzustandes über der Zeit [F30, F31]

CM hat das Ziel, den Zustand einer Anlage zu beurteilen – somit festzustellen, an welchem Punkt der y -Achse sich die Anlage befindet. Jedoch ist CM an sich nicht in der Lage, festzustellen, zu welchen Zeitpunkten der potentielle und der funktionale Ausfall auftreten. CM kann den Zustand mithilfe von Indikatoren quantifizieren und diesen im Anlagenbetrieb verfolgen. Daher müssen in praktischen Anwendungen zusätzlich die exakten Punkte des potentiellen und funktionalen Ausfalls in umfangreichen Feldtests ermittelt werden. Erst dann sind konkrete Aussagen, wann eine Komponente ausgetauscht werden muss, möglich.

Prinzipiell sind CM-Systeme lediglich in der Lage, Alterungsmechanismen zu erfassen, die sich langsam und schleichend vollziehen. Um dieses Prinzip zu erläutern, ist in Abbildung 2.4 (a) die Ausfallrate eines Gegenstandes über die Zeit

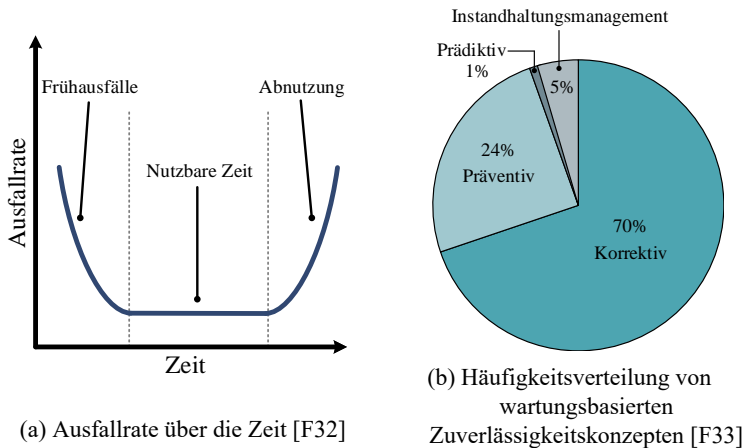


Abbildung 2.4: Wartungsbasierte Zuverlässigkeit: Abgebildet werden in 2.4 (a) die verschiedenen Arten von Fehlerfällen sowie in 2.4 (b) die Häufigkeitsverteilung von wartungsbasierten Zuverlässigkeitskonzepten

aufgetragen. Hierbei kann es sich um Werkstoffe, elektrische Bauelemente oder mechanische Bauteile handeln. In dieser sogenannten Badewannenkurve sind grundsätzlich drei Bereiche vorhanden, die jeweils unterschiedliche Arten von Fehlermechanismen repräsentieren [F32].

Zu Beginn stellt sich eine abnehmende Ausfallrate ein, die für Frühhausfälle steht. Frühhausfälle können durch Produktionsfehler, Fertigungstoleranzen oder durch die falsche Nutzung des Gerätes auftreten. Der zweite Teil der Badewannenkurve wird durch eine konstante Ausfallrate charakterisiert und gibt die nutzbare Zeit des Gerätes wieder. In diesem Bereich treten spontane und abrupte Zufallsausfälle auf. Als Beispiel für einen Zufallsausfall eines Stromrichters kann die sogenannte Höhenstrahlung genannt werden [F34, F35]. Die Höhenstrahlung ist ein zufällig und statistisch auftretender Fehler und kann ohne vorherige Anzeichen auftreten. Der dritte Bereich besitzt eine steigende Ausfallrate und handelt von altersbedingten Ausfällen, die durch Verschleiß und Abnutzung entstehen. Solche Ausfälle werden auch als Wear-Out Failure bezeichnet [F32]. Beispiel für einen Wear-Out Failure ist der Alterungsmechanismus *Bond Wire Lift-Off*. *Bond Wire Lift-Off* beschreibt den Vorgang, dass sich Bonddrähte innerhalb des

Leistungshalbleitermoduls ablösen (Abschnitt 2.3.1). Vor allem die Grenzschicht zwischen den aus Aluminium bestehenden Bonddrähten und den aus Silizium bestehenden Chips gilt als solch eine kritische Grenzfläche. CM-Systeme sind darauf spezialisiert, solche Abnutzungsfehler aus dem dritten Bereich der Badewannenkurve zu erkennen, da gemäß Abbildung 2.3 diese Ausfälle mit der Verschlechterung des Anlagenzustandes einhergehen. Abnutzungsfehler liefern beim Voranschreiten von Alterungsmechanismen Anhaltspunkte und Anzeichen, die im Betrieb durch ein Überwachungssystem verfolgt werden können. Spontan auftretende Fehler aus dem zweiten Bereich der Badewannenkurve sind durch CM nicht detektierbar, zumal diese Fehlerfälle instantan auftreten.

In der gegenwärtigen Praxis werden wartungsbasierte Konzepte zur Instandhaltung von Industrieanlagen eingesetzt. Dabei wird zwischen der korrektiven, der präventiven und der prädiktiven Wartung unterschieden. Die Häufigkeitsverteilung der in der Industrie vorkommenden wartungsbasierten Konzepte wird in Abbildung 2.4 (b) dargestellt [F33]. Das Schaubild macht deutlich, dass ein großer Teil heutiger Anlagen korrektiv gewartet wird. Hierbei wird die Anlage erst nach dem Ausfall repariert oder ausgetauscht. 24% der Anlagen werden präventiv – vor dem Ausfall der Anlage – gewartet. Der Anteil der prädiktiven Wartung beträgt lediglich 1%. Dieser niedrige Anteil ist vor allem auf die Tatsache zurückzuführen, dass keine marktgerechten Lösungen existieren, welche die am Markt vorhandene Nachfrage optimal decken. Wie so eine Lösung im Bereich des CMs aussehen könnte, wird im Folgenden mithilfe der Abbildung 2.5 diskutiert.

Die Steigerung der Zuverlässigkeit kann aus zwei verschiedenen Motiven heraus erfolgen. Es existieren Anwendungen, bei denen in erster Linie aus wirtschaftlichen Interessen heraus eine Erhöhung der Zuverlässigkeit angestrebt wird. Die Verwendung von CM-Systemen und die damit verbundene Möglichkeit, eine prädiktive Wartung einsetzen können, kann hier zur Reduzierung der Stillstandszeiten führen und die Wahl von optimalen Wartungsintervallen ermöglichen. Je größer der wirtschaftliche Nutzen der prädiktiven Wartung ist, desto größer ist der Bedarf für den Einsatz eines CM-Systems und desto größer sind auch die akzeptierten Mehrkosten für das CM-System. Als Beispiel sind hier Windkraftanlagen zu nennen. 13% aller Ausfälle von Windkraftanlagen können auf den Stromrichter zurückgeführt werden [F36]. Damit ist die Leistungselektronik die zweithäufigste Ursache für den Ausfall einer Windkraftanlage. Lediglich das Pitch-System für die Verstellung des Anstellwinkels der Rotorblätter hat eine höhere Ausfallrate, wobei auch diese Ausfälle bei Verwendung eines elektrischen Pitch-Systems auf einen eventuellen Stromrichterausfall zurückgeführt werden können [F37]. Durch die Information, wann der Stromrichter ausgetauscht wer-

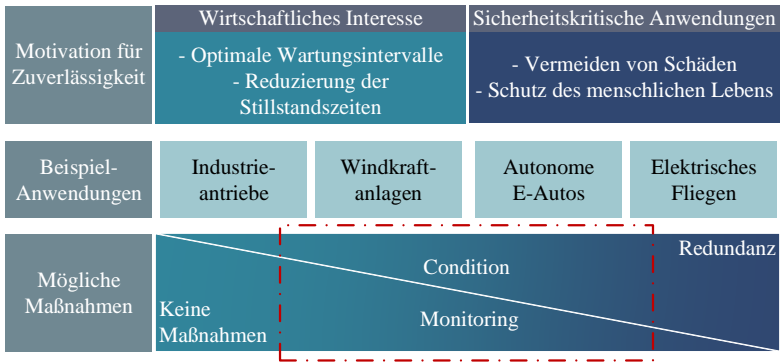


Abbildung 2.5: Motivation für den Einsatz von Zuverlässigkeitskonzepten. Der mögliche Einsatzbereich von CM ist rot markiert.

den muss, kann die Verfügbarkeit von Windkraftanlagen gesteigert werden, was zu einem wesentlichen wirtschaftlichen Nutzen führt. Insbesondere bei schwer zugänglichen Offshore Windkraftanlagen kann diese Information die Kosten für Wartung enorm reduzieren und eine bessere Planung der Stillstandszeiten ermöglichen.

Ein anderes Motiv für die Erhöhung der Zuverlässigkeit findet sich in sicherheitskritischen Anwendungen. Die Anforderung, Menschenleben zu schützen und Sachschäden zu vermeiden, führt zur Notwendigkeit, die Zuverlässigkeit mithilfe von Sicherheitskonzepten zu erhöhen. Ein Beispiel stellen autonome Elektrofahrzeuge dar. Das Wegfallen des Fahrers als Kontrollinstanz führt hier zu höheren Anforderungen an die Überwachung der sicherheitsrelevanten Komponenten. Daher erweist sich CM als Schlüsseltechnologie für zukünftige autonome Elektrofahrzeuge. Bei extremen sicherheitskritischen Anwendungen wie z.B. dem elektrischen Fliegen ist der Einsatz von anderweitigen Sicherheitskonzepten wie z.B. der Redundanz unerlässlich. Redundanz ist im Vergleich zu CM das mächtigere Sicherheitskonzept, da Redundanz zum einen den Weiterbetrieb im Fehlerfall ermöglicht. Zum anderen schützt Redundanz auch vor spontanen, abrupt auftretenden Fehlern, wozu CM nicht in der Lage ist. CM liefert lediglich die Information über den Zustand einer Komponente, schützt aber nicht vor spontan auftretenden Fehlern aus dem zweiten Bereich der Badewannenkurve (Abbildung 2.4 (a)). Die Redundanz besitzt dagegen den großen Nachteil, dass

die Kosten, das Gewicht sowie das Volumen des leistungselektronischen Systems angesichts der doppelt und dreifach eingebauten Komponenten tendenziell größer werden.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass in all den Anwendungen, bei denen eine Erhöhung der Zuverlässigkeit zu einem wirtschaftlichen Nutzen führt, dieser ausreichend hoch sein muss, um zumindest die Mehrkosten des CM-Systems zu decken. Für die Anwendungen, bei denen die Erhöhung der Zuverlässigkeit aus Sicherheitsmotiven heraus erfolgt, ist CM stets dann interessant, wenn die Anwendung nicht absolut sicherheitskritisch ist, da ansonsten CM allein für die Erfüllung der Sicherheitsstandards nicht ausreicht und auf andere Sicherheitskonzepte wie Redundanz zurückgegriffen werden muss.

2.2.1 Vorteile des Verzichtes auf zusätzliche Hardware

Der im Rahmen dieser Promotionsarbeit vorgestellte Ansatz zur Zustandsüberwachung von Stromrichtern verzichtet auf zusätzliche Hardware. Durch den Verzicht auf zusätzliche Sensoren oder Messeinrichtungen ergeben sich für das CM-System diverse Vorteile.

1. Durch den Verzicht auf zusätzliche Sensoren wird an Kosten, Gewicht und Volumen gespart. Viele Unternehmen lehnen zusätzliche Investitionen für den Einsatz eines CM-Systems ab, da CM für die Funktionalität des Systems nicht zwingend notwendig ist, sondern als zusätzliches Angebot angesehen wird. Für praktische Anwendungen muss sich daher dieser Mehraufwand wirtschaftlich lohnen, um den Einsatz eines CM-Systems zu rechtfertigen.
2. Durch zusätzliche Hardware sinkt die Zuverlässigkeit, da das CM-System ebenfalls ausfallen kann. CM-Systeme haben prinzipiell das Ziel, die Zuverlässigkeit eines Systems zu erhöhen. Falls das CM-System jedoch eine zu hohe Komplexität sowie eine hohe Anzahl an Bauelementen aufweist, kann das CM-System den kritischen Wert der Ausfallrate erreichen, ab dem die Zuverlässigkeit des Gesamtsystems wieder anfängt zu sinken. Dies führt dann insgesamt dazu, dass der Zweck von CM verfehlt wird.
3. Ein anderer Vorteil, der durch den Verzicht auf zusätzliche Hardware entsteht, ist die Möglichkeit, das CM-System in bestehende Anlagen zu implementieren. Dieser Vorgang der Nachrüstung wird als Retrofit bezeichnet. Der Einsatz von zusätzlicher Hardware würde den Bau von neuen Maschinen und Anlagen erfordern, da die nachträgliche Implementierung der zusätzlichen Hardware in einer fertigen Anlage in vielen Fällen nicht mehr möglich ist.

4. CM-Systeme, die Bedarf an zusätzlicher Hardware haben, sind schwerer am Markt zu etablieren, da das Geschäftsmodell komplexer wird. Die Anzahl der Marktteilnehmer, die für die Idee zustimmen sowie miteinander kooperieren müssen, steigt stark an. Beispielsweise müsste der Hersteller des Leistungshalbleitermoduls die zusätzlichen Sensoren, die für das CM-System benötigt werden, in ihren Modulen nach den Anforderungen anderer Marktteilnehmer einbauen. Die Systemintegration müsste im Design des Stromrichtersystems möglicherweise eine Anpassung vornehmen. Das Unternehmen, welches für den Betrieb und die Wartung der Anlage zuständig ist, müsste ebenfalls miteinbezogen werden. Es wäre erforderlich, dass alle Marktteilnehmer gemeinsam kooperieren, um die Idee in der Praxis zu realisieren. Der Verzicht auf zusätzliche Hardware ermöglicht es, die Anzahl der Unternehmen, die sich miteinander absprechen und sich auf einen gemeinsamen Nenner einigen müssen, zu reduzieren, was die Erfolgswahrscheinlichkeit des Produktes am Markt steigern lässt.

All diese Anforderungen führen zu der Randbedingung, dass im Rahmen dieser Promotionsarbeit an einem CM-Verfahren geforscht wird, welches gänzlich auf zusätzliche Hardware verzichtet und lediglich auf die Messgrößen zurückgreift, die ohnehin in einem leistungselektronischen System vorhanden sind.

2.3 Alterungsmechanismen

Der Einsatz von CM erfordert ein genaues Verständnis der auftretenden Alterungsmechanismen, die im folgenden Abschnitt erläutert werden. Die Promotionsarbeit fokussiert sich auf drei wesentliche Stromrichterkomponenten (Abbildung 2.6):

- Leistungshalbleiterbauelemente
- Zwischenkreiskondensator
- Stromsensoren

Jeweils für jede Komponente werden die Alterungsmechanismen erläutert, die in der Literatur umfassend untersucht wurden. Dabei werden für die Alterungsmechanismen die üblichen englischen Bezeichnungen verwendet. Ausgehend von den Alterungsmechanismen werden sogenannte Degradationsindikatoren herausgearbeitet. Als Degradations- oder Schädigungsindikator werden solche Parameter bezeichnet, die Aufschluss über den Zustand des Stromrichters geben.

Diese können Hinweise auf den eingetretenen Alterungsmechanismus geben und werden im Stromrichterbetrieb für das CM herangezogen.

Definition 4 Degradationsindikatoren sind Parameter, die Hinweise auf den eingetretenen Alterungsmechanismus geben und eine gezielte Untersuchung von Alterungsmechanismen ermöglichen [F38].

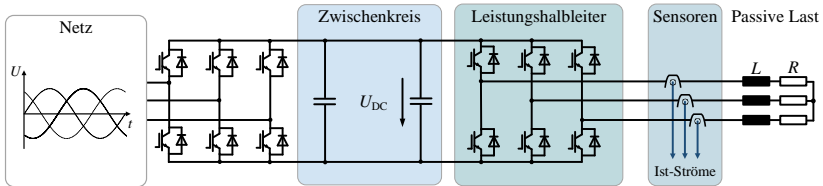
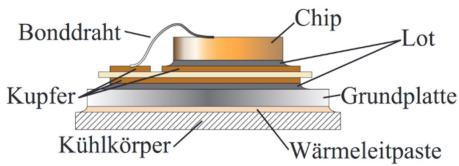


Abbildung 2.6: Diese Promotionsarbeit fokussiert sich auf drei Komponenten des leistungselektronischen Systems: Leistungshalbleiter, Zwischenkreiskondensator, Stromsensoren.

2.3.1 Leistungshalbleiterbauelemente

Im Rahmen dieser Promotionsarbeit wird ein 3-phasiger 2-Level Wechselrichter untersucht, der auch als Drehstrombrückenschaltung bezeichnet wird (Abbildung 3.3). Im kommerziellen Handel werden Drehstrombrücken heute kompakt in sogenannten Leistungshalbleitermodulen angeboten. Im Rahmen dieser Promotionsarbeit wird diese weit verbreitete Gehäuseform untersucht, die erstmals durch den Hersteller Semikron im Jahre 1975 in den Markt eingeführt wurde [F39]. Hierbei werden die benötigten sechs Insulated Gate Bipolar Transistoren (IGBT) und sechs Dioden in ein Gehäuse integriert, dessen Aufbau in Abbildung 2.7 zu sehen ist.

Die elektrischen Verbindungen innerhalb des Moduls werden durch Aluminium-Bonddrähte realisiert, die sowohl die Verbindungen zwischen den IGBT- und Diodenchips als auch die Verbindungen zwischen den Chips und der darunterliegenden Kupfermetallisierung herstellen. Die Chips werden mithilfe einer Lötpaste mit der Kupfermetallisierung, die auch Direct Copper Bonded (DCB)-Substrat bezeichnet wird, befestigt. Zum Zweck der elektrischen Isolation befindet sich unterhalb des DCB-Substrats ein weiteres Substratmaterial. Dieses Substratmaterial hat zudem die Funktion, mechanische Stabilität zwischen den



(a) Schematischer Aufbau eines Leistungshalbleitermoduls [F39]



(b) Innenleben eines Leistungshalbleitermoduls [F40]

Abbildung 2.7: Aufbau eines Leistungshalbleitermoduls

Bauteilen, den Leiterbahnen und den Anschlüssen zu gewährleisten. Außerdem fungiert es als Wärmepfad und muss daher über eine hohe Wärmeleitfähigkeit verfügen. Als Substratmaterial haben sich keramische Materialien wie z.B. Al_2O_3 , AlN , Si_3N_4 oder BeO bewährt [F41]. Die Grundplatte fördert die thermische Leitfähigkeit, indem sie einerseits über eine hohe thermische Kapazität verfügt und andererseits die Kontaktfläche zum Kühlkörper vergrößert.

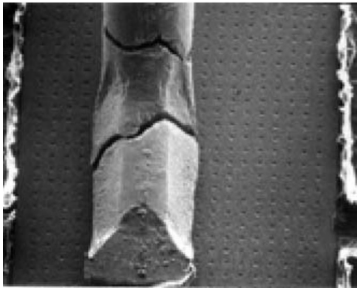
Die Alterungsmechanismen der Leistungshalbleiterbauelemente werden in zwei Kategorien unterteilt. Jene, die innerhalb der Chip-Ebene und solche, die innerhalb der Modul-Ebene auftreten. Viele Alterungsmechanismen der Leistungshalbleiter treten auf der Modul-Ebene auf. Grund hierfür ist der Aufbau in Schichtform. Wie in Abbildung 2.7 zu sehen ist, werden für die einzelnen Schichten verschiedene Materialien eingesetzt, welche jeweils unterschiedliche Aufgaben und Bedingungen erfüllen müssen. Dies hat zur Folge, dass sich die thermischen Ausdehnungskoeffizienten der eingesetzten Materialien unterscheiden können. Wenn Lastzyklen auftreten, die zu Temperaturänderungen der Komponenten führen, dehnen sich die verschiedenen Materialien innerhalb der Schichtform unterschiedlich stark aus. Hierdurch können mit der Zeit Risse und Brüche an diesen kritischen Grenzflächen entstehen. Zwei solcher Abnutzungsfehler, die durch das beschriebene Phänomen zustande kommen, werden im Folgenden näher beschrieben.

Bond Wire Failure

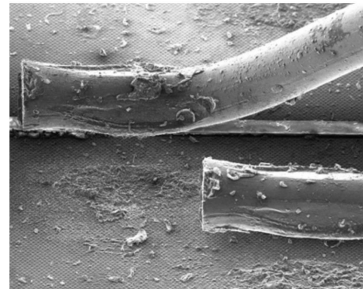
Eine fehleranfällige Stelle im Leistungshalbleitermodul bildet die Grenzfläche zwischen den Bonddrähten und den Halbleiterchips. Die Bonddrähte des

Leistungshalbleitermoduls bestehen gewöhnlich aus Aluminium und die Halbleiterchips aus Silizium. Die thermischen Ausdehnungskoeffizienten beider Materialien unterscheiden sich beinahe um das Achtfache [F42].

Alterungsmechanismen an dieser Stelle werden in der Literatur als *Bond Wire Failure* bezeichnet [F42, F43, F44, F45, F46]. Unterteilt wird dieser wiederum in die beiden Untergruppen *Bond Wire Cracking* und *Bond Wire Lift-Off*, abhängig davon, ob ein Bruch oder ein vollständiges Ablösen des Bonddrahtes eingetreten ist. In Abbildung 2.8 sind beide Fälle abgebildet.



(a) *Bond Wire Cracking* [F42]



(b) *Bond Wire Lift-Off* [F46]

Abbildung 2.8: Aufnahmen des Rasterelektronenmikroskops (REM) bei Auftreten von *Bond Wire Failure*. Dabei wird in 2.8 (a) der Alterungsfall *Bond Wire Cracking* und in 2.8 (b) der Alterungsfall *Bond Wire Lift-Off* dargestellt.

Mehrere Bonddrähte werden parallel angeordnet, um die Stromtragfähigkeit des Leistungsmoduls zu erhöhen. Somit weisen die Bonddrähte in der Regel eine Redundanz auf. Abbildung 2.9 zeigt beispielhaft, wie die Bonddrähte mit den Anschlüssen der Halbleiterchips verbunden sein können. Es würde somit nicht zwangsläufig zu einem Totalausfall des Stromrichters führen, wenn lediglich ein Bonddraht abgetrennt wird. Eine Ausnahme hierzu können die Gate-Verbindungen darstellen, die aufgrund der geringen Strombelastung meist einfach ausgeführt werden.

Das Ablösen eines Bonddrahtes hat zur Folge, dass der Strom durch einen kleineren Querschnitt fließen muss, was wiederum zur Erhöhung des ohmschen Widerstandes führt. Das Abtrennen eines Bonddrahtes führt somit zur Erhöhung des differentiellen Widerstandes. Dieser Zusammenhang wird in [F44] gezeigt. Hierbei wurden einzelne Bonddrähte abgetrennt und die Erhöhung des

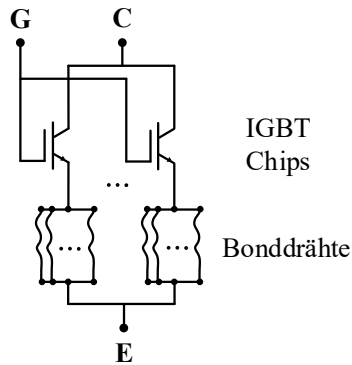


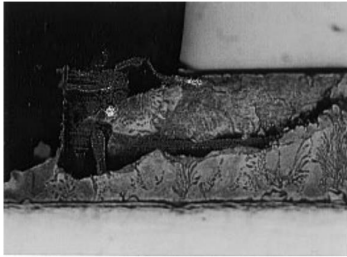
Abbildung 2.9: Schematische Darstellung der Verbindungen zwischen den Bonddrähten und den Halbleiterchips

differenziellen Widerstands erfasst. In Abschnitt 3.2.1 wird die Bedeutung des differenziellen Widerstands veranschaulicht und anschließend in das StromrichtermodeLL implementiert.

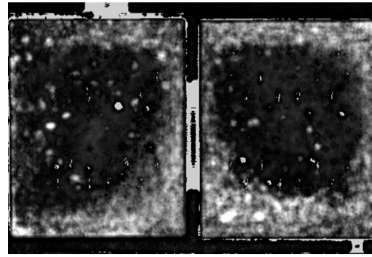
Solder Fatigue

Solder Fatigue beschreibt die Alterung der Lötverbindung. Gemäß Abbildung 2.7 (a) wird die Lötverbindung an zwei Stellen des Leistungshalbleitermoduls eingesetzt. Einerseits ist sie das Bindeglied zwischen dem Halbleiter und der Kupfermetallisierung. Andererseits wird sie zwischen dem Substratmaterial und der Grundplatte verwendet. Diese aus Zinn bestehende Stelle gilt innerhalb des Halbleitermoduls als sehr fehleranfällig und wurde in der Literatur ausführlich beschrieben [F42, F43, F44, F47, F48, F49, F50]. Aufgrund der Unterschiede in den thermischen Ausdehnungskoeffizienten entstehen bei Temperaturschwankungen thermo-mechanische Spannungen an den Lötstellen, die dort mit der Zeit zu Rissen und Delaminationen führen. Abbildung 2.10 zeigt zwei mögliche Alterungsszenarien von Lötverbindungen. In 2.10 (a) ist der Bruch der Lötverbindung, in 2.10 (b) hingegen eine Delamination der Lötverbindung abgebildet. Beide Mechanismen zählen zur Kategorie *Solder Fatigue* und können als Wear-Out Failure auftreten.

Aufschluss über diese eingetretene Alterungserscheinung geben vor allem zwei Degradationsindikatoren. In [F47] wird gezeigt, dass der Alterungsmechanismus



(a) *Solder Cracking* [F49]



(b) *Solder Delamination* [F50]

Abbildung 2.10: REM-Aufnahmen bei *Solder Fatigue*. Abbildung 2.10 (a) bildet *Solder Cracking* ab, während Abbildung 2.10 (b) *Solder Delamination* abbildet.

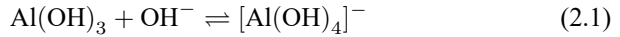
Solder Fatigue zur Reduzierung der Knickspannung des Durchlassverhaltens in der Kollektor-Emitter Strecke führt. Darüber hinaus wird in [F44] die Korrelation zwischen dem thermischen Widerstand vom Chip zum Kühlkörper und der Alterung des Lötzinns festgestellt. Dazu wird ein beschleunigter Alterungstest durchgeführt und der Anstieg des thermischen Widerstandes gemessen. Anschließend wird das Modul geöffnet und mittels bildgebender Verfahren die Alterung *Solder Fatigue* erfasst.

Infolge dieses Alterungsmechanismus steigt zudem die Sperrschichttemperatur der Leistungshalbleiter an, wodurch auch andere Fehlermechanismen wie *Bond Wire Lift-Off* beschleunigt werden können. Darüber hinaus kann die erhöhte Sperrschichttemperatur Hotspots und Thermal Runaway in den betroffenen Bereichen des Moduls auslösen. Die beiden beschriebenen Fehlermechanismen *Bond Wire Failure* und *Solder Fatigue* sind die vorherrschenden Verschleiß-Fehlermechanismen in drahtgebundenen IGBT-Modulen.

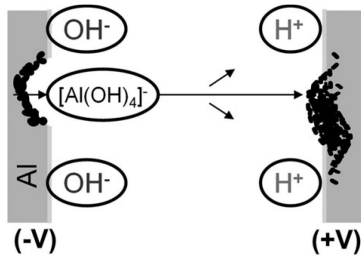
Humidity

Alterungsmechanismen, die mit erhöhter Feuchtigkeit einhergehen, werden in der Literatur ebenfalls beschrieben [F51]. Ein erhöhter Feuchtigkeitsanteil hat zur Folge, dass elektrochemische Korrosionsmechanismen stattfinden, insbesondere im Aluminium. Reines Aluminium ist sehr reaktiv und bildet auf seiner Oberfläche eine Aluminium-Hydroxid $\text{Al}(\text{OH})_3$ -Schicht, wenn es mit Wasser in Kontakt kommt. Durch diese entsteht eine Beständigkeit gegenüber

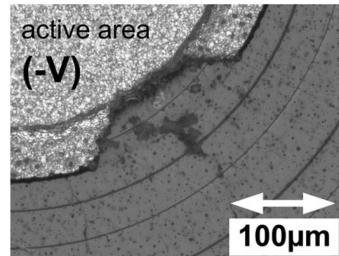
Oxidationen. Allerdings ist diese Stabilität nur in einem nahezu pH-neutralen Milieu gegeben. In einer sauren Lösung, d.h. bei einem pH-Wert unter 4, wird Aluminium-Hydroxid $\text{Al}(\text{OH})_3$ zu Al^{3+} -Ionen oxidiert. In einer alkalischen Lösung hingegen reagiert $\text{Al}(\text{OH})_3$ mit Hydroxid-Ionen zu Aluminaten gemäß der Reaktionsgleichung in (2.1).



Aluminate sind die einzige stabile Form von Aluminium in einer alkalischen Lösung, welche bis an die Anode wandern können. Dieser Korrosionsprozess ist in Abbildung 2.11 (a) dargestellt.



(a) Korrosionsvorgang [F51]



(b) Abgelöstes Aluminium in einem IGBT-Modul [F51]

Abbildung 2.11: Vorgang einer Aluminium-Korrosion: Die schematische Darstellung ist in 2.11 (a) abgebildet. Abbildung 2.11 (b) zeigt eine Aufnahme des Korrosionsvorgangs.

Abbildung 2.11 (b) zeigt die Anschlussstelle eines gealterten Diodenchips in einem 1700 V IGBT-Modul. Das Modul wurde in einem Labortest einer erhöhten Temperatur von 85 °C und einem erhöhten Feuchtigkeitsanteil von 85 % relativer Luftfeuchtigkeit ausgesetzt und wurde bei einer Spannung von 1530 V getestet [F51]. Das Modul versagte nach 500 h Betriebszeit. Nach dem Öffnen des Moduls wurde an der Kathode eine großflächige Korrosion der Aluminium-Metallisierung entdeckt.

Als Degradationsindikatoren wurden zwei Kenngrößen ermittelt. Dabei wird zum einen eine Steigerung der Leckströme im Sperrzustand des IGBTs beobachtet. Zum anderen wird eine Reduzierung der Sperrspannung festgestellt.

Diese beiden Kenngrößen können als Indikatoren für den Alterungsmechanismus Feuchtigkeit herangezogen werden.

2.3.2 Zwischenkreiskondensator

Es wird zwischen drei verschiedenen Kondensatortypen unterschieden: Elektrolyt-, Folien- und Keramik Kondensator. Das für das Dielektrikum eingesetzte Material ist die entscheidende Komponente, die über die Performance und Eigenschaften des Kondensators entscheidet. Für Elektrolytkondensatoren kommt in der Regel Aluminiumoxid Al_2O_3 , für Folienkondensatoren Kunststoffe wie Polypropylen oder Polyethylenterephthalat und für Keramik Kondensatoren keramische Materialien, die zwischen Klasse-1 und Klasse-2 unterschieden werden, zum Einsatz. Ausgangsmaterial von Klasse-1-Kondensatorkeramik ist ein feingemahlenes Paraelektrikum wie beispielsweise Titandioxid (TiO_2) [F52]. Klasse-2-Keramik Kondensatoren werden aus ferroelektrischen Materialien wie z.B. Bariumtitanat (BaTiO_3) hergestellt [F52].

Al_2O_3 weist aufgrund der hohen Feldstärke und der hohen relativen Permittivität die höchste Energiedichte auf. Keramik verfügt über eine viel höhere Dielektrizitätskonstante als Al_2O_3 und Polypropylen, besitzt aber eine niedrige Feldstärke, was zu einer ähnlichen Energiedichte wie bei einem Folienkondensator führt. Elektrolytkondensatoren können die höchste Energiedichte und die niedrigsten Kosten pro Joule erreichen, haben jedoch einen relativ hohen Equivalent Series Resistance (ESR), niedrige Ripplestromwerte und ein Verschleißproblem aufgrund der Verdampfung des Elektrolyts [F53]. Keramik Kondensatoren haben ein geringeres Volumen, einen größeren Frequenzbereich und können bei höheren Betriebstemperaturen von bis zu $200\text{ }^\circ\text{C}$ betrieben werden. Allerdings haben sie den Nachteil von höheren Kosten sowie mechanischer Empfindlichkeit. Folienkondensatoren bieten eine ausgewogene Leistung in Bezug auf Kosten, ESR, Kapazität, Ripplestrom und Zuverlässigkeit. Jedoch muss angesichts der relativ niedrigen Schmelztemperatur von Polypropylen, die je nach Herstellungsweise bei $127\text{ }^\circ\text{C}$ – $165\text{ }^\circ\text{C}$ liegt, Rücksicht auf die geringe Betriebstemperatur genommen werden [F54]. Zudem nehmen Folienkondensatoren verhältnismäßig mehr Volumen in Anspruch. Alle drei Kondensatortypen weisen somit spezifische Vor- und Nachteile auf.

Zwischenkreiskondensatoren können aufgrund intrinsischer und extrinsischer Faktoren ausfallen, wie z.B. Konstruktionsfehler, Materialverschleiß, Betriebstemperatur, Spannung, Strom, Feuchtigkeit und mechanischer Belastung. Die Ausfallmechanismen von Kondensatoren können im Allgemeinen in spontane Ausfälle aufgrund einer einmaligen Überbeanspruchung und in Verschleißaus-

fälle aufgrund einer langfristigen Degradation unterteilt werden. Bei einem spontanen Ausfall verliert der Kondensator aufgrund eines Kurzschlusses oder eines Leerlaufs vollständig seine Funktionsfähigkeit. Verschleißausfälle hingegen stellen die allmähliche Verschlechterung des Kondensators dar, die durch bestimmte Degradationsindikatoren erfasst werden können.

Im weiteren Verlauf sollen die Degradationsindikatoren, die übergreifend für alle Kondensatortypen gelten, herausgearbeitet werden. Hierzu wurden bereits zahlreiche Forschungsarbeiten durchgeführt [F53, F55, F56, F57, F58, F59, F60, F61, F62, F63, F64, F65, F66]. Die wesentlichen Degradationsindikatoren sind der Kapazitätswert, der ESR und die Leckströme des Kondensators, auf die im Folgenden näher eingegangen wird.

Kapazitätswert

Ein wichtiger Degradationsindikator, der Aufschluss über den Zustand eines Kondensators gibt, ist der Wert der Kapazität. Dies gilt übergreifend für alle Kondensatortypen.

Folienkondensatoren haben im Hinblick auf die Zuverlässigkeit ein wichtiges Alleinstellungsmerkmal der Selbstheilungsfähigkeit. Anfängliche dielektrische, lokal auftretende Durchschläge (z.B. durch Überspannung) eines Folienkondensators können beseitigt werden, wobei der Kondensator bis auf eine vernachlässigbare Kapazitätsverringering seine volle Leistungsfähigkeit zurückerlangt. Jedoch kann die Gesamtkapazität durch Zunahme solcher defekten Stellen mit der Zeit reduziert werden. Es wird angenommen, dass 95 % – 98 % des ursprünglichen Kapazitätswertes die Grenze für die Einsatzfähigkeit eines Folienkondensators darstellt [F66, F67]. Für Elektrolytkondensatoren liegt dieser Wert bei 80 % [F67]. Ein weiterer Alterungsmechanismus von Folienkondensatoren ist die Korrosion, die an der metallisierten Schicht der Folie auftritt. Hierdurch kann die äußere Metallschicht mit der Zeit abgelöst werden, was die Gesamtkapazität des Kondensators ebenfalls verringert.

Equivalent Series Resistance

Neben der Kapazität kann auch der ESR herangezogen werden, um den Zustand eines Kondensators abzuschätzen. Abbildung 2.12(a) zeigt das vereinfachte Impedanzmodell eines Kondensators, das aus drei Komponenten besteht: der Kapazität, dem ESR und der Equivalent Series Inductance (L) (ESL). Abbildung 2.12(b) veranschaulicht das dazugehörige Frequenzdiagramm, das von eben diesen drei Komponenten bestimmt wird und daher in drei Frequenzbereiche

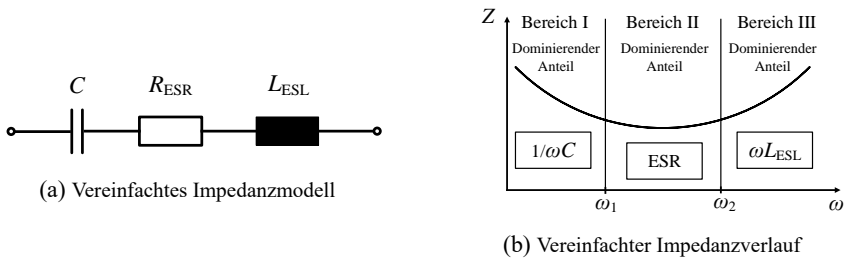


Abbildung 2.12: Impedanzmodell und -verlauf eines Kondensators [F67]

unterteilt werden kann. Für unterschiedliche Frequenzen dominieren dabei unterschiedliche Ersatzschaltbildkomponenten. Abbildung 2.12 (b) zeigt, dass für Frequenzen $\omega < \omega_1$ die Kapazität, für Frequenzen $\omega_1 < \omega < \omega_2$ der ohmsche Widerstand und für Frequenzen $\omega > \omega_2$ die Induktivität den dominierenden Anteil ausmacht.

Bei Folienkondensatoren stellt die Grenze für einen funktionsfähigen Kondensator die Verdoppelung des ESR dar [F67]. Auch für Elektrolytkondensatoren kann der ESR als Degradationsindikator herangezogen werden. Wenn das Elektrolyt mit der Zeit als Verschleißmechanismus verdunstet, wird folglich das Elektrolytvolumen reduziert. Eine Verringerung der effektiven Oberfläche, die als Elektrode wirkt, führt zu einer Verringerung der Kapazität. Gleichzeitig steigt auch der ESR, da der elektrolytische Widerstand zunimmt [F60].

Leckströme

Im Gegensatz zu den beiden vorherigen Degradationsindikatoren ist der Leckstrom in der Literatur nicht umfassend beschrieben. Jedoch kann gesagt werden, dass die verschleißbehaftete Lebensdauer von Elektrolytkondensatoren durch den Anstieg des Leckstromes bestimmt werden kann, da dieser mit der elektrochemischen Reaktion der Oxidschicht korreliert [F53].

Keramikkondensatoren hingegen sind im Vergleich zu den anderen beiden Kondensatortypen hinsichtlich der Zuverlässigkeit sehr stabil und zeigen selten signifikante Degradationserscheinungen. Jedoch können durch die hohe Lagenzahl von dielektrischen Schichten Alterungserscheinungen auftreten. Eine dominierende Ausfallursache von Keramikkondensatoren ist die Degradation

der Isolationsschichten. Diese führt ebenfalls zu höheren Leckströmen [F53]. In Tabelle 2.1 sind die Kondensatortypen, ihre jeweiligen Eigenschaften, die Vor- und Nachteile sowie ihre Alterungsmechanismen aufgelistet.

Kondensator- typ	Elektrolyt- kondensator	Folien- kondensator	Keramik- kondensator
Dielektrikum	Aluminiumoxid Al_2O_3 Tantalpentoxid Ta_2O_5	Kunststoffe wie Polypropylen oder Polyethy- lenterephthalat	Keramische Materialien (Klasse-1 und Klasse-2)
Vorteile	+ Hohe Energiedichte + Niedrige Kosten	+ Sehr ausgewogen bzgl. Kosten, ESR, Kapazität, Rippelstrom und Zuverlässigkeit	+ Geringes Volumen + Frequenz- und Temperaturbe- reich hoch
Nachteile	- Hoher ESR - Empfindlich gegenüber Ver- schleißalterung	- Geringe Be- triebstemperatur - Großes Volumen	- Hohe Kosten - Mechanische Empfindlichkeit
Alterungs- mechanismen	Verdampfen des Elektrolyts	Korrosion an der metallisierten Schicht der Folie	Degradation der Isolations- schichten
Degradations- indikatoren	Kapazität, ESR, Leckstrom	Kapazität, ESR	Leckstrom

Tabelle 2.1: Kondensatortypen und ihre Eigenschaften

2.3.3 Stromsensoren

Anders als bei den beiden vorherigen beschriebenen Komponenten sind im Themenbereich der Stromsensor-Degradationen in der Literatur nur spärlich Quellen vorhanden. Trotzdem werden im Rahmen dieser Promotionsarbeit anhand von

Überlegungen und analytischen Zusammenhängen die Auswirkungen von möglichen Alterungsfällen von Stromsensoren so weit wie möglich beschrieben. Zur Erfassung der Ausgangsströme existieren in der Praxis zahlreiche Methoden und somit auch verschiedene Typen von Stromsensoren [F68, F69, F70, F71]. Das Ziel jeden Stromsensors ist es, den Strom zu erfassen, ohne dabei diesen zu beeinflussen. Stromsensoren, die auf der transformatorischen Kopplung der Primär- und Sekundärseite beruhen, werden auch Stromwandler genannt. Dieser konventionelle Stromwandler wird im folgenden Abschnitt vorgestellt, anschließend werden diejenigen Sensor-Varianten beschrieben, die für die Erfassung des Stromes den Einsatz eines Magnetkerns zur Grundlage haben. Die Basis bildet dabei die Erfassung des Flusses, der durch den Stromfluss im Magnetkern entsteht [F69].

Konventioneller Stromwandler

Ein konventioneller Stromwandler, der auf den Einsatz eines Eisenkerns zurückgreift, ist ein induktiver Transformator (Abbildung 2.13 (a)) [F68]. Die Primärwicklung führt den Primärstrom I_P . Gebildet wird die Primärwicklung in den meisten Fällen durch einen Leiter durch die Öffnung des Eisenkernes. Für den Einsatz bei kleinen Primärströmen kann die Primärwicklung aber auch mehrere Windungen enthalten, um die Eigenschaften des Stromwandlers zu verbessern. Die Sekundärwicklung wird um den Eisenkern gewickelt. Im Idealfall ist der Sekundärstrom I_S proportional zum Primärstrom I_P und dem Verhältnis der Windungszahlen der Primärwicklung N_P und der Sekundärwicklung N_S . Der Sekundärstrom kann zu $I_S = I_P \cdot \frac{N_P}{N_S}$ berechnet werden. Die Genauigkeit des Stromwandlers hängt von der Größe sowie dem Material des Eisenkerns ab [F68]. Mit diesem Messprinzip können jedoch keine Gleichströme erfasst werden [F69].

Magnetische Stromsensoren

Für Ströme inklusive Gleichanteil sind elektronische Stromwandler entwickelt worden, die in einem kleinen Luftspalt ein Magnetfeldsensor enthalten, um den Fluss zu erfassen. Als Magnetfeldsensor können Hall-Sensoren eingesetzt werden. Auch ist der Einsatz von sättigbaren Feldsensoren mit entsprechender Elektronik – von sogenannten Fluxgates – möglich (Abbildung 2.13 (b)) [F69, D72]. Unterschieden wird zwischen der Open-Loop und der Closed-Loop Technologie (Abbildung 2.14). Open-Loop Wandler nutzen die Hall-Effekt Technologie (Abbildung 2.14 (a)). Ein Magnetfeld wird durch einen stromfüh-

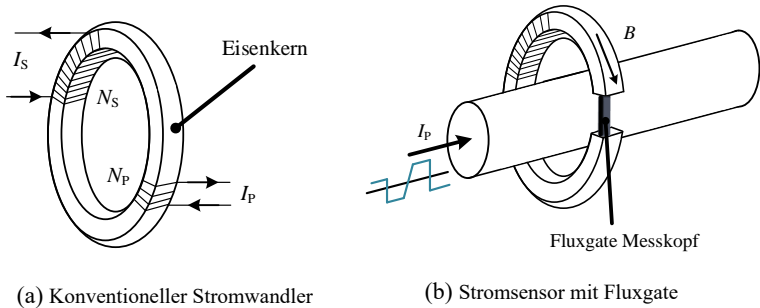


Abbildung 2.13: Darstellung unterschiedlicher Typen von Stromsensoren. Der konventionelle Stromwandler aus 2.13 (a) basiert auf der transformatorischen Kopplung zwischen Primär- und Sekundärseite. In 2.13 (b) ist ein magnetischer Sensor abgebildet, der auf dem Fluxgate-Prinzip beruht und das im Luftspalt entstehende Magnetfeld auswertet.

renden Leiter erzeugt, welches sich im Magnetkern konzentriert. Die magnetische Flussdichte wird durch einen im Luftspalt platzierten Hall-Generator gemessen. Der verwendete magnetische Werkstoff wird im linearen Bereich der Magnetisierungskennlinie betrieben, weil dort folgender Zusammenhang gilt: die magnetische Flussdichte B ist proportional zum Primärstrom I_P . Die Hall-Spannung U_h ist somit ebenfalls proportional zu dem zu messenden Strom I_P , dazu addiert sich noch der Hall-Offset U_{oh} . Der Open-Loop Wandler liefert somit eine Ausgangsspannung U_{out} , die proportional zur verstärkten Hallsensorspannung U_h ist, wodurch indirekt auf den zu messenden Primärstrom I_P zurückgeführt werden kann [F69, D72]. Der Closed-Loop Wandler verfügt im Gegensatz zum Open-Loop Wandler über eine eingebaute Kompensationsschaltung. Die geschlossene Regelschleife dient dem Ziel, eine insgesamt bessere Performance zu erzielen (Abbildung 2.14 (b)). Die Closed-Loop Technologie wird auch als Kompensationsstromwandler bezeichnet.

Das Funktionsprinzip des Kompensationsstromwandlers basiert auf der Kompensation des primären Flusses. Hier wird die erfasste Hall-Sensorspannung als Gegenreaktionssignal verwendet, um eine Sekundärspule I_S derart anzusteuern, dass der gesamte Fluss im Magnetkern gleich Null ist [F69, D72]. Der sekundäre Fluss wird gezielt zur Kompensation des primären Flusses geregelt. Somit muss

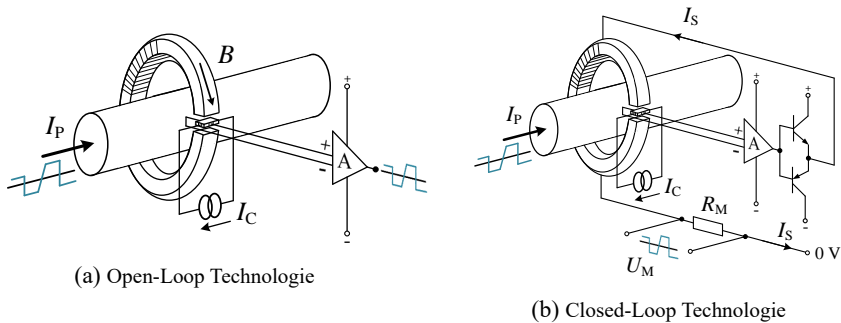


Abbildung 2.14: Gegenüberstellung der Open-Loop Technologie in 2.14(a) und der Closed-Loop Technologie in 2.14(b). Die Closed-Loop Technologie verfügt durch eine eingebaute Kompensationsschaltung über eine geschlossene Regelschleife.

der Sekundärstrom I_S in der Sekundärspule ein dem durch den Primärstrom erzeugten Primärfeld B_P entgegengesetztes Sekundärfeld erzeugen. Die Summe dieser Felder ergibt dabei gleich Null. Der Sekundärstrom I_S fließt durch einen Messwiderstand. Die am Messwiderstand abfallende Spannung U_{out} wird erfasst und soll den Primärstrom I_P abbilden.

Degradationsindikatoren der Stromsensoren

Üblicherweise wird die erfasste Ausgangsspannung U_{out} in Abhängigkeit des fließenden Stromes I_P im Datenblatt eines Stromwandlers dargestellt. Diese Übertragungsfunktion ist stets eine Gerade, die an den Enden abgeschnitten ist. In Abbildung 2.15 ist die Übertragungsfunktion eines Fluxgate-basierten Stromwandlers des Typs LEM CKSR 75-NP dargestellt.

Die Übertragungskennlinie des Stromwandlers wurde durch Angaben im Datenblatt konstruiert und wird im Folgenden erläutert [D72]. Die Spannungsversorgung des Stromwandlers beträgt $+5\text{ V}$, dieser Wert kann somit nicht überschritten werden. Der Ausgang liefert eine Spannung, die sich um die Referenzspannung von $+2,5\text{ V}$ herumbewegt. Ohne den Primärstrom liegt am Ausgang die Referenzspannung von $+2,5\text{ V}$ an, die als der virtuelle Nullpunkt angesehen werden kann. Wenn keine externe Referenzspannung verwendet wird,

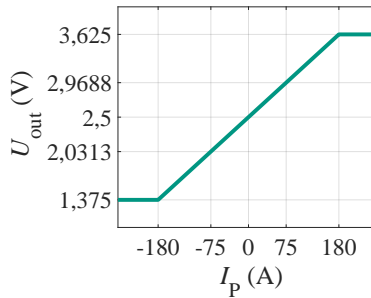


Abbildung 2.15: Spannung-Strom Übertragungsfunktion des Fluxgate-basierten Stromwandlers CKSR 75-NP [D72]

ist der Ausgangsspannungsbereich auf einen Wert zwischen $+1,375\text{ V}$ für den negativen Strombereich und $+3,625\text{ V}$ für den positiven Strombereich – zentriert um $+2,5\text{ V}$ – begrenzt. Der Nennstrom I_p beträgt hierbei 75 A . Die Steigung der Gerade ergibt sich zu $6,25\frac{\text{mV}}{\text{A}}$ und kann dem Datenblatt des Stromsensors entnommen werden [D72].

Ausgehend von dieser Übertragungsfunktion werden Degradationsindikatoren von Stromsensoren herausgearbeitet. Dazu werden mögliche Fehlerszenarien eines Stromsensors sowie deren Auswirkungen auf die Übertragungsfunktion formuliert. Mögliche Fehlerszenarien eines Stromsensors können sich folgendermaßen auswirken [D72]:

- Es entsteht bei $I_p = 0$ ein elektrischer DC-Offset durch einen Offset des Hall-Elements oder der Elektronikschaltung
- Es entsteht ein magnetischer DC-Offset, der durch den Magnetkern zustande kommt
- Durch den Einsatz einer Elektronikschaltung können Verstärkungsfehler auftreten, die nicht mehr die erwünschte Verstärkung abbilden
- Die Linearität kann aufgrund einer magnetischen Sättigung oder eines Fehlers in der Elektronikschaltung nicht mehr aufrechterhalten werden

Alle hier aufgezählten möglichen Degradationsmechanismen würden eine Auswirkung auf die Übertragungsfunktion des Stromsensors haben. Die Auswirkungen lassen sich auf zwei entscheidende Parameter herunterbrechen, die als

Degradationsindikatoren des Stromsensors definiert werden: Verstärkungsfaktor ϵ und Offset θ der Übertragungsfunktion.

2.4 Stand der Technik

Bisher existieren in der Literatur drei prinzipielle Ansätze von CM von Stromrichtern, die im Folgenden aufgelistet sind. Der dritte hier beschriebene Ansatz ist wiederum in zwei Untergruppen unterteilt.

- Messtechnische Überwachung von Degradationsindikatoren
- Physics-of-failure-Modelle für Ausfallmechanismen
- Software-basierte Verfahren
 - Datenbasiertes Verfahren mittels maschinellem Lernen
 - Modellbasiertes Verfahren mithilfe digitaler Zwillinge

In den nachfolgenden Abschnitten wird der Stand der Technik zuerst immer anhand der Leistungshalbleiterbauelemente erläutert. Anschließend werden auch Beispiele genannt, die sich auf den Zwischenkreiskondensator beziehen. Eine Veröffentlichung, die umfassend und systematisch einen Alterungsmechanismus von Stromwandlern untersucht hat, ist dem Autor zum jetzigen Stand nicht bekannt.

2.4.1 Messtechnische Überwachung von Degradationsindikatoren

Ein Ansatz befasst sich mit der Überwachung von Degradationsindikatoren. Dieser Ansatz ist grundsätzlich in der Lage, alle Alterungsmechanismen zu detektieren, die den Degradationsindikator betreffen. Die Erfassung des Degradationsindikators kann mithilfe einer Messschaltung direkt oder durch eine Modellabschätzung indirekt erfolgen, wobei auch bei dieser Variante zusätzliche Messeinrichtungen eingesetzt werden. Zahlreiche Veröffentlichungen haben sich mit der Fragestellung beschäftigt, welche Kenngrößen als Degradationsindikatoren in Frage kommen. Die Alterungsmechanismen werden dabei in Abschnitt 2.3 näher erläutert.

Leistungshalbleiterbauelement

Der Schwerpunkt der Veröffentlichung [F47] liegt in der Ermittlung von Degradationsindikatoren von IGBTs, die mit bestimmten Alterungsmechanismen in Verbindung gebracht werden. In der genannten Veröffentlichung werden drei potentielle Degradationsindikatoren wie die Gate-Schwellenspannung, die Kollektor-Emitter-Spannung im eingeschalteten Zustand und die transconductance, die als Verstärkung des Kollektorstromes zur Gatespannung definiert wird, in Betracht gezogen. Ersterer Parameter wird herangezogen, um den Alterungsmechanismus *Trapped Charges in the Gate Oxide* zu detektieren. Die Kollektor-Emitter-Spannung gibt Hinweise auf den Alterungsmechanismus *Solder Fatigue*, während die transconductance auf generelle *Gate Degradation* hindeuten könnte. In [F51] untersucht der Autor die Auswirkung des Alterungsmechanismus *Humidity* und die damit verbundenen Korrosionsmechanismen auf den IGBT. Dabei erlangt der Autor die Erkenntnis, dass die Leckströme der IGBTs als Degradationsindikator herangezogen werden können, wobei diese sich nicht als ausreichend erweisen, um das Fortschreiten des Alterungsmechanismus exakt zu beschreiben. Daher wird zusätzlich die reale Sperrspannung des Transistors als Degradationsindikator berücksichtigt. Um den *Latch-Up*-Effekt eines IGBTs, der zum Verlust seiner Ansteuerfähigkeit führt, frühzeitig erkennen zu können, wurde in [F73] die Ausschaltzeit als Degradationsindikator verwendet. In [F74] wurden physikalische Modelle auf Halbleiterebene erstellt, die auch dynamische Effekte während des Ein- und Ausschaltens und thermische Charakteristiken berücksichtigen. Auf Basis dieser Modelle wurden Simulationsparameter variiert, um bestimmte Alterungsmechanismen wie *Solder Fatigue* und *Gate Degradation* nachzubilden. Untersucht wurden vier Klemmeneigenschaften der Leistungshalbleiter: die Modulgehäuse-Temperatur, die Ausgangsstromüberschwingungen, der Phasenwiderstand und die mit steigenden und fallenden Flanken der PWM-Ausgangsspannung einhergehende dv/dt -Werte. Die Simulationsergebnisse zeigen, dass verschiedene Degradationsmechanismen unterschiedliche Auswirkungen auf die Eigenschaften der Transistorklemmen haben. Die Autoren kommen zur Erkenntnis, dass es möglicherweise gelingt, die verschiedenen Mechanismen der Alterung anhand dieser unterschiedlichen Auswirkungen klassifizieren zu können. Darüber hinaus werden in der Simulation nur marginale Änderungen der Klemmeneigenschaften festgestellt. Dies stellt eine große Herausforderung für das CM von Stromrichtern dar, so die Autoren.

Darüber hinaus existieren Forschungsarbeiten, die den Fokus nicht nur auf die Ermittlung solcher Degradationsindikatoren gelegt, sondern zusätzlich Verfah-

ren erarbeitet haben, die anhand des Degradationsindikators den Zustand im Stromrichterbetrieb abschätzen können. Beispielsweise wurde in [F43] eine Messschaltung entwickelt, die die Kollektor-Emitter-Spannung des IGBTs im eingeschalteten Zustand erfasst und somit den Alterungsmechanismus *Bond Wire Lift-Off* detektieren kann. Auch in [F75] wird eine Messschaltung eingesetzt, um die Kollektor-Emitter-Spannung im eingeschalteten Zustand zu messen und daraus Aussagen über eingetretene Alterungsmechanismen wie *Bond Wire Lift-Off* oder *Solder Fatigue* zu treffen. Zusätzlich werden hier die Degradationsindikatoren Gateladung, Effektivwert des Kollektorstromes, Gate-Emitter-Spannung, Umgebungstemperatur, Gehäusetemperatur, Schwellenspannung und differenzieller Widerstand erfasst. Darüber hinaus ist der vorgestellte Fehlererkennungs-Algorithmus in der Lage, zwischen eingetretenen Fehlern und Änderungen in den Umgebungs- oder Betriebsbedingungen zu unterscheiden. In der Veröffentlichung [F44] wird ein Verfahren präsentiert, das die Alterungsmechanismen *Solder Fatigue* und *Bond Wire Lift-Off* der Leistungshalbleiterbauelemente detektiert. Dies erfolgt anhand der Online-Überwachung der beiden Degradationsindikatoren thermischer Widerstand zwischen Chip und Kühlkörper $R_{th,ja}$ und differenzieller Widerstand der Kollektor-Emitter-Strecke r_{CE} , die durch indirekte Methoden unter Verwendung einer Messschaltung abgeschätzt werden. Um ebenfalls diese beiden Alterungsmechanismen zu überwachen, wurde in [F76] auf die Abschätzung der Chip-Temperatur zurückgegriffen. Da die Chip-Temperatur nicht direkt messbar ist, wird diese durch den Einsatz einer analogen Messschaltung, die die Ausschaltzeit des IGBTs evaluiert, berechnet. Die Veröffentlichung [F48] verfügt über die Besonderheit, dass neben dem halbleiterspezifischen Alterungsmechanismus *Solder Fatigue* auch der Alterungsmechanismus *Contamination of the Cooling System* untersucht wird. Dadurch wird der Nachweis erbracht, dass durch die Wahl von geeigneten Degradationsindikatoren auch andere Komponenten des leistungselektronischen Systems wie z.B. das Kühlsystem überwacht werden können. Hierfür werden im Betrieb für eine kurze Zeit sich wiederholende, niederfrequente Leistungsverluste an den IGBT angebracht. Nach dem Erreichen des stationären Temperaturwertes werden die Temperaturzyklen erfasst und die Maximal- und Minimalwerte der Chip-Temperatur, die mithilfe eines thermischen Modells berechnet werden, ausgewertet. Eine Erhöhung der Maximaltemperatur deutet dabei auf den Alterungsmechanismus *Solder Fatigue* der Leistungshalbleiterbauelemente und eine Erhöhung der Minimaltemperatur auf den Alterungsmechanismus *Contamination of the Cooling System* hin.

Zwischenkreiskondensator

In der Literatur sind Verfahren zur Zustandsüberwachung von Kondensatoren untersucht worden, welche auf der Erfassung der Degradationsindikatoren basieren. In [F55] und [F57] wurde eine Messschaltung entwickelt, die den ESR eines Elektrolytkondensators misst und diesen Wert mit dem ursprünglichen ESR vergleicht. In [F59] wird der ESR des Elektrolytkondensators, welcher Teil eines LC-Filters ist, untersucht. Für diesen Sonderfall wird gezeigt, dass der Alternating Current (AC)-Spannungsrippel proportional zum ESR des Kondensators ist. Ausgehend von diesem Zusammenhang wird eine Schaltung entwickelt, die den ESR im Betrieb ermittelt. Die beiden Veröffentlichungen [F61] und [F62] ziehen des Weiteren die Temperatur-Effekte in Betracht, wobei hierbei die Nutzung von hochpräziser Messtechnik wie beispielsweise eines Oszilloskops erforderlich ist, was eine kommerzielle Anwendung des Verfahrens unmöglich macht. Die Erfassung des ESR in [F63] basiert auf der Berechnung der Kondensatorverluste, die aus den Messungen der AC-Rippelspannungen und Rippelströme des Kondensators erfolgt. Hierzu wird ein einfacher Mikrocontroller verwendet.

Neben dem ESR kann zur Zustandsüberwachung auch der Degradationsindikator Kapazität herangezogen werden. In [F64] wird für einen Elektrolytkondensator ein Verfahren zur Kapazitätsschätzung in einem dreiphasigen Umrichter vorgestellt. Dazu wird im Leerlauf ein geregelter Wechselstrom mit einer bestimmten Frequenz in die Eingangsseite eingespeist, der dann auf der DC-Ausgangsseite AC-Spannungsrippel verursacht. Durch Extrahieren der Wechselspannungsanteile auf der DC-Ausgangsseite mittels digitaler Filter wird die Kapazität berechnet.

2.4.2 Physics-of-failure-Modelle für Ausfallmechanismen

Ein anderer Ansatz ist die modellbasierte Alterungsuntersuchung, die die Absicht verfolgt, einen bestimmten Alterungsmechanismus, der zum Ausfall des Stromrichters führt, physikalisch zu modellieren. Dieser Ansatz erfordert detailliertes Wissen über den Alterungsvorgang und kann lediglich den modellierten Alterungsmechanismus detektieren. Der Physics-of-failure-Ansatz betrachtet die Problemstellung von der „physikalischen“ Seite. Demzufolge forschen meist Wissenschaftler aus dem Gebiet der Physik oder der Werkstoffwissenschaften an diesem Ansatz.

Leistungshalbleiterbauelement

Der Alterungsmechanismus Verlust der Sperrfähigkeit durch erhöhte Leckströme aufgrund von *Humidity* kann mithilfe von thermo-mechanischen und elektrochemischen Modellen abgebildet werden [F77]. Auf diese Modelle wird dann während des Betriebs des Stromrichters zurückgegriffen, um den aktuellen Zustand und die restliche Lebensdauer abschätzen zu können. Die Basis dieses Verfahrens ist die Berechnung der Verlustleistung und die darauffolgende Abschätzung der Temperatur durch die im Labor validierten thermischen Modelle. Im Stromrichterbetrieb werden mithilfe des thermischen Modells die Anzahl und die Amplitude der Temperaturhübe erfasst und den entwickelten Alterungsmodellen zugeführt, um die restliche Lebensdauer abzuschätzen.

In [F78] wird der Alterungsmechanismus *Bond Wire Lift-Off* eines IGBT-Leistungsmoduls untersucht. Hierzu wird das Leistungshalbleitermodul numerisch durch die Finite-Elemente-Methode modelliert, um die thermo-mechanischen Kräfte an der Grenzfläche zwischen den Bonddrähten und dem Substrat zu ermitteln. Als Ausgangspunkt dient auch hier die Berechnung der Verlustleistung, um hieraus mithilfe eines elektro-thermischen Modells die Temperaturverteilung innerhalb des Leistungsmoduls zu berechnen. Aus dieser Temperaturverteilung heraus werden wiederum mithilfe eines thermo-mechanischen Modells die an der Grenzfläche entstehenden mechanischen Kräfte berechnet. Im letzten Schritt wird durch ein Degradationsmodell die entstandene Materialalterung evaluiert.

Zwischenkreiskondensator

Die Veröffentlichung [F58] zielt auf eine physikalische Modellierung eines Elektrolytkondensators ab. Die Methode besteht aus vier Teilmodellen: einem Modell zur Berechnung des ESR, welches auch die temperatur- und frequenzbedingten Abhängigkeiten berücksichtigt, einer Motorantriebssimulation zur Berechnung der Verlustleistung, einem Wärmeübertragungsmodell basierend auf der Geometrie des Kondensators sowie einem physikalisch motivierten Lebensdauermodell. Dabei werden die vier Teilmodelle nacheinander abgerufen, wobei die Eingangsgröße von einem Teilmodell stets der Ausgangsgröße vom vorhergehenden Teilmodell entspricht. Die restliche Lebensdauer des Elektrolytkondensators wird als letzte Ausgangsgröße des Gesamtmodells berechnet. Als Alterungsmechanismus wird die Verdampfung des Elektrolyts betrachtet, der als vorherrschender Verschleißmechanismus eines Elektrolytkondensators gilt.

2.4.3 Software-basierte Verfahren

Ein großer Vorteil der Software-basierten Verfahren besteht darin, dass keine zusätzlichen Sensoren oder Messeinrichtungen verwendet werden. Daraus ergibt sich nicht nur ein enormer Kostenvorteil, sondern zugleich auch eine höhere Ausfallsicherheit des Stromrichters angesichts des Wegfalls von zusätzlichen potentiellen Fehlerquellen. Mehr Informationen über die Vorteile des Verzichtes auf zusätzliche Sensoren sind in Abschnitt 2.2.1 aufgelistet.

Das Software-basierte Verfahren wird in zwei Untergruppen unterteilt, auf die im Folgenden näher eingegangen wird:

- Datenbasiertes Verfahren mittels maschinellem Lernen
- Modellbasiertes Verfahren mithilfe digitaler Zwillinge

Datenbasiertes Verfahren mittels maschinellem Lernen

Der Begriff *maschinelles Lernen* wird folgendermaßen definiert:

Definition 5 *Maschinelles Lernen bezeichnet die Generierung von Wissen aus Erfahrung, indem Lernalgorithmen auf Basis vorhandener Daten Gesetzmäßigkeiten aneignen. Diese identifizierten Muster lassen sich verallgemeinern und auf einem neuen, unbekanntem Datensatz anwenden, um so Vorhersagen zu treffen [F79].*

Für die Komponenten Leistungshalbleiterbauelemente und Zwischenkreiskondensator ist dem Autor jeweils eine Veröffentlichung bekannt, in der dieses Prinzip zum Einsatz kommt.

In [F80] werden 224 Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET)-Leistungshalbleiter von zehn verschiedenen Herstellern einem Strahlungstest im Labor unterzogen. Dabei werden sowohl das statische Verhalten als auch das dynamische Verhalten der Bauelemente bei Strahlenbelastung sowie thermischer Belastung berücksichtigt. Die Leistungshalbleiter werden somit absichtlich beschädigt, um an Informationen über das Verhalten im Fehlerfall zu gelangen. Diese gesammelten Daten werden für den Trainingsprozess von Algorithmen aus dem Bereich des maschinellen Lernens verwendet. Es werden verschiedene Algorithmen wie logistische Regression, Random Forest und Gradient-Boosting-Klassifizierung bewertet. Als Ausgangsgröße wird die FIT-Rate berechnet, welche die erwartete Anzahl an Ausfällen pro Zeiteinheit angibt. Für einen Elektrolytkondensator wird in [F67] die Kapazität in einem dreiphasigen Umrichter auf Basis eines neuronalen Netzes abgeschätzt. Die Eingangsgrößen des Algorithmus sind die Ströme und Spannungen des netz- und lastseitigen

Stromrichters sowie die Zwischenkreisspannung. Die Ausgangsgröße ist die Kapazität des Kondensators. Im Trainingsvorgang wird der Algorithmus auf den Zusammenhang zwischen den Eingangsgrößen und der Ausgangsgröße hintrainiert. Die Trainingsdaten werden hier in einer Simulationsumgebung generiert, die die Kapazität des Kondensators variiert und dabei die Eingangs- und Ausgangsgrößen speichert. Der Algorithmus wird anschließend in einem digitalen Signalprozessor (DSP) implementiert. In einer weiteren Veröffentlichung [F81] stellt der Autor eine experimentelle Anordnung vor, die auf dem Prüfstand die Änderung der Zwischenkreiskapazität ermöglicht. Hier wird der Algorithmus mit realen Daten bei verschiedenen Kapazitätswerten des Zwischenkreiskondensators trainiert. Bei der berechneten Kapazität wird im ungünstigsten Fall eine Genauigkeit von 2 % erzielt. Jedoch ist diese Methode nur dann auf andere Stromrichtersysteme anwendbar, wenn hierfür eine Prüfstandsanordnung vorhanden ist, welche die Veränderung der Zwischenkreiskapazität erlaubt, um an reale Daten für den Trainingsvorgang zu gelangen. Dies begrenzt die Praxistauglichkeit des Verfahrens für andere Stromrichtersysteme. Eine für die praktische Anwendung geeignetere Lösung ist es, für die Generierung von Trainingsdaten ein Simulationsmodell heranzuziehen, welches das reale Stromrichtersystem gut genug abbildet. Dann muss lediglich das Simulationsmodell an das reale Stromrichtersystem angepasst werden, wenn das Verfahren auf andere Stromrichtersysteme skaliert werden soll. So kann darauf verzichtet werden, für die Generierung von Trainingsdaten auf zusätzliche Hardware-Aufbauten zurückgreifen zu müssen.

Prinzipiell ermöglichen datenbasierte Verfahren, die auf maschinellen Lernmethoden basieren, die Detektion von jenen Alterungsmechanismen, die dem Algorithmus übermittelt werden. Der Algorithmus kann somit immer nur so „schlau“ sein, wie seine zugrundeliegenden Daten es erlauben. Der US-amerikanische Forscher Andrew Ng, der für seine Arbeiten im Bereich des maschinellen Lernens bekannt ist, vergleicht im folgenden Zitat Algorithmen des maschinellen Lernens mit einem Raketenantrieb.

Zitat 1 *„I think AI (Artificial Intelligence) is akin to building a rocket ship. You need a huge engine and a lot of fuel. If you have a large engine and a tiny amount of fuel, you won't make it to orbit. If you have a tiny engine and a ton of fuel, you can't even lift off. To build a rocket you need a huge engine and a lot of fuel.“*
[F82]

- Andrew Ng

Demnach wären die Daten der Treibstoff und der Algorithmus der Motor,

wenn maschinelles Lernen sinnbildlich für ein Raumschiff steht – ohne die entsprechenden Daten kann das Raumschiff nicht fliegen [F82]. Für eine Detektion von verschiedenen Alterungsszenarien werden Daten benötigt, die genau diese Alterungsmechanismen repräsentieren. Dies geht mit der Anforderung einher, dass Informationen über das Verhalten der Stromrichterkomponenten für ein breites Spektrum an verschiedenen Fehlerfällen bekannt sein müssen. Wenn der Algorithmus mit realen Stromrichterdaten von verschiedenen Fehlerfällen trainiert werden soll, ist es jedoch aufwändig und kostspielig, an Daten zu gelangen, die eben jene Informationen enthalten [F82].

Im Rahmen dieser Promotionsarbeit wird ein Verfahren erarbeitet, das genau diesen Nachteil überwindet. Der Ansatz wird in Abschnitt 2.5 beschrieben.

Modellbasiertes Verfahren mithilfe digitaler Zwillinge

Das modellbasierte Verfahren fokussiert sich auf die Systemidentifikation, um den Zustand von Stromrichterkomponenten zu bestimmen. Bei diesem Ansatz wird das zugrundeliegende System mithilfe eines Übertragungssystems beschrieben. Hierbei kommen Differentialgleichungen sowie die Zustandsraumdarstellung zum Einsatz, um das zu überwachende elektrische Netzwerk zu modellieren. Die Zustandsüberwachung erfolgt, indem bestimmte Systemparameter wie die Kapazität oder der Serienwiderstand identifiziert werden.

[F83] befasst sich mit verschiedenen Verfahren der Systemidentifikation und bewertet, wie diese für die Zustandsüberwachung eingesetzt werden können. In [F84] wird detailliert untersucht, wie eine Systemidentifikation verwendet werden kann, um eine Fehlererkennung der Komponenten eines DC/DC-Wandlers zu entwerfen. Die Publikation befasst sich mit der Fehlererkennung mittels eines modellbasierten Zustandsschätzers. Dabei werden Fehlerresiduen ausgewertet, die die Differenz zwischen dem realen Stromrichter und dem Ausgang des Zustandsschätzers wiedergeben. Für jede Systemkomponente (Kapazität, Serienwiderstand, Leistungshalbleiter) werden sogenannte Fehlersignaturen gesammelt, um zwischen verschiedenen Fehlertypen zu unterscheiden. Das Verfahren wird mithilfe eines Experiments validiert, wobei auch die Dynamik und die Geschwindigkeit des Verfahrens analysiert werden.

In [F85] wird ein Modell eines Photovoltaik (PV)-Systems entworfen, das aus einem PV-Modul und einem Stromrichter besteht. In der Betriebsphase wird die Differenz zwischen den durch ein Modell geschätzten und den in der Realität gemessenen Größen ausgewertet, um ein Fehlerresiduum zu erzeugen. Ähnlich wie in [F84] wird diese Fehlersignatur verwendet, um den Fehlertyp zu identifizieren. Die Erkennung von zehn verschiedenen Fehlertypen wird anhand von

experimentellen Ergebnissen gezeigt.

Bei den vorgestellten Methoden der Systemidentifikation ist eine exakte Modellierung des Systems aufgrund der nicht berücksichtigten parasitären Effekte nicht möglich. Somit entsteht stets ein Fehlersignal zwischen Modell und Realität. Diese Fehlersignatur wird ausgewertet, um Aussagen über die eingetretene Systemveränderung zu treffen.

In jüngster Zeit sind mehrere Veröffentlichungen auf dem Gebiet der digitalen Zwillinge von Stromrichtersystemen erschienen. Ein digitaler Zwilling ist eine virtuelle Repräsentation, die als digitales Echtzeitmodell eines physischen Objekts fungiert [F86]. Bei der Methode der digitalen Zwillinge wird das Ziel angestrebt, das System mithilfe einer virtuellen Repräsentation genauestens ohne jegliche Modellfehler zu beschreiben.

In [F87] wird ein digitaler Zwilling eines DC/DC-Wandlers mit dem Ziel der Zustandsüberwachung der Systemkomponenten erstellt. Zunächst wird der DC/DC-Wandler mit unbekanntem Parametern modelliert. Um die unbekanntem Modellparameter zu schätzen, wird ein Partikelschwarmoptimierungs (PSO)-Algorithmus angewandt. Der Algorithmus verwendet eine Zielfunktion, die die Differenz zwischen den Modellergebnissen des digitalen Zwillinges und den Messergebnissen in Bezug auf die Ausgangsgrößen wie Induktorstrom und Ausgangsspannung berechnet. Ziel ist es, diese Zielfunktion mithilfe des PSO-Algorithmus zu minimieren und so die Modellparameter zu bestimmen. Diese Modellparameter dienen als Degradationsindikatoren, durch deren Erfassung die Alterungstendenzen der Systemkomponenten wie Kondensator und MOSFET erkannt werden können.

Die Veröffentlichung [F88] befasst sich mit Hochfrequenz-Stromrichtern basierend auf Galliumnitrid (GaN)-Halbleitern. Hierbei wird der Alterungsmechanismus *Solder Fatigue* untersucht. Als Degradationsindikator von GaN-Bauelementen wird der Drain-Source-Widerstand $R_{DS,(on)}$ ausgewertet. Im Betrieb werden die Daten durch die Überwachung von Spannung, Temperatur und Strom erfasst. Aus den erfassten Daten wird $R_{DS,(on)}$ mit Hilfe eines Algorithmus, der dem Bayes-Theorem folgt, identifiziert. Dabei werden die zu identifizierenden Modellparameter als unbekannt Variablen betrachtet und als Wahrscheinlichkeitsverteilungen angenommen. Mit Hilfe eines Markow-Chain-Monte-Carlo-Verfahrens wird die Wahrscheinlichkeitsdichte der unbekannt Modellparameter berechnet, mit denen der Widerstand $R_{DS,(on)}$ als Modellergebnis ermittelt wird.

In [F65] und [F66] werden modellbasierte Verfahren zur Abschätzung der Kapazität eines Folienkondensators vorgeschlagen. Als Basis dient die allgemeine Gleichung für die Bestimmung der Kapazität $i_c = C \cdot \frac{du_c}{dt}$ mit der Konden-

satorsspannung u_c und des Kondensatorstromes i_c sowie der zu berechnenden Kapazität C . Hierbei wird im Betrieb die Spannungssteigung gemessen und der Strom, der durch den Kondensator fließt, abgeschätzt. Die Ermittlung des Stromes kann beispielsweise durch die angelegte Schalterstellung des Wechselrichters erfolgen [F66].

Der Nachteil des modellbasierten Verfahrens mittels digitaler Zwillinge besteht darin, dass eine exakte Modellierung eines komplexen Systems unter Berücksichtigung aller physikalischen Effekte sowie den zahlreichen parasitären Effekten schwer zu realisieren ist. In manchen Publikationen werden unbekannte Modellparameter angenommen und diese dahingehend angepasst, um die Modellfehler zu minimieren. Jedoch werden meist keine oder nur unzureichende Lösungen vorgestellt, wie das Modell sich bei veränderten Umgebungs- und Betriebsbedingungen verhält. Theoretisch könnten mit diesem Ansatz lediglich für eine bestimmte Umgebungsbedingung sowie einen bestimmten Betriebspunkt Aussagen über eingetretene Systemveränderungen getroffen werden. Um jedoch eine praxistauglichere Lösung im Bereich CM von Stromrichtern zu realisieren, müssen bestimmte Umgebungs- und Betriebsbedingungen wie beispielsweise die Temperatur des Leistungshalbleitermoduls berücksichtigt werden, zumal das Verhalten eines Stromrichters stark von diesen Gegebenheiten abhängt.

Die Eigenschaften und Merkmale der drei beschriebenen Ansätze sind in Tabelle 2.2 zusammengefasst.

2.5 Beiträge zur Erweiterung des Stands der Technik

In diesem Abschnitt wird der im Rahmen dieser Promotionsarbeit untersuchte Ansatz zur Zustandsüberwachung beschrieben. Anschließend wird dieser Ansatz innerhalb der in Abschnitt 2.4 beschriebenen Ansätze eingeordnet und die Beiträge zur Erweiterung des Stands der Technik hervorgehoben. Der Ansatz zur Zustandsüberwachung ist in Abbildung 2.16 dargestellt.

Den Ausgangspunkt des Ansatzes bildet die Erfassung von Daten. Hier werden die für die Fehlererkennung relevanten Daten gesammelt. Im Rahmen dieser Arbeit werden die Ausgangssteuergrößen der Regelung sowie bestimmte Messgrößen wie beispielsweise die Zwischenkreisspannung erfasst. Die im Zeitbereich erfassten Signale werden durch die Definition eines bestimmten Zeitfensters in den Frequenzbereich transformiert, um eine Analyse der Oberschwingungen zu ermöglichen. Dieser Vorgang besitzt den Vorteil, dass mit voranschreitender Zeit

Überwachung von Degradations-indikatoren	Physics-of-failure-Modelle für Ausfallmechanismen	Software-basierte Verfahren	
Messung des Degradations-indikators	Physikalische Modellierung des Alterungsvorgangs	Daten-basiert	Modell-basiert
Erfordert Degradations-indikatoren	Erfordert detailliertes Wissen über den Alterungsvorgang	Erfordert Trainings-daten	Erfordert System-beschreibung
Überwacht alle Alterungsvorgänge, die den Degradations-indikator betreffen	Kann nur den modellierten Alterungsvorgang detektieren	Überwacht alle trainierten Alterungsvorgänge	System-identifikation berechnet Degradations-indikator
Erfordert zusätzliche Sensoren	Erfordert teilweise zusätzliche Sensoren	Erfordert keine zusätzlichen Sensoren	

Tabelle 2.2: Merkmale der in der Literatur bisher vorhandenen Ansätze zur Zustandsüberwachung von Stromrichtern

die Anzahl der zur Analyse herangezogenen Datenpunkte zunimmt und somit eine genauere Aussage über eingetretene Alterungserscheinungen ermöglicht. Im nächsten Schritt werden diese gesammelten Daten vorverarbeitet. Der wichtigste Prozess der Datenvorverarbeitung ist die Ausreißerkennung und -entfernung. Hierbei werden mithilfe statistischer Methoden diejenigen Datenpunkte, die von den anderen Datenpunkten eine signifikante Abweichung aufweisen, erfasst und aus dem Datensatz eliminiert.

Anschließend werden die verarbeiteten Daten der Datenauswertung übergeben, die aus einem zweistufigen Verfahren besteht: der Anomaliedetektion und der Ursachendetektion. Das Anomaliedetektions-Modell hat das Ziel, eine Anomalie innerhalb des Datensatzes zu erkennen. Dieser Algorithmus wird mit realen Daten trainiert. Dabei werden bestimmte Umgebungs- und Betriebsbedingungen wie beispielsweise die gemessene Modul-Temperatur miteinbezogen. Mit diesem Zwischenschritt wird die Absicht verfolgt, zwischen Alterungs-

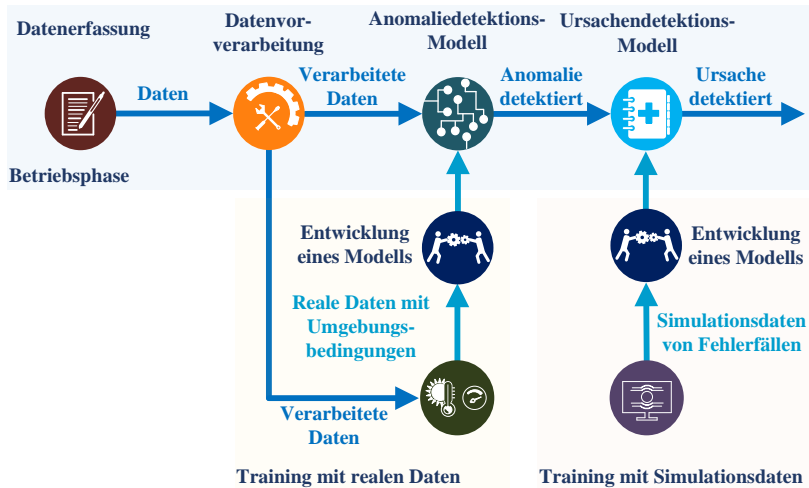


Abbildung 2.16: Ansatz zur Zustandsüberwachung bestehend aus den vier Schritten: Datenerfassung, Datenvorverarbeitung, Anomaliedetektion und Ursachendetektion

erscheinungen der leistungselektronischen Komponenten und Änderungen der Umgebungs- oder Betriebsbedingungen unterscheiden zu können. Zumal leistungselektronische Komponenten wie beispielsweise Leistungshalbleiterbauelemente sehr temperatursensitiv sind, ist diese Differenzierung notwendig. Die Anomaliedetektion kann als eine Art Datenbibliothek angesehen werden. In der Trainingsphase werden die Daten des Stromrichter-Referenzverhaltens mit Bezug auf Umgebungs- und Betriebsbedingungen der Datenbibliothek übergeben. Im Stromrichterbetrieb werden die neu eintreffenden Betriebsdaten gesammelt und mit den in der Trainingsphase erfassten Daten aus der Datenbibliothek unter Einbeziehung aller relevanten Umgebungs- und Betriebsbedingungen verglichen. Damit wird sichergestellt, dass ein korrekter Vergleich zwischen den im Trainingsprozess aufgezeichneten Daten und dem neu eintreffenden Datensatz erfolgt.

Nach der Anomaliedetektion wird der Datensatz der Ursachendetektion übergeben. Das Ziel des Ursachendetektions-Modells besteht darin, einerseits die Ursache der Alterung ausfindig zu machen und andererseits den Schweregrad

der Alterung abzuschätzen. Das Ursachendetektions-Modell wird mit Simulationsdaten trainiert. Auf Basis von Simulationsergebnissen werden mathematische Modelle aus dem Bereich des maschinellen Lernens trainiert, die in der Lage sind, diese Fehlerfälle in der Praxis anhand der verfügbaren Daten zu erkennen. Um den im Rahmen dieser Promotionsarbeit untersuchten Ansatz zwischen den genannten Publikationen einzuordnen, werden hier die wichtigsten Eigenschaften und Merkmale aufgeführt. Im Rahmen dieser Dissertation wird für das CM eines leistungselektronischen Systems ein Software-basiertes Verfahren verwendet (Abschnitt 2.4.3). Dazu wird auf Messsignale und Regelungsgrößen zurückgegriffen, die ohnehin in jedem leistungselektronischen System zum Zweck der Stromrichterregelung erfasst und verarbeitet werden. Das besondere Merkmal des Ansatzes ist die Betrachtung auf Systemebene. Da die verfügbaren Daten auf Systemebene erfasst werden, ist es prinzipiell möglich, alle Veränderungen der Systemkomponenten zu erkennen. Dies ist jedoch an die Anforderung gekoppelt, dass die verschiedenen Alterungsmechanismen und deren Auswirkungen auf die untersuchten Daten differenziert werden müssen. Die Promotionsarbeit behandelt die drei Stromrichterkomponenten Leistungshalbleiter, Zwischenkreiskondensator und Stromsensoren, wobei der Ansatz theoretisch auf andere Systemkomponenten wie das Kühlsystem oder mechanische Komponenten erweitert werden kann.

Da der vorgestellte Ansatz mit Datensätzen arbeitet, die aus zahlreichen Datenpunkten bestehen, werden Methoden und Werkzeuge aus der Datenanalyse verwendet. Diese Datenpunkte werden im Frequenzbereich in einem bestimmten Zeitraum aufgenommen, um eine Analyse der verschiedenen Oberschwingungen über einen längeren Zeitraum zu ermöglichen. Für die Ausreißerkennung werden Methoden aus der Statistik herangezogen.

Für die Erkennung der Alterungsursache im Ursachendetektions-Modell werden Daten aus Simulationen verwendet, mit denen mathematische Modelle trainiert werden. Dies entspricht dem Prinzip des maschinellen Lernens, womit dieser Aspekt dem datenbasierten Ansatz aus Abschnitt 2.4.3 zugeordnet wird. Hierzu werden in Simulationen bestimmte Fehlermechanismen gezielt implementiert, um deren Auswirkungen auf die verfügbaren Datensätze zu analysieren. Für jeden untersuchten Alterungsmechanismus werden Muster und Gesetzmäßigkeiten herausgearbeitet, die einen Hinweis auf den eingetretenen Alterungsmechanismus geben und eine Differenzierung zwischen den verschiedenen Alterungsmechanismen ermöglichen. Solche speziellen Muster, anhand derer der eingetretene Fehlerfall bestimmt werden kann, werden im Bereich des maschinellen Lernens *Features* genannt.

Definition 6 *Im Bereich des maschinellen Lernens und der Mustererkennung bezeichnet ein **Feature** ein charakteristisches Merkmal oder eine Eigenschaft eines zu beobachtenden Phänomens [F89].*

Jedoch muss das Stromrichtermodell nicht zwangsläufig ein digitaler Zwilling sein. Da die reine Erkennung von Mustern im Vordergrund steht, besteht keine Anforderung, dass eine exakte mit der Realität übereinstimmende Modellierung durchgeführt werden muss. Trotzdem wird in Abschnitt 4.4.4 ein Modell entworfen, welches über verschiedene Betriebspunkte hinweg die wichtigsten Oberschwingungen des realen Stromrichters abbilden kann.

Für die Systembeschreibung wird der Stromrichter mithilfe einer Zustandsraumdarstellung modelliert. In diesem Modell sind bestimmte Degradationsindikatoren enthalten, die eine Simulation von Alterungsmechanismen ermöglichen. Dieser Aspekt wird dem modellbasierten Ansatz zugeordnet, der in Abschnitt 2.4.3 beschrieben ist.

Der gesamtheitliche Ansatz wird als ein Software-basiertes Verfahren klassifiziert. Je nachdem, welcher Aspekt des Algorithmus betrachtet wird, wird dieser dem daten- oder modellbasierten Verfahren zugeordnet.

Der untersuchte Ansatz der Promotionsarbeit stellt eine neue Methode dar, welche ohne zusätzliche Sensoren auskommt und lediglich auf die Mess- und Regelungsgrößen zurückgreift, die ohnehin in einem leistungselektronischen System vorhanden sind. Folgende Aspekte der Promotionsarbeit sind dabei ein Novum, die über den Stand der Technik hinausgehen.

1. Die Erfassung und Analyse der Stromrichterdaten im Frequenzbereich über einen längeren Zeitraum
2. Die Ausreißererkennung der Stromrichterdaten unter Verwendung von statistischen Methoden
3. Die Einführung einer Anomaliedetektion, die eine Unterscheidung zwischen den sich verändernden Umgebungs- und Betriebsbedingungen sowie Alterungserscheinungen ermöglicht
4. Das Feststellen der Alterungsursache von verschiedenen Stromrichterkomponenten durch mathematische Modelle, die mit Simulationsdaten trainiert werden

Kapitel 3

Modellierung

Dieses Kapitel behandelt die Modellbildung der untersuchten Stromrichter. Dabei wird der Stromrichter in Abschnitt 3.1 als Zustandsraummodell mit ideal verhaltenden Stromrichterkomponenten modelliert. Hierfür werden zuerst Differentialgleichungen aufgestellt, die die physikalischen Zusammenhänge des Stromrichters beschreiben. Zuvor wurden bereits in Abschnitt 2.3 ausgehend von den Alterungsmechanismen der drei untersuchten Stromrichterkomponenten die Degradationsindikatoren ermittelt. Ziel des Abschnitts 3.2 ist es, das ideale Stromrichtermodell um diese Degradationsindikatoren zu erweitern und hiernach in die bekannte Zustandsraumdarstellung zu überführen.

In Abschnitt 3.3 wird die Regelstrecke des leistungselektronischen Systems analysiert, um ausgehend davon die Regler zu entwerfen. Die Struktur dieses Kapitels ist in Abbildung 3.1 dargestellt.

3.1 Ideales Stromrichtermodell

Im Rahmen dieser Dissertation werden zwei Stromrichtertopologien untersucht, die beide einen 3-phasigen 2-Level Wechselrichter zur Grundlage haben. Diese Schaltung wird auch als Drehstrombrückenschaltung bezeichnet und kommt in den unterschiedlichsten Anwendungen zum Einsatz. Unter anderem findet sie Anwendung in Elektrofahrzeugen, Industriemaschinen sowie Windkraft- und Solaranlagen. Im Folgenden sind die beiden untersuchten Stromrichtertopologien aufgelistet.

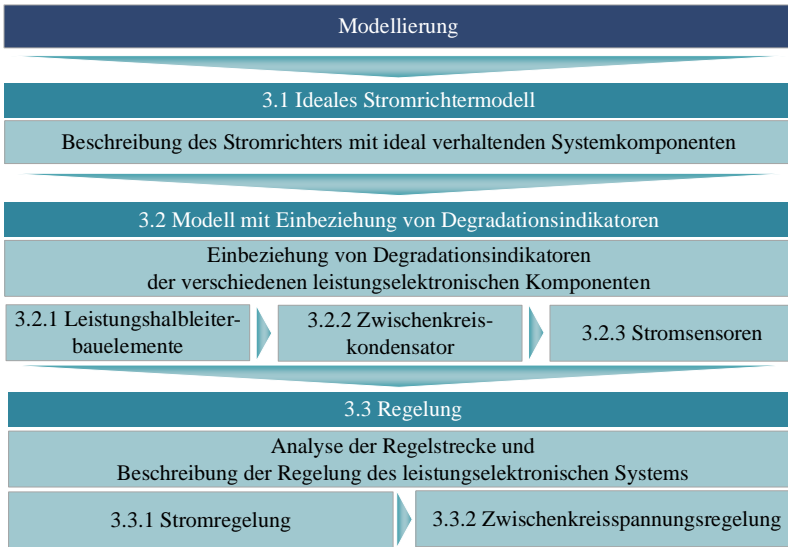


Abbildung 3.1: Struktur des Kapitels „Modellierung“

- Umrichter mit AC/DC Active Front End (AFE), einem Gleichspannungszwischenkreis und einem ausgangsseitigen DC/AC Wechselrichter (Abbildung 3.2)
- 3-phasige 2-Level DC/AC Drehstrombrückenschaltung, die mit einer Gleichspannung versorgt wird (Abbildung 3.3)

Zuerst wird die erste Variante vorgestellt; im Anschluss wird der zweite Fall behandelt.

In Abbildung 3.2 ist die erste Variante zu sehen. Die Topologie besteht aus einem Dreiphasengleichrichter, einem Gleichspannungszwischenkreis unter Verwendung eines Kondensators als Energiespeicher sowie einem ausgangsseitigen Wechselrichter.

Der netzseitige Gleichrichter wandelt das Drehspannungssystem des Netzes in eine Gleichspannung um. Der lastseitige Wechselrichter wandelt diese Gleichspannung wiederum in eine 3-phasige Wechselfspannung am Ausgang um. Durch diese Anordnung kann die Netzspannung in eine in der Frequenz und in der Am-

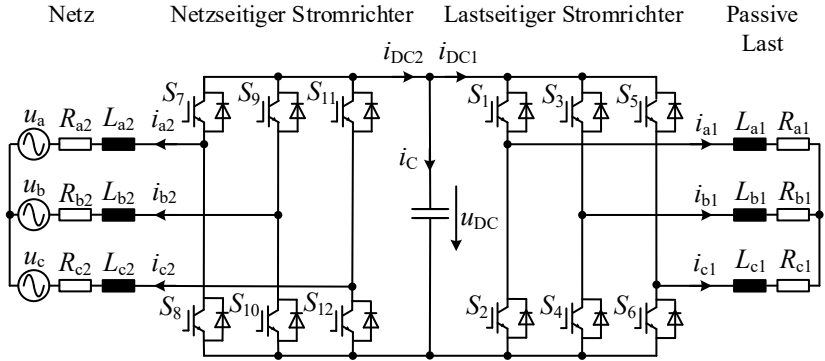


Abbildung 3.2: Ersatzschaltbild einer Drehstrombrückenschaltung als netz- und lastseitiger Stromrichter mit einer passiven Last.

plitude variable Drehspannung an der Last umgewandelt werden.

Im Rahmen dieser Promotionsarbeit wird der Stromrichter isoliert ohne Störungen von externen Komponenten untersucht. Hierfür werden als Last passive Komponenten verwendet, die sich aus ohmschen Widerständen und Induktivitäten zusammensetzen. Es wird bewusst auf eine Motorlast verzichtet vor dem Hintergrund der Tatsache, dass Wechselwirkungen der beiden Komponenten verhindert werden sollen. Die Effekte von rotierenden Maschinen werden herausgehalten, um das Verfahren prinzipiell zu untersuchen. Aus diesem Grund wird in der vorliegenden Arbeit der Stromrichter mit seinen jeweiligen Systemkomponenten isoliert betrachtet. Um ein elektrisches Antriebssystem ganzheitlich betrachten zu können, müssen die Auswirkungen des Stromrichters und des Motors zuerst scharf voneinander getrennt werden. Das Zusammenführen beider Komponenten für die gesamtheitliche Betrachtung des elektrischen Antriebssystems kann als Fortführung dieser Promotionsarbeit durchgeführt werden und wird in Abschnitt 7.2 näher beschrieben.

Um die Netzseite zu entkoppeln, wird zusätzlich der Spezialfall betrachtet, in dem die Eingangsseite des Wechselrichters über eine Gleichspannungsquelle versorgt wird (Abbildung 3.3). Die Gleichspannungsversorgung erfolgt bei dieser Topologie mithilfe eines DC-Netzteils, das eine nahezu konstante Gleichspannung liefert. Diese Topologie reduziert die äußeren Einflüsse und

lässt die nahezu isolierte Untersuchung des Stromrichters zu. Diese Anordnung wird in dieser Promotionsarbeit für die Untersuchung von Fehlerfällen von Leistungshalbleiterbauelementen sowie von Sensoren herangezogen. Die erste beschriebene Topologie aus Abbildung 3.2 ermöglicht darüber hinaus Untersuchungen am Zwischenkreiskondensator (Abschnitt 6.2). Mit der Topologie aus Abbildung 3.3 sind Untersuchungen am Zwischenkreis aufgrund der zusätzlichen Kapazität des DC-Netzteils nicht möglich.

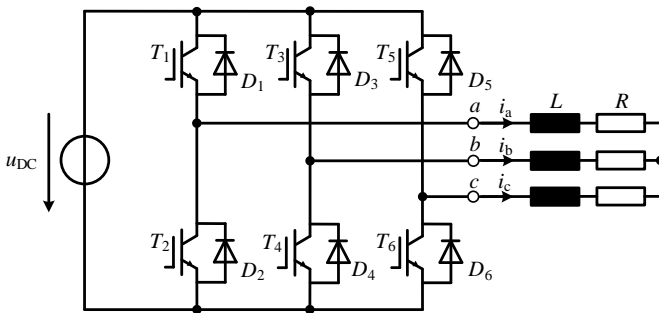


Abbildung 3.3: Ersatzschaltbild einer Drehstrombrückenschaltung mit einer passiven Last. Die Eingangsseite des Wechselrichters wird mit einer Gleichspannungsquelle versorgt.

Die 3-phasige Last wird über die Klemmen a , b , c angeschlossen. Um zu jedem Zeitpunkt die vom Stromregler gewünschte Spannung am Ausgang bereitzustellen, werden Leistungshalbleiterbauelemente eingesetzt, die ein- und ausschaltbar sind. Hierfür werden pro Phase zwei IGBTs und zwei Dioden verwendet. Das Einschalten der oberen IGBTs (T_1 , T_3 , T_5) führt dazu, dass die Ausgangsklemmen mit dem positiven Zwischenkreispotential verbunden sind. Selbiges gilt für das negative Zwischenkreispotential, wenn die unteren IGBTs (T_2 , T_4 , T_6) eingeschaltet werden. Oberer und unterer IGBT einer Phase dürfen niemals gleichzeitig eingeschaltet werden, da dies zu einem Kurzschluss der Phase mit dem Zwischenkreis führen würde. Jedoch können beide IGBTs einer Phase (z.B. T_1 und T_2) gleichzeitig ausgeschaltet werden. Dann entscheidet das Stromvorzeichen der Phase, ob das positive oder negative Zwischenkreispotential mit dem Phasenausgang verbunden ist. Jede einzelne Phase kann zwei verschiedene diskrete Schaltzustände annehmen, wobei die Anzahl der Phasen drei beträgt. Daraus ergeben sich insgesamt $2^3 = 8$ Schaltzustände, die

in Tabelle 3.1 zusammengefasst sind. Neben den Schaltkombinationen sind auch die einzelnen Phasenspannungen in abc-Koordinaten dargestellt. Diese Phasenspannungen werden in $\alpha\beta$ -Koordinaten und anschließend in das rotierende dq-Koordinatensystem transformiert, um die zu regelnden Größen in Gleichgrößen umzuwandeln (Abschnitt 3.3). Wenn diese acht Schaltzustände im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem aufgetragen werden, ergibt sich die Form eines Sechsecks (Abbildung 3.4).

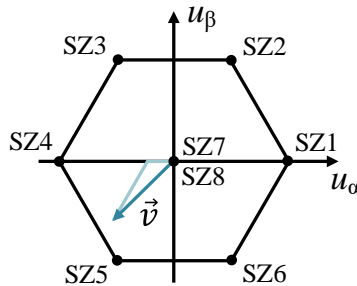


Abbildung 3.4: Raumzeigerdiagramm in der $\alpha\beta$ -Ebene. Der Vektor \vec{v} rotiert in der $\alpha\beta$ -Ebene und wird mithilfe der Schaltzustände SZ1 - SZ8 nachgebildet.

Die Schaltzustände werden unterteilt in aktive Schaltzustände, die auf den Ecken des Sechsecks liegen und in Freilaufzustände, die im Nullpunkt des Koordinatensystems angesiedelt sind. Sie werden als Freilaufzustand bezeichnet, da sie eine Spannung von 0 V an den Ausgang anlegen. Der Vektor \vec{v} in Abbildung 3.4 kann beispielsweise durch die beiden aktiven Schaltzustände SZ4, SZ5 sowie durch die beiden Freilaufzustände SZ7 und SZ8 aufgespannt werden.

Im Folgenden wird zunächst die erste aufgelistete Topologie aus Abbildung 3.2 modelliert und mithilfe von Differentialgleichungen beschrieben. Hinterher werden diese Gleichungen auch auf die Variante aus Abbildung 3.3 reduziert. Ziel ist es, die Schaltungstopologie mithilfe von Differentialgleichungen zu beschreiben und diese anschließend in die Zustandsraumdarstellung, die sich zur Systembeschreibung eines Übertragungssystems eignet, zu überführen. Die Zustandsraumdarstellung wird durch die Zustandsdifferentialgleichung erster Ordnung (3.1) und durch die Ausgangsgleichung (3.2) beschrieben.

$$\vec{\dot{x}} = A \cdot \vec{x} + B \cdot \vec{u} \quad (3.1)$$

$$\vec{y} = C \cdot \vec{x} \tag{3.2}$$

Dabei bezeichnet \vec{x} die Zustandsgröße, \vec{y} die Ausgangsgröße und \vec{u} die Eingangsgröße. Bei den Koeffizienten A , B und C handelt es sich um Matrizen. Nachdem die Differentialgleichungen aufgestellt werden, werden diese Koeffizientenmatrizen ermittelt. Im vorliegenden Fall enthält die Zustandsgröße \vec{x} die last- und netzseitigen Ströme sowie die Zwischenkreisspannung (3.3). Die Ausgangsgröße \vec{y} ist mit der Zustandsgröße \vec{x} identisch – demzufolge stellt die Matrix C die Einheitsmatrix dar. Die Netzspannungen u_a , u_b und u_c bilden die Eingangsgröße des Systems \vec{u} ab.

$$\vec{x} = \begin{pmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \\ i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \\ u_{DC} \end{pmatrix} \quad \vec{y} = \begin{pmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \\ i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \\ u_{DC} \end{pmatrix} \quad \vec{u} = \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} \tag{3.3}$$

Für die Identifizierung der beiden Matrizen A und B wird zuerst die gesamte Zustandsraumgleichung (3.1) mit der Matrix E multipliziert. Dadurch ergibt sich die Gleichung (3.4). Diese mathematische Operation führt dazu, dass vor jeder Größe der Zustandsdifferentialgleichung eine Koeffizientenmatrix vorhanden ist, was den späteren Koeffizientenvergleich mit den Differentialgleichungen vereinfachen wird.

$$E \cdot \vec{x} = F \cdot \vec{x} + G \cdot \vec{u} \tag{3.4}$$

Tabelle 3.1: Schaltzustände eines 3-phasigen 2-Level Wechselrichters

Nr.	Phasen			Spannungen abc			Spannungen $\alpha\beta$	
	a	b	c	u_a/u_{DC}	u_b/u_{DC}	u_c/u_{DC}	u_α/u_{DC}	u_β/u_{DC}
SZ1	+	-	-	2/3	-1/3	-1/3	2/3	0
SZ2	+	+	-	1/3	1/3	-2/3	1/3	1/√3
SZ3	-	+	-	-1/3	2/3	-1/3	-1/3	1/√3
SZ4	-	+	+	-2/3	1/3	1/3	-2/3	0
SZ5	-	-	+	-1/3	-1/3	2/3	-1/3	-1/√3
SZ6	+	-	+	1/3	-2/3	1/3	1/3	-1/√3
SZ7	+	+	+	0	0	0	0	0
SZ8	-	-	-	0	0	0	0	0

Die beiden zu identifizierenden Matrizen sind in (3.5) dargestellt und lauten nun

$$A = E^{-1} \cdot F \qquad B = E^{-1} \cdot G \qquad (3.5)$$

Im Folgenden werden die Differentialgleichungen des Systems ermittelt und mithilfe der umgeformten Zustandsraumdarstellung (3.4) nachgebildet. Zunächst werden in diesem Kapitel alle Komponenten gemäß Abbildung 3.5 als ideal betrachtet.

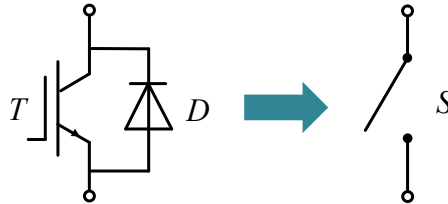


Abbildung 3.5: In diesem Abschnitt 3.1 werden ideal verhaltende Halbleiter angenommen, die keine parasitären Eigenschaften aufweisen – somit ein ideales Schalt- und Durchlassverhalten besitzen. Erst in Abschnitt 3.2 werden parasitäre Eigenschaften in die Halbleitermodelle aufgenommen.

Erst in Abschnitt 3.2 werden sämtliche Parameter, die als Degradationsindikatoren fungieren, in die Gleichungen miteinbezogen. Die Transistoren werden hier als ideale Schalter angenommen. Ist der Schalter geschlossen, nehmen diese den Wert 1 an, ist er geöffnet, so nehmen diese den Wert 0 an.

Es werden insgesamt sieben Differentialgleichungen aufgestellt – davon vier Gleichungen für die Spannung, zwei Gleichungen für den Strom sowie eine Gleichung, die die Zwischenkreisspannung beschreibt. Davon beziehen sich je drei Gleichungen auf eine der beiden Drehstrombrückenschaltung. Zunächst wird hier der lastseitige Stromrichter betrachtet. Die Spannungsgleichung, die die Masche zwischen der Phase a und Phase b wiedergibt, wird durch den Term $\frac{(S_1 - S_2) - (S_3 - S_4)}{2} \cdot u_{DC}$ beschrieben. Die rechte Seite der Gleichung wird durch den Spannungsabfall über die einzelnen Komponenten formuliert. Insgesamt ergibt sich die Gleichung (3.6).

$$\frac{(S_1 - S_2) - (S_3 - S_4)}{2} \cdot u_{DC} = R_{a1} \cdot i_{a1} + L_{a1} \cdot \frac{di_{a1}}{dt} - R_{b1} \cdot i_{b1} - L_{b1} \cdot \frac{di_{b1}}{dt} \qquad (3.6)$$

In (3.7) wird die Maschengleichung zwischen Phase b und Phase c aufgestellt, die analog zu Gleichung (3.6) aufgestellt wird.

$$\frac{(S_3 - S_4) - (S_5 - S_6)}{2} \cdot u_{DC} = R_{b1} \cdot i_{b1} + L_{b1} \cdot \frac{di_{b1}}{dt} - R_{c1} \cdot i_{c1} - L_{c1} \cdot \frac{di_{c1}}{dt} \quad (3.7)$$

Auf die Spannungsgleichung, die den Zusammenhang zwischen Phase a und Phase c beschreibt, wird bewusst verzichtet, da diese Information in den beiden Gleichungen zuvor enthalten und somit redundant ist. Diese Gleichung miteinzubeziehen hätte zur Folge, dass die Matrizen E und F singulär werden würden. Eine singuläre Matrix ist nicht invertierbar. Diese Eigenschaft ist für die Matrix E jedoch Voraussetzung, um die Gleichungen aus (3.5) lösen zu können.

Analog zu dem soeben beschriebenen Vorgang werden in (3.8) und (3.9) die beiden Spannungsgleichungen aufgestellt, die sich auf den netzseitigen Stromrichter beziehen. Im Unterschied zu den Gleichungen (3.6) und (3.7) sind in der netzseitigen Beschreibung zusätzlich die Netzspannungen enthalten.

$$\frac{(S_7 - S_8) - (S_9 - S_{10})}{2} \cdot u_{DC} = u_a + R_{a2} \cdot i_{a2} + L_{a2} \cdot \frac{di_{a2}}{dt} - u_b - R_{b2} \cdot i_{b2} - L_{b2} \cdot \frac{di_{b2}}{dt} \quad (3.8)$$

$$\frac{(S_9 - S_{10}) - (S_{11} - S_{12})}{2} \cdot u_{DC} = u_b + R_{b2} \cdot i_{b2} + L_{b2} \cdot \frac{di_{b2}}{dt} - u_c - R_{c2} \cdot i_{c2} - L_{c2} \cdot \frac{di_{c2}}{dt} \quad (3.9)$$

Nun werden die Stromgleichungen aufgestellt. Bezogen auf den lastseitigen Stromrichter kann die Gleichung (3.10) abgeleitet werden, da die drei Phasenströme auf einen Knotenpunkt fließen und ihre Summe somit Null ergeben muss.

$$i_{a1} + i_{b1} + i_{c1} = 0 \quad (3.10)$$

Jedoch würde diese Gleichung in der Matrix E aus (3.5) eine Nullzeile erzeugen, die diese Matrix singulär und somit nicht invertierbar machen würde. Um diese Problematik zu lösen, wird die Gleichung (3.10) abgeleitet. Durch das Ableiten verliert die Gleichung ihre Gültigkeit nicht. Hiernach resultiert die Gleichung (3.11), die in der Zustandsraumdarstellung berücksichtigt wird.

$$\dot{i}_{a1} + \dot{i}_{b1} + \dot{i}_{c1} = 0 \quad (3.11)$$

Analog gilt für den netzseitigen Stromrichter die Gleichung (3.12).

$$\dot{i}_{a2} + \dot{i}_{b2} + \dot{i}_{c2} = 0 \quad (3.12)$$

Um die Last- und die Netzseite miteinander zu koppeln, ist eine Gleichung notwendig, die die Zwischenkreisspannung in Abhängigkeit der Last- und Netzströme beschreibt. Die allgemeine Gleichung für die Bestimmung der Spannung über einen Kondensator mit der konstanten elektrischen Kapazität C_{DC} lautet:

$$u_{DC}(t) = u_{DC}(0) + \int_0^t \frac{\dot{i}_c}{C_{DC}} dt = u_{DC}(0) + \int_0^t \frac{i_{DC2} - i_{DC1}}{C_{DC}} dt \quad (3.13)$$

Der Strom, der durch die Zwischenkreiskapazität fließt, wird durch die Differenz der beiden DC-Ströme i_{DC2} und i_{DC1} beschrieben (3.13). Diese wiederum werden durch die Phasenströme und durch die angelegten Schalterzustände ermittelt (3.14).

$$u_{DC}(t) = u_{DC}(0) + \int_0^t \frac{(S_2 \cdot i_{a1} + S_4 \cdot i_{b1} + S_6 \cdot i_{c1}) - (S_7 \cdot i_{a2} + S_9 \cdot i_{b2} + S_{11} \cdot i_{c2})}{C_{DC}} dt \quad (3.14)$$

Nun ist die Topologie vollständig beschrieben und kann in die Zustandsraumdarstellung überführt werden. Es ergeben sich die in (3.15) und in (3.16) abgebildeten Matrizen.

$$E = \begin{pmatrix} L_{a1} & -L_{b1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{b1} & -L_{c1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{a2} & -L_{b2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{b2} & -L_{c2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

$$F = \begin{pmatrix} -R_{a1} & R_{b1} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{(S_1 - S_2) - (S_3 - S_4)}{2} \\ 0 & -R_{b1} & R_{c1} & 0 & 0 & 0 & \frac{(S_3 - S_4) - (S_5 - S_6)}{2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_{a2} & R_{b2} & 0 & \frac{(S_7 - S_8) - (S_9 - S_{10})}{2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R_{b2} & R_{c2} & \frac{(S_9 - S_{10}) - (S_{11} - S_{12})}{2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{S_2}{C_{DC}} & \frac{S_4}{C_{DC}} & \frac{S_6}{C_{DC}} & -\frac{S_7}{C_{DC}} & -\frac{S_9}{C_{DC}} & -\frac{S_{11}}{C_{DC}} & 0 \end{pmatrix} \quad G = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

Um die Topologie aus Abbildung 3.3 zu beschreiben, kann die Anzahl der Differentialgleichungen auf insgesamt drei Gleichungen reduziert werden, wodurch

sich die Zustandsraumgleichungen und die Matrizen E , C , F , G vereinfachen. Diese Matrizen befinden sich im Anhang in (A.5) bis (A.8).

3.2 Modell mit Einbeziehung von Degradationsindikatoren

3.2.1 Leistungshalbleiterbauelemente

Das Durchlassverhalten der Leistungshalbleiterbauelemente wird durch die zwei Parameter r_{CE} und U_f nachgebildet.

- Differenzieller Widerstand der Kollektor-Emitter Strecke r_{CE}
- Knickspannung der Kollektor-Emitter Strecke U_f

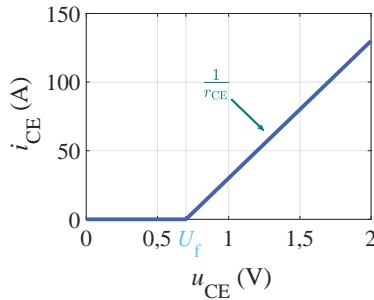


Abbildung 3.6: Durchlasskennlinie eines IGBTs mit den beiden Parametern r_{CE} und U_f

In Abbildung 3.6 ist die Durchlasskennlinie eines IGBTs, die durch die beiden Parameter r_{CE} und U_f aufgespannt wird, zu sehen. Hierbei handelt sich um eine vereinfachte Beschreibung des Durchlassverhaltens. Die realen Kennlinien der Halbleiter sind in Abbildung 5.5 abgebildet. Für den differentiellen Widerstand der Dioden wird dabei die Bezeichnung r_D verwendet. Das Stromrichtermodell aus Abbildung 3.3 wird durch die zwei Parameter, die in Form von physikalischen Ersatzschaltbildelementen abgebildet werden, ergänzt. Abbildung 3.7 zeigt das erweiterte Ersatzschaltbild mit dem modellierten Durchlassverhalten der Leistungshalbleiterbauelemente.

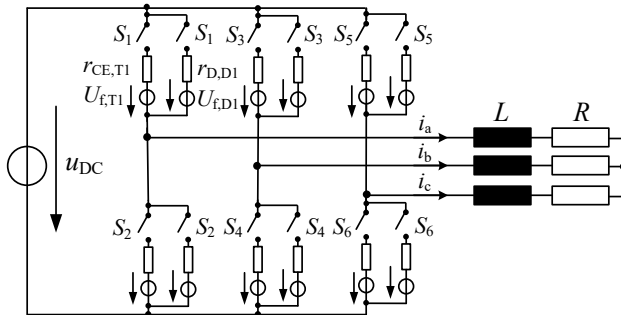


Abbildung 3.7: Drehstrombrückenschaltung mit parasitären Eigenschaften der Leistungshalbleiter. Dabei wird das Durchlassverhalten der Leistungshalbleiter in das Stromrichtermodell eingebaut.

Ziel ist es im Folgenden, die Differentialgleichungen aus (3.6) bis (3.14) um diese zwei Parameter zu ergänzen. Hier soll exemplarisch die Gleichung (3.6), die die Relation zwischen der Phase a und Phase b wiedergibt, erweitert werden. Dazu muss eine Fallunterscheidung für verschiedene Vorzeichen der Phasenströme durchgeführt werden, da je nach Strom-Vorzeichen entweder der IGBT oder die Diode leitet. Es existieren vier verschiedene Zustände in Bezug auf das Vorzeichen der beiden Phasenströme i_a und i_b . Damit ergeben sich für diese Gleichung insgesamt vier verschiedene Fälle, zwischen denen unterschieden werden muss. Für den Fall, dass $i_a > 0$ und $i_b > 0$ gelten, ergibt sich die Gleichung zu (3.17).

$$\begin{aligned}
 & \frac{(S_1 - S_2) - (S_3 - S_4)}{2} \cdot u_{DC} = \\
 & R_{a1} \cdot i_{a1} + L_{a1} \cdot \frac{di_{a1}}{dt} - R_{b1} \cdot i_{b1} - L_{b1} \cdot \frac{di_{b1}}{dt} \\
 & + S_1 \cdot (U_{f,T1} + r_{CE,T1} \cdot i_{a1}) + S_2 \cdot (U_{f,D2} + r_{D,D2} \cdot i_{a1}) \\
 & - S_3 \cdot (U_{f,T3} + r_{CE,T3} \cdot i_{b1}) - S_4 \cdot (U_{f,D4} + r_{D,D4} \cdot i_{b1})
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

Für den Fall, dass $i_b < 0$ gilt, leiten nicht mehr T_3 und D_4 , sondern T_4 und D_3 . Dies muss in der Gleichung berücksichtigt werden. Somit gilt für $i_a > 0$ und $i_b < 0$ die Gleichung (3.18).

$$\begin{aligned} & \frac{(S_1 - S_2) - (S_3 - S_4)}{2} \cdot u_{DC} = \\ & R_{a1} \cdot i_{a1} + L_{a1} \cdot \frac{di_{a1}}{dt} - R_{b1} \cdot i_{b1} - L_{b1} \cdot \frac{di_{b1}}{dt} \\ & + S_1 \cdot (U_{f,T1} + r_{CE,T1} \cdot i_{a1}) + S_2 \cdot (U_{f,D2} + r_{D,D2} \cdot i_{a1}) \\ & + S_3 \cdot (U_{f,D3} + r_{D,D3} \cdot (-i_{b1})) + S_4 \cdot (U_{f,T4} + r_{CE,T4} \cdot (-i_{b1})) \end{aligned} \quad (3.18)$$

Wenn sich das Strom-Vorzeichen der Phase a zu $i_a < 0$ umkehrt, leiten nicht mehr T_1 und D_2 , sondern T_2 und D_1 . Die Gleichung für den Fall, dass $i_a < 0$ und $i_b > 0$ gelten, wird zu (3.19).

$$\begin{aligned} & \frac{(S_1 - S_2) - (S_3 - S_4)}{2} \cdot u_{DC} = \\ & R_{a1} \cdot i_{a1} + L_{a1} \cdot \frac{di_{a1}}{dt} - R_{b1} \cdot i_{b1} - L_{b1} \cdot \frac{di_{b1}}{dt} \\ & - S_1 \cdot (U_{f,D1} + r_{D,D1} \cdot (-i_{a1})) - S_2 \cdot (U_{f,T2} + r_{CE,T2} \cdot (-i_{a1})) \\ & - S_3 \cdot (U_{f,T3} + r_{CE,T3} \cdot i_{b1}) - S_4 \cdot (U_{f,D4} + r_{D,D4} \cdot i_{b1}) \end{aligned} \quad (3.19)$$

Letztlich fehlt noch der Fall, dass $i_a < 0$ und $i_b < 0$ gelten. Hier ergibt sich die Gleichung zu (3.20).

$$\begin{aligned} & \frac{(S_1 - S_2) - (S_3 - S_4)}{2} \cdot u_{DC} = \\ & R_{a1} \cdot i_{a1} + L_{a1} \cdot \frac{di_{a1}}{dt} - R_{b1} \cdot i_{b1} - L_{b1} \cdot \frac{di_{b1}}{dt} \\ & - S_1 \cdot (U_{f,D1} + r_{D,D1} \cdot (-i_{a1})) - S_2 \cdot (U_{f,T2} + r_{CE,T2} \cdot (-i_{a1})) \\ & + S_3 \cdot (U_{f,D3} + r_{D,D3} \cdot (-i_{b1})) + S_4 \cdot (U_{f,T4} + r_{CE,T4} \cdot (-i_{b1})) \end{aligned} \quad (3.20)$$

Die Erweiterung der Gleichung (3.7) mit den Fallunterscheidungen der beiden Phasenströme i_b und i_c erfolgt nach demselben Prinzip und soll hier nicht weiter erläutert werden. Diese Gleichungen befinden sich im Anhang in (A.9) bis (A.12).

Die neue Form der Zustandsraumgleichungen wird zu (3.21).

$$E \cdot \dot{\vec{x}} = F \cdot \vec{x} + G \cdot \vec{u} + Z \quad (3.21)$$

In Gleichung (3.21) kommt der neue Term Z hinzu. Alle Differentialgleichungen (3.17) - (3.20) umgerechnet in die Form der Zustandsraumdarstellung aus (3.21) ergeben die Matrizen E , G , F und Z in (3.22) und (3.23).

$$E = \begin{pmatrix} -L_{a1} & L_{b1} & 0 \\ 0 & -L_{b1} & L_{c1} \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad G = \begin{pmatrix} -\frac{(S_1 - S_2) - (S_3 - S_4)}{(S_3 - S_4) \frac{2}{2} (S_5 - S_6)} \\ -\frac{(S_3 - S_4) \frac{2}{2} (S_5 - S_6)}{0} \end{pmatrix} \quad (3.22)$$

$$F = \begin{pmatrix} R_{a1} + F_1 & -R_{b1} - F_2 & 0 \\ 0 & R_{b1} + F_2 & -R_{c1} - F_3 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad Z = \begin{pmatrix} Z_1 - Z_2 \\ Z_2 - Z_3 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.23)$$

Anders als die Matrizen (3.15) und (3.16) aus der Gleichung (3.4), die den Stromrichter mit idealen Komponenten modellieren, verfügen die Matrizen (3.22) und (3.23) über die zusätzlichen Terme (3.24) - (3.29), die abhängig vom Vorzeichen des Phasenstromes sind.

$$F_1 = \begin{cases} S_1 \cdot r_{CE,T1} + S_2 \cdot r_{D,D2}, & i_{a1} \geq 0 \\ S_1 \cdot r_{D,D1} + S_2 \cdot r_{CE,T2}, & i_{a1} < 0 \end{cases} \quad (3.24)$$

$$F_2 = \begin{cases} S_3 \cdot r_{CE,T3} + S_4 \cdot r_{D,D4}, & i_{b1} \geq 0 \\ S_3 \cdot r_{D,D3} + S_4 \cdot r_{CE,T4}, & i_{b1} < 0 \end{cases} \quad (3.25)$$

$$F_3 = \begin{cases} S_5 \cdot r_{CE,T5} + S_6 \cdot r_{D,D6}, & i_{c1} \geq 0 \\ S_5 \cdot r_{D,D5} + S_6 \cdot r_{CE,T6}, & i_{c1} < 0 \end{cases} \quad (3.26)$$

$$Z_1 = \begin{cases} S_1 \cdot U_{f,T1} + S_2 \cdot U_{f,D2}, & i_{a1} \geq 0 \\ -S_1 \cdot U_{f,D1} - S_2 \cdot U_{f,T2}, & i_{a1} < 0 \end{cases} \quad (3.27)$$

$$Z_2 = \begin{cases} S_3 \cdot U_{f,T3} + S_4 \cdot U_{f,D4}, & i_{b1} \geq 0 \\ -S_3 \cdot U_{f,D3} - S_4 \cdot U_{f,T4}, & i_{b1} < 0 \end{cases} \quad (3.28)$$

$$Z_3 = \begin{cases} S_5 \cdot U_{f,T5} + S_6 \cdot U_{f,D6}, & i_{c1} \geq 0 \\ -S_5 \cdot U_{f,D5} - S_6 \cdot U_{f,T6}, & i_{c1} < 0 \end{cases} \quad (3.29)$$

Die Gleichungen geben das Stromrichterverhalten mit einstellbarem Durchlassverhalten der Leistungshalbleiter wieder. Durch die Parameter r_{CE} bzw. r_D sowie U_f kann das Durchlassverhalten der Leistungshalbleiter eingestellt werden.

3.2.2 Zwischenkreiskondensator

Dasselbe Prinzip aus Abschnitt 3.2.1 wird für die Komponente Zwischenkreiskondensator angewandt. Es werden folgende zwei Degradationsindikatoren in das bestehende Modell aus (3.4) integriert.

- Kapazitätswert C_{DC} des Zwischenkreiskondensators
- Serieller ohmscher Widerstand R_{ESR} des Zwischenkreiskondensators

Diese Degradationsindikatoren repräsentieren bestimmte Alterungsmechanismen, die in Kapitel 2.3 näher erläutert werden. Die Topologie aus Abbildung 3.2 wird herangezogen. Dabei muss lediglich die Gleichung (3.14), die den Zusammenhang zwischen der Zwischenkreisspannung und dem Zwischenkreisstrom wiedergibt, abgeändert werden. Der Parameter C_{DC} ist bereits in der Gleichung enthalten. Daher muss lediglich der Parameter R_{ESR} gemäß Abbildung 3.8 in das Ersatzschaltbild eingebunden werden.

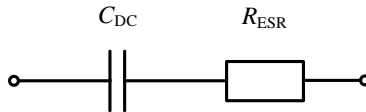


Abbildung 3.8: Modell einer Zwischenkreiskapazität mit parasitären Komponenten. Neben der Kapazität C_{DC} wird auch der ESR R_{ESR} berücksichtigt.

Damit ergibt sich die erweiterte Gleichung mit den beiden Parametern C_{DC} und R_{ESR} zu (3.30).

$$\begin{aligned}
 u_{DC}(t) = & u_{DC}(0) + \\
 & \int_0^t \frac{(S_7 \cdot i_{a2} + S_9 \cdot i_{b2} + S_{11} \cdot i_{c2}) - (S_2 \cdot i_{a1} + S_4 \cdot i_{b1} + S_6 \cdot i_{c1})}{C_{DC}} dt + \\
 & ((S_7 \cdot i_{a2} + S_9 \cdot i_{b2} + S_{11} \cdot i_{c2}) - (S_2 \cdot i_{a1} + S_4 \cdot i_{b1} + S_6 \cdot i_{c1})) \cdot R_{ESR}
 \end{aligned}
 \tag{3.30}$$

Die Matrix E aus (3.15) ändert sich somit zu (3.31). Die restlichen Matrizen G , F und Z bleiben unverändert.

$$E = \begin{pmatrix} L_{a1} & -L_{b1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{b1} & -L_{c1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{a2} & -L_{b2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{b2} & -L_{c2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ S_2 \cdot R_{ESR} & S_4 \cdot R_{ESR} & S_6 \cdot R_{ESR} & -S_7 \cdot R_{ESR} & -S_9 \cdot R_{ESR} & -S_{11} \cdot R_{ESR} & 1 \end{pmatrix} \quad (3.31)$$

3.2.3 Stromsensoren

Die folgenden zwei Degradationsindikatoren

- Verstärkungsfaktor ϵ
- Offset θ

des Stromsensors werden in das Stromrichtermodell eingebunden. Der physikalisch gemessene Strom wird durch den Stromwandler gemäß der Übertragungsfunktion U_{out} in eine Spannung umgewandelt (3.32). Die Übertragungsfunktion U_{out} setzt sich aus den beiden Degradationsindikatoren ϵ und θ zusammen.

$$U_{\text{out}} = \begin{cases} \epsilon \cdot I_P + \theta + U_{\text{ref}}, & I_{P,\text{min}} \leq I_P \leq I_{P,\text{max}} \\ U_{\text{max}}, & I_P > I_{P,\text{max}} \\ U_{\text{min}}, & I_P < I_{P,\text{min}} \end{cases} \quad (3.32)$$

Um aus dem Spannungssignal wieder auf den ursprünglichen Wert des Stromes zurückschließen zu können, wird das Spannungssignal in der softwareseitigen Signalverarbeitung mit der Umkehrfunktion der Übertragungsfunktion U_{out} multipliziert. Die Formel der Umkehrfunktion $I_{P,\text{umkehr}}$ ist in (3.33) dargestellt. Abbildung 3.9 zeigt, wie die Sensorsignale in einem leistungselektronischen System prinzipiell erfasst und verarbeitet werden.

$$I_{P,\text{umkehr}} = \begin{cases} \frac{U_{\text{out}} - \theta - U_{\text{ref}}}{\epsilon}, & U_{\text{min}} \leq U_{\text{out}} \leq U_{\text{max}} \\ I_{P,\text{max}}, & U_{\text{out}} > U_{\text{max}} \\ I_{P,\text{min}}, & U_{\text{out}} < U_{\text{min}} \end{cases} \quad (3.33)$$

Da die direkte Veränderung der Übertragungsfunktion des Stromsensors nicht möglich ist, erfolgt die Manipulation des Stromsensors auf indirektem Wege. Das Prinzip besteht darin, in der Software die Umkehrfunktion der Übertragungsfunktion zu verändern und anschließend in die ursprünglichen Degradationsindikatoren des Stromsensors zurückzurechnen.

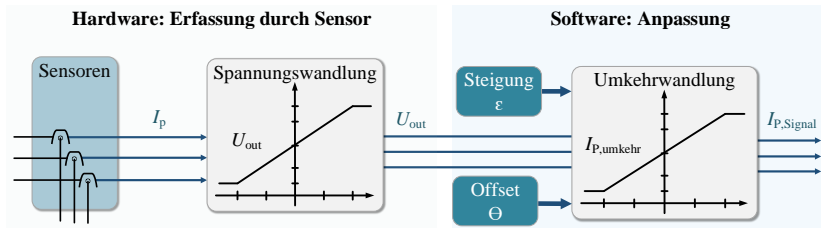


Abbildung 3.9: Schematische Darstellung des Signalflussplans der Sensorsignale. Die Stromsensoren wandeln die zu messenden Ströme gemäß einer Übertragungsfunktion in Spannungen um. Diese Spannungssignale werden in der Regelungssoftware wieder in die ursprünglichen Stromsignale umgewandelt und der Stromregelung zugeführt.

Für das Nachbilden von Fehlerfällen werden in der Funktion $I_{P,umkehr} = \frac{1}{\epsilon} \cdot U_{out} - \frac{\theta + U_{ref}}{\epsilon} = V_F \cdot U_{out} + O_F$ die beiden neu definierten Parameter V_F und O_F in der Software verändert. Damit können auf die Veränderungen der ursprünglichen Degradationsindikatoren des Stromsensors ϵ und θ zurückgeschlossen werden. Diese ermittelten Gleichungen werden in die Systemgleichungen des Stromrichters aus (3.4) eingefügt.

In diesem Abschnitt wurden die ermittelten Degradationsindikatoren der drei leistungselektronischen Komponenten in die Modellierung eingebunden. Ziel des Kapitels 4 ist es, diese Degradationsindikatoren zu variieren und die Auswirkungen auf die verfügbaren Größen, die in einem leistungselektronischen System erfasst werden, zu untersuchen.

3.3 Regelung

Die Regelung in einem leistungselektronischen System dient der Vorgabe und Einhaltung des gewünschten Sollwertes sowie der Gewährleistung eines sicheren Betriebes trotz schwankender Größen wie der Eingangsspannung oder einer sich ändernden Last.

Die Regelung soll anhand der erweiterten Topologie aus Abbildung 3.2 erläutert werden. Anschließend wird die beschriebene Regelung dahingehend reduziert, dass diese für die vereinfachte Topologie aus Abbildung 3.3 ebenfalls gilt.

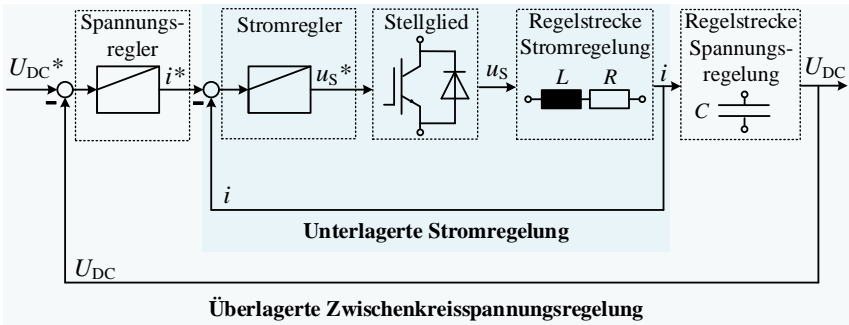


Abbildung 3.10: Struktur der Kaskadenregelung. Die Kaskadenregelung besteht aus einem unterlagerten Stromregler und einem überlagerten Zwischenkreisspannungsregler. Als Stellglied kommt ein Stromrichter zum Einsatz, der das Ziel hat, die erwünschte Soll-Spannung u_s^* an die Klemmen der Last anzulegen.

Die Regelung wird als eine zweistufige Struktur, die aus einem unterlagerten Stromregler und einem überlagerten Zwischenkreisspannungsregler besteht, realisiert. Diese Art einer Regelungsstruktur wird als Kaskadenregelung bezeichnet. Sie ist Stand der Technik und wurde auch bereits in [E90] implementiert. Die Struktur der Kaskadenregelung ist in Abbildung 3.10 zu sehen. Hierbei fungiert der Stromrichter als Stellglied, welches die Aufgabe besitzt, die vom Regler ermittelten Spannungswerte an die Klemmen der Last anzulegen. Bei einer Kaskadenstruktur erfolgt die Auslegung der Regler von „innen“ nach „außen“, zumal „innen“ die Zustände dynamischer sind als „außen“ [F91]. Somit werden im Folgenden zuerst die Stromregelung in 3.3.1 und anschließend die Zwischenkreisspannungsregelung in 3.3.2 entworfen.

3.3.1 Stromregelung

Bevor der Stromregler ausgelegt werden kann, muss die Regelstrecke des Stromregelkreises analysiert werden (Abbildung 3.11). Der Stromregelkreis setzt sich aus dem Stellglied und der Last zusammen. Letztere besteht aus einer Induktivität und einem ohmschen Widerstand. Die Ausgangsspannungen des Stromrichters werden als Spannungsquellen modelliert. Nun werden die Maschengleichungen vom Sternpunkt der Last (N) zum Mittelpunkt des Strom-

richters (0) aufgestellt, um die Systemgleichungen zu erhalten (3.34). Dabei befindet sich der Mittelpunkt des Stromrichters (0) in der Mitte des Zwischenkreises, wenn der Zwischenkreiskondensator gedanklich in zwei Kondensatoren aufgeteilt wird.

$$\begin{aligned}
 u_{N0} &= u_1 - R \cdot i_1 - L \cdot \frac{di_1}{dt} \\
 u_{N0} &= u_2 - R \cdot i_2 - L \cdot \frac{di_2}{dt} \\
 u_{N0} &= u_3 - R \cdot i_3 - L \cdot \frac{di_3}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{3.34}$$

Diese Systemgleichungen lassen sich mithilfe der Clarke-Transformation (A.1) in das $\alpha\beta$ -Koordinatensystem transformieren [F92]. Als Ergebnis dieser Transformation werden die Gleichungen von (3.35) erzielt. Die Spannung u_{N0} wird bei

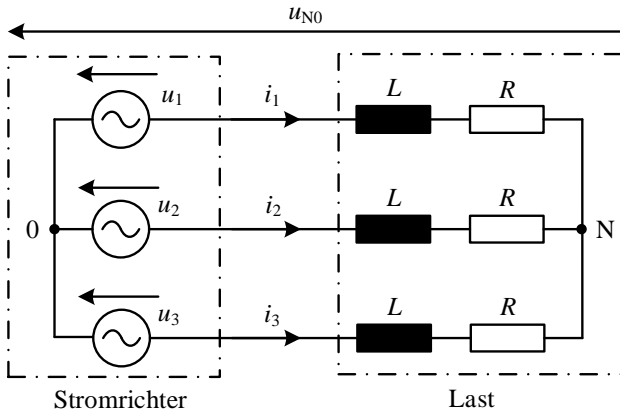


Abbildung 3.11: Regelstrecke für den Entwurf der Stromregelung. Die Regelstrecke besteht aus den Ausgangsspannungen des Stromrichters, die als Spannungsquellen modelliert werden, sowie der passiven Last.

der $\alpha\beta$ -Transformation vernachlässigt, da diese keinen Einfluss auf die beiden Spannungsraumzeiger u_α und u_β hat.

$$\begin{aligned} u_\alpha &= L \cdot \frac{di_\alpha}{dt} + R \cdot i_\alpha \\ u_\beta &= L \cdot \frac{di_\beta}{dt} + R \cdot i_\beta \end{aligned} \quad (3.35)$$

Die Sollwerte i_α^* und i_β^* sind im quasistationären Zustand in der $\alpha\beta$ -Ebene sinusförmig. Eine Regelung dieser Größen würde eine mit der Frequenz steigende Regelabweichung mit sich bringen [F93]. Daher werden diese Größen in das rotierende Bezugssystem transformiert. In diesem sogenannten dq-Koordinatensystem sind die Sollwerte i_d^* und i_q^* im quasistationären Zustand konstant, wodurch eine Regelung mit stationärer Genauigkeit erzielt werden kann. Für die Überführung der $\alpha\beta$ -Größen in das dq-Koordinatensystem wird die Park-Transformation verwendet (A.2) [F94], die die in (3.36) gezeigten Ergebnisse liefert.

$$\begin{aligned} u_d &= L \cdot \frac{di_d}{dt} + R \cdot i_d - \omega \cdot L \cdot i_q \\ u_q &= L \cdot \frac{di_q}{dt} + R \cdot i_q + \omega \cdot L \cdot i_d \end{aligned} \quad (3.36)$$

Mithilfe der in (3.36) ermittelten Formeln wird die Struktur des Stromreglers entworfen (Abbildung 3.12).

Die Stromregelung ist in d- und q-Strecke unterteilt, die eine Kopplung zueinander aufweisen. Die d-Strecke ist abhängig vom q-Strom, während die q-Strecke abhängig vom d-Strom ist. Um beide Strecken voneinander zu entkoppeln, wird der Kopplungsanteil $\omega \cdot L \cdot i_d^*$ zu der Ausgangsgröße der q-Strecke aufaddiert sowie der Kopplungsanteil $\omega \cdot L \cdot i_q^*$ von der Ausgangsgröße der d-Strecke abgezogen.

Zusätzlich zu dem Kopplungsanteil setzt sich die Ausgangssteuergröße der Stromregelung aus dem Vorsteuerungsanteil und der Ausgabe des Reglers zusammen. Durch die Vorsteuerung wird der Regler entlastet, da er den im Vorfeld bekannten Anteil der Ausgangssteuergröße nicht mehr ausregeln muss. In die Gleichungen der Vorsteuerung wird somit jener Anteil der Systemgleichung aus

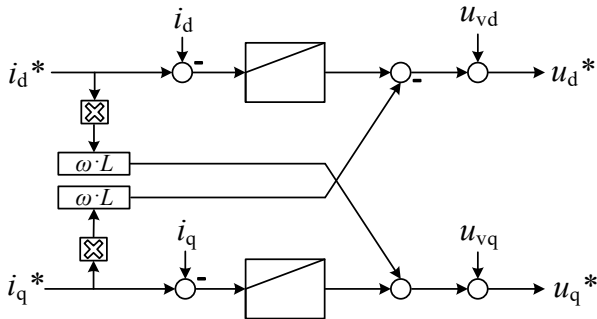


Abbildung 3.12: Struktur der Stromregelung. Diese besteht aus einer d- und einer q-Strecke, die eine Kopplung zueinander aufweisen. Als Regler der jeweiligen Strecke kommt ein PI-Regler zum Einsatz. Zu der Ausgangssteuergröße des PI-Reglers wird zusätzlich der Vorsteuerungsanteil addiert.

(3.36) eingesetzt, welcher in der Entkopplung nicht berücksichtigt wurde. Die Gleichungen der Vorsteuerung ergeben sich zu (3.37).

$$\begin{aligned}
 u_{vd} &= L \cdot \frac{di_d}{dt} + R \cdot i_d \\
 u_{vq} &= L \cdot \frac{di_q}{dt} + R \cdot i_q
 \end{aligned}
 \tag{3.37}$$

Als Regler kommt ein PI-Regler zum Einsatz. Dieser Regler kombiniert die Eigenschaften eines P-Reglers mit den Eigenschaften eines I-Reglers. Der P-Anteil sorgt für eine schnellere Reaktion des Reglers auf eine Sollwertabweichung, wohingegen der I-Anteil eine stationäre Genauigkeit gewährleistet [F95]. Die beiden Anteile der Reglerausgänge werden auf Basis der Regeldifferenz $e = i_{soll}^* - i_{ist}$ berechnet.

Der P-Anteil berechnet einen zur Regeldifferenz e proportionalen Anteil, um kurzfristige Regelabweichungen zu beheben (3.38). Dabei wird der Proportionalitätsfaktor als K_p bezeichnet. Der I-Anteil integriert die Regeldifferenz (3.39). Durch diese Integration werden dauerhafte Regelabweichungen im Mittel

kompensiert. Das Integral wird zusätzlich mit der Integralverstärkung K_i multipliziert.

$$u_{p,d} = K_p \cdot (i_d^* - i_d) \quad u_{p,q} = K_p \cdot (i_q^* - i_q) \quad (3.38)$$

$$u_{i,d} = K_i \cdot \int_0^t (i_d^* - i_d) dt \quad u_{i,q} = K_i \cdot \int_0^t (i_q^* - i_q) dt \quad (3.39)$$

Für die Identifikation der beiden Parameter K_p und K_i bedarf es einer Betrachtung der Systemgleichung im Frequenzbereich. Dabei genügt die Betrachtung der allgemeinen Gleichung $u = L \cdot \frac{di}{dt} + R \cdot i$, um die prinzipielle Vorgehensweise zu erläutern. Die Transformation dieser Systemgleichung in den Frequenzbereich liefert die Streckenübertragungsfunktion G_{Str} in (3.40).

$$u = L \cdot \frac{di}{dt} + R \cdot i \quad \circ \bullet \quad G_{Str} = \frac{I}{U} = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{1 + \tau \cdot s} \quad (3.40)$$

Zusätzlich zu der Streckenübertragungsfunktion muss die Totzeit berücksichtigt werden, die durch Messungs- und Berechnungsabläufe sowie durch das Stellglied zustande kommt. Die Summe dieser Totzeiten τ_σ wird als Übertragungsglied mit PT1-Verhalten zu $G_\tau = \frac{1}{1 + \tau_\sigma \cdot s}$ approximiert. Die Berechnung der Gesamtübertragungsfunktion G_{ges} erfolgt über das Produkt der beiden Übertragungsfunktionen G_{Str} und G_τ (3.41).

$$G_{ges} = G_{Str} \cdot G_\tau = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{1 + \tau \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + \tau_\sigma \cdot s} \quad (3.41)$$

Die Gesamtübertragungsfunktion G_{ges} bildet eine PT2-Strecke, bei der sich gemäß [F96] der Einsatz eines Reglers mit der folgenden Übertragungsfunktion anbietet (3.42).

$$G_R = V_r \cdot \frac{1 + s \cdot T_n}{s \cdot T_n} \quad (3.42)$$

V_r : Reglerverstärkung

T_n : Nachstellzeit

Die beiden Parameter V_r und T_n werden – wie in [F96] beschrieben – nach dem Betragsoptimum ausgelegt. Das Betragsoptimum wird aus der Anforderung, den Betrag der Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises für einen möglichst großen Frequenzbereich auf dem Wert 1 zu halten, hergeleitet. Dann gelten

für die beiden Parameter Reglerverstärkung V_r und Nachstellzeit T_n die Gleichungen in (3.43).

$$V_r = \frac{L}{2 \cdot \tau_\sigma} \qquad T_n = \tau_\sigma \qquad (3.43)$$

Da die Stromregelung auf einem digitalen Signalprozessor implementiert werden soll, müssen diese beiden Parameter V_r und T_n in die Proportionalverstärkung K_p und in die Integralverstärkung K_i umgerechnet werden, um die Reglerübertragungsfunktion von (3.42) in die diskrete Form (3.44) zu überführen.

$$G_{R,z} = K_p + K_i \cdot \frac{T_A}{z - 1} \qquad (3.44)$$

T_A bezeichnet dabei die Abtastrate der Regelung, die durch $1/f_{\text{Takt}}$ ermittelt wird, wobei f_{Takt} die Taktfrequenz des Stromrichters darstellt. Ein Koeffizientenvergleich der Gleichung (3.44) mit der Gleichung (3.42) liefert die Parameter des diskreten Reglers:

$$K_p = \frac{L}{2 \cdot \tau_\sigma} \qquad K_i = \frac{R}{2 \cdot \tau_\sigma} \qquad (3.45)$$

Die Ermittlung der Totzeit τ_σ , welche zwischen der Sollwertvorgabe und der Stellgrößenbereitstellung vergeht, erfolgte in [F97]. Diese wird im Folgenden als $\tau_\sigma = 1,5 \cdot T_A$ angenommen.

Nach Ermittlung der Parameter K_p und K_i sind alle Informationen vorhanden, um die Ausgangsgrößen der Stromregelung vollständig zu beschreiben. Die Bestimmungsgleichungen der Ausgangsspannungen der Stromregelung ergeben sich für die d- und die q-Achse zu Gleichung (3.46).

$$\begin{aligned} u_d^* &= L \cdot \frac{di_d}{dt} + R \cdot i_d - \omega \cdot L \cdot i_q + K_p \cdot (i_d^* - i_d) + K_i \cdot \int_0^t (i_d^* - i_d) dt \\ u_q^* &= L \cdot \frac{di_q}{dt} + R \cdot i_q + \omega \cdot L \cdot i_d + K_p \cdot (i_q^* - i_q) + K_i \cdot \int_0^t (i_q^* - i_q) dt \end{aligned} \qquad (3.46)$$

Die in Abschnitt 3.3.1 beschriebene Stromregelung wird für die Topologie aus Abbildung 3.3 verwendet. Für die Regelung der erweiterten Topologie aus Abbildung 3.2 wird zusätzlich zur lastseitigen Stromregelung eine netzseitige Kaskadenregelung, die aus einem unterlagerten Stromregler und einem

überlagerten Zwischenkreisspannungsregler besteht, benötigt. Die netzseitige, unterlagerte Stromregelung unterscheidet sich in ihrer Struktur nicht von der in diesem Abschnitt beschriebenen Stromregelung. Einzig die Netzspannungen werden in der Gleichung der Vorsteuerung (3.37) zusätzlich berücksichtigt sowie das Vorzeichen der Netzströme umgekehrt. Abschnitt 3.3.2 behandelt daher die noch ausstehende Auslegung der überlagerten Zwischenkreisspannungsregelung.

3.3.2 Zwischenkreisspannungsregelung

Dieser Abschnitt fokussiert sich auf die Auslegung der überlagerten Zwischenkreisspannungsregelung. Dabei wird von der allgemeinen Gleichung ausgegangen, die den Zusammenhang zwischen dem durch den Zwischenkreiskondensator fließenden Strom und der Zwischenkreisspannung wiedergibt (3.47).

$$i_d = C_{DC} \cdot \frac{du_{DC}}{dt} \quad (3.47)$$

Die Gleichung wird – dem Vorgehen aus dem letzten Abschnitt 3.3.1 entsprechend – in den Frequenzbereich transformiert (3.48).

$$i_d = C_{DC} \cdot \frac{du_{DC}}{dt} \quad \circ \text{---} \bullet \quad G_{\text{Str,ZK}} = \frac{U}{I} = \frac{1}{C_{DC} \cdot s} \quad (3.48)$$

Für die Zwischenkreisspannungsregelung ist ebenfalls die Berücksichtigung einer Totzeit notwendig. Die Summe aller Totzeiten wird als ein Übertragungsglied mit PT1-Verhalten mit der Übertragungsfunktion $G_\tau = \frac{1}{1 + \tau_\sigma \cdot s}$ angenommen. Die Gesamtübertragungsfunktion $G_{\text{Ges,ZK}}$ ergibt sich somit zu (3.49).

$$G_{\text{ges,ZK}} = G_{\text{Str,ZK}} \cdot G_\tau = \frac{1}{C_{DC} \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + \tau_\sigma \cdot s} \quad (3.49)$$

Die Gesamtübertragungsfunktion $G_{\text{ges,ZK}}$ entspricht der Form einer IT1-Strecke. Für Strecken mit I-Anteil werden Regler eingesetzt, die aus Stabilitätsgründen nach dem Symmetrischen Optimum parametrisiert werden [F96]. Die Reglerparameter werden aus der Forderung, dass der Phasengang des offenen Regelkreises an der Durchtrittsfrequenz die maximale Phase besitzt, hergeleitet. Dadurch entstehen die größtmögliche Phasenreserve und somit auch eine hohe Stabilität gegenüber einer schwankenden Regelgröße. Auch für diese Strecke eignet

sich der Einsatz eines PI-Reglers gemäß der Übertragungsfunktion aus (3.42). Die beiden diskreten Reglerparameter des PI-Reglers werden als Proportionalverstärkung $K_{p,ZK}$ und Integralverstärkung $K_{i,ZK}$ bezeichnet und lassen sich mithilfe der Gleichung (3.50) berechnen.

$$K_{p,ZK} = \frac{C_{DC}}{2 \cdot \tau_{\sigma}} \qquad K_{i,ZK} = \frac{C_{DC}}{8 \cdot \tau_{\sigma}^2} \qquad (3.50)$$

Die Bestimmungsgleichung der Ausgangsgröße der Zwischenkreisspannungsregelung ergibt sich hiermit zu Formel (3.51).

$$i_d^* = K_{p,ZK} \cdot (u_{DC}^* - u_{DC}) + K_{i,ZK} \cdot \int_0^t (u_{DC}^* - u_{DC}) dt \qquad (3.51)$$

Kapitel 4

Algorithmus zur Zustandsüberwachung

Der Ansatz zur Zustandsüberwachung ist in Abbildung 4.1 dargestellt. Der Ansatz besteht aus vier folgenden Schritten:

1. Datenerfassung (Abschnitt 4.1)
2. Datenvorverarbeitung (Abschnitt 4.2)
3. Anomaliedetektion (Abschnitt 4.3)
4. Ursachendetektion (Abschnitt 4.4)

Zuerst werden die für die Fehlererkennung relevanten Daten gesammelt und gespeichert. Dies bildet den Ausgangspunkt des Ansatzes, welcher in Abschnitt 4.1.1 näher erläutert wird. Diese Daten werden anschließend für die Analyse in den Frequenzbereich transformiert (Abschnitt 4.1.2). Die gesamtheitlich gespeicherten Daten und die Erstellung des Datensatzes werden in Abschnitt 4.1.3 vorgestellt. In Abschnitt 4.1.4 werden die Zusammenhänge zwischen der Genauigkeit der aufgenommenen Daten und der Abtast- und Datenrate untersucht.

Im nächsten Schritt werden diese Daten vorverarbeitet (Abschnitt 4.2). Dabei werden diejenigen Datenpunkte, die von den anderen Datenpunkten eine signifikante Abweichung aufweisen, erfasst und aus dem Datensatz eliminiert. Dabei wird das Verfahren „Minimum Covariance Determinant (MCD)“ verwendet, auf das im Abschnitt 4.2.2 näher eingegangen wird.

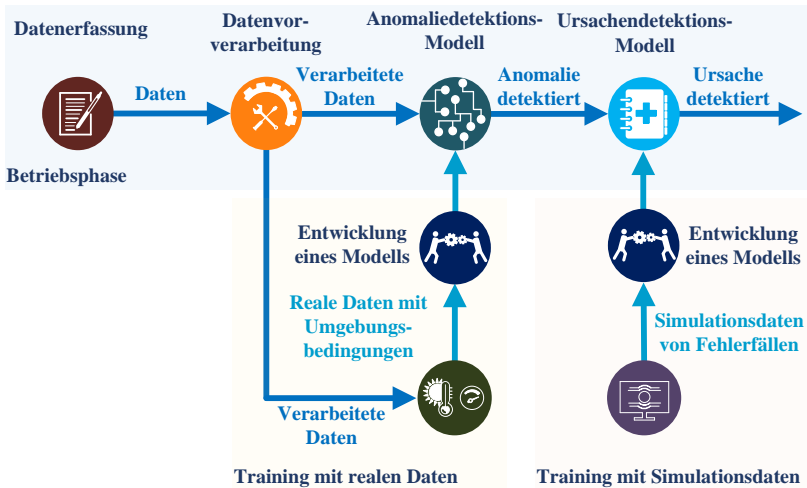


Abbildung 4.1: Ansatz zur Zustandsüberwachung bestehend aus den vier Schritten: Datenerfassung, Datenvorverarbeitung, Anomaliedetektion und Ursachendetektion

Anschließend werden die verarbeiteten Daten der Anomaliedetektion übergeben mit dem Ziel, eine Anomalie innerhalb des Datensatzes zu erkennen. Dieser Algorithmus wird mit realen Daten trainiert, wobei Umgebungs- und Betriebsbedingungen wie beispielsweise die gemessene Modul-Temperatur miteinbezogen werden. Der Algorithmus wird in Abschnitt 4.3 erläutert. Eine Anomalie muss nicht zwangsläufig durch eine Alterung bedingt sein. Wenn eine dem Algorithmus unbekannte Umgebungsbedingung vorliegt oder beispielsweise bestimmte Parameter softwareseitig verändert werden, kann dies ebenso zu einer Anomalie innerhalb des Datensatzes führen. In praktischen Anwendungen ist zusätzlich ein Mechanismus zwischen der Anomaliedetektion und der Ursachendetektion notwendig, der darüber entscheidet, ob eine Alterung oder eine anderweitige Veränderung aufgetreten ist.

Wenn dieser Entscheidungsprozess zu dem Schluss kommt, dass eine Alterung stattgefunden hat, wird der Datensatz der Ursachendetektion zugeführt, worauf in Abschnitt 4.4 eingegangen wird. In diesem Schritt wird einerseits die Ursache der Alterung ausfindig gemacht und andererseits der Schweregrad der

Alterung abgeschätzt. Das zugrundeliegende Modell wird mit Simulationsdaten trainiert. Das in Kapitel 3 entwickelte Stromrichtermodell wird herangezogen, um bestimmte Fehlerfälle zu simulieren. Auf Basis der Erkenntnisse, die diese Simulationen liefern, werden in Abschnitt 4.4.2 mathematische Modelle trainiert, die in der Lage sind, diese Fehlerfälle in der Praxis anhand der verfügbaren Daten zu erkennen. Im Folgenden werden die verschiedenen Aspekte des Ansatzes näher erläutert.

4.1 Datenerfassung

Den Ausgangspunkt des Condition Monitorings bildet die Erfassung der verfügbaren, relevanten Daten. Um welche Daten es sich hierbei handelt, wird im folgenden Abschnitt erläutert.

4.1.1 Analyse verfügbarer Daten

In der Regel werden folgende Messgrößen in einem leistungselektronischen System durch Sensoren erfasst und stehen im Betrieb zur Verfügung:

- Ausgangsseitige 3-phasige Ströme i_a, i_b, i_c
- Zwischenkreisspannung u_{DC}

Diese beiden Größen werden in einem leistungselektronischen System zum Zwecke der Stromrichterregelung prinzipbedingt erfasst. Die Temperatur des Leistungshalbleitermoduls T_{Modul} wird im Rahmen dieser Promotionsarbeit mithilfe eines im Modul integrierten Negative Temperature Coefficient (NTC)-Sensors ebenfalls erfasst, jedoch wird diese Temperatur nicht standardmäßig in allen leistungselektronischen Systemen gemessen.

Darüber hinaus stehen die Ausgangsgrößen der Regelung zur Verfügung. Es wird ein PI-Stromregler nach Abschnitt 3.3 verwendet. Die Ausgangsspannungen können in eine d-Komponente u_d und in eine q-Komponente u_q aufgeteilt werden, deren Indizes die Achsen im rotatorischen Bezugssystem darstellen. Darüber hinaus wird eine Aufteilung in Proportional- und Integralanteil durchgeführt. Somit ergeben sich die vier Größen $u_{i,d}, u_{i,q}, u_{p,d}$ und $u_{p,q}$.

Anstatt die Sensordaten des Stromes i_a, i_b, i_c zu analysieren, werden die Ausgangsgrößen der Stromregelung betrachtet. Bei Verwendung einer Regelung ist der Informationsgehalt in den von den Sensoren erfassten Messgrößen wesentlich geringer, da diese Größen vom Regelungssystem auf den gewünschten

Sollwert gezwungen werden. Stattdessen werden die Ausgangsstellgrößen des Reglers untersucht. Der Regler reagiert prinzipbedingt auf Änderungen des Systems. Das bedeutet, dass der Regler auch auf die Alterung der Komponenten reagiert. Dieses Prinzip kann genutzt werden, um Alterungsmechanismen, die während des Betriebs aufgetreten sind, zu erkennen.

Dabei wird der Informationsgehalt über Alterungsmechanismen in den Ausgangsgrößen der Regelung größer, je näher die Regelgröße an den gewünschten Sollwert geregelt wird. Bei Verwendung einer reinen Steuerung würden beispielsweise die Ausgänge der Steuereinheit keine Informationen über eingetretene Alterungsmechanismen enthalten, da die Steuerung aufgrund der fehlenden Rückkopplung nicht auf Änderungen der Regelstrecke reagiert. In diesem Fall würden die Informationen über Alterungserscheinungen in den Strömen i_a , i_b , i_c stecken. Bei Verwendung einer präzisen Regelung zur Dämpfung von Oberschwingungen wie in [F98], in der die Spannungsfehler der Regelstrecke erfasst und auf die Ausgangsgrößen der Regelung aufaddiert werden, enthalten die Ausgangsgrößen der Regelung die gesamten Informationen über eingetretene Alterungsmechanismen, zumal sich nun jede Veränderung der Regelstrecke auf die Ausgangsgrößen der Regelung auswirkt. Der verwendete PI-Stromregler aus Abschnitt 3.3 enthält einen Integralanteil, der die Fehler der Regelstrecke über der Zeit aufaddiert. Regler mit einem Integralanteil eignen sich besonders, da dieser Anteil die Informationen über die Modellfehler enthält, die bei der Modellierung der Regelstrecke nicht berücksichtigt wurden. Somit liefert dieser Anteil Anzeichen für Alterungserscheinungen des leistungselektronischen Systems.

Um den Ansatz aus Abbildung 2.16 und seine einzelnen Schritte zu erläutern, wird beispielhaft eine Messung am Prüfstand der Variante I (Abbildung 5.1) mit dem Betriebspunkt gemäß Tabelle 4.1 aufgenommen. Weitere Betriebspunkte werden in Abschnitt 4.4.4 betrachtet.

Abbildung 4.2 zeigt die Stellspannungen des Stromreglers über der Zeit. Bei Betrachtung der Zeitsignale wird deutlich, dass die Ausgangsgrößen des Stromreglers sämtliche Oberschwingungen enthalten. Diese Oberschwingungen kommen durch die nicht-idealen Eigenschaften des Stellglieds zustande. Deshalb werden neben dem Gleichanteil der Ausgangsspannungen stets auch die Oberschwingungen betrachtet. Dazu wird für jede elektrische Periode eine Fast Fourier Transformation (FFT) durchgeführt, um die Größen vom Zeitbereich in den Frequenzbereich zu transformieren.

Im Rahmen dieser Dissertation wird für die Oberschwingungen die Bezeichnung Harmonische verwendet. Die n -te Harmonische hat die n -fache Frequenz der Grundschwingung und entspricht der $(n-1)$ -fachen Oberschwingung. Im folgenden Abschnitt werden die Grundlagen der FFT beschrieben.

Tabelle 4.1: Untersucher Betriebspunkt

Größe	Wert
Strom in d-Richtung i_d	10 A
Strom in q-Richtung i_q	0 A
Zwischenkreisspannung u_{DC}	200 V
Elektrische Frequenz f_{el}	50 Hz
Taktfrequenz f_{Takt}	16 kHz
Ohmsche Widerstände R_{a1}, R_{b1}, R_{c1}	2,1 Ω
Lastinduktivitäten L_{a1}, L_{b1}, L_{c1}	2 mH

4.1.2 Fast Fourier Transformation

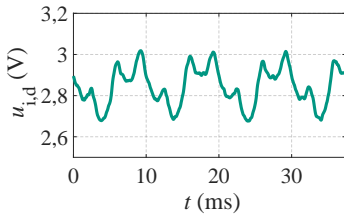
Die FFT ist ein Algorithmus zur Berechnung der Diskreten Fourier Transformation (DFT). Der Algorithmus zerlegt ein zeitdiskretes Signal in seine Frequenzanteile und ermöglicht dadurch eine Analyse des Signals im Frequenzbereich. Er zeichnet sich durch seine Effizienz aus, da keine direkte Berechnung erfolgt, sondern das gesamtheitliche Problem rekursiv in kleinere und einfachere Teilprobleme zerlegt wird. Zuerst wird hier die DFT und darauf aufbauend der Algorithmus FFT erläutert. Die Formel der DFT ist in Gleichung (4.2) dargestellt [F99]. Dabei wird die endlich lange, diskrete Zahlenfolge

$$x(n) \quad n = \{0, 1, \dots, N - 1\} \quad (4.1)$$

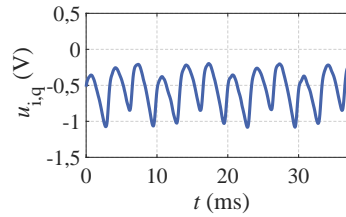
in das komplexe Frequenzspektrum transformiert.

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-j2\pi nk/N} \quad k = \{0, 1, \dots, N - 1\} \quad (4.2)$$

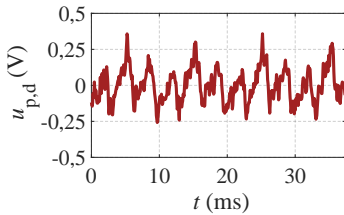
Für die Berechnung der DFT muss somit eine diskrete Zahlenfolge mit N Abtastwerten vorliegen, die zum Beispiel im Zuge einer zeitdiskreten Messung entstanden ist. In Folge der Transformation wird eine Zerlegung der Zahlenfolge in harmonische Anteile sowie einen Gleichanteil erzielt. Sowohl das Frequenzspektrum $X(k)$ als auch das zeitdiskrete Signal $x(n)$ können als periodische



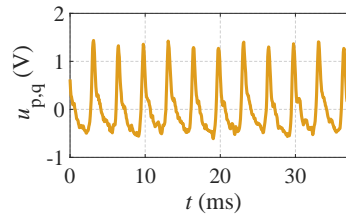
(a) Integralanteil d-Komponente



(b) Integralanteil q-Komponente



(c) Proportionalanteil d-Komponente



(d) Proportionalanteil q-Komponente

Abbildung 4.2: Messergebnisse der Ausgangssteuergrößen der Stromregelung im Zeitbereich. Die Ausgangsspannungen des Stromreglers werden in eine d-Komponente und in eine q-Komponente sowie in einen Proportional- und Integralanteil aufgeteilt. Damit ergeben sich die vier Größen $u_{i,d}$, $u_{i,q}$, $u_{p,d}$ und $u_{p,q}$.

Signale angenommen werden, da wegen der Periodizität der komplexen Exponentialfunktion

$$X(k) = X(k + N) \tag{4.3}$$

für alle $k \in \mathbb{Z}$ mit der Periode N gilt [F99]. Mit Einführung des Terms

$$W_N = e^{-j2\pi/N} \tag{4.4}$$

kann die Schreibweise der Summe abgekürzt werden zu:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot W_N^{nk} \quad k = \{0, 1, \dots, N - 1\} \tag{4.5}$$

Die Zeit- und Frequenzsignale können damit in Vektoren zusammengefasst werden:

$$\vec{x} = \begin{pmatrix} x(0) \\ x(1) \\ \vdots \\ x(N-1) \end{pmatrix} \quad \vec{X} = \begin{pmatrix} X(0) \\ X(1) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

Die DFT-Matrix W wird zu (4.7) definiert.

$$W = W_N^{kn} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_N & \dots & W_N^{N-1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & W_N^{N-1} & \dots & W_N^{(N-1)(N-1)} \end{pmatrix} \quad (4.7)$$

Damit lässt sich die DFT mithilfe des Matrix-Vektor-Produktes aus (4.8) ausdrücken. Die Matrix W aus (4.7) enthält die Komponenten des Terms W_N mit den dazugehörigen Laufvariablen k und n .

$$\vec{X} = W \vec{x} \quad (4.8)$$

Diese Matrix-Vektor-Schreibweise wird auch im Rahmen der durchgeführten numerischen Berechnungen in der Software MATLAB[®] verwendet. Allerdings ist die direkte Berechnung der DFT rechenaufwändig, da zu jedem Abtastzeitpunkt die Berechnung der gesamten Summe erforderlich ist. Der Aufwand für die Berechnung der DFT steigt quadratisch mit der Anzahl der Abtastwerte N an [F99]. Daher wird im Folgenden der FFT-Algorithmus vorgestellt. Bei der FFT handelt es sich um keine neue Transformation, sondern um eine effiziente Implementierung der DFT. Die Zahl der Rechenoperationen wird reduziert, indem die DFT-Matrix W in ein Produkt mehrerer Matrizen zerlegt wird, sodass die faktorisierte Implementierung insgesamt zu weniger Rechenaufwand führt. Für die Faktorisierung der DFT-Matrix W sind in der Literatur mehrere Verfahren vorhanden [F99, F100]. Im Folgenden soll die Variante vorgestellt werden, die in der Literatur auch als Radix-2-Decimation-in-Time-FFT bekannt ist, um das prinzipielle Vorgehen einer FFT zu erläutern. Dazu wird eine DFT der Länge

$$N = 2^K \quad K \in \mathbb{N} \quad (4.9)$$

betrachtet. Die Anzahl der Abtastwerte entspricht somit einer Zweierpotenz. Die Basis der FFT bildet die Zerlegung des Zeitsignals $x(n)$ in seine Bestandteile mit geraden und ungeraden Indizes. Damit ergibt sich:

$$\left. \begin{aligned} u(n) &= x(2n) \\ v(n) &= x(2n+1) \end{aligned} \right\} \quad n = \{0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1\} \quad (4.10)$$

Die DFT lässt sich damit wie folgt umformulieren:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{nk} \quad (4.11)$$

$$= \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} u(n) W_N^{2nk} + \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} v(n) W_N^{(2n+1)k} \quad (4.12)$$

$$= \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} u(n) W_{N/2}^{nk} + W_N^k \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} v(n) W_{N/2}^{nk}, \quad k = \{0, 1, \dots, N-1\} \quad (4.13)$$

Wenn nun der erste Term als

$$U(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} u(n) W_{N/2}^{nk} \quad (4.14)$$

und der zweite Term als

$$V(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} v(n) W_{N/2}^{nk} \quad (4.15)$$

mit $k = \{0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1\}$ definiert wird, lässt sich die DFT aufgrund der Periodizität von $U(k)$ und $V(k)$ mit der Periode $N/2$ zu (4.16) umschreiben.

$$X(k) = U\left(k - \frac{N}{2}\right) + W_N^k V\left(k - \frac{N}{2}\right), \quad \frac{N}{2} \leq k \leq N-1 \quad (4.16)$$

Der Vorteil dieser Zerlegung ist nun offensichtlich. Die DFT mit N Abtastwerten wird zu einer DFT mit $N/2$ Abtastwerten reduziert. Die Anzahl der Rechenoperationen beträgt nun

$$2(N/2)^2 + N. \quad (4.17)$$

Für $N > 2$ ist die Anzahl der Rechenoperation geringer als bei der ursprünglichen DFT, welche N^2 beträgt [F99]. Zudem kann die Zerlegung in gleicher Weise wiederholt werden, da N als Zweierpotenz gewählt wird, womit der Rechenaufwand weiter reduziert werden kann. Die Zerlegung kann soweit angewandt werden, bis eine DFT-Länge von $N = 2$ erreicht ist.

4.1.3 Erstellung des Datensatzes

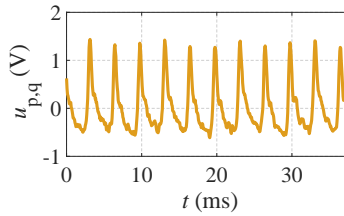
In Abbildung 4.3 wird beispielhaft das Zeitsignal aus 4.2 (d), welches den Proportionalanteil der Ausgangssteuergrößen der Stromregelung in q-Richtung abbildet, mithilfe der in Abschnitt 4.1.2 vorgestellten FFT in ein Frequenzsignal umgewandelt. Die FFT wird dabei für ein Zeitfenster von einer elektrischen Periode durchgeführt (4.18).

$$T_{el} = 1/f_{el} = 1/50 \text{ Hz} = 0,02 \text{ s} \quad (4.18)$$

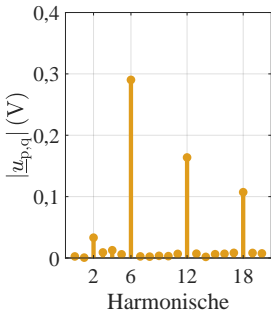
Das komplexe Frequenzspektrum wird mittels zweier Abbildungen dargestellt. Der Betrag der Harmonischen ist in Abbildung 4.3 (b) und der Winkel in Abbildung 4.3 (c) dargestellt.

Das Betragsspektrum im Frequenzbereich aus Abbildung 4.3 macht deutlich, dass sich vor allem die zweite Harmonische $|\underline{u}_{p,q,2}|$ sowie die Vielfache der sechsten Harmonischen $|\underline{u}_{p,q,6}|$ abheben. Auf die Bedeutung der einzelnen Harmonischen wird in Abschnitt 4.4 näher eingegangen. Neben dem Betrag wird auch der Winkel der Harmonischen betrachtet. Der Phasenwinkel $\angle \underline{u}_{p,q}$ hat einen Wertebereich von $-\pi$ bis π und gibt die Verschiebung der einzelnen Harmonischen relativ zum Zeitfenster wieder. Die Winkel von bestimmten Harmonischen spielen für einige Fehlermechanismen eine bedeutende Rolle, insbesondere wenn festgestellt werden soll, in welcher Phase ein Fehler aufgetreten ist.

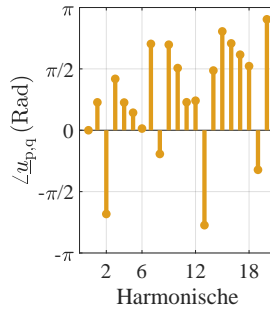
Nun wird aufgezeigt, wie der gesamtheitliche Datensatz erstellt wird, der zur Analyse der Stromrichterkomponenten dient. In Abschnitt 4.4.2 werden Simulationen durchgeführt, um die Auswirkung der Degradationsindikatoren auf diese verfügbaren Daten zu ermitteln. In Kapitel 6 werden Versuche am Prüfstand realisiert und die Veränderung dieses Datensatzes erfasst.



(a) Zeitbereich Proportionalanteil q-Komponente



(b) Frequenzbereich Betrag



(c) Frequenzbereich Winkel

Abbildung 4.3: Transformation der Ausgangssteuergrößen der Stromregelung vom Zeitbereich in den Frequenzbereich

In Abbildung 4.4 wird beispielhaft die zweite Harmonische von $u_{i,d}$ dargestellt. Für jede elektrische Periode im Zeitbereich wird eine FFT durchgeführt. Dies resultiert in einem Datenpunkt pro aufgenommener elektrischer Periode. Abbildung 4.4 (a) zeigt den Real- und Imaginärteil und Abbildung 4.4 (b) den Betrag und Winkel der zweiten Harmonischen. Beide Schaubilder enthalten dieselbe Information. Es handelt sich lediglich um andere Darstellungsformen, auf die im Laufe dieser Arbeit zurückgegriffen wird.

Zusätzlich wird die Information der Modul-Temperatur in die Schaubilder der Harmonischen aus Abbildung 4.4 miteinbezogen. Damit ergeben sich die Schaubilder in Abbildung 4.5. Die Temperatur wird erfasst, um im Betrieb eine Robustheit gegenüber natürlichen Temperaturschwankungen zu erzielen. Die elektrische Leistung des Lüfters ist nicht zu jedem Zeitpunkt konstant und kann abhängig von der erfassten Modul-Temperatur variieren, wodurch über die Zeit

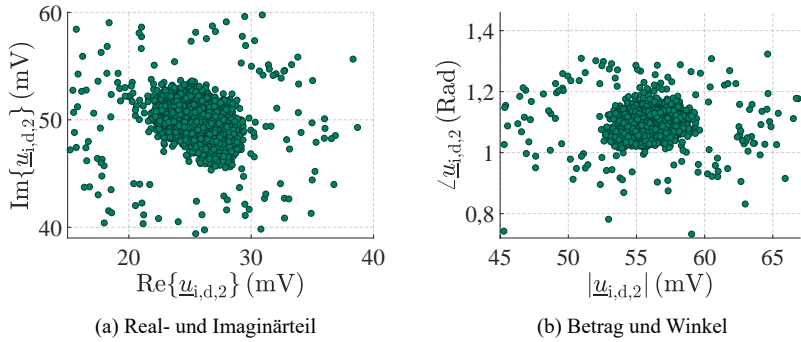


Abbildung 4.4: Messergebnisse der zweiten Harmonischen von $u_{i,d}$

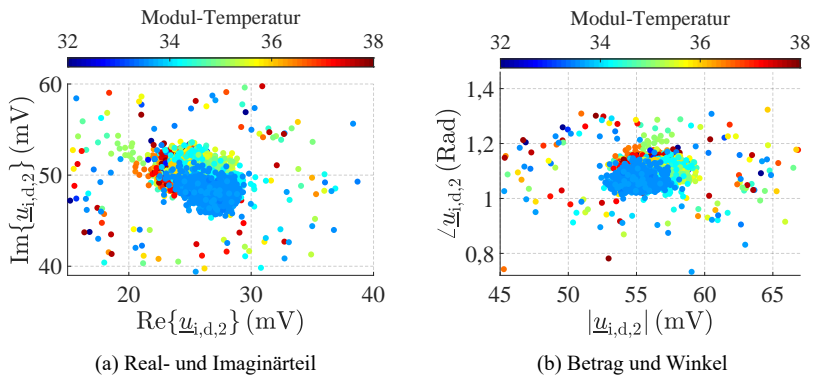


Abbildung 4.5: Messergebnisse der zweiten Harmonischen von $u_{i,d}$ unter Einbeziehung der Modul-Temperatur

eine leicht veränderliche Modul-Temperatur entstehen kann.

Der gesamte aufgenommene Datensatz ist im Anhang in A.1 bis A.5 zu finden. Der Datensatz besteht aus 4589 Datenpunkten und entspricht damit der Anzahl der elektrischen Perioden, die erfasst wurden.

4.1.4 Zusammenhänge zu Abtast- und Datenrate

Die Taktfrequenz beträgt $f_{\text{Takt}} = 16 \text{ kHz}$. Somit wird dem Regler in Zeitabständen von $T_A = 1/16 \text{ kHz} = 62,5 \mu\text{s}$ ein Wert zugeführt. Aus diesem Wert wird eine Reglerausgangsgröße berechnet, welche mithilfe eines Datenpunktes dargestellt wird. Für jede Taktperiode ergibt sich somit ein Datenpunkt.

Die Abtastrate des Analog-Digital (A/D)-Wandlers beträgt 5 Msps. Die von der A/D-Karte aufgenommenen Messdaten werden für jede Taktperiode von $T_A = 62,5 \mu\text{s}$ gemittelt und dem Regler zugeführt. Beispielsweise können für eine Abtastrate von 5 Msps und einer Taktfrequenz von $f_{\text{Takt}} = 16 \text{ kHz}$ in einer Taktperiode insgesamt $\lfloor \frac{5 \cdot 10^6}{16000} \rfloor = \lfloor 312,5 \rfloor = 312$ Werte gemessen werden. Hiervon wird ein Mittelwert berechnet und dem Regler übergeben. Mit zunehmender Abtastrate sowie zunehmender Anzahl von Datenpunkten, die in die Mittelwertberechnung einfließen, nimmt das Rauschen und damit die Streuung in der Datenwolke ab.

In der Abbildung 4.6 ist der Zusammenhang zwischen der Anzahl der in die Mittelwertberechnung der A/D-Karte einbezogenen Messpunkte und der Genauigkeit der aufgezeichneten Daten dargestellt. Die roten Datenpunkte beziehen sich auf eine Mittelwertbildung mit 312 Messpunkten der A/D-Karte, wobei die grauen Datenpunkte 32 Messpunkten entsprechen. Als Beispiel wird die zweite Harmonische aufgeführt. Nach dem Sammeln von Datenpunkten der Reglerausgangsspannungen kann der Mittelwert der Datenwolke ausgewertet werden.

Abbildung 4.6 macht deutlich, dass sich die Mittelpunkte beider Datenwolken marginal unterscheiden, wenn sich die Genauigkeit bei der Datenerfassung unterscheidet. Allerdings ist die Genauigkeit geringer und das Rauschen höher, wenn weniger Messpunkte für die Mittelwertberechnung in der A/D-Karte berücksichtigt werden.

Die Zeit kann jedoch eine geringere Abtastrate kompensieren. Auch bei niedrigen Abtastraten und großen Streuungen in der Datenwolke können Aussagen über die Alterung gemacht werden, allerdings wird dann mehr Zeit benötigt, damit die Datenwolken ausreichend verdichtet sind. Je mehr Zeit bei der Datenerfassung vergeht, desto größer ist die Verdichtung der Datenwolke. Werden ausreichend viele Datenpunkte aufgenommen, wird vor allem das Zentrum der Datenwolke ausgewertet, d.h. die Streuung der Datenwolke spielt bei der Datenauswertung keine wesentliche Rolle. Auch wenn die Messgenauigkeit gering und das Rauschen hoch ist, kann ein höherer Zeitaufwand diese Nachteile kompensieren.

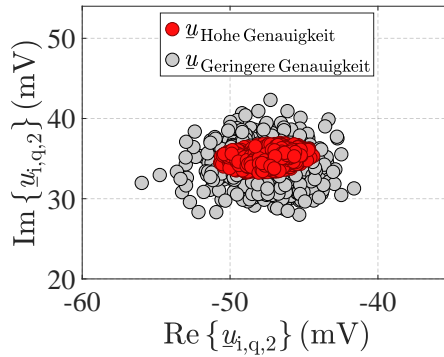


Abbildung 4.6: Aufgenommene Datenpunkte, um den Zusammenhang zwischen der Anzahl der in die Mittelwertberechnung einbezogenen Messpunkte auf der A/D-Karte und der Genauigkeit der aufgezeichneten Daten zu illustrieren. Rote Datenpunkte weisen auf eine höhere Genauigkeit hin, da 312 Messpunkte bei der Mittelwertbildung der Messdaten einbezogen werden. Graue Datenpunkte weisen auf eine geringere Genauigkeit hin, da 32 Messpunkte in die Mittelwertberechnung einfließen.

4.2 Datenvorverarbeitung

Die Abbildungen 4.4 und 4.5 machen deutlich, dass die Messungen Ausreißer enthalten. Ausreißer können beispielsweise aus einer Messung mit zu geringer Auflösung oder Messfehlern stammen. Auflösung bezeichnet dabei den minimalen Unterschied zweier benachbarter Messwerte. Die Auflösung des A/D-Wandlers ist dabei maßgeblich, in welchen Schritten die Messungen aufgelöst werden können. Beispielsweise ist ein 8-Bit A/D-Wandler mit 2,5 V Referenzspannung in der Lage, die Eingangsspannung in 10 mV-Schritten aufzulösen. Messfehler entstehen dadurch, dass beim Aufzeichnen der Daten Fehler gemacht werden.

In der Datenvorverarbeitung wird daher eine Methodik angewandt, die eine Ausreißererkenntnis und eine anschließende Ausreißerentfernung ermöglicht.

4.2.1 Vergleich verschiedener Distanz-Maße

Zuerst werden verschiedene Distanz-Maße miteinander verglichen, die als Grundlage für die Ausreißerererkennung verwendet werden.

Euklidische Distanz

Eine naheliegende Methode im Hinblick auf die Ausreißerererkennung ist es, einen Mittelpunkt $\vec{\mu}$ aller Datenpunkte zu berechnen und um diesen Punkt herum einen euklidischen Kreis mit einem bestimmten Radius zu ziehen. Die Datenpunkte $\vec{p} = \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix}$, die gemäß der Formel (4.19) außerhalb des Kreises liegen, werden anschließend als Ausreißer definiert. Der Kreis entspricht dabei einem konstanten euklidischen Abstand D_{Eukl} vom Mittelpunkt $\vec{\mu}$.

$$D_{\text{Eukl}}(x,y) = \sqrt{(\vec{p} - \vec{\mu})^2} \quad (4.19)$$

\vec{p} : Datenpunkt $\vec{\mu}$: Mittelpunkt

Das Problem der euklidischen Distanz ist in Abbildung 4.7 (a) direkt ersichtlich. Eine unterschiedliche Streuung der Datenpunkte in x - und y -Achse führt dazu, dass der Kreis die Datenwolke unpräzise umfasst. Eine bessere Lösung stellt die Mahalanobis-Distanz dar.

Mahalanobis-Distanz

Die Mahalanobis-Distanz, benannt nach dem indischen Mathematiker Prasanta Chandra Mahalanobis [F101], berücksichtigt zusätzlich die unterschiedlichen Standardabweichungen entlang der Achsen sowie die Korrelationen zwischen den einzelnen Achsen untereinander [F102]. Hierfür wird zusätzlich die Kovarianzmatrix C berücksichtigt. Für die Mahalanobis-Distanz gilt die Formel (4.20).

$$D_M(x,y) = \sqrt{(\vec{p} - \vec{\mu})^T \cdot C^{-1} \cdot (\vec{p} - \vec{\mu})} \quad (4.20)$$

\vec{p} : Datenpunkt $\vec{\mu}$: Mittelpunkt C : Kovarianzmatrix

Die unterschiedlichen Achsen werden auf ein einheitliches Maß normiert. Dies führt dazu, dass die Toleranzfunktion, welche die Ausreißer von den Nicht-Ausreißern trennt, durch eine Ellipse dargestellt wird. Die Punkte auf der Ellipse besitzen alle dieselbe Mahalanobis-Distanz vom Mittelpunkt. Eine konstante Mahalanobis-Distanz entspricht einer konstanten Auftrittswahrscheinlichkeit eines Datenpunktes. In Abbildung 4.7 (b) ist diese Ausreißer-Ellipse zu sehen. Die

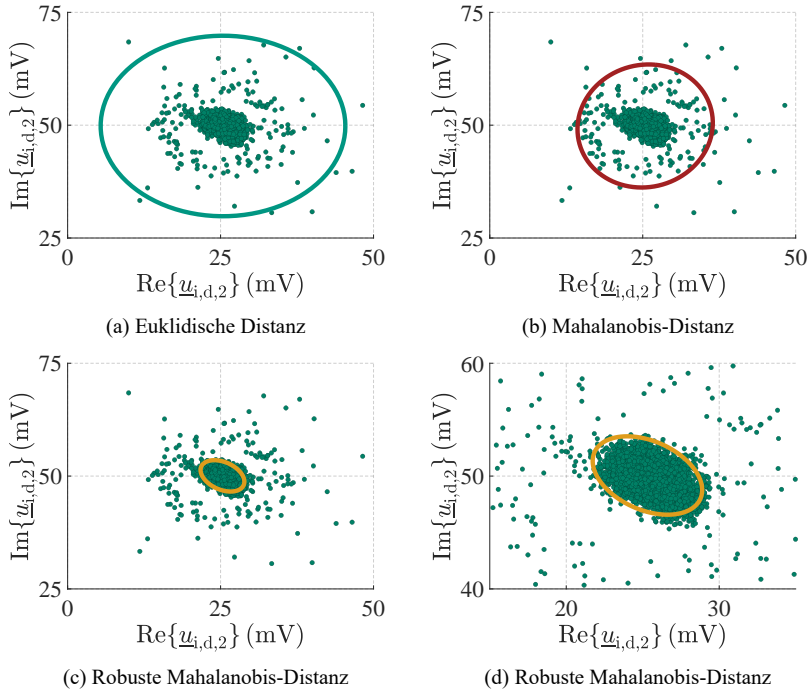


Abbildung 4.7: Vergleich verschiedener Distanz-Maße. Abgebildet wird die Euklidische Distanz in 4.7 (a), die Mahalanobis-Distanz in 4.7 (b) sowie die Robuste Mahalanobis-Distanz in 4.7 (c). In Abbildung 4.7 (d) wird die Robuste Mahalanobis-Distanz mit einer höheren Auflösung dargestellt. Für jedes Distanz-Maß ist jeweils die Toleranzfunktion abgebildet, welche die Ausreißer von den Nicht-Ausreißern trennt.

klassische Mahalanobis-Distanz erweist sich für die Ausreißerererkennung ebenfalls als nicht optimal. Sowohl die Kovarianzmatrix C als auch der Mittelpunkt $\bar{\mu}$ werden durch die bereits vorhandenen Ausreißer der Datenpunkte verzerrt. Die berechnete Kovarianzmatrix nimmt aufgrund der zahlreichen Ausreißer entlang der Achsen eine größere Streuung an, womit die Datenwolke nicht optimal umrandet wird.

Eine Lösungsmöglichkeit stellt die robuste Mahalanobis-Distanz dar. Diese ver-

folgt das Ziel, robuste Werte für die Kovarianzmatrix und den Mittelpunkt zu berechnen, die durch die Ausreißer nicht verzerrt werden.

Robuste Mahalanobis-Distanz

Die robuste Mahalanobis-Distanz ist das Distanz-Maß, welches im Rahmen dieser Dissertation herangezogen wird. Diese ist in Abbildung 4.7 (c) dargestellt. Das Ziel der robusten Mahalanobis-Distanz ist es, die Kovarianzmatrix und den Mittelpunkt robust zu wählen – demnach einen Wert zu berechnen, der nicht von Ausreißern verzerrt wird. Diese robusten Werte werden als C_R für die robuste Kovarianzmatrix und $\vec{\mu}_R$ für den Mittelpunkt bezeichnet. Die Formel der robusten Mahalanobis-Distanz ergibt sich zu:

$$D_{M,R}(x,y) = \sqrt{(\vec{p} - \vec{\mu}_R)^T \cdot C_R^{-1} \cdot (\vec{p} - \vec{\mu}_R)}$$

\vec{p} : Datenpunkt $\vec{\mu}_R$: Robuster Mittelpunkt C_R : Robuste Kovarianzmatrix
(4.21)

Das Verfahren, mit dem diese robusten Werte ermittelt werden, wird als „Minimum Covariance Determinant“ (MCD) bezeichnet. Dieses wird im nachfolgenden Abschnitt behandelt.

4.2.2 Minimum Covariance Determinant

Die Bestimmung robuster Werte erfolgt durch das MCD-Verfahren. Das Verfahren ist in der Statistik Stand der Technik und wird in [F103] ausführlich beschrieben. Das Ziel des Verfahrens besteht darin, eine Teilmenge des anfänglichen, vollständigen Datensatzes zu finden, sodass die Determinante der Kovarianzmatrix dieser Teilmenge minimal wird. Das Verfahren basiert auf einem zugrundeliegenden mathematischen Theorem, welches besagt, dass die Determinante der Kovarianzmatrix einer Teilmenge H_1 des vollständigen Datensatzes X ($H_1 \subset X$) immer kleiner oder gleich der Determinante der Kovarianzmatrix des vollständigen Datensatzes X ist [F103].

Anschaulich betrachtet ist die Determinante der Kovarianzmatrix ein Maßstab dafür, inwieweit die Datenpunkte konzentriert auftreten. Je kleiner die Determinante der Kovarianzmatrix ist, desto kleiner ist auch die Streuung der Datenpunkte – somit enthalten die Datenpunkte auch keine Ausreißer.

Die exakte Berechnung des MCD-Schätzers ist aufwändig, da die Auswertung aller möglichen Teilmengen erforderlich ist. In [F104] wurde daher der

FAST-MCD-Algorithmus entwickelt. Dieser basiert darauf, anfangs eine Teilmenge H_1 aus dem vollständigen Datensatz X zu selektieren. In dieser Teilmenge H_1 werden die einzelnen Datenpunkte nach der Mahalanobis-Distanz sortiert. Zudem werden für diesen Datensatz der Mittelpunkt $\vec{\mu}_1$ und die Determinante der Kovarianzmatrix $\det(C_1)$ ermittelt. Anschließend wird eine nächste Teilmenge H_2 aus H_1 ($H_2 \subset H_1$) ausgesucht, die nur diejenigen Datenpunkte enthält, die zum Mittelpunkt $\vec{\mu}_1$ eine Mahalanobis-Distanz unter $s = \sqrt{\chi_{p,0.975}^2} = 2,7162$ aufweisen. Jeder Datenpunkt, der eine geringere Auftrittswahrscheinlichkeit gemäß dieser berechneten Wahrscheinlichkeitsverteilung hat, wird ausgefiltert. Dieser Schwellenwert basiert auf der χ^2 -Wahrscheinlichkeitsverteilung und hat sich in der Literatur bewährt [F105]. Mit dieser neuen Teilmenge H_2 werden erneut der Mittelpunkt $\vec{\mu}_2$ und die Determinante der Kovarianzmatrix $\det(C_2)$ berechnet. Das oben beschriebene mathematische Theorem besagt nun, dass $\det(C_2) \leq \det(C_1)$ gelten muss. Dieser Schritt wird nun mehrmals wiederholt. Es wird so lange eine neue Teilmenge aus der alten Teilmenge bestimmt, bis entweder die Determinante der Kovarianzmatrix sich gemäß eines wählbaren Abbruchkriteriums nicht mehr wesentlich ändert oder den Wert Null erreicht. Der zuletzt ermittelte Mittelwert $\vec{\mu}_R$ und die Kovarianzmatrix C_R gelten nun als robust.

Schließlich wird die Ellipse berechnet, welche die Datenpunkte umreißt. Die allgemeine Ellipsengleichung in Parameterform ist in (4.22) angegeben.

$$\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mu_{R,x} + a \cdot \cos(t) \cdot \cos(\alpha) - b \cdot \sin(t) \cdot \sin(\alpha) \\ \mu_{R,y} + a \cdot \cos(t) \cdot \sin(\alpha) - b \cdot \sin(t) \cdot \cos(\alpha) \end{pmatrix} \quad (4.22)$$

Der Parameter t hat den Wertebereich $0 \leq t < 2\pi$, $\mu_{R,x}$ und $\mu_{R,y}$ stellen den Mittelpunkt der Datenmenge dar und der Winkel α definiert die Ausrichtung der Ellipse zur x -Achse. Für die Bestimmung der Ellipse müssen noch drei wesentliche Parameter ermittelt werden. Zunächst wird der Winkel der Ellipse α zur x -Achse bestimmt. Dieser wird anhand des größten Eigenvektors der Kovarianzmatrix C_R berechnet. Im Folgenden soll der größte Eigenwert als λ_L und der dazugehörige Eigenvektor als \vec{E}_L bezeichnet werden. Die Steigung α der Ellipse wird dann mit der Gleichung $\alpha = \arctan \frac{\vec{E}_{L,y}}{\vec{E}_{L,x}}$ berechnet. Zusätzlich werden in (4.23) und (4.24) die Streckungsfaktoren a und b in x - und y -Richtung be-

rechnet. Dabei werden der Schwellenwert $s = \sqrt{\chi_{p,0.975}^2}$ sowie der größte und der kleinste Eigenwert λ_L und λ_S der Kovarianzmatrix herangezogen.

$$a = \sqrt{\chi_{p,0.975}^2} \cdot \sqrt{\lambda_L} \quad (4.23)$$

$$b = \sqrt{\chi_{p,0.975}^2} \cdot \sqrt{\lambda_S} \quad (4.24)$$

4.3 Anomaliedetektion

Das Anomaliedetektions-Modell hat das Ziel, eine Anomalie innerhalb des Datensatzes zu erkennen. Dieser Algorithmus wird mit realen Daten mit Berücksichtigung der Umgebungs- und Betriebsbedingungen trainiert. Der zugrundeliegende Algorithmus ist ein Berechnungsmodell, das darüber entscheidet, in welchem Schweregrad eine Anomalie vorliegt. Dazu wird in Abschnitt 4.3.1 eine Klassifikationsgüte definiert, die als Maßstab für die Anomalie dient. In der Anomaliedetektion wird das Normalverhalten im Trainingsprozess mithilfe eines mathematischen Modells beschrieben. Dazu werden Berechnungsmethoden verwendet, die ebenfalls in Abschnitt 4.2 zur Ausreißererkennung eingesetzt werden. Die Anomaliedetektion wird als eine Datenbibliothek ausgeführt. In diese Datenbibliothek werden die Daten des Stromrichter-Referenzverhaltens mit Bezug auf Betriebs- und Umgebungsbedingungen in der Trainingsphase übermittelt. Dabei werden die in Tabelle 4.1 aufgelisteten Betriebsbedingungen miteinbezogen. Als Umgebungsbedingungen können jegliche Parameter wie Außentemperatur, Luftfeuchtigkeit, Vibration usw., je nach praktischer Anwendung, berücksichtigt werden. Im Rahmen dieser Dissertation wird die Modul-Temperatur in den Datensatz aufgenommen. Diese Information ist insofern notwendig, da leistungselektronische Komponenten wie beispielsweise Leistungshalbleiterbauelemente temperaturabhängig sind und die Temperatur eine starke Auswirkung auf die aufgenommenen Daten hat. Um sicherzustellen, dass im Betrieb ein korrekter Vergleich zwischen den im Trainingsprozess aufgezeichneten Daten und dem neu eintreffenden Datensatz durchgeführt wird, erfolgt der Vergleich stets in Bezug auf die Temperatur. Dabei werden die neu eingetroffenen Daten in der Betriebsphase des Stromrichters gespeichert und immer im richtigen Kontext mit den in der Trainingsphase erfassten Daten aus der Datenbibliothek verglichen. Das bedeutet, dass beim Vergleich alle relevanten Umgebungs- und Betriebsbedingungen berücksichtigt werden müssen. Als Aus-

gangsgröße werden die im Folgenden definierten Kenngrößen berechnet, um eingetretene Veränderungen zu quantifizieren.

4.3.1 Definition von Kenngrößen am Beispiel von Bond Wire Lift-Off

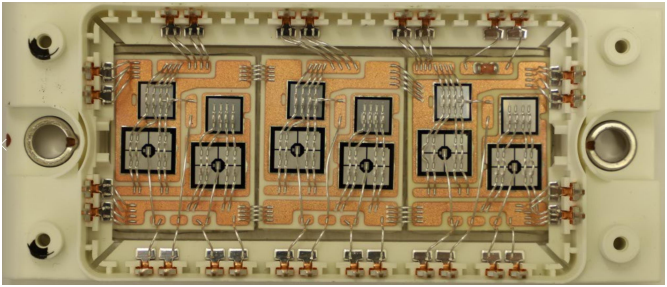
Um den Schweregrad einer Anomalie zu berechnen, werden in diesem Abschnitt zwei Kenngrößen definiert. Anhand des Alterungsmechanismus *Bond Wire Lift-Off* wird die aufgetretene Anomalie erläutert sowie die Kenngrößen berechnet. Nähere Informationen zu dem Alterungsmechanismus selbst sind in Abschnitt 2.3.1 zu finden.

Um den MCD-Algorithmus zur Anomalieerkennung zu testen, wird der Alterungsmechanismus absichtlich implementiert [E106]. Dazu wird ein Teil der Bonddrähte des IGBT-Leistungsmoduls durchtrennt. Dadurch erhöht sich der differenzielle Widerstand des Leistungshalbleiters. Hier werden die redundanten Bonddrähte der Halbleiterchips gemäß Abbildung 4.8 abgeschnitten. Das Abtrennen dieser Bonddrähte führt nicht zu einem Totalausfall des Leistungsmoduls. Zudem werden die Bonddrähte, die sich in der Nähe des Chips befinden, abgetrennt, da diese Bonddrähte am stärksten Temperaturschwankungen ausgesetzt sind und somit anfällig für Ausfälle sind.

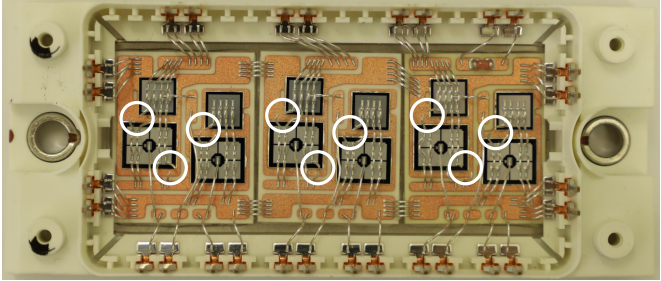
Das gleichzeitige Ablösen mehrerer Bonddrähte stellt in der Praxis jedoch kein realistisches Szenario dar. Damit wird der Fehlerfall künstlich verstärkt, um das Verfahren prinzipiell zu untersuchen.

Zunächst wird eine Messreihe mit dem unversehrten Modul durchgeführt. Der MCD-Algorithmus wird angewandt, um die aufgezeichneten Datensätze mit einer Ellipse zu beschreiben. Die Daten, die mit dem unversehrten Modul aufgenommen werden, sowie die dazugehörigen trainierten Modelle werden mit Bezug auf die Modul-Temperatur in einer Datenbibliothek gespeichert. In der Praxis können die in der Betriebsphase aufgenommenen Daten stets mit den in der Trainingsphase aufgenommenen Daten verglichen werden, um Anomalien zu detektieren. Um das Prinzip zu verdeutlichen, wird anschließend eine Messung mit dem veränderten Modul durchgeführt. Auch diese Datensätze werden mit dem MCD-Algorithmus trainiert. Für die Messungen wird der Arbeitspunkt aus Tabelle 4.1 verwendet.

Abbildung 4.9 zeigt die Messergebnisse des unversehrten Moduls und des modifizierten Moduls. Entlang der x -Achse ist die nullte Harmonische der d -Komponente des Integralanteils dargestellt, die auch als Gleichanteil bezeichnet wird. Entlang der y -Achse ist die sechste Harmonische der d -Komponente



(a) Modul in unversehrtem Zustand



(b) Modul mit abgetrennten Bonddrähten

Abbildung 4.8: Das Leistungshalbleitermodul wird präpariert, indem einige der redundanten Bonddrähte abgetrennt werden.

des Integralanteils abgebildet. Die vom MCD-Algorithmus berechneten Ellipsen sind ebenfalls dargestellt. Zusätzlich sind die berechneten Mahalanobis-Mittelpunkte der Ellipsen eingezeichnet. Die Ellipse, die das Normalverhalten des Leistungshalbleitermoduls mit unversehrten Bonddrähten darstellt, wird als E_{Normal} bezeichnet und wird mit durchgezogener Linie wiedergegeben. Die Ellipse, welche die durch abgetrennte Bonddrähte entstandene Anomalie repräsentiert, wird E_{Anomalie} bezeichnet. Diese wird durch die gestrichelte Linie dargestellt.

Für jeden Temperaturbereich ist eine deutliche Verschiebung der Ellipse in x -Richtung zu beobachten. Abbildung 4.9 macht deutlich, dass dadurch nicht alle Datenpunkte der Ellipse E_{Anomalie} in die Ellipse E_{Normal} fallen, was einer

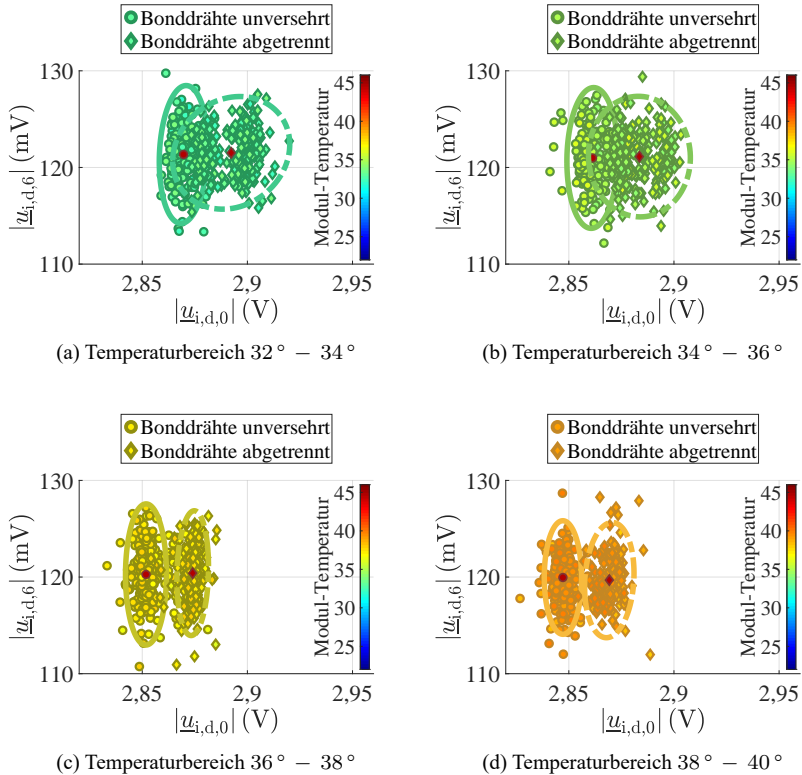


Abbildung 4.9: Messergebnisse der nullten und sechsten Harmonischen der d-Komponente des Integralanteils im fehlerfreien Fall und bei *Bond Wire Lift-Off*. Die Datensätze werden in verschiedene Bereiche der Modul-Temperatur aufgeteilt, um die Datensätze mit Bezug auf die Modul-Temperatur zu vergleichen.

Entstehung einer Anomalie gleichkommt. Die Vergrößerung des Gleichanteils der d-Komponente des Integralanteils ist ein spezifisches Merkmal des Alterungsmechanismus *Bond Wire Lift-Off*. Durch die Erhöhung des differentiellen Widerstandes der Leistungshalbleiter stellt der Stromregler im Mittel eine höhere Ausgangsspannung bereit.

Um das Ergebnis aus Abbildung 4.9 zu überprüfen, werden mithilfe von theo-

retischen Überlegungen die Verschiebungen der Ellipsen plausibilisiert. Bei der Wahl eines Betriebspunktes aus Tabelle 4.1 mit $i_d = 10 \text{ A}$ und $i_q = 0 \text{ A}$ reduzieren sich die in (3.36) gezeigten Systemgleichungen zu (4.25), da die q-Anteile aufgrund von $i_q = 0 \text{ A}$ wegfallen.

$$u_d = L \cdot \frac{di_d}{dt} + R \cdot i_d \qquad u_q = \omega \cdot L \cdot i_d \qquad (4.25)$$

Wenn zusätzlich der stationäre Zustand betrachtet wird, indem sich die Ströme nahezu nicht ändern, fallen die Ableitungsterme weg. Die Gleichungen werden dann zu (4.26) vereinfacht, die nur noch jene Anteile enthalten, die mit dem Strom i_d der d-Achse multipliziert werden.

$$u_d = R \cdot i_d \qquad u_q = \omega \cdot L \cdot i_d \qquad (4.26)$$

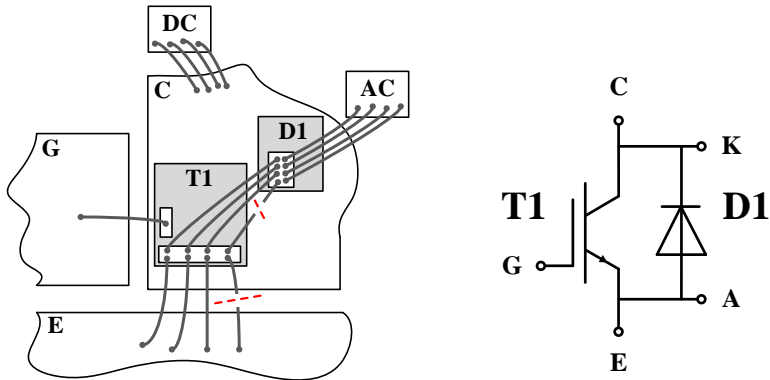
Mit (4.26) lässt sich die Erhöhung des ohmschen Widerstandes aus dem Quotienten von Spannung und Strom der d-Achse berechnen. Aus Abbildung 4.9 (c) ist eine Verschiebung der Ellipse von 25 mV in x-Achse zu beobachten. Dabei beträgt der Strom $i_d = 10 \text{ A}$. Damit lässt sich eine Erhöhung des ohmschen Widerstandes bestimmen (4.27).

$$\Delta R = \frac{\Delta u_d}{i_d} = \frac{25 \text{ mV}}{10 \text{ A}} = 2,5 \text{ m}\Omega \qquad (4.27)$$

Das Durchlassverhalten der Kollektor-Emitter-Strecke des IGBTs ist in Abbildung 5.5 (a) dargestellt. Aus diesem Schaubild lässt sich für diesen gezeigten Temperaturbereich der differenzielle Widerstand zu (4.28) berechnen.

$$r_{CE} = \frac{2 \text{ V} - 1,5 \text{ V}}{90 \text{ A} - 45 \text{ A}} = \frac{0,5 \text{ V}}{45 \text{ A}} = 11,11 \text{ m}\Omega \qquad (4.28)$$

Die Erhöhung des differentiellen Widerstandes bei Abtrennen der Bonddrähte wird nun abgeschätzt. Das Blockschaltbild der Bonddrahtverbindungen für IGBT T1 und Diode D1 innerhalb des Leistungshalbleitermoduls ist in Abbildung 4.10 schematisch dargestellt. Die Chips werden mit der Unterseite auf das DCB-Substrat aufgelötet. Dabei stellt die Unterseite bei IGBTs den Kollektoranschluss dar, bei der Diode hingegen den Kathodenanschluss. Gemäß Abbildung 3.3 ist der Kollektor von IGBT T1 mit dem DC-Anschluss, die Anode von D1 hingegen mit dem AC-Anschluss der Phase a verbunden. Der Emitter von T1 ist zur Anode von D1 kontaktiert. Die Bondverbindungen sind mittels redundanter,



(a) Bonddrahtverbindungen von IGBT T1 und Diode D1 der Phase a

(b) Anschlüsse von IGBT T1 und Diode D1

Abbildung 4.10: Blockschaltbild der Bonddrahtverbindungen innerhalb des Leistungshalbleitermoduls. Dabei werden zwei Bonddrähte abgetrennt.

paralleler Aluminium-Bonddrähte realisiert. Lediglich die Gate-Verbindung ist aufgrund der geringen Strombelastung einfach ausgeführt.

Die Kollektor-Emitter-Verbindung des IGBT verfügt über vier Bonddrähte. Dabei wird ein Bonddraht dieser Verbindung abgetrennt (Abbildung 4.8), was zur Erhöhung des ohmschen Widerstandes von 25 % führt. Ein ähnlicher Wert wurde anhand der Verschiebung der Ellipse bereits in (4.27) errechnet, was die Ergebnisse aus Abbildung 4.9 plausibilisiert.

Klassifikationsgüte G_ϕ

Das Ziel ist es nun, den Grad der Anomalie zu quantifizieren. Dazu wird anhand zweier Kenngrößen ein Ähnlichkeitsmaß zwischen Ellipsen definiert. Die erste Kenngröße beschreibt die Klassifikationsgüte, die das Verhältnis zwischen den in die Ellipse E_{Normal} hineinfallenden Datenpunkten und der Gesamtzahl der

Datenpunkte angibt. Die Klassifikationsgüte wird gemäß Formel (4.29) definiert und wird als Prozentzahl angegeben.

$$G_\phi = \frac{\text{Anzahl der Datenpunkte, die in die Ellipse } E_{\text{Normal}} \text{ hineinfallen}}{\text{Gesamtzahl der Datenpunkte}} \cdot 100\% \quad (4.29)$$

Die Klassifikationsgüte ist ein geeigneter Indikator, wenn beide Ellipsen eine Schnittmenge aufweisen, da dieser Kennwert den prozentualen Anteil der Schnittmenge beider Ellipsen angibt. Falls jedoch keine Schnittmenge zwischen beiden Ellipsen vorliegt, ist der Kennwert unzureichend. Alleine diesen Kennwert heranzuziehen hat den Nachteil, dass bei einer Klassifikationsgüte von 0 % keine weiteren Informationen darüber vorliegen, wie weit beide Datenwolken voneinander entfernt sind. Deswegen wird nun eine weitere Kenngröße definiert.

Mahalanobis-Distanz der Mahalanobis-Mittelpunkte d_μ

Ein weiterer Kennwert wird als der Mahalanobis-Abstand der Mahalanobis-Mittelpunkte zweier Ellipsen d_μ definiert. Die Formel ist in (4.30) angegeben. Der Mahalanobis-Mittelpunkt der Ellipse E_{Normal} wird als $\vec{\mu}_1 = \begin{pmatrix} \mu_{1,x} \\ \mu_{1,y} \end{pmatrix}$ und der Mahalanobis-Mittelpunkt der Ellipse E_{Anomalie} als $\vec{\mu}_2 = \begin{pmatrix} \mu_{2,x} \\ \mu_{2,y} \end{pmatrix}$ bezeichnet.

$$d_\mu = \sqrt{(\vec{\mu}_1 - \vec{\mu}_2)^T \cdot C_1^{-1} \cdot (\vec{\mu}_1 - \vec{\mu}_2)} \quad (4.30)$$

Jeweils für alle vier Schaubilder aus Abbildung 4.9 werden beide Kennwerte G_ϕ und d_μ ermittelt. Die Ergebnisse sind in Tabelle 4.2 dargestellt.

Tabelle 4.2: Berechnete Kennwerte der Anomaliedetektion für *Bond Wire Lift-Off*

Abb.	Temperatur	Klassifikationsgüte	Mahalanobis-Distanz
3.9 (a)	32 °C – 34 °C	$G_\phi = 21,61\%$	$d_\mu = 29,06$
3.9 (b)	34 °C – 36 °C	$G_\phi = 11,54\%$	$d_\mu = 25,56$
3.9 (c)	36 °C – 38 °C	$G_\phi = 0\%$	$d_\mu = 47,99$
3.9 (d)	38 °C – 40 °C	$G_\phi = 0\%$	$d_\mu = 49,48$

Diese beiden ermittelten Werte beschreiben den Grad der Anomalie. In der Praxis können beide Parameter beobachtet werden, um zu jedem Zeitpunkt feststellen

zu können, inwieweit sich die Datenwolke der aktuellen Daten im Vergleich zu den anfänglich aufgenommenen Daten verschoben hat. Im vorliegenden Versuch wird der erste von insgesamt vier Bonddrähten einer elektrischen Verbindung abgetrennt. Daher werden im Rahmen dieser Dissertation die in Tabelle 4.2 berechneten Kennwerte als Grenzwerte für den potentiellen Ausfall angesehen, wie in Abbildung 2.3 dargestellt wird. Die Grenzwerte, ab welchem Schwellenwert der Stromrichter als funktionsfähig gilt und ab welchem Schwellenwert ein funktionaler Ausfall vorliegt, müssen in der Praxis stets durch umfangreiche Feldversuche ermittelt werden.

4.4 Ursachendetektion

Nachdem eine Anomalie detektiert wird, besteht der nächste Schritt darin, die Ursache dieser Anomalie zu ermitteln. Der Ursachendetektions-Algorithmus wird mit Simulationsdaten von verschiedenen Fehlerszenarien trainiert. Zur Datengenerierung wird das Modell aus Abschnitt 3.2 verwendet, das Alterungsmechanismen von Stromrichtersystemen mithilfe von Degradationsparametern simulieren kann. Die Simulationseigenschaften zur Lösung der Differentialgleichungen werden in Abschnitt 4.4.1 behandelt. Im Zuge der Simulationen werden die Degradationsindikatoren variiert und die relevanten Daten gemäß Abschnitt 4.1 gespeichert. Anschließend werden die Korrelationen zwischen den Degradationsindikatoren und diesen gespeicherten Daten in Abschnitt 4.4.2 ausgewertet. Auf Basis dieser Zusammenhänge werden im selben Abschnitt geeignete mathematische Modelle erstellt, die in der Lage sind, die Degradationsindikatoren im Stromrichterbetrieb zu berechnen und daraus eingetretene Alterungsmechanismen abzuleiten. Hierzu wurden im Rahmen der Promotions-tätigkeit diverse studentische Arbeiten durchgeführt mit dem Ziel, geeignete mathematische Modelle für die Beschreibung von Alterungsvorgängen zu ermitteln [S107, S108, S109]. Abschließend wird in Abschnitt 4.4.4 das „normale“ Stromrichterverhalten modelliert, um ein zusätzliches Verständnis der Modellparameter zu erlangen. Um diese erstellten Modelle zu testen, werden in Kapitel 6 gezielte Änderungen und Manipulationen am Stromrichtersystem an einem realen Prüfstand vorgenommen.

4.4.1 Simulationseigenschaften

In diesem Abschnitt werden die Eigenschaften der durchgeführten Simulationen beschrieben. Als Simulationswerkzeug wird von MATLAB[®] die Software-

Erweiterung Simulink[®] verwendet, die auf die Modellierung und Simulation von technischen Systemen spezialisiert ist. Das Stromrichtermodell aus Abschnitt 3.2 samt der Regelung aus Abschnitt 3.3 wird in dieser Simulationsumgebung aufgebaut. Gelöst werden die zugrundeliegenden Differentialgleichungen durch verschiedene von Simulink[®] bereitgestellte Solver. Unterschieden werden zwei Solver-Typen nach der Art der Berechnung der Schrittweite: Fixed-Step und Variable-Step. Solver mit fester Schrittweite lösen das Modell in festen Zeitintervallen. Die Schrittweite kann durch den Benutzer manuell gewählt oder von der Software automatisch berechnet werden. Im Allgemeinen erhöht eine Verringerung der Schrittweite die Genauigkeit der Ergebnisse, während sich jedoch die Simulationsdauer erhöht.

Bei einem Solver mit variabler Schrittweite kann die Schrittweite abhängig von der Modelldynamik von Schritt zu Schritt variieren. Solver mit variabler Schrittweite reduzieren die Schrittweite, um die Genauigkeit zu erhöhen, wenn sich die Zustände des Modells schnell ändern. Wenn sich die Zustände des Modells langsam ändern, wird die Schrittweite erhöht, um unnötige Schritte zu vermeiden. Im Rahmen der durchgeführten Simulationen wird ein Solver mit variabler Schrittweite verwendet. Die Schrittweite wird stets so angepasst, dass die vom Benutzer angegebene Fehlertoleranz eingehalten wird. Zudem können die maximale und minimale Schrittweite vom Benutzer angegeben werden. Die maximale Schrittweite legt die maximal annehmbare Schrittweite des Solvers mit variabler Schrittweite fest. Es bietet sich an, bei Modellen mit periodischem oder nahezu periodischem Verhalten die maximale Schrittweite auf einen Bruchteil dieser Periode zu setzen, um so sicherzustellen, dass in jeder Taktperiode mindestens eine gewisse Anzahl an Simulationen durchgeführt wird. Die Taktperiode gemäß dem Betriebspunkt aus Tabelle 4.1 beträgt $T_A = 1/f_{\text{Takt}} = 1/16$ kHz. Als maximale Schrittweite wird $T_A/100$ gewählt. Die Wahl der minimalen Schrittweite hat die Funktion, trotz einer sehr hohen Modelldynamik ein Mindestmaß an Simulationsschnelligkeit zu gewährleisten.

4.4.2 Durchführung von Simulationen und Erstellung von Fehlererkennungsmodellen

Im folgenden Abschnitt werden zahlreiche Simulationen durchgeführt, in denen die Degradationsindikatoren variiert werden. Die Degradationsindikatoren fungieren als Parameter für das Voranschreiten von Alterungsmechanismen und werden in Abschnitt 2.3 herausgearbeitet. Diese Parameter werden verändert und dabei die Auswirkungen auf die verfügbaren Daten analysiert. Dabei werden die

in Abschnitt 2.3 beschriebenen Alterungsmechanismen herangezogen. Für jeden beschriebenen Alterungsmechanismus werden Muster und Gesetzmäßigkeiten ausgemacht, die ein spezifisches Merkmal des eingetretenen Fehlerfalls darstellen.

Diese *Features* geben einen Hinweis auf den eingetretenen Fehlerfall und ermöglichen eine Differenzierung zwischen den verschiedenen Fehlerfällen. Die Ermittlung vieler verschiedener *Features* für ein hohes Spektrum an verschiedenen Alterungsszenarien und Fehlerfällen stellt einen weiteren Schwerpunkt dieses Abschnitts dar. Anschließend werden Modelle entwickelt, die in der Lage sind, im Stromrichterbetrieb eingetretene Alterungsmechanismen zu detektieren. Dabei soll auch untersucht werden, welche Modelle sich für die Beschreibung der Simulationsergebnisse eignen. Diese Modelle sind in der Lage, im Stromrichterbetrieb die Modellparameter abzuschätzen. Daraus können eingetretene Alterungsmechanismen sowie deren Schweregrad berechnet werden.

Das folgende Kapitel wird in die drei betrachteten Stromrichterkomponenten aufgeteilt. Davor werden jedoch zusätzlich die Auswirkungen der Lastparameter untersucht, zumal die Lastasymmetrie in der Praxis eine wesentliche Rolle spielt. Die Komponenten werden in folgender Reihenfolge untersucht.

- Last
- Leistungshalbleiterbauelemente
- Zwischenkreiskondensator
- Stromsensoren

Im Zuge aller in diesem Kapitel durchgeführten Simulationen wird beispielhaft der Betriebspunkt aus Tabelle 4.1 herangezogen. Dieselben Betrachtungen können ebenfalls auf andere Betriebspunkte ausgeweitet werden. In diesem Abschnitt werden Überlegungen durchgeführt, wie sich ein anderer Betriebspunkt auf die ermittelten Zusammenhänge auswirkt.

Lastparameter

In diesem Abschnitt wird die Auswirkung der Lastkomponenten auf die Ausgangsgrößen der Regelung untersucht. Herangezogen wird eine Drehstrombrückenschaltung, die mit einer passiven Last verbunden ist, wie sie in Abbildung 3.3 dargestellt ist. Die passive Last besteht pro Phase aus einem ohmschen Widerstand und einer Induktivität. Beide Komponenten wirken sich unterschiedlich

auf die verfügbaren Größen aus. Zuerst soll der ohmsche Lastwiderstand untersucht werden. Das Modell aus Abschnitt 3.2.1 wird herangezogen, um die ohmschen Lastwiderstände zu verändern. Dabei wird zusätzlich der ohmsche Lastfaktor nach Formel (4.31) definiert. Die Werte r_1 , r_2 und r_3 sind in der Lage, die einzelnen ohmschen Phasenwiderstände zu skalieren.

$$\begin{aligned} R_{1,\text{var}} &= r_1 \cdot R_1 \\ R_{2,\text{var}} &= r_2 \cdot R_2 \\ R_{3,\text{var}} &= r_3 \cdot R_3 \end{aligned} \tag{4.31}$$

Nun werden diese Lastfaktoren gemäß der Tabelle 4.3 variiert. Dabei werden alle drei Phasen r_n mit $n = 1,2,3$ zuerst gleichzeitig und gleichermaßen verändert, wodurch keine Lastasymmetrie entsteht.

Abbildung 4.11 zeigt den Zusammenhang zwischen den ohmschen Lastwiderständen und der nullten Harmonischen des Integralanteils in der d-Achse. Dabei wird hier lediglich der Realteil des Gleichanteils betrachtet, zumal der Imaginärteil stets Null beträgt, da der Winkel des Gleichanteils definitionsgemäß bei 0° liegt. Die Simulationsergebnisse deuten auf einen linearen Zusammenhang beider Größen hin.

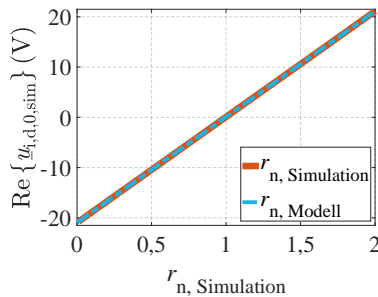


Abbildung 4.11: Simulationsergebnisse, die den Zusammenhang zwischen den ohmschen Lastwiderständen und der nullten Harmonischen des Integralanteils der d-Komponente zeigen

Die Simulationsergebnisse werden mithilfe eines mathematischen Modells nachgebildet. Aufgrund des linearen Zusammenhangs bietet es sich an, eine Geradengleichung heranzuziehen. Mithilfe der Least Squares-Methode werden die

beiden Parameter der Gerade, die sich aus der Steigung und dem Offset bilden, ermittelt. In Formel 4.11 ist die ermittelte Geradengleichung zu sehen.

$$\operatorname{Re} \{ \underline{u}_{i,d,0,\text{sim}} \} = 21,039 \cdot r_{n,\text{Simulation}} - 20,961 \quad (4.32)$$

Tabelle 4.3: Variation der Lastparameter

Anzahl Simulationen	200
Wertebereich Lastfaktoren r_n und l_n	0 - 2
Schrittweite Lastfaktoren r_n und l_n	0,01

Bisher wurden die ohmschen Lastwiderstände betrachtet. Nun sollen die Lastinduktivitäten bei einer gleichzeitigen Veränderung untersucht werden. Anschließend werden auch Veränderungen einzelner Lastkomponenten analysiert, was eine Asymmetrie hervorruft. Gemäß des bisherigen Vorgehens werden zusätzlich Lastfaktoren nach Formel (4.33) definiert, welche die Lastinduktivitäten variieren.

$$\begin{aligned} L_{1,\text{var}} &= l_1 \cdot L_1 \\ L_{2,\text{var}} &= l_2 \cdot L_2 \\ L_{3,\text{var}} &= l_3 \cdot L_3 \end{aligned} \quad (4.33)$$

Auch hier wird derselbe Wertebereich für die induktiven Lastfaktoren aus Tabelle 4.3 verwendet. Anschließend wird eine Simulation mit variierten Werten der Lastinduktivitäten durchgeführt, wobei die Werte der drei Lastinduktivitäten in gleichem Maße verändert werden. Dadurch entsteht keine Lastasymmetrie. Die Ergebnisse der durchgeführten Simulation sind in Abbildung 4.12 zu sehen.

Diesmal wird der Gleichanteil der q-Komponente herangezogen, statt wie bei der Untersuchung des ohmschen Widerstandes die d-Komponente. Dies folgt einerseits von der Systemgleichung (3.36) und andererseits vom gewählten Betriebspunkt her, der in Tabelle 4.1 aufgelistet ist. Mit diesem Betriebspunkt lassen sich die Systemgleichungen zu (4.26) reduzieren. Diese reduzierten Gleichungen machen deutlich, dass sich Änderungen des ohmschen Widerstandes auf u_d und Änderungen der Lastinduktivitäten auf u_q auswirken. Dies gilt – wie schon erwähnt – für den Betriebspunkt aus Tabelle 4.1, in dem i_d einen positiven

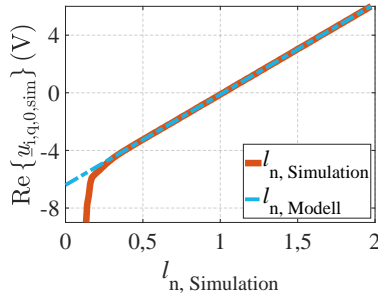


Abbildung 4.12: Simulationsergebnisse, die den Zusammenhang zwischen den Lastinduktivitäten und der nullten Harmonischen des Integralanteils (q-Komponente) zeigen

Wert aufweist und i_q gleich null ist. Für andere Betriebspunkte müssen dieselben Überlegungen erneut durchgeführt werden. Für den Fall, dass beispielsweise i_q einen positiven Wert aufweist und i_d gleich null ist, werden die beschriebenen Zusammenhänge umgekehrt. Betriebspunkte, in denen beide Achsen den Strom führen, bieten sich für Untersuchungen der Lastkomponenten nicht an, zumal dann die Effekte beider Achsen aufgrund der obigen Systemgleichung interferieren. In Abschnitt 4.4.4 wird erläutert, was diese Überlegungen für reale Anwendungsfälle bedeuten.

Abbildung 4.12 zeigt, dass für den Zusammenhang zwischen den Lastinduktivitäten und der nullten Harmonischen des Integralanteils der q-Achse auch ein linearer Zusammenhang angenommen werden kann. Erst bei sehr kleinen Induktivitäten von $l_{n,Simulation} < 0,1$ findet eine nichtlineare Abnahme des Reglerausgangs statt. Demnach wird ein Modell ermittelt, das den linearen Bereich des Kurvenverlaufs wiedergibt (4.34).

$$\text{Re} \{u_{i,q,0,sim}\} = 6,287 \cdot l_{n,Simulation} - 6,405 \quad (4.34)$$

Bisher wurde die gleichzeitige Änderung der Lastkomponenten untersucht, ohne dass hierbei eine Lastasymmetrie entstanden ist. Nun soll zusätzlich die Lastasymmetrie analysiert werden. Das Verständnis der Lastasymmetrie ist unerlässlich, zumal in der Praxis stets von einer asymmetrischen Last ausgegangen werden muss. Durch unterschiedliche Phasenwiderstände und -induktivitäten

liegt in der Praxis nie eine perfekte Symmetrie der Last vor.

Um eine Lastasymmetrie einzubauen, werden zuerst die Werte der drei ohmschen Widerstände der Last variiert. Es wird ebenfalls der Betriebspunkt in Tabelle 4.1 betrachtet. Die Werte der Lastwiderstände werden nach Tabelle 4.4 variiert. Für jeden Phasenwiderstand werden neun verschiedene Werte simuliert. Da die Anzahl der Phasen gleich drei ist, ergeben sich insgesamt $9^3 = 729$ Simulationen.

Tabelle 4.4: Variation der ohmschen Lastparameter

Anzahl Simulationen	729
Wertebereich ohmscher Lastfaktor r_1, r_2, r_3	0,99 - 1,01
Schrittweite ohmscher Lastfaktor r_1, r_2, r_3	0,0025

Um einen Kennwert für die Asymmetrie zu erlangen, wird ein Asymmetrie-Kennwert gemäß Formel (4.35) definiert. Dazu wird zuerst der Mittelwert der ohmschen Lastfaktoren der drei Phasen \bar{r}_{123} gebildet. Dieser Wert wird anschließend von jedem ohmschen Lastfaktor einzeln abgezogen und in den Betrag gesetzt. Damit ergibt sich der Asymmetrie-Kennwert r_{asy} , der den Wert 0 annimmt, wenn alle drei Phasenwiderstände denselben Wert besitzen. Falls die Abweichungen zwischen den einzelnen Phasenwiderständen zu dem Mittelwert der drei Phasenwiderstände ansteigen, erhöht sich auch der Asymmetrie-Kennwert r_{asy} .

$$\bar{r}_{123} = \frac{r_1 + r_2 + r_3}{3} \quad (4.35)$$

$$r_{\text{asy}} = |r_1 - \bar{r}_{123}| + |r_2 - \bar{r}_{123}| + |r_3 - \bar{r}_{123}|$$

Die Abbildungen in 4.13 zeigen die komplexen Ebenen der zweiten Harmonischen. Die x -Achse bildet jeweils den Realteil und die y -Achse den Imaginärteil ab. Dargestellt sind die Ausgangssteuergrößen der Regelung. Diese sind in d - und q -Komponente sowie in Proportional- und Integralanteil aufgeteilt. Damit ergeben sich insgesamt vier Schaubilder. Die 729 Simulationswerte werden in Abhängigkeit des Asymmetrie-Kennwertes r_{asy} in den vier beschriebenen Schaubildern abgebildet. Es zeigt sich, dass die zweite Harmonische in der dq -Ebene bei der Asymmetrie eine entscheidende Größe darstellt. Die zweite Harmonische des dq -Koordinatensystems entspricht der dritten Harmonischen im abc -Koordinatensystem. Falls ideal symmetrische Bedingungen vorliegen,

sind im dq-Koordinatensystem keine zweiten Harmonischen zu beobachten. Je größer die Asymmetrie der Lastwiderstände r_{asy} ist, desto größer werden die Beträge der zweiten Harmonischen.

Die Simulationen des Asymmetrie-Kennwertes r_{asy} ergeben innerhalb der komplexen Ebene ein Sechseck. Dieses Sechseck stellt bei der Beschreibung von dreiphasigen Systemen in der komplexen Ebene ein charakteristisches Verhalten dar. In der Leistungselektronik tritt dieses Sechseck ebenfalls im Raumzeigerdiagramm auf, wenn die Schaltzustände des Wechselrichters aufgetragen werden (Abbildung 3.4).

Zudem werden zusätzlich die Simulationspunkte, die die Variation von lediglich einem Phasenwiderstand darstellen, farblich gekennzeichnet. Beispielsweise werden mit r_1 diejenigen Datenpunkte gekennzeichnet, in denen r_2 und r_3 konstant sind und lediglich r_1 vergrößert wird.

Dabei wird beobachtet, dass die q-Komponente der d-Komponente um 90° voreilt. Für den untersuchten Betriebspunkt aus Tabelle 4.1 vereinfachen sich die Systemgleichungen zu $u_d = R \cdot i_d$ und $u_q = \omega \cdot L \cdot i_d$. Somit setzt sich die Spannung der d-Achse aus dem Spannungsabfall über dem ohmschen Widerstand und die Spannung der q-Achse aus dem Spannungsabfall über der Induktivität zusammen. Die Spannung an der Induktivität ist gegenüber der Spannung am ohmschen Widerstand in der komplexen Ebene um den Winkel von 90° voraus, wodurch diese Verschiebung resultiert. Auch wird zwischen dem Proportional- und Integralanteil eine Winkeldifferenz von 90° beobachtet. Wie zu erwarten, eilt der Integralanteil dem Proportionalanteil nach, da langfristige Regeldifferenzen durch den Integralanteil kompensiert werden.

Leistungshalbleiterbauelemente

In Abschnitt 2.3.1 werden die Degradationsindikatoren der Leistungshalbleiterbauelemente ermittelt und in Abschnitt 3.2.1 werden diese in das bestehende Stromrichtermodell eingebaut. Die beiden Degradationsindikatoren der IGBTs sind der differenzielle Widerstand r_{CE} und die Knickspannung U_f . Zuerst werden die Knickspannungen aller sechs IGBTs U_f einer Drehstrombrückenschaltung aus Abbildung 3.3 gleichermaßen gemäß Tabelle 4.5 variiert.

Die Simulationsergebnisse zeigen, dass die Beträge der sechsten Harmonischen der Reglerausgänge mit den simulierten Knickspannungen der IGBTs korrelieren. Derselbe Zusammenhang ist auch für die Vielfache der sechsten Harmonischen zu beobachten. Abbildung 4.14 zeigt den Verlauf der sechsten Harmonischen des Integralanteils der q-Achse über die simulierte Knickspannung der IGBTs.

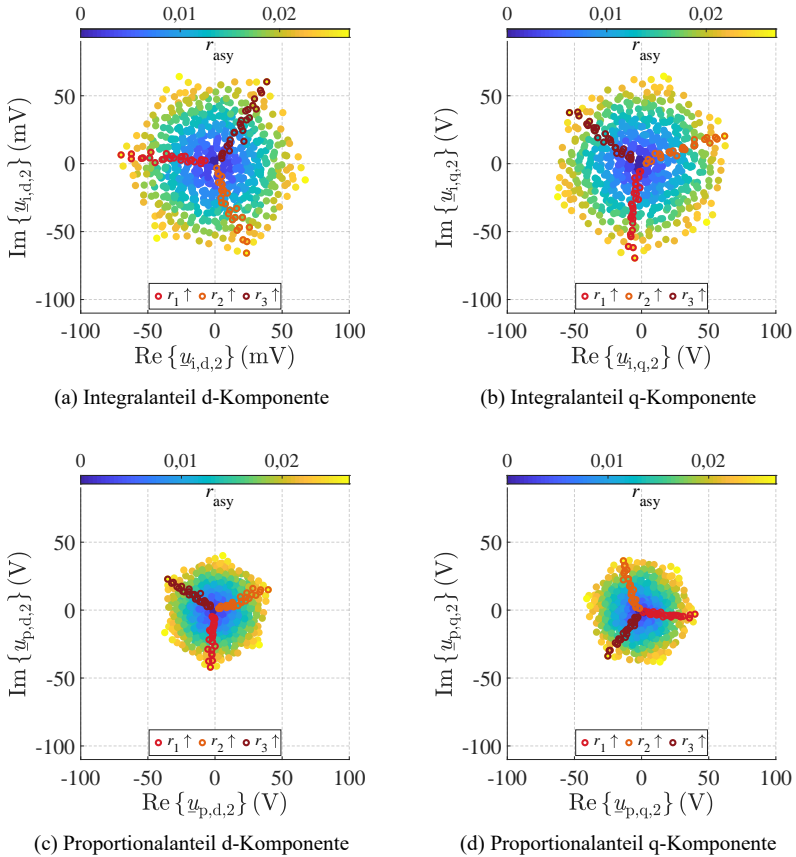


Abbildung 4.13: Simulationsergebnisse der zweiten Harmonischen für die Ausgangsgrößen der Stromregelung. Dabei bezeichnet r_{asy} den oben beschriebenen Asymmetrie-Kennwert. Die Bezeichnungen r_1 , r_2 und r_3 stellen zusätzlich die Simulationspunkte dar, in denen lediglich ein Phasenwiderstand variiert und die anderen beiden konstant gelassen werden. Beispielsweise bezeichnet r_1 diejenigen Datenpunkte, in denen r_2 und r_3 konstant sind und lediglich r_1 erhöht wird.

Tabelle 4.5: Simulationsparameter: Variation der Knickspannung der IGBTs

Anzahl Simulationen	200
Wertebereich Knickspannung IGBT $U_{f,IGBT}$	0 V - 2 V
Schrittweite Knickspannung IGBT $U_{f,IGBT}$	0,01 V

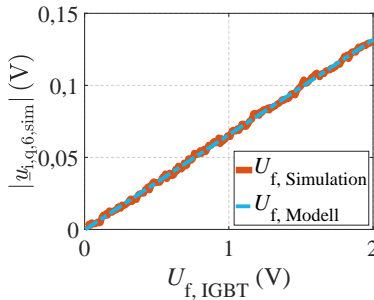


Abbildung 4.14: Simulationsergebnisse, die den Zusammenhang zwischen der Knickspannung und der sechsten Harmonischen des Integralanteils (q-Komponente) zeigen

Die Abbildung lässt einen linearen Zusammenhang zwischen beiden Größen vermuten. Demnach wird eine Geradengleichung gemäß der Formel (4.36) bestimmt.

$$|u_{i,q,6}| = 0,06 \cdot U_{f,IGBT} - 0,0035 \text{ V} \tag{4.36}$$

Die Tatsache, dass die Knickspannungen der IGBTs einen Einfluss auf die sechste Harmonische haben, lässt sich anhand des sechseckigen Raumzeigerdiagramms grafisch verdeutlichen (Abbildung 3.4). Das Raumzeigerdiagramm kann in sechs Sektoren unterteilt werden. In einem Dreiphasensystem existieren sechs verschiedene Zustände, welche Vorzeichen die drei Ausgangsströme besitzen können (+--, ++-, +--, -++). Die beiden Zustände +++ und --- sind nicht möglich. Je nachdem, welcher Zustand vorliegt, addieren oder subtrahieren sich die parasitären Effekte der Leistungshalbleiter zur idealen Grundwelle. Beim Durchlaufen einer Grundwelle treten die sechs

verschiedenen Zustände jeweils genau einmal auf und bilden somit eine sechste Harmonische.

Zur Veranschaulichung des Prinzips zeigt Abbildung 4.15 die Simulationsergebnisse des Ausgangsvektors der Stromregelung im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem für mehrere elektrische Perioden. In der durchgeführten Simulation weisen die Leistungshalbleiterbauelemente parasitäre Effekte auf, wobei hier zur Veranschaulichung des Prinzips beispielhaft ein Spannungsabfall von 6 V über jeden IGBT angenommen wird. Es ist zu beobachten, dass der bereitgestellte Ausgangsvektor des Stromreglers nicht einer idealen Kreisform entspricht. Für jeden der sechs Zustände ist eine Wölbung der Ausgangssteuergröße zu erkennen, da die nicht-idealen Eigenschaften der Leistungshalbleiter durch den Regler kompensiert werden.

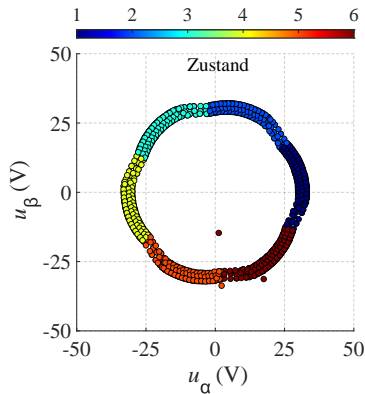


Abbildung 4.15: Simulationsergebnisse der Reglerausgangsspannung im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem, wenn ein Spannungsabfall über allen sechs IGBTs angenommen wird. Die Zustandsnummer gibt an, welches Vorzeichen die Ausgangsströme besitzen, wie oben beschrieben.

In den vorhergehenden Simulationen werden die Knickspannungen aller sechs IGBTs einer Drehstrombrückenschaltung gleichzeitig erhöht. In der Praxis können auch Veränderungen einzelner Leistungshalbleiterchips auftreten. Um diese ebenfalls zu erfassen, wird nun die Variation der Knickspannung eines einzelnen IGBTs untersucht. Beispielhaft wird diese für den positiven IGBT der Phase a verändert. Abbildung 4.16 zeigt die sechsten und zwölften Harmonischen des

Integralanteils der q-Achse in Abhängigkeit der variierten Knickspannung $U_{f,T1}$ von IGBT T_1 . Die Erhöhung der Knickspannung $U_{f,T1}$ führt zur Erhöhung der sechsten und zwölften Harmonischen des Integralanteils der q-Achse. Diese Beobachtung kann für die restlichen IGBTs ebenfalls gemacht werden. Ebenso gilt der Zusammenhang für die weiteren, hier nicht gezeigten Vielfachen der sechsten Harmonischen.

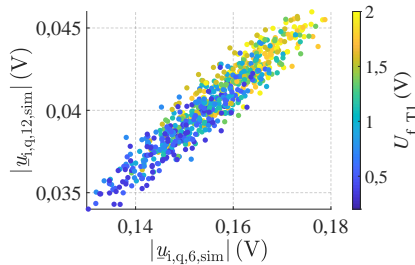


Abbildung 4.16: Simulationsergebnisse der sechsten und zwölften Harmonischen des Integralanteils (q-Komponente) in Abhängigkeit der Knickspannung von T_1

Neben der sechsten wird auch die zwölfte Harmonische betrachtet. Durch die Änderung von lediglich einer Phase entsteht eine Asymmetrie, die sich in der zweiten Harmonischen auswirkt. Hierbei werden die IGBTs T_1 , T_3 und T_5 nach Tabelle 4.6 verändert. Die Knickspannungen dieser drei oberen IGBTs werden dabei einzeln verringert.

Tabelle 4.6: Variation der einzelnen Knickspannung der IGBTs $U_{f,T1,T3,T5}$

Anzahl Simulationen	13
Nullpunkt $U_{f,T1,T3,T5}$	1,1544 V
Wertebereich $U_{f,T1,T3,T5}$	0,3544 V - 1,1544 V
Schrittweite $U_{f,T1,T3,T5}$	0,2 V

Abbildung 4.17 zeigt die Ergebnisse dieser durchgeführten Simulationsreihe. Abgebildet ist die komplexe Ebene der zweiten Harmonischen des Integralanteils in der q-Achse. Ausgehend vom Nullpunkt, in dem keine Asymmetrie

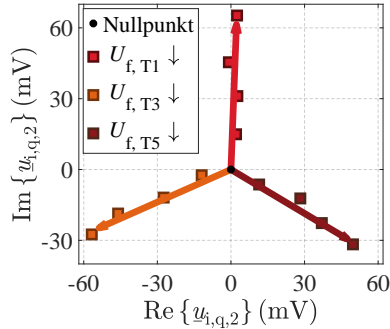


Abbildung 4.17: Simulationsergebnisse der komplexen Ebene der zweiten Harmonischen des Integralanteils der q-Komponente in Abhängigkeit der Knickspannungen der oberen IGBTs im dq-Koordinatensystem

vorliegt, ist eine Verschiebung der zweiten Harmonischen zu beobachten. Die Beträge der zweiten Harmonischen steigen mit zunehmender Asymmetrie an. Darüber hinaus ändert sich der Phasenwinkel der zweiten Harmonischen, abhängig davon, welcher IGBT seine Knickspannung verändert hat. Die Phasenwinkel der drei oberen IGBTs haben eine Winkeldifferenz von ungefähr 120° zueinander. Dieser Zusammenhang kann herangezogen werden, wenn festgestellt werden soll, welcher IGBT bzw. welcher Chip genau eine Beschädigung aufweist.

In Abbildung 4.18 wird veranschaulicht, wieso die Veränderung von einem IGBT eine Auswirkung auf die zweite Harmonische hat. Im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem wird die Ausgangssteuergröße der Stromregelung für zwei verschiedene Fälle verglichen. Die grünen, diamantförmigen Datenpunkte repräsentieren den idealen Fall, indem alle Leistungshalbleiter verlustfrei sind, während die farbigen, kreisförmigen Datenpunkte den Fall darstellen, dass über IGBT T_1 eine Spannung abfällt. Zur Veranschaulichung des Prinzips wird über T_1 eine Knickspannung von $U_{f,T1} = 12\text{ V}$ angenommen.

Abbildung 4.18 macht deutlich, dass die Ausgangssteuergrößen im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem einen perfekten Kreis darstellen, wenn die Leistungshalbleiter ideal sind. Bei der Annahme einer Knickspannung über einen IGBT wölbt sich eine Hälfte des Kreises. Da der Spannungsabfall über T_1 angenommen wird, wölbt sich genau diejenige Hälfte des Kreises nach außen, in der T_1 eingeschalt-

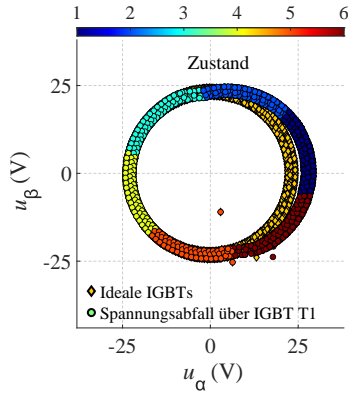


Abbildung 4.18: Simulationsergebnisse der Reglerausgangsspannung im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem, wenn ein einzelner Spannungsabfall über den IGBT T_1 angenommen wird. Die gelben, diamantförmigen Datenpunkte repräsentieren den idealen Fall, während die farbigen, kreisförmigen Datenpunkte den Fall darstellen, dass IGBT T_1 nicht ideal ist. Die Zustandsnummer gibt an, welches Vorzeichen die Ausgangsströme besitzen, wie oben beschrieben.

tet ist. Gemäß dem Raumzeigerdiagramm (Abbildung 3.4) ist T_1 hauptsächlich für positive u_α eingeschaltet, wonach der Stromregler hier einen höheren Spannungswert bereitstellen muss. Für die andere Kreishälfte hingegen ist kein Unterschied zwischen dem idealen und nicht-idealen Simulationsszenario zu beobachten. Im dq-Koordinatensystem führt dieser Effekt somit zur Erhöhung der zweiten Harmonischen.

Ausgehend von den Simulationsergebnissen im dq-Koordinatensystem (Abbildung 4.17) werden die Vektoren erfasst, die die Verringerung der Knickspannungen der einzelnen Phasen abbilden. Dabei wird für die Definition der Zeiger eine Verringerung der Knickspannung um $\Delta U_f = 0,8 \text{ V}$ betrachtet. Für die drei oberen IGBTs ergeben sich in der komplexen Ebene die in den Formeln (4.37) gezeigten Zeigerdiagramme.

$$\underline{u}_{i,q,2,\text{Zeiger}} = \begin{cases} u_{i,q,2,T1} = (2,49 + j \cdot 65,21) \text{ mV}, & \Delta U_{f,T1} = 0,8 \text{ V} \\ u_{i,q,2,T3} = (-56,72 - j \cdot 27,49) \text{ mV}, & \Delta U_{f,T3} = 0,8 \text{ V} \\ u_{i,q,2,T5} = (49,73 - j \cdot 31,71) \text{ mV}, & \Delta U_{f,T5} = 0,8 \text{ V} \end{cases} \quad (4.37)$$

Nun wird der differenzielle Widerstand der IGBTs r_{CE} untersucht. Gemäß Tabelle 4.7 werden die Werte des differenziellen Widerstandes variiert.

Tabelle 4.7: Simulationsparameter: Variation der differenziellen Widerstände der IGBTs

Anzahl Simulationen	729
Wertebereich differenzieller Widerstand IGBT r_{CE}	$0 \Omega - 0,1458 \Omega$
Schrittweite differenzieller Widerstand IGBT r_{CE}	$0,0002 \Omega$

Die Simulationsergebnisse sind in Abbildung 4.19 dargestellt. Dabei ist eine lineare Korrelation zwischen dem differenziellen Widerstand und der nullten Harmonischen des Integralanteils in der d-Komponente zu beobachten.

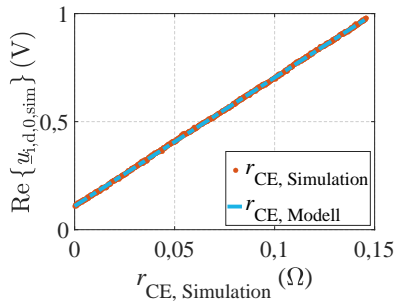


Abbildung 4.19: Simulationsergebnisse, die den Zusammenhang zwischen dem differenziellen Widerstand und der nullten Harmonischen des Integralanteils (d-Komponente) zeigen

Zwischenkreiskondensator

Die beiden Degradationsindikatoren des Zwischenkreiskondensators sind die Kapazität C_{DC} und der ESR R_{ESR} . In Abschnitt 3.2.2 werden diese Parameter in das Kondensatormodell implementiert. Diese Parameter werden nun simulativ unter Verwendung der Schaltung aus Abbildung 3.2 variiert. Der Kapazitätswert des Zwischenkreiskondensators wird gemäß Tabelle 4.8 verändert. Anders als in den beiden vorherigen Abschnitten, in denen die Ausgangssteuergrößen der Stromregelung betrachtet wurden, werden in diesem Abschnitt die Änderungen der Zwischenkreisspannung ausgewertet. Diese Größe ist im Betrieb verfügbar und wird mittels eines Spannungssensors erfasst, wie in Abschnitt 5.1.1 beschrieben wird.

Tabelle 4.8: Variation des Kapazitätswertes des Zwischenkreiskondensators C_{DC}

Anzahl Simulationen	350
Wertebereich C_{DC}	100 μF - 449 μF
Schrittweite C_{DC}	1 μF

Der Zusammenhang zwischen dem Rippelwert der Zwischenkreisspannung u_{Rippel} und dem simulierten Kapazitätswert C_{DC} ist in Abbildung 4.20 zu sehen. Für die Berechnung des Rippels u_{Rippel} werden für jeden Abschnitt einer elektrischen Periode die Maximal- und Minimalwerte der Zwischenkreisspannung ermittelt (4.38). Die Größe $u_{DC,N}$ repräsentiert die Datenpunkte, die innerhalb einer Zeitspanne einer elektrischen Periode gesammelt werden.

$$u_{\text{Rippel}} = \max(u_{DC,N}) - \min(u_{DC,N}) \quad (4.38)$$

Der Zusammenhang zwischen u_{Rippel} und C_{DC} wird als Exponentialfunktion modelliert. Es wird eine Exponentialfunktion 2. Grades herangezogen, um die Simulationsergebnisse mithilfe des mathematischen Modells aus (4.39) nachzubilden.

$$u_{\text{Rippel,Modell}}(C_{DC}) = a \cdot e^{b \cdot C_{DC}} + c \cdot e^{d \cdot C_{DC}} \quad (4.39)$$

$a: 9,68$ $b: -26160$ $c: 2,76$ $d: -3236$

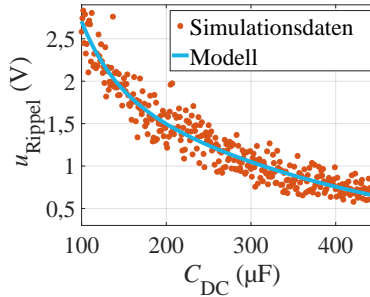


Abbildung 4.20: Simulationsergebnisse, die den Zusammenhang zwischen u_{Rippel} und dem Kapazitätswert C_{DC} zeigen

Im Trainingsprozess werden die Koeffizienten a , b , c und d mithilfe der Least-Squares Methode durch die Verwendung des MATLAB®-fitting tools dahingehend berechnet, dass die Fehlerquadrate zwischen Modell und Simulation minimal werden. Der Determinationskoeffizient, der die Anpassungsgüte beurteilt, ergibt sich hiermit zu $R^2 = 0,9149$.

Im nächsten Schritt wird der ESR des Zwischenkreiskondensators R_{ESR} gemäß Tabelle 4.9 variiert.

Tabelle 4.9: Variation des ESR-Wertes des Zwischenkreiskondensators R_{ESR}

Anzahl Simulationen	250
Wertebereich R_{ESR}	0,002 Ω - 0,5 Ω
Schrittweite R_{ESR}	0,002 Ω

Der Zusammenhang zwischen u_{Rippel} und dem ESR-Wert R_{ESR} in der Simulation ist in Abbildung 4.21 dargestellt.

Auch hier wird eine Exponentialfunktion verwendet, um die Simulationsergeb-

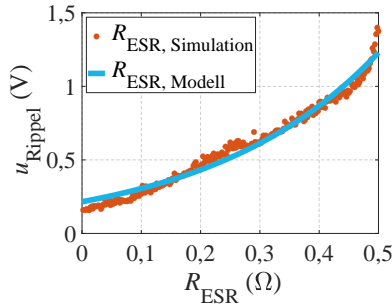


Abbildung 4.21: Simulationsergebnisse, die den Zusammenhang zwischen u_{Rippel} und dem ESR-Wert R_{ESR} zeigen

nisse zu modellieren. Die ermittelte Funktion mit den dazugehörigen Koeffizienten ist in Formel (4.40) dargestellt.

$$u_{\text{Rippel,Modell}}(R_{\text{ESR}}) = a \cdot e^{b \cdot R_{\text{ESR}}} \quad (4.40)$$

$a: 0,2156 \qquad b: 3,483$

Stromsensoren

In Abschnitt 3.2.1 werden zwei Degradationsindikatoren für die Stromsensoren herausgearbeitet:

- Verstärkungsfaktor ϵ
- Offset θ

Zuerst soll der Offset θ analysiert werden. Dabei wird die Auswirkung einer Offset-Änderung auf die verfügbaren Daten untersucht. Es werden innerhalb der verfügbaren Daten charakteristische *Features* ausgemacht, die eine Offsetänderung der Stromsensoren repräsentieren. Hierzu werden mithilfe des in Abschnitt 3.2.1 entworfenen Simulationsmodells zahlreiche Simulationen durchgeführt, wobei die Offset-Werte der einzelnen Phasen variiert werden. Dabei werden für jeden Phasenoffset sieben verschiedene Werte gemäß Tabelle 4.10 simuliert. Damit ergibt sich mit einer Phasenanzahl von drei eine Simulationsanzahl von $7^3 = 343$.

Tabelle 4.10: Variation der Offsets der einzelnen Stromsensoren θ_n

Anzahl Simulationen	343
Nullpunkt θ_n	0 V
Wertebereich θ_n	-0,75 V - 0,75 V
Schrittweite θ_n	0,25 V

Nach demselben Prinzip wie in Abschnitt 4.4.2 wird für die Offset-Asymmetrie ein Asymmetrie-Kennwert gemäß Formel (4.41) definiert.

$$\bar{\theta}_{123} = \frac{\bar{\theta}_1 + \bar{\theta}_2 + \bar{\theta}_3}{3} \quad (4.41)$$

$$\theta_{\text{asy}} = |\bar{\theta}_1 - \bar{\theta}_{123}| + |\bar{\theta}_2 - \bar{\theta}_{123}| + |\bar{\theta}_3 - \bar{\theta}_{123}|$$

Im Folgenden werden die Simulationsergebnisse präsentiert. Abbildung 4.22 zeigt die komplexe Ebene der ersten Harmonischen des Integralanteils in Abhängigkeit der einzelnen Phasenoffsets. Die komplexe Ebene der ersten Harmonischen des Integralanteils in q-Richtung stellt sich als ein Indikator für Offsetänderungen der Phasensensoren heraus, da lediglich diese Größe Veränderungen aufzeigt. Dabei kann die erste Harmonische der nicht stromführenden q-Achse die Asymmetrie der Phasenoffsets detektieren. Je größer die Asymmetrie der einzelnen Phasenoffsets θ_{asy} ist, desto größer sind die Beträge der ersten Harmonischen.

Nun werden Modelle ermittelt, welche die Änderungen der Phasenoffsets ermitteln können. Dazu wird gemäß dem bisherigen Vorgehen eine lineare Regression durchgeführt. Es werden in der komplexen Ebene der ersten Harmonischen des Integralanteils Vektoren definiert, die Offsetänderungen der einzelnen Phasen repräsentieren. Das dazugehörige Schaubild ist in Abbildung 4.23 zu sehen. Zwischen den einzelnen Phasen ist eine Winkeldifferenz von 120° zu beobachten. Die Formeln der komplexen Zeiger sind in Formel (4.42) gegeben. Ziel ist es,

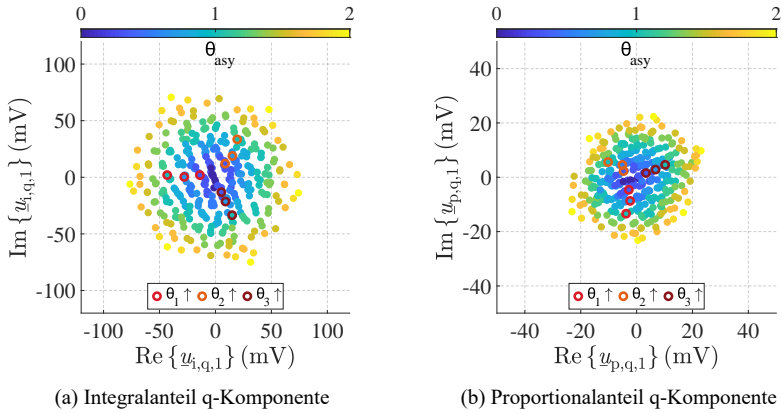


Abbildung 4.22: Simulationsergebnisse der komplexen Ebene der ersten Harmonischen für die Ausgangsgrößen der Stromregelung in Abhängigkeit der einzelnen Phasenoffsets. Dabei bezeichnet θ_{asy} den oben beschriebenen Asymmetrie-Kennwert. Die Bezeichnungen θ_1 , θ_2 und θ_3 stellen zusätzlich die Simulationenpunkte dar, in denen lediglich ein Phasenoffset variiert und die anderen beiden konstant gelassen werden.

bei einer Offsetänderung im Stromrichterbetrieb durch die Zeigermodelle rekonstruieren zu können, welche Phase eine Offsetänderung aufweist.

$$\underline{u}_{i,q,1,Zeiger} = \begin{cases} \underline{u}_{i,q,1,\theta_1} = (-0,0279 + j \cdot 0,0030) \text{ V}, & \theta_1 = 0,5 \text{ V} \\ \underline{u}_{i,q,1,\theta_2} = (0,0152 + j \cdot 0,0188) \text{ V}, & \theta_2 = 0,5 \text{ V} \\ \underline{u}_{i,q,1,\theta_3} = (0,0090 - j \cdot 0,0215) \text{ V}, & \theta_3 = 0,5 \text{ V} \end{cases} \quad (4.42)$$

Als Nächstes wird der Verstärkungsfaktor ϵ der Stromsensoren betrachtet. Der Verstärkungsfaktor wird gemäß Tabelle 4.11 variiert.

Die Auswirkung der Änderung des Verstärkungsfaktors auf die Übertragungsfunktion ist in Abbildung 6.22 dargestellt. Die standardmäßige Steigung der Übertragungsfunktion beträgt $\epsilon_N = 6,25 \frac{\text{mV}}{\text{A}}$ bei $\epsilon = 0\%$ und kann dem Datenblatt entnommen werden. Eine Änderung von $+1,81\%$ bedeutet demnach, dass sich die Steigung der Übertragungsfunktion von $\epsilon_N = 6,25 \frac{\text{mV}}{\text{A}}$ auf $\epsilon_N = 6,36 \frac{\text{mV}}{\text{A}}$ erhöht.

Abbildung 4.24 zeigt den Realteil der nullten Harmonischen des Integralanteils

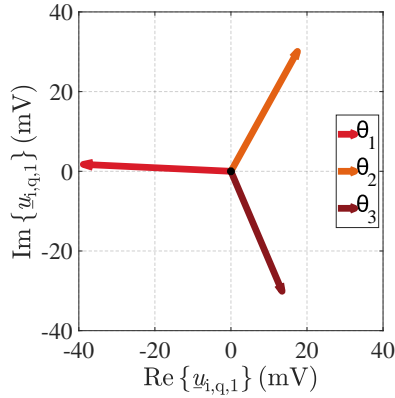


Abbildung 4.23: Simulationsergebnisse der komplexen Ebene der ersten Harmonischen des Integralanteils der q-Komponente in Abhängigkeit der Offsetänderungen der einzelnen Phasen

Tabelle 4.11: Gleichzeitige Änderung des Verstärkungsfaktors der Stromsensoren ϵ_{123}

Anzahl Simulationen	150
Wertebereich ϵ_n	-1,81 % - +1,81 %
Schrittweite ϵ_n	0,024 %

in q-Richtung in Abhängigkeit der Änderung des Verstärkungsfaktors. Ein linearer Verlauf zwischen beiden Größen ist erkennbar.

Anschließend werden für die einzelnen Stromsensoren unterschiedliche Werte simuliert. Es wird festgestellt, dass eine Asymmetrie des Verstärkungsfaktors eine Verschiebung der zweiten Harmonischen zur Folge hat. Ähnlich wie im bisherigen Vorgehen werden gemäß Tabelle 4.12 die Simulationswerte variiert. Die Ergebnisse sind in Abbildung 4.25 zu sehen.

Auch für die Verstärkungsfaktoren einzelner Stromsensoren werden Zeigermodelle erstellt, die das Ziel haben, im Stromrichterbetrieb die Änderungen der

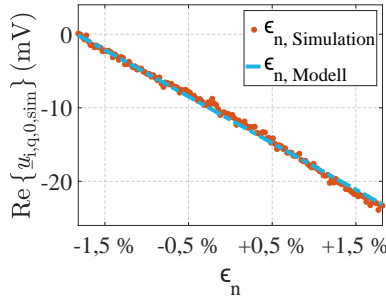


Abbildung 4.24: Simulationsergebnisse des Realteils der nullten Harmonischen des Integralanteils der q-Komponente in Abhängigkeit des Verstärkungsfaktors

Tabelle 4.12: Variation des Verstärkungsfaktors der Stromsensoren mit verschiedenen Werten für die unterschiedlichen Phasen

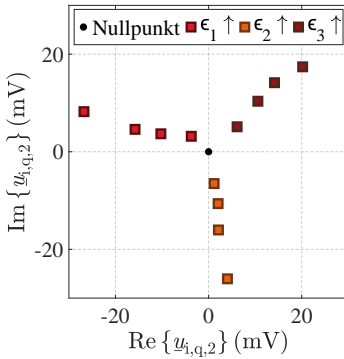
Anzahl Simulationen	729
Wertebereich $\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3$	-2,91 % - +2,91 %
Schrittweite $\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3$	0,008 %

Verstärkungsfaktoren einzelner Stromsensoren zu detektieren. Die ermittelten Modelle ergeben sich zu:

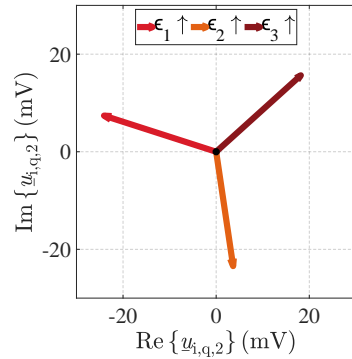
$$\underline{u}_{i,q,2,\text{Zeiger}} = \begin{cases} \underline{u}_{i,q,2,\epsilon_1} = (-0,0268 + j \cdot 0,0082) \text{ V}, & \epsilon_1 \uparrow +2,91 \% \\ \underline{u}_{i,q,2,\epsilon_2} = (0,004 - j \cdot 0,026) \text{ V}, & \epsilon_2 \uparrow +2,91 \% \\ \underline{u}_{i,q,2,\epsilon_3} = (0,0202 + j \cdot 0,0174) \text{ V}, & \epsilon_3 \uparrow +2,91 \% \end{cases} \quad (4.43)$$

4.4.3 Ablaufschema des Algorithmus

Die im vorangegangenen Abschnitt ermittelten Zusammenhänge, wie sich die Degradationsindikatoren auf die verfügbaren Daten auswirken, werden nun verwendet, um einen Entscheidungsbaum zu entwerfen. Dem Algorithmus werden als Eingangsgrößen die für die Fehlerbestimmung relevanten Daten zugeführt.



(a) Änderung der zweiten Harmonischen, wenn Verstärkungsfaktoren der Sensoren verändert werden



(b) Erstellung von Zeigermodellen für die Änderung von Verstärkungsfaktoren einzelner Sensoren

Abbildung 4.25: Simulationsergebnisse der komplexen Ebene der ersten Harmonischen für die Ausgangsgrößen der Stromregelung in Abhängigkeit der einzelnen Phasenoffsets

Der Algorithmus führt einen dreistufigen Entscheidungsprozess durch, im Zuge dessen drei zentrale Fragen betrachtet werden. Zuerst wird die Fragestellung untersucht, welche Komponente des leistungselektronischen Systems eine Anomalie aufweist. Anschließend wird das dazugehörige in Abschnitt 4.4.2 erstellte mathematische Modell aufgerufen, um den Schweregrad des Fehlers zu berechnen. Abschließend werden zusätzliche Details des aufgetretenen Fehlers geklärt, wie beispielsweise welcher IGBT des Leistungsmoduls eine Beschädigung aufweist. In Tabelle 4.13 sind die entscheidenden Größen aufgelistet, anhand derer eine Zustandsüberwachung verschiedener leistungselektronischer Komponenten erfolgt. In Abschnitt 6.1.2 wird ein praktischer Versuch durchgeführt und anhand dessen die einzelnen Schritte des Algorithmus erläutert. Dabei wird auf die in Tabelle 4.13 zusammengefassten Zusammenhänge zurückgegriffen, um ausgehend davon im Stromrichterbetrieb die Art der aufgetretenen Systemveränderung zu erfassen und zu quantifizieren.

Komponenten	Anomaliedetektion	Ursachendetektion	
		Ermittlung Schweregrad	Ermittlung der Phase
Last	Lastwiderstand: $\underline{u}_{i,d,0}$	Formel (4.32)	Abb. 4.13
	Lastinduktivität: $\underline{u}_{i,q,0}$	Formel (4.34)	Ähnlich zu 4.13
Leistungshalbleiterbauelemente	IGBT und Dioden: $\underline{u}_{i,d,0}$ und $\underline{u}_{i,q,6}$	Formel (4.36)	Formel (4.37)
Stromsensor	Verstärkungsfaktor: $\underline{u}_{i,q,0}$	Abb. 4.24	Formel (4.43)
	Offset: $\underline{u}_{i,q,1}$	Abb. 4.23	Formel (4.42)
Kondensator	Kapazität: u_{Rippel}	Formel (4.39)	-
	ESR: u_{Rippel}	Formel (4.40)	-

Tabelle 4.13: Zusammenfassung der entscheidenden *Features* für die Zustandsüberwachung leistungselektronischer Komponenten für den Betriebspunkt aus Tabelle 4.1

4.4.4 Modellierung des Normalverhaltens

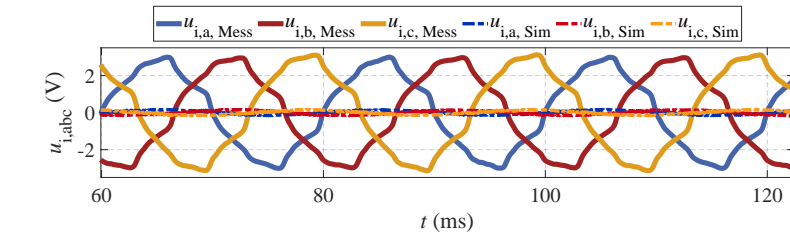
Im folgenden Abschnitt wird untersucht, wie sich die Modellparameter aus Abschnitt 3.2 auf die verfügbaren Daten auswirken. Das Normalverhalten des Stromrichters mit dem Betriebspunkt aus Tabelle 4.1 soll mithilfe der Degradationsindikatoren modelliert werden. Das Ziel ist es, eine möglichst große physikalische Interpretierbarkeit der verfügbaren Daten zu erlangen. Hierzu sollen solche Modellparameter ermittelt werden, sodass die Simulationsergebnisse mit den Messergebnissen übereinstimmen. Mit diesem Modellverständnis können die Veränderungen der verfügbaren Daten stets auf Veränderungen der Parameter zurückgeführt werden. Diese Parameter können dann im Stromrichterbetrieb beobachtet werden, um Erkenntnisse darüber zu erlangen, welcher Fehlerfall oder welcher Alterungsmechanismus genau eingetreten ist.

Nun wird eine Messung im Zeitbereich in abc-Koordinaten mit dem Betriebspunkt aus Tabelle 4.1 aufgenommen (Abbildung 4.26). Die Messung zeigt die Integralanteile der dreiphasigen Ausgangsspannungen. Der Integralanteil enthält einen Gleichanteil, welcher zusätzlich von diversen Harmonischen überlagert ist. Diese Messung wird zuerst in das dq-Koordinatensystem transformiert, anschließend einer FFT unterzogen, um sie vom Zeitbereich in den Frequenzbereich zu überführen. Die Ergebnisse sind in den Abbildungen 4.26 (b) - (e) dargestellt. Diese Darstellungsform bietet den Vorteil, dass sie eine Übersicht über den Betrag und den Winkel der wesentlichsten Harmonischen liefert. Zu den signifikantesten Harmonischen zählen die nullte Harmonische, die zweite Harmonische sowie die Vielfachen der sechsten Harmonischen. Diese werden in der komplexen Ebene in Abbildung 4.26 dargestellt. Die Ausgangsparameter, die als Startpunkt für die Simulation dienen, sind in Tabelle 4.14 zusammengefasst.

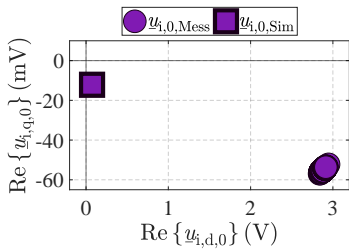
Mit diesen Parametern werden die Simulationen aus Abbildung 4.26 erzeugt. Die Abbildung 4.26 (a) zeigt, dass der Integralanteil des Reglers um den Wert Null herum schwankt, zumal die Simulationsparameter den im Leistungsteil angenommenen Ausgangsparametern entsprechen und somit den idealen Stromrichter repräsentieren. Auch die Harmonischen aus den Abbildungen 4.26 (b) - (e) befinden sich im Nullpunkt. Sobald die Simulationsparameter von den idealen Ausgangsparametern abweichen, tritt eine Diskrepanz auf, die der Integralanteil versucht auszuregeln. Dieser Kompensationsprozess wird im Folgenden erfasst und genauer verstanden.

Die Simulationsergebnisse werden nun durch die Variation der Modellparameter schrittweise an die Messergebnisse angeglichen. Wenn das Angleichen der Simulation an die Messung abgeschlossen ist, ergeben sich die Modellparameter, die das Verhalten des Stromrichters nachbilden.

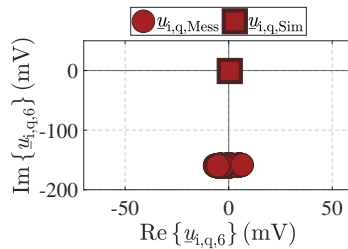
Beispielsweise werden die Knickspannungen der Leistungshalbleiter so lange erhöht, bis der Betrag der sechsten Harmonischen der Simulation dem der Messung entspricht (Abbildung 4.27 (c)). Hier werden die Knickspannungen der Leistungshalbleiter von $U_f = 0 \text{ V}$ auf $U_f = 1,235 \text{ V}$ erhöht. Das Abbruchkriterium, ab wann die Differenz zwischen den Mess- und den Simulationsergebnissen klein genug ist, kann dabei vom Benutzer gewählt werden. Der Gleichanteil der d-Komponente $\underline{u}_{i,d,0}$ wird angepasst, indem die differentiellen Widerstände der Leistungshalbleiterbauelemente in der Simulation vergrößert werden (Abbildung 4.27 (b)). Hierfür werden die ursprünglichen Werte von $r_{CE} = 0 \Omega$ und $r_D = 0 \Omega$ zu $r_{CE} = 0,126 \Omega$ sowie $r_D = 0,126 \Omega$ erhöht. Damit das Simulationsergebnis der q-Komponente $\underline{u}_{i,q,0}$ den Wert der Messung erzielt, werden die Simulationsparameter der Lastinduktivitäten verändert. Da $\underline{u}_{i,q,0}$ in der Messung einen negativen Wert aufweist, werden die Simulationsergebnisse von



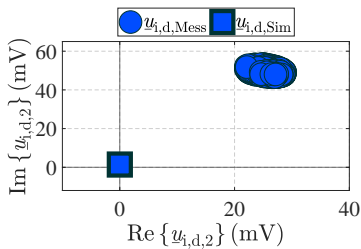
(a) Zeitbereich in abc-Koordinaten



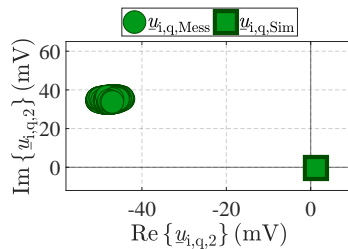
(b) Nullte Harmonische



(c) Sechste Harmonische



(d) Zweite Harmonische d-Komponente



(e) Zweite Harmonische q-Komponente

Abbildung 4.26: Vergleich zwischen Messung und Simulation für die anfänglichen Ausgangsparameter aus Tabelle 4.14. In 4.26 (a) ist der Zeitbereich des Integralanteils für die Ausgangsgröße der Stromregelung in abc-Koordinaten abgebildet. In 4.26 (b) - 4.26 (e) sind die nullten, zweiten und sechsten Harmonischen in dq-Koordinaten im Frequenzbereich dargestellt.

$L_{1,2,3} = 2 \text{ mH}$ zu $L_{1,2,3} = 1,87 \text{ mH}$ verringert. Die zweite Harmonische wird durch den Einbau einer Asymmetrie angepasst. Dazu wird sowohl die d-Komponente als auch die q-Komponente betrachtet (Abbildungen 4.27 (d) und 4.27 (e)). Beide Datenwolken haben bedingt durch die Systemgleichung, die sich aus den Spannungsabfällen über dem ohmschen Widerstand und der Lastinduktivität zusammensetzt, eine Winkelabweichung von 90° zueinander (4.26). Dabei werden die Werte der Lastwiderstände variiert. Die Werte werden zu $R_1 = 2,247 \Omega$, $R_2 = 2,245 \Omega$ und $R_3 = 2,284 \Omega$ gewählt. Es existieren für die Anpassung der zweiten Harmonischen jedoch mehrere Lösungskombinationen. Auch eine Variation der Lastinduktivitäten ist möglich. Somit sind die Lösungen nicht eindeutig.

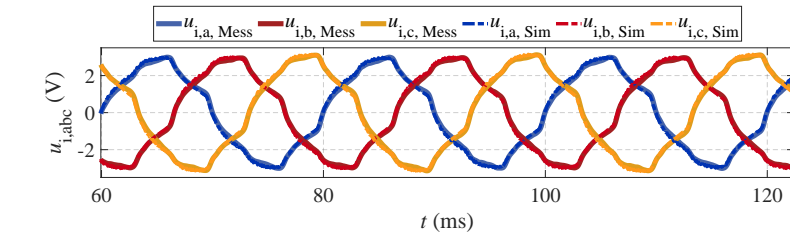
Die ermittelten Modellparameter, die das reale Normalverhalten des Stromrichters wiedergeben, sind in Tabelle 4.14 aufgelistet.

Tabelle 4.14: Ausgehend von den Ausgangsparametern, die den idealen Stromrichter repräsentieren, werden Modellparameter ermittelt, die das reale Verhalten des Stromrichters nachbilden.

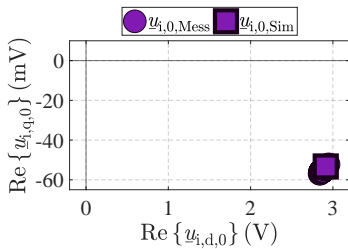
Größe	Ausgangsparameter	Ermittelte Modellparameter
Differenzieller Widerstand IGBT $r_{CE,IGBT}$	0Ω	$0,126 \Omega$
Differenzieller Widerstand Diode $r_{D,Diode}$	0Ω	$0,126 \Omega$
Knickspannung IGBT $U_{f,IGBT}$	0 V	$1,235 \text{ V}$
Knickspannung Diode $U_{f,Diode}$	0 V	$1,235 \text{ V}$
Ohmscher Lastwiderstand R_1	$2,1 \Omega$	$2,247 \Omega$
Ohmscher Lastwiderstand R_2	$2,1 \Omega$	$2,245 \Omega$
Ohmscher Lastwiderstand R_3	$2,1 \Omega$	$2,284 \Omega$
Lastinduktivität L_1	2 mH	$1,87 \text{ mH}$
Lastinduktivität L_2	2 mH	$1,87 \text{ mH}$
Lastinduktivität L_3	2 mH	$1,87 \text{ mH}$

Einordnung des erstellten Stromrichtermodells

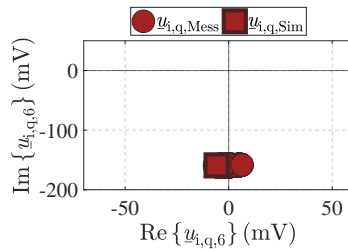
Bei der Systemmodellierung wird zwischen drei verschiedenen Varianten unterschieden [F110]:



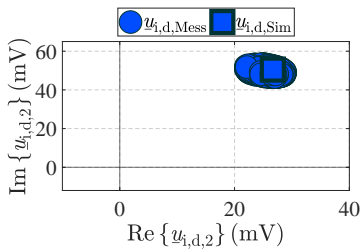
(a) Zeitbereich in abc-Koordinaten



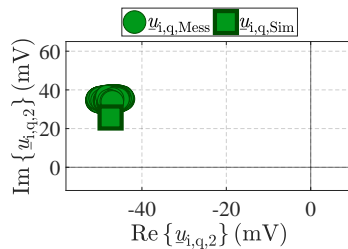
(b) Nullte Harmonische



(c) Sechste Harmonische



(d) Zweite Harmonische d-Komponente



(e) Zweite Harmonische q-Komponente

Abbildung 4.27: Vergleich zwischen Messung und Simulation für die ermittelten Modellparameter aus Tabelle 4.14. In 4.27 (a) ist der Zeitbereich des Integralanteils für die Ausgangsgröße der Stromregelung in abc-Koordinaten abgebildet. In 4.27 (b) - 4.27 (e) sind die nullten, zweiten und sechsten Harmonischen in dq-Koordinaten im Frequenzbereich dargestellt.

- Black-Box-Modell
- White-Box-Modell
- Grey-Box-Modell

Black-Box-Modelle sind rein datengetrieben, die keine Kenntnisse über die zugrundeliegende Modellstruktur benötigen. Ein Black-Box-Modell ist ein reines Verhaltensmodell, welches lediglich das Verhalten des Systems wiedergibt. Das Modell enthält keine Aussagen über die physikalischen Prozesse des Systems. White-Box-Modelle basieren auf theoretischen und komplexen Modellbeschreibungen, in denen die physikalisch auftretenden Vorgänge anhand von Differentialgleichungen beschrieben werden. Dies ermöglicht die physikalische Interpretierbarkeit des Modells, da jeder Modellparameter einen physikalischen Vorgang repräsentiert. Für die Entwicklung eines White-Box-Modells sind ein genaues Systemverständnis sowie die Berücksichtigung aller wesentlichen physikalischen Prozesse notwendig.

Grey-Box-Modelle hingegen können als eine Mischung von Black-Box-Modellen und White-Box-Modellen angesehen werden. Grey-Box-Modelle bestehen ebenfalls aus einer physikalischen Beschreibung des Systems, jedoch wird diese meist vereinfacht. Dabei kann das physikalische Verhalten von mehreren Prozessen in einem Modellparameter zusammengefasst werden. Auch können neben physikalisch interpretierbaren Modellparametern zusätzliche Parameter eingebaut werden, die keine physikalische Bedeutung haben.

Das erstellte Stromrichtermodell wird den Grey-Box-Modellen zugeordnet. Die Modellparameter haben teilweise eine physikalische Bedeutung, jedoch wurde nicht jeder in einem Stromrichter auftretender Prozess modelliert. Die im Modell berücksichtigten Systemparameter aus Tabelle 4.14 fassen somit pauschalisiert alle im Stromrichter auftretenden Effekte zusammen. Im Betrieb können somit bei einer Veränderung eines Systemparameters grundsätzlich Aussagen über die im Stromrichter auftretenden Effekte vorgenommen werden, jedoch sind diese Aussagen nicht so exakt, wie dies bei einem White-Box-Modell der Fall wäre. In Abschnitt 7.2 wird im Ausblick dieser Promotionsarbeit eine noch genauere Modellierung des Stromrichters vorgeschlagen.

Betrachtung über mehrere Betriebspunkte

Bisher wurden die Mess- und Simulationsergebnisse lediglich für einen Betriebspunkt betrachtet. Nun werden die Messergebnisse für verschiedene Betriebspunkte untersucht. Dabei wird für die wesentlichen Harmonischen der

Reglerausgänge ein Vergleich zwischen den Mess- und Simulationsergebnissen durchgeführt. Das in Abschnitt 3.2 erstellte Stromrichtermodell wird für die Generierung der Simulationsergebnisse herangezogen. Die nullten, zweiten und sechsten Harmonischen für die d- und q-Komponente sind in den Abbildungen 4.28, 4.29 und 4.30 abgebildet.

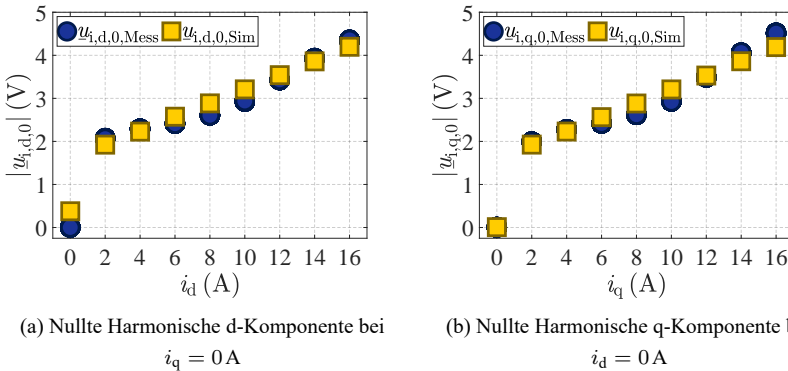
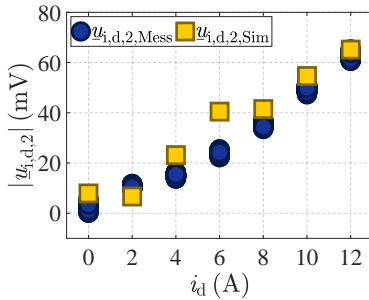


Abbildung 4.28: Vergleich der Mess- und Simulationsergebnisse für verschiedene Betriebspunkte der nullten Harmonischen

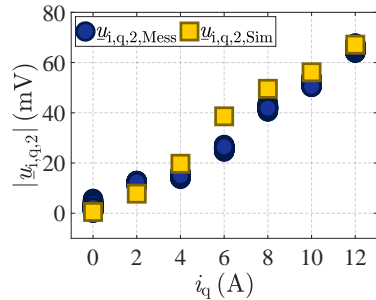
Dabei wird für jeweils eine Achse des dq-Koordinatensystems der Strom beim Wert 0 gehalten und für die jeweils andere Achse der Strom variiert. Diese Betriebspunkte eignen sich für weitere Untersuchungen, da aufgrund der in (3.36) gezeigten Systemgleichung die Effekte beider Achsen für diese Betriebspunkte nicht interferieren. Beispielsweise entfallen die q-Anteile für den Fall, dass i_d ungleich 0 und $i_q = 0 \text{ A}$ gilt. Die Systemgleichungen reduzieren sich dann zu (4.44).

$$u_d = L \cdot \frac{di_d}{dt} + R \cdot i_d \qquad u_q = \omega \cdot L \cdot i_d \qquad (4.44)$$

Das Modell mit den dazugehörigen Modellparametern kann die wesentlichen Harmonischen über mehrere Betriebspunkte hinweg nachbilden. Im Umkehrschluss kann im Stromrichterbetrieb bei einer Änderung einer Harmonischen darauf zurück geschlossen werden, welcher Modellparameter eine Veränderung erfahren hat. Dies dient als Grundlage, um die Zustände der Stromrichterkomponenten zu überwachen. Die Modellparameter des Stromrichters werden

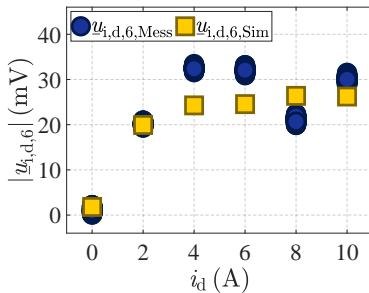


(a) Zweite Harmonische d-Komponente bei $i_q = 0$ A

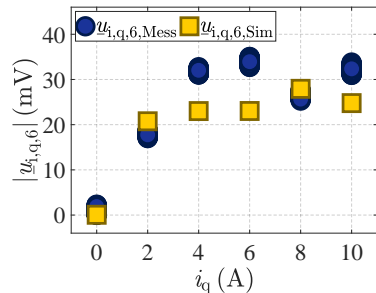


(b) Zweite Harmonische q-Komponente bei $i_d = 0$ A

Abbildung 4.29: Vergleich der Mess- und Simulationsergebnisse für verschiedene Betriebspunkte der zweiten Harmonischen



(a) Sechste Harmonische d-Komponente bei $i_q = 0$ A



(b) Sechste Harmonische q-Komponente bei $i_d = 0$ A

Abbildung 4.30: Vergleich der Mess- und Simulationsergebnisse für verschiedene Betriebspunkte der sechsten Harmonischen

anfänglich gemäß Tabelle 4.14 auf das Normalverhalten hin kalibriert. Für die praktische Implementierung einer Zustandsüberwachung bietet es sich an, für bestimmte ausgewählte Betriebspunkte die Algorithmen aus Abbildung 2.16 zu trainieren. Ausgehend vom erlernten Normalverhalten werden die Algorithmen

für den jeweiligen Betriebspunkt ausgewertet. Dabei wird im ersten Schritt eine Anomalie erkannt und im nächsten Schritt die Ursache der Anomalie auf Basis der Veränderungen der Modellparameter festgemacht.

Für die weiteren Untersuchungen soll der bisher betrachtete Betriebspunkt aus Tabelle 4.1 herangezogen werden. Das Verfahren kann jedoch prinzipiell auf alle weiteren Betriebspunkte ausgeweitet werden.

Kapitel 5

Prüfstände

In diesem Kapitel werden die Prüfstände und ihre Anforderungen vorgestellt. Es werden zwei Varianten von Prüfständen aufgebaut, die unterschiedliche Vor- und Nachteile mitbringen [S111]. Die erste Variante (Abschnitt 5.1.1) besteht aus einem DC-Netzteil und einem Wechselrichter. Diese Variante bildet somit die Stromrichtertopologie aus Abbildung 3.3 ab, die aus einer Drehstrombrückenschaltung besteht. Die zweite Variante (Abschnitt 5.1.2) besitzt zusätzlich ein AFE, der die vom Netz bereitgestellte dreiphasige Wechselspannung anfangs in eine Gleichspannung umwandelt. Diese Gleichspannung wird von einem weiteren Stromrichter wieder in eine dreiphasige Wechselspannung umgeformt. Diese Variante dient zur Untersuchung der Stromrichtertopologie aus Abbildung 3.2. Der Prüfstand der Variante I wird für die Untersuchungen von Fehlerfällen von Leistungshalbleiterbauelementen und Sensoren verwendet. Der Prüfstand der Variante II hingegen wird für Untersuchungen am Zwischenkreiskondensator herangezogen.

Die Eigenschaften beider Prüfstandsvarianten werden in Tabelle 5.1 dargestellt. In Abschnitt 5.1 werden beide Prüfstände hinsichtlich des Leistungsteils vorgestellt. Anschließend wird das Signalverarbeitungsteil in Abschnitt 5.2 behandelt. In Abschnitt 5.3 werden die Prüfstände um Fehlereinrichtungen erweitert, um absichtlich Fehlerfälle und Manipulationen am Stromrichtersystem zu implementieren.

Prüfstände	Aufbau	Eigenschaften
Variante I	Netzteil/ Wechselrichter/Last	- Einfacher Aufbau - Keine Netzeinflüsse - Halbleiteruntersuchungen möglich, da Sichtfenster in Leistungsteilplatine vorhanden
Variante II	Netz/Gleichrichter/ Zwischenkreis/ Wechselrichter/Last	- Zwischenkreisuntersuchungen möglich

Tabelle 5.1: Eigenschaften beider Prüfstände

5.1 Leistungsteil

Beide Prüfstandsvarianten weisen im Hinblick auf die verwendeten Komponenten eine gewisse Schnittmenge auf. Für beide Varianten werden dieselben Leistungsteilplatinen samt denselben Komponenten Leistungshalbleiterbauelemente, Stromsensoren und Zwischenkreiskondensatoren verwendet. Auch wird dieselbe passive Last für beide Prüfstandsanordnungen verwendet. Die Erläuterung der einzelnen Stromrichterkomponenten soll deshalb nur einmal im folgenden Abschnitt 5.1.1 erfolgen.

5.1.1 Variante I: Wechselrichter und Last

Der Prüfstand der Variante I muss die Anforderung erfüllen, aus einer einfachen Struktur zu bestehen. Damit kann der Wechselrichter isoliert ohne externe Störungen durch andere Systemkomponenten untersucht werden. In Abbildung 5.1 ist die Struktur des Prüfstandes abgebildet.

Der Wechselrichter wandelt die vom Netzteil gelieferte Gleichspannung in ein dreiphasiges Drehspannungssystem um. Das Netzteil wird an den Zwischenkreis angeschlossen, um eine nahezu konstante Zwischenkreisspannung zu liefern. Somit wird die Netzseite durch die hohe Kapazität des Netzteils entkoppelt. Es wird ein Netzteil des Typs EA-PSB 9200-140 eingesetzt, welches eine maximale Spannung von 200 V und einen maximalen Strom von 140 A liefert. Die Maximalleistung beträgt dabei 10 kW.

Der Wechselrichter ist mit dem IGBT-Modul EconoPack2 FS75R12KT4

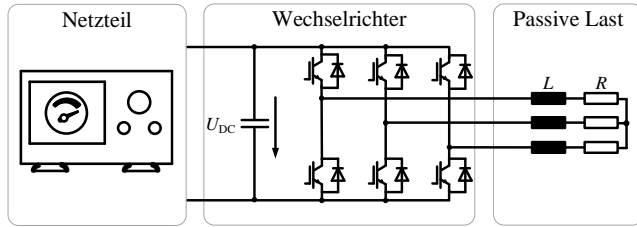


Abbildung 5.1: Aufbau des Prüfstandes Variante I

(1200 V/75 A) von Infineon ausgestattet und kann theoretisch eine Nennleistung von 30 kW bereitstellen. Die Leistungsteilplatine des Wechselrichters ist eine Eigenentwicklung des Elektrotechnischen Instituts (ETI) und ist in Abbildung 5.2 dargestellt.

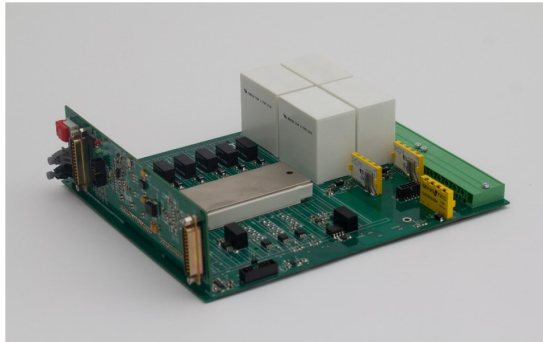


Abbildung 5.2: Leistungsteilplatine des Wechselrichters

Der Prüfstand verfügt jeweils über ein Messsystem für die dreiphasigen Ausgangsströme, die Kühlkörpertemperatur und die Zwischenkreisspannung. Darüber hinaus kann die Modul-Temperatur mithilfe eines NTC-Widerstands, der auf der Bodenplatte des Leistungshalbleitermoduls angesiedelt ist, erfasst werden.

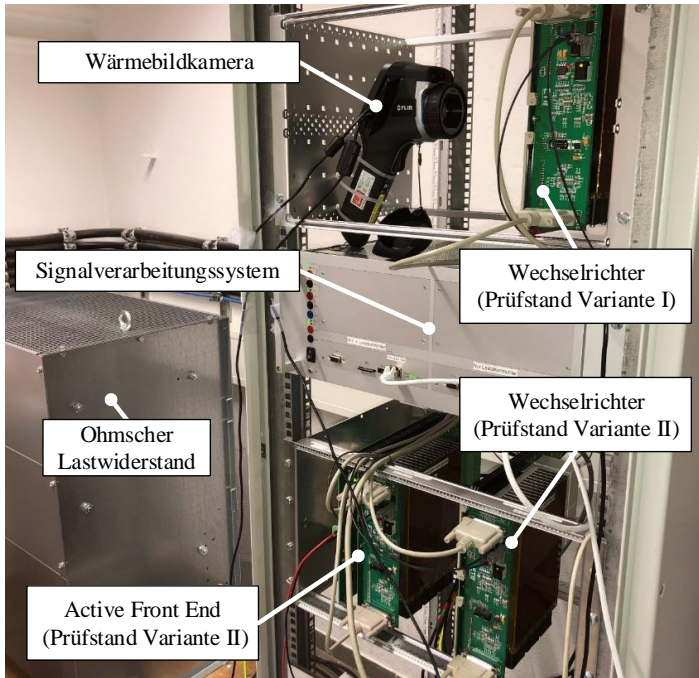


Abbildung 5.3: Schaltschrank der Prüfstandsaufbauten

Leistungshalbleitermodul

Im Wechselrichter wird das Leistungshalbleitermodul FS75R12KT4 von Infineon eingesetzt. Die Nennspannung des Leistungshalbleitermoduls beträgt 1200 V, der Nennstrom 75 A. Das Gehäuse vereint die sechs IGBTs und sechs Dioden zur gesamten Drehstrombrückenschaltung. Das geöffnete Leistungshalbleitermodul ist in Abbildung 5.4 zu sehen. Bei den flächenmäßig größeren Chips handelt es sich um IGBTs, bei den kleineren Chips um Dioden. Die maximale Temperatur der Leistungshalbleiterbauelemente beträgt 150 °C. Das Substrat besteht aus dem Keramikmaterial Al_2O_3 und die Bodenplatte aus Kupfer. Die aus Aluminium bestehenden Bonddrähte, die die elektrischen Ver-

bindungen zwischen den einzelnen Chips und den Anschlüssen herstellen, sind mithilfe der Lötverbindungstechnik angebracht worden.

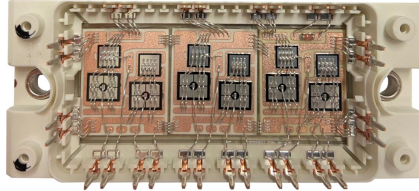


Abbildung 5.4: Geöffnetes Leistungshalbleitermodul Infineon FS75R12KT4 [S112]. Die Drehstrombrückenschaltung besteht aus sechs IGBTs und sechs Dioden. Bei den flächenmäßig größeren Chips handelt es sich um IGBTs, bei den kleineren Chips um Dioden.

Das Durchlassverhalten der eingesetzten Leistungshalbleiter, welches aus dem Datenblatt [D113] entnommen wird, ist in Abbildung 5.5 dargestellt.

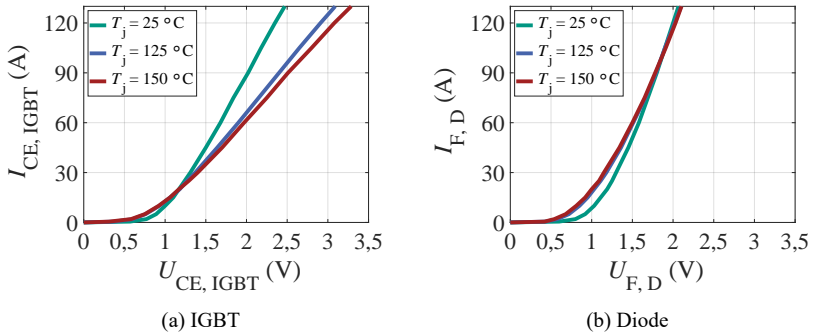


Abbildung 5.5: Durchlasskennlinien der eingesetzten Leistungshalbleiter des Infineon-Moduls FS75R12KT4 für unterschiedliche Chip-Temperaturen. In 5.5 (a) sind die temperaturabhängigen Durchlasskennlinien der IGBTs, in 5.5 (b) die temperaturabhängigen Durchlasskennlinien der Dioden abgebildet.

Stromsensoren

Für die Erfassung der Ströme werden Fluxgate-basierte Stromsensoren der Marke LEM (Typ: CKSR 75-NP) verwendet (Abbildung 5.6). Es handelt sich um eine Closed-Loop Technologie, die auf der Kompensation des Primärflusses beruht (siehe Abschnitt 2.3.3). Der Nennstrom wird mit 75 A angegeben, wobei kurzfristige Ströme von bis zu 180 A möglich sind. Die Anzahl der Primärwicklung ist $N_P = 1$, die Anzahl der Sekundärwicklung $N_S = 966$. Die Spannungsversorgung beträgt +5 V. Die Durchlasskennlinie des Stromsensors CKSR 75-NP, die den Zusammenhang zwischen dem erfassten Strom und der ausgegebenen Spannung wiedergibt, ist in Abbildung 2.15 dargestellt.



Abbildung 5.6: Stromsensor der Marke LEM (hier CKSR 25-NP) [F114]

Zwischenkreiskondensator

Auf der Leistungsteilplatine sind vier Kondensatoren der Marke ICEL angebracht. Die genaue Typbezeichnung des Kondensators ist MHBS505500. Der Wert der Kapazität beträgt $50 \mu\text{F}$, wobei er eine Toleranz von 10% aufweist. Es handelt sich hierbei um einen Folienkondensator, dessen Dielektrikum aus Polypropylen besteht. Die Betriebstemperatur reicht von $-40^\circ\text{C} - 85^\circ\text{C}$. Wie in Abschnitt 2.3.2 beschrieben, haben Folienkondensatoren im Vergleich zu anderen Kondensatortechnologien eine geringere Betriebstemperatur aufgrund der niedrigen Schmelztemperatur des Dielektrikums. Dafür zeichnen sie sich durch eine hohe Zuverlässigkeit und eine hohe Lebensdauer von bis zu 200.000 Stunden aus. Der Kondensator hat eine Nennspannung von 900 V. Der ESR beträgt $2,8 \text{ m}\Omega$ bei einer Taktfrequenz von 1 kHz.

Passive Last

Die passive Last besteht aus einem dreiphasigen ohmschen Widerstand und einer dreiphasigen Netzdrossel. Die dreiphasige Netzdrossel hat die Aufgabe, die Oberwellen der Ausgangsströme mit einem Tiefpassverhalten zu filtern. Der Einsatz eines ohmschen Widerstandes ermöglicht neben der reinen Blindleistung auch eine Wirkleistung an der Last. Der Phasenwiderstand beträgt $2,1 \Omega$, die Phaseninduktivität 2 mH .

5.1.2 Variante II: Umrichter mit Active Front End

Der Prüfstand der Variante II ermöglicht zusätzliche Untersuchungen am Zwischenkreis. Der Prüfstand der Variante I lässt dies wegen des Netzteils nicht zu. In Abbildung 5.7 ist der Aufbau des Prüfstandes der Variante II abgebildet. Die vom Netz bereitgestellte Drehspannung wird durch das AFE und den Wechselrichter in eine in der Frequenz und Amplitude variable Drehspannung umgewandelt. Hierbei werden zwei Stromrichter desselben Typs verwendet, der in Abschnitt 5.1.1 erläutert wird.

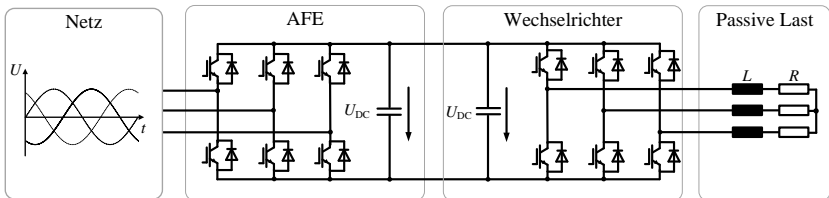


Abbildung 5.7: Aufbau des Prüfstandes Variante II

5.2 Signalverarbeitungssystem

Die für die Regelung benötigten Rechenoperationen werden in dem Signalverarbeitungssystem durchgeführt, das am Institut intern entwickelt wurde. Dabei handelt es sich um ein sogenanntes System On Chip (SoC)-System der Marke Zynq 7000, das aus einem Zweikernprozessor und einem Field Programmable Gate Array (FPGA) besteht. Für eine Echtzeit-Implementierung werden die beiden Prozessoren als asymmetrisches Multiprozessorsystem verwendet.

Die beiden Rechenkerne werden als ARM-Core 0 und ARM-Core 1 bezeichnet. ARM-Core 0 fungiert als Kommunikationssystem, während ARM-Core 1 als Verarbeitungssystem genutzt wird. Auf dem ARM-Core 0 ist ein Echtzeitbetriebssystem implementiert. Dieses ist für den Datenaustausch mit einem weiteren Rechner, der als Human Machine Interface (HMI) fungiert, zuständig. Auf dem ARM-Core 1 wird der Regelalgorithmus ausgeführt. Dabei wird die in Abschnitt 3.3 beschriebene Regelung eingesetzt. Der Programmcode der Rechenkerne wird in der Programmiersprache C geschrieben oder direkt mithilfe der MATLAB[®]/Simulink[®] C-Code-Generierung aus der modellbasierten Simulation heraus generiert. Aufgrund dieser Struktur kann der Regelalgorithmus für den ARM Core 1 online flexibel konfiguriert werden. Die im ARM-Core 1 berechneten Reglerausgangsgrößen werden dem FPGA zugeführt, dieser generiert die Gate-Signale für die Ansteuerung der IGBTs. Der FPGA wird in der Hardwarebeschreibungssprache VHDL programmiert. Zur Visualisierung der empfangenen Daten wird auf dem HMI ein Monitor Control Tool verwendet, das auf LabView[®] basiert.

5.3 Fehlereinrichtungen

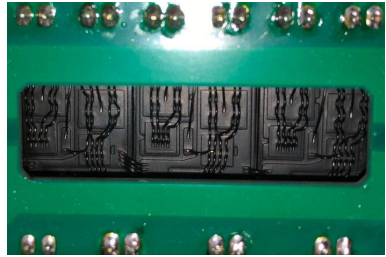
Beide Prüfstände werden um Fehlereinrichtungen erweitert, die eine gezielte Implementierung von Fehlerfällen ermöglichen. Im folgenden Abschnitt werden die Fehlereinrichtungen für die drei Komponenten des leistungselektronischen Systems erläutert.

5.3.1 Leistungshalbleiterbauelemente

In der Leistungsteilplatine des Prüfstandes der Variante I wurde ein offenes Sichtfenster konzipiert (Abbildung 5.8). Dies ermöglicht den Zugriff auf die Leistungshalbleiterbauelemente und die absichtliche Implementierung von Fehlerfällen im Stromrichterbetrieb. So ist es beispielsweise möglich, einzelne Halbleiterchips mit einem Heißluftgebläse zu erwärmen. Darüber hinaus ermöglicht das offene Sichtfenster die Messung der Chip-Temperatur mit der Wärmebildkamera FLIR E60. Hierfür werden schwarz lackierte Leistungsmodule verwendet, die eine genauere Erfassung der Chip-Temperatur durch die Wärmebildkamera ermöglichen.



(a) Wärmebildkamera

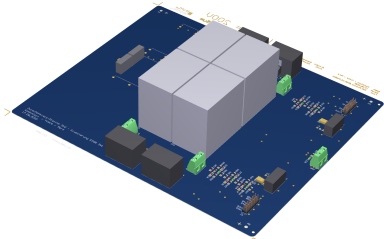


(b) Offenes Sichtfenster

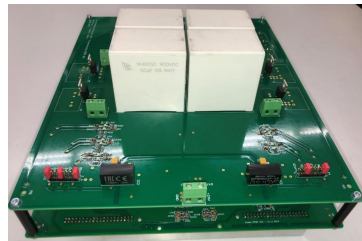
Abbildung 5.8: Testanordnung für den Zugriff auf Leistungshalbleiterbauelemente. Die Chip-Temperatur kann durch das offene Sichtfenster der Leistungsteilplatine mithilfe der Wärmebildkamera erfasst werden. Zudem ermöglicht das offene Sichtfenster die Implementierung von verschiedenen Halbleiter-Fehlerfällen im Stromrichterbetrieb.

5.3.2 Zwischenkreiskondensator

Um Alterungsfälle des Zwischenkreiskondensators nachzubilden, wurde eine zusätzliche Platine entworfen, welche auf der Leistungsteilplatine des Stromrichters angebracht ist (Abbildung 5.9).



(a) Layout der Leiterplatte



(b) Platine in der realen Anwendung

Abbildung 5.9: Zwischenkreiskondensator-Platine zur Variation der Degradationsindikatoren des Zwischenkreises. Die zusätzliche Platine ist auf der Leistungsteilplatine des Stromrichters angebracht und erlaubt die Variation der Kapazität und des ESR.

Diese Platine ermöglicht die Variation der Degradationsindikatoren des Zwischenkreiskondensators im Stromrichterbetrieb. Die Kapazität und der ESR des Zwischenkreiskondensators können verändert werden. Einzelne Zwischenkreiskondensatoren können über MOSFETs angeschlossen und abgetrennt werden, um die Gesamtkapazität des Zwischenkreises zu verändern. Auf der Platine befinden sich vier Folienkondensatoren, die separat hinzugefügt werden können. Die Eigenschaften der eingesetzten Kondensatoren werden in Abschnitt 5.1.1 beschrieben. Zusätzlich kann auf der Zwischenkreisplatine in jedem Pfad ein ohmscher Widerstand angeschlossen werden, um eine Erhöhung des ESR nachzubilden. Der zusätzliche ohmsche Pfad wird ebenfalls von einem MOSFET angesteuert. Der Wert des zusätzlichen ohmschen Widerstands beträgt $280\text{ m}\Omega$.

5.3.3 Stromsensoren

Um eine Manipulation des Sensorverhaltens zu simulieren, wird gemäß Abbildung 5.10 softwareseitig die Funktion, die das Sensorverhalten wiedergibt, verändert. Dabei werden die beiden Degradationsindikatoren Verstärkungsfaktor ϵ und Offset θ verändert. Diese in der Funktion $I_{P,umkehr}$ vorgenommenen Änderungen werden in die ursprüngliche Funktion U_{out} zurückgerechnet, um eine Änderung des Sensorverhaltens quantifizieren zu können.

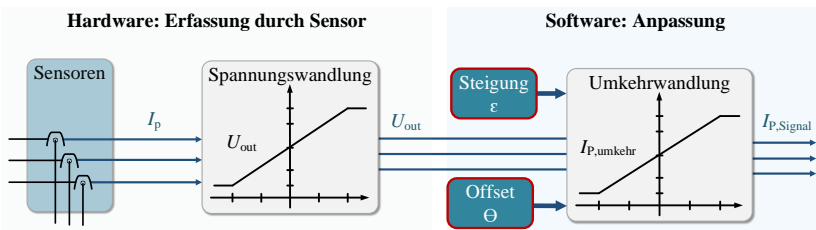


Abbildung 5.10: Für die Variation des Sensorverhaltens wird der Signalflussplan des Sensors manipuliert. Dabei wird die Umkehrwandlung der Sensorsignale $I_{P,umkehr}$ verändert. Um daraus die tatsächliche Änderung des Sensorverhaltens zu untersuchen, wird auf die Änderung der ursprünglichen Funktion der Spannungswandlung U_{out} zurück geschlossen.

Kapitel 6

Versuche und Messergebnisse

In diesem Kapitel werden die durchgeführten Experimente vorgestellt. Die Struktur dieses Kapitels ist in Abbildung 6.1 dargestellt. Das Kapitel ist in die drei untersuchten Stromrichterkomponenten unterteilt. Die Leistungshalbleiterbauelemente werden in Abschnitt 6.1, der Zwischenkreiskondensator in Abschnitt 6.2 und die Stromsensoren in Abschnitt 6.3 untersucht. Es werden auf die in Abschnitt 5.3 beschriebenen Fehlereinrichtungen zurückgegriffen, um absichtliche Veränderungen und Manipulationen am Stromrichtersystem herbeizuführen. Dabei werden die in Abschnitt 4.4 entworfenen Algorithmen getestet und die Ergebnisse ausgewertet.

6.1 Leistungshalbleiterbauelemente

In Abschnitt 6.1.1 werden die Temperaturen der Leistungshalbleiterbauelemente durch das Sichtfenster in der Leistungsteilplatine gemessen. Der Entwurf des Sichtfensters wird in Abschnitt 5.3.1 erläutert. Hierbei werden die Korrelationen der verfügbaren Größen zur Temperatur der Leistungshalbleiterbauelemente erfasst. Im nächsten Abschnitt 6.1.2 werden einzelne Chips des Leistungshalbleitermoduls durch ein Heißluftgebläse im Stromrichterbetrieb erwärmt. In Abschnitt 6.1.3 wird das Modellergebnis des Alterungsfalls *Bond Wire Lift-Off* untersucht.

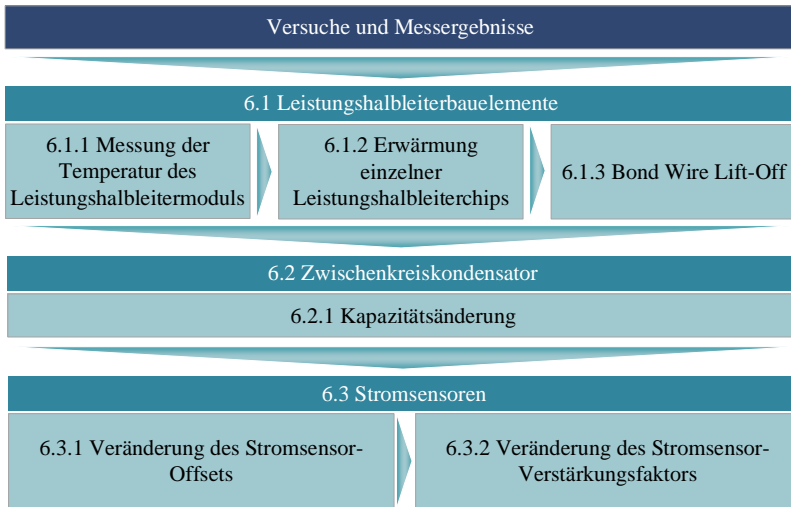
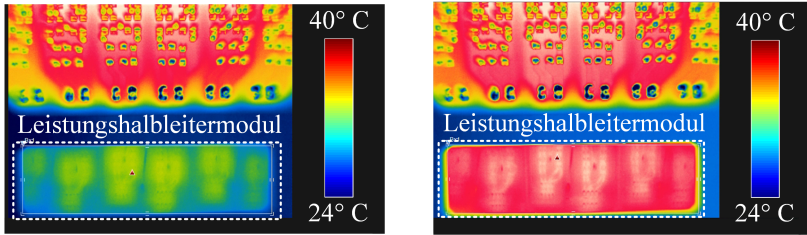


Abbildung 6.1: Struktur des Kapitels „Versuche und Messergebnisse“

6.1.1 Messung der Temperatur des Leistungshalbleitermoduls

Die Temperatur der Leistungshalbleiterbauelemente wird mithilfe der Wärmebildkamera durch das offene Sichtfenster in der Leistungsteilplatine gemessen. Für die Messung wird der Arbeitspunkt aus Tabelle 4.1 verwendet. In den Abbildungen 6.2 (a) und 6.2 (b) werden die Aufnahmen mit der Wärmebildkamera gezeigt. Dabei zeigt die Abbildung 6.2 (a) das Leistungshalbleitermodul in einem „kalten“ Zustand, in dem die Temperatur ihren stationären Wert noch nicht erreicht hat. Die Abbildung 6.2 (b) hingegen bildet das Leistungsmodul in einem „warmen“ Zustand bei Erreichen des stationären Temperaturwertes ab. Temperaturschwankungen innerhalb des Leistungshalbleitermoduls können prinzipiell aus zwei Gründen entstehen. Bei Lastzyklen wird der stationäre Temperaturwert gemäß der Zeitkonstante des Aufwärm- und Abkühlvorgangs nicht instantan erreicht. Darüber hinaus wird die elektrische Leistung des Lüfters geregelt. Diese ist nicht zu jedem Zeitpunkt konstant und kann abhängig von der erfassten Modul-Temperatur variieren, wodurch selbst bei Erreichen des statio-



(a) Im Leistungshalbleitermodul liegen hier Temperaturen um 30 °C vor

(b) Im Leistungshalbleitermodul liegen hier Temperaturen um 40 °C vor

Abbildung 6.2: Die Ergebnisse der Temperatur-Aufzeichnung des Leistungshalbleitermoduls mit der Wärmebildkamera. Die Umrisse der einzelnen Halbleiter-Chips sind in den Aufzeichnungen zu erkennen. Durch die zentrale Anordnung stellt sich in den mittleren Chips des Leistungshalbleitermoduls eine leicht höhere Temperatur ein als in den äußeren Chips.

nären Temperaturwertes Schwankungen in der Temperatur entstehen.

Durch die Wärmebildkamera wird die maximale Temperatur innerhalb des Leistungsmoduls aufgezeichnet. Die Temperaturen der Leistungshalbleiter reichen im stationären Zustand von bis 40 °C – 45 °C für den Arbeitspunkt aus Tabelle 4.1. Die Modul-Temperatur beträgt dabei in etwa 35 °C.

In Abschnitt 4.4.2 wird die Bedeutung der sechsten Harmonischen sowie die Vielfache der sechsten Harmonischen der Reglerausgänge für die Zustandsüberwachung von Leistungshalbleiterbauelementen verdeutlicht. Diese Größen sollen herangezogen werden, um diese auf Temperaturunterschwankungen hin zu untersuchen und Korrelationen zur Temperatur des Leistungsmoduls festzustellen.

Abbildung 6.3 zeigt die Beträge der sechsten und zwölften Harmonischen des Integralanteils der Reglerausgangsgröße für die q-Achse. Die Beträge der sechsten und zwölften Harmonischen nehmen mit steigender Temperatur ab. Um diesen Zusammenhang zu verdeutlichen, werden die temperaturabhängigen Durchlasskennlinien der Leistungshalbleiter herangezogen. Die Durchlasskennlinien der eingesetzten Leistungshalbleiterbauelemente sind in Abbildung 5.5 dargestellt. Mit steigender Temperatur nimmt der differentielle Widerstand der Leistungshalbleiter zu, während die Knickspannung sinkt. Daher resultiert für die temperaturabhängigen Kennlinien des Durchlassverhaltens stets ein Schnittpunkt, an dem die Kennlinien zusammenkommen [F43]. Für den eingesetzten

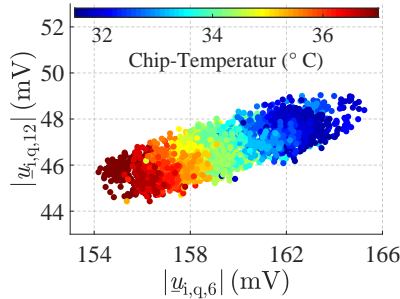


Abbildung 6.3: Messergebnisse der Beträge von den sechsten und zwölften Harmonischen des Integralanteils der Reglerausgangsgröße in der q-Achse in Abhängigkeit der mit der Wärmebildkamera erfassten Temperatur der Leistungshalbleiterbauelemente

IGBT befindet sich der Schnittpunkt bei etwa $I_{CE} = 20\text{ A}$ und $U_{CE} = 1,2\text{ V}$. Unterhalb dieses Schnittpunktes befindet sich ein Bereich, in dem sich das Durchlassverhalten der Leistungshalbleiter mit steigender Temperatur verbessert. Das bedeutet, dass ein negativer Temperaturkoeffizient vorliegt und somit der Widerstand des Leistungshalbleiters mit steigender Temperatur abnimmt. Oberhalb des Schnittpunktes liegt ein positiver Temperaturkoeffizient vor; in diesem Fall verschlechtert sich das Durchlassverhalten mit steigender Temperatur.

Die Änderung der Beträge der sechsten und zwölften Harmonischen bei sich ändernder Temperatur kann auf die Änderung des Durchlassverhaltens der Leistungshalbleiter zurückgeführt werden. Für den Arbeitspunkt aus Tabelle 4.1 befinden sich die Leistungshalbleiter in einem Bereich mit negativem Temperaturkoeffizienten. Demnach sinken die Beträge der sechsten und zwölften Harmonischen mit steigender Temperatur, zumal das verbesserte Durchlassverhalten der Leistungshalbleiter eine geringere Ausgangsspannung des Stromreglers erfordert, um im stationären Zustand denselben Strom zu halten.

In Abschnitt 4.4.2 wird die Formel (4.36) bestimmt, die den Zusammenhang zwischen den Beträgen der sechsten Harmonischen des Integralanteils der q-Achse der Reglerausgangsgröße und den Knickspannungen aller sechs IGBTs angibt. Der Betrag der sechsten Harmonischen des Reglerausgangs $|u_{i,q,6}|$ wird als Eingangsgröße verwendet, um hieraus die Knickspannungen des Stromrich-

termodells zu berechnen, welche als Degradationsindikator fungieren. Davor werden diese Simulationsergebnisse allerdings auf das Normalverhalten hin kalibriert. Ausgehend vom parametrisierten Normalverhalten des Stromrichters gemäß Tabelle 4.14 kann dieselbe Simulation durchgeführt werden, um den Zusammenhang zwischen der Knickspannung und der sechsten Harmonischen abzubilden. Dieser Vorgang führt dazu, dass die Modellparameter ausgehend vom parametrisierten Normalverhalten des Stromrichters überwacht werden können. Die Simulationsergebnisse sind in Abbildung 6.4 zu sehen.

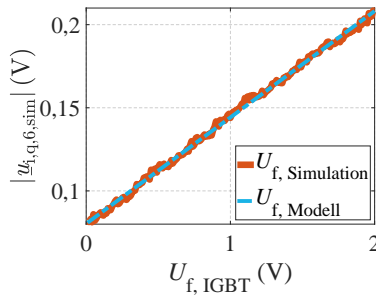


Abbildung 6.4: Ausgehend vom parametrisierten Normalverhalten des Stromrichters gemäß Tabelle 4.14 wird eine Simulation durchgeführt, die den Zusammenhang zwischen der Knickspannung und der sechsten Harmonischen des Integralanteils (q-Komponente) darstellt.

Die Formel des Modells ergibt sich zu:

$$|u_{i,q,6}| = 0,064 \cdot U_{f,IGBT} - 0,08 \quad (6.1)$$

Die Informationen aus Abbildung 6.3 werden mithilfe dieser Formel in den Degradationsindikator U_f überführt. Die Modellergebnisse der berechneten Knickspannung sind in Abbildung 6.5 in Abhängigkeit der gemessenen Temperaturen dargestellt. Abbildung 6.5 (a) zeigt die berechneten Knickspannungen in Abhängigkeit der Modul-Temperatur, die mit dem im Leistungsmodul integrierten NTC-Sensor gemessen werden. Abbildung 6.5 (b) stellt die Knickspannungen in Abhängigkeit der gemessenen Chip-Temperatur dar, welche mit der Wärmebildkamera erfasst werden.

Zwischen der gemessenen Modul- und Chip-Temperatur ist für den untersuchten Betriebspunkt ein Temperaturunterschied von etwa 4°C zu beobachten. Der

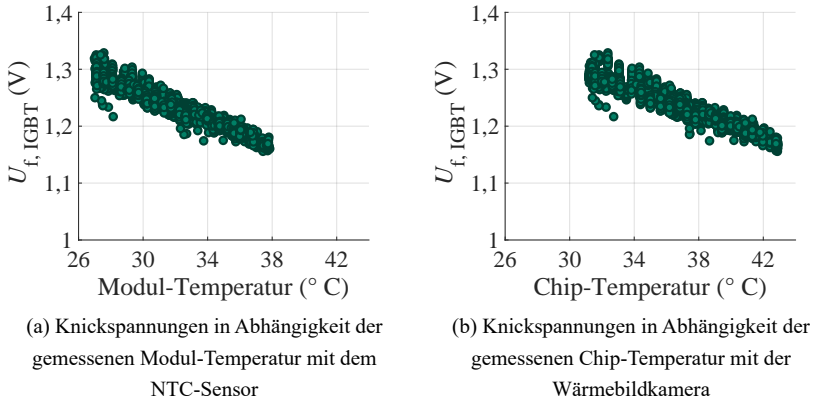


Abbildung 6.5: Berechnete Modellergebnisse der Knickspannungen

berechnete Degradationsindikator U_f verringert sich mit der gemessenen Temperatur. Das Modell ist in der Lage, diesen prinzipiellen Zusammenhang, der auch in der Realität in Abbildung 5.5 zu beobachten ist, abzubilden. Gemäß [F47] ist die Kollektor-Emitter-Spannung im eingeschalteten Zustand ein geeigneter Indikator zur Erkennung bestimmter Alterungsmechanismen wie beispielsweise *Solder Fatigue*. Die Grenzwerte, ab welchem Schwellenwert der Stromrichter als funktionsfähig gilt und ab welchem Schwellenwert ein potentieller oder funktionaler Ausfall auftritt, müssen durch umfangreiche Feldversuche ermittelt werden, wie in Abbildung 2.3 dargestellt wird.

Der vom Modell berechnete Wert muss nicht unbedingt dem realen, physikalischen Wert entsprechen. Aufgrund vieler nicht berücksichtigter Stromrichter-effekte, wie beispielsweise Ein- und Ausschaltzeiten der IGBTs, ergeben sich Ungenauigkeiten im Modell. Dennoch ist der Wert als Indikator geeignet, der die Detektion von bestimmten Alterungsmechanismen ermöglicht, wie im nachfolgenden Abschnitt gezeigt wird.

6.1.2 Erwärmung einzelner Leistungshalbleiterbauelemente

Die einzelnen Chips des Leistungshalbleitermoduls werden durch das offene Sichtfenster der Leistungsteilplatine mit einem Heißluftgebläse erwärmt [E115,

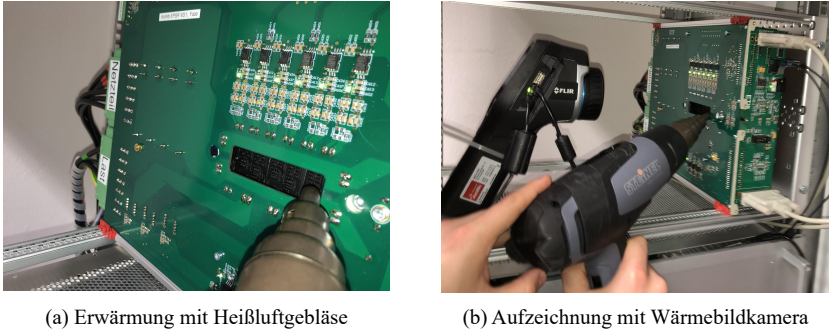
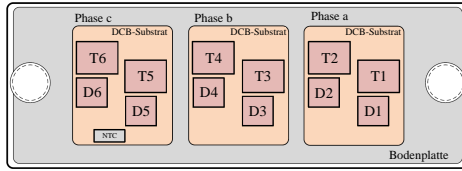


Abbildung 6.6: Prüfstandsordnung für die Erwärmung einzelner Leistungshalbleiterbauelemente

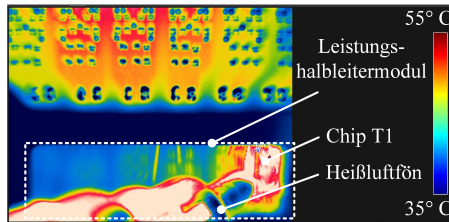
E116]. Abbildung 6.6 zeigt die Prüfstandsordnung für die Erwärmung einzelner Leistungshalbleiterbauelemente.

In Abbildung 6.7 (a) ist der Aufbau des Leistungshalbleitermoduls und die dazugehörigen Chipbezeichnungen zu sehen. Die einzelnen IGBT-Chips werden von etwa $40\text{ }^{\circ}\text{C}$ auf eine maximale Temperatur von ungefähr $80\text{ }^{\circ}\text{C}$ aufgeheizt. In Abbildung 6.7 (b) wird der obere IGBT T_1 der Phase a erwärmt.

Während dieses Versuches sollen die in Abschnitt 4.4.3 beschriebenen drei Schritte des Entscheidungsbaum-Algorithmus erläutert werden. Im ersten Schritt wird die Frage geklärt, welche Komponente des leistungselektronischen Systems eine Veränderung aufweist. Dies erfolgt, indem alle relevanten Mess- und Regelungsgrößen aus Tabelle 4.13 herangezogen werden. Die neu im Betrieb aufgenommenen Daten werden mit den in der Trainingsphase aufgenommenen Daten verglichen. Dabei ist in der sechsten und zwölften Harmonischen eine Veränderung zu verzeichnen. Abbildung 6.8 zeigt diese Veränderung der Datenwolken. Da die sechste Harmonische sowie ihre Vielfache spezifisch für die Komponente der Leistungshalbleiter steht, kann im Stromrichterbetrieb auf eine Anomalie dieser Komponente rückgeschlossen werden. Dabei können die beiden in Abschnitt 4.3.1 definierten Kenngrößen berechnet werden, um zusätzlich Informationen darüber zu erlangen, inwieweit sich die neu im Betrieb aufgenommene Datenwolke von der ursprünglichen Datenwolke, die das Normalverhalten repräsentiert, entfernt hat. Die Klassifikationsgüte beträgt $G_{\phi} = 0\%$. Dies bedeutet, dass kein Datenpunkt der neuen Datenwolke in die Ellipse der in der Trainingsphase aufgenommenen Datenwolke hineinfällt.



(a) Anordnung der Leistungshalbleiterbauelemente



(b) Ergebnis der Wärmebildkamera

Abbildung 6.7: Erwärmung einzelner Chips des Leistungshalbleitermoduls. In 6.7(b) wird der IGBT-Chip T_1 der Phase a mithilfe eines Heißluftgebläses erwärmt.

Zudem kann die Mahalanobis-Distanz der Mittelpunkte beider Ellipsen berechnet werden, um die Distanz beider Datenwolken zu ermitteln. In diesem Fall beträgt diese Distanz $d_{\mu} = 6,87$.

Um den Schweregrad der festgestellten Anomalie mit möglichst physikalisch interpretierbaren Größen zu ermitteln, werden diese Datenwolken im nächsten Schritt durch die Berechnung der Modellergebnisse der Knickspannung in eine geeignetere Größe umgerechnet.

Ermittlung des Schweregrades

Im Zuge der Erwärmung der IGBTs werden die Modellergebnisse der Knickspannung untersucht. Der Betrag der sechsten Harmonischen des Reglerausgangs $|\underline{u}_{i,q,6}|$ wird als Eingangsgröße verwendet, um die in Abschnitt 6.1.1 ermittelte Formel (6.1) heranzuziehen. Die Modellergebnisse der Knickspannung sind in Abbildung 6.9 beispielhaft für die Erwärmung der IGBTs T_1 und T_4 zu sehen. Die grünen, kreisförmigen Datenpunkte beziehen sich auf das

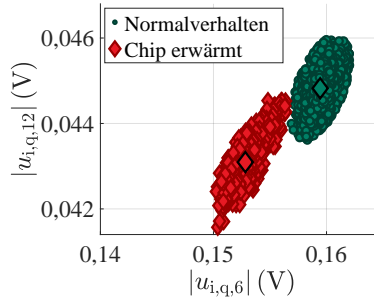


Abbildung 6.8: Messergebnisse der sechsten und zwölften Harmonischen des Integralanteils der q-Achse, wenn der Chip T_1 erwärmt wird.

Normalverhalten des Stromrichters, welche ohne externe Beeinflussung aufgenommen wurden. Die roten, diamantförmigen Datenpunkte sind während der Chip-Erwärmung aufgenommen worden. Für die beiden gezeigten IGBTs wird eine Reduzierung der Knickspannungen beobachtet.

Im regulären Stromrichterbetrieb kann der Degradationsindikator U_f mit dem in dieser Promotionsarbeit vorgestellten Ansatz ohne Verwendung von zusätzlichen Sensoren erfasst werden. Dieser Degradationsindikator deutet darauf hin, dass eine Anomalie im Leistungshalbleitermodul aufgetreten ist, da er sensitiv gegenüber Veränderungen in den Leistungshalbleitern ist. Jedoch verändert sich U_f bei anderweitigen Systemveränderungen wie beispielsweise Veränderungen am Zwischenkreiskondensator oder Stromsensoren nicht. Somit wurde ein Indikator ermittelt, der ohne zusätzliche Sensoren erfasst werden kann und spezifisch für eine Veränderung der Halbleiterbauelemente ist.

Im letzten Schritt des Algorithmus wird ermittelt, in welcher Phase die Anomalie aufgetreten ist.

Ermittlung der Phase

Um nun zusätzlich Aussagen darüber treffen zu können, welcher Chip exakt eine Beschädigung aufweist, wird die zweite Harmonische des Reglerausgangs $u_{i,q,2}$ in der komplexen Ebene betrachtet. In Abschnitt 4.4.2 wird die Bedeutung der zweiten Harmonischen für die Erkennung einer Asymmetrie herausgearbeitet und durch Simulationen bestätigt. In der Simulation aus Abbildung 4.17 wird in

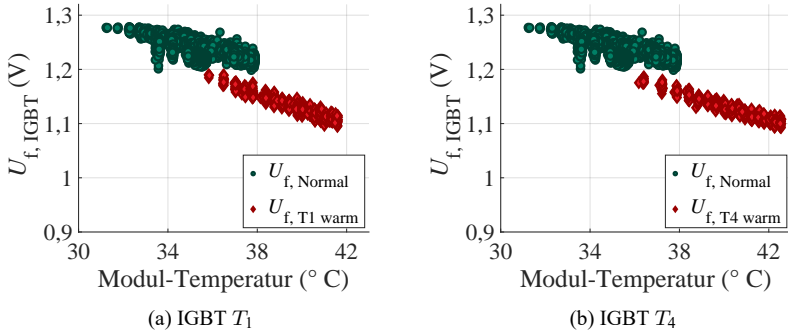


Abbildung 6.9: Errechnete Knickspannung bei der einzelnen Chip-Erwärmung. In 6.9 (a) wird der IGBT T_1 und in 6.9 (b) der IGBT T_4 erwärmt.

der komplexen Ebene der zweiten Harmonischen eine Verschiebung beobachtet. Die Messergebnisse für die Erwärmung der einzelnen IGBTs sind in Abbildung 6.10 zu sehen. Anders als in der Simulation weist das Normalverhalten in der zweiten Harmonischen bereits einen Wert auf, der ungleich Null ist. Dies ist darauf zurückzuführen, dass eine anfängliche Asymmetrie im System vorhanden ist, die hauptsächlich von der passiven Last herrührt. Im Zuge der Erwärmungen ist eine Verschiebung der Datenwolke zu beobachten. Der dabei entstehende Phasenwinkel ist abhängig davon, welcher IGBT erwärmt wurde. Die Phasenwinkel der drei oberen IGBTs T_1 , T_3 und T_5 weisen eine Winkeldifferenz von etwa 120° zueinander auf. Auch tritt dieser Zusammenhang für die drei unteren IGBT T_2 , T_4 und T_6 auf. Eine Abweichung zu der simulierten Winkeldifferenz von 120° kommt dadurch zustande, dass eine vollständig isolierte Erwärmung eines einzelnen Chips in dem in der Abbildung 6.7 beschriebenen Experimentes nicht möglich ist. Eine Chip-Erwärmung mit dem Heißluftgebläse bringt zusätzlich eine Erwärmung der in der Nähe befindlichen Chips mit sich, wodurch in der Praxis ein exakter Winkelunterschied von 120° nicht erreicht wird.

Für die oberen IGBTs stimmen die Simulationsergebnisse mit den Messergebnissen nahezu überein. Die Verringerung der Knickspannung, die bei Erhöhung der Chip-Temperatur gemäß Abbildung 5.5 auftritt, führt sowohl in der Simulation (siehe Abbildung 4.17) als auch in der Messung zu einer übereinstimmenden Verschiebung in der komplexen Ebene $\underline{u}_{i,q,2}$. Für die unteren IGBTs tritt in der Messung jedoch zusätzlich eine Verschiebung gegenüber den IGBTs derselben

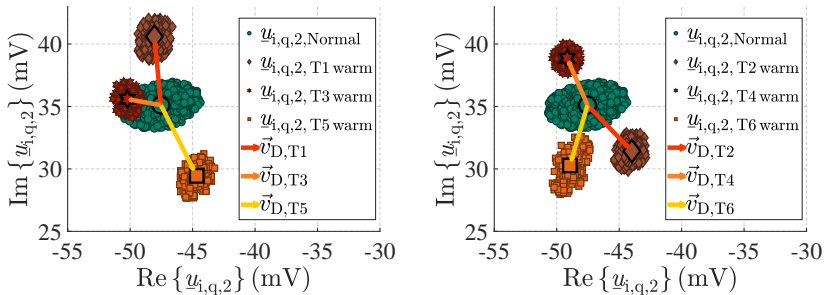

 (a) Erwärmung der oberen IGBTs T_1 , T_3 und T_5 (b) Erwärmung der unteren IGBTs T_2 , T_4 und T_6

Abbildung 6.10: Messergebnisse der zweiten Harmonischen für die Ausgangsgröße der Stromregelung bei der einzelnen IGBT-Erwärmung

Phase auf. Beispielsweise ist in der Messung die Datenwolke des unteren IGBTs T_2 gegenüber der Datenwolke des oberen IGBTs T_1 um einen Winkel von über 90° verschoben. Dabei eilen die Spannungen der oberen IGBTs vor, was die Vermutung nahelegt, dass im Modell nicht berücksichtigte parasitäre Induktivitäten zwischen den oberen und unteren IGBTs vorhanden sind, wie in [F117] beschrieben wird.

Die Erwärmung des IGBTs T_3 weist mit dem Normalverhalten die größte Schnittmenge auf. Dies kann darauf zurückgeführt werden, dass die IGBTs, die sich in der Mitte des Leistungshalbleitermoduls befinden, auch im regulären Stromrichterbetrieb schon einen Temperaturunterschied zu den äußeren Chips besitzen können, wodurch die Erwärmung des IGBTs T_3 vom Normalverhalten eine geringere Abweichung hat.

In Abschnitt 4.4.2 wird ein Vektormodell entworfen, das es ermöglicht, die Verschiebung in der komplexen Ebene der zweiten Harmonischen zu berechnen. Dabei wird das in (4.37) erstellte Modell verwendet, um durch Vektoradditionen zu ermitteln, welcher IGBT eine Beschädigung aufweist. Durch die Berechnung der robusten Mahalanobis-Mittelpunkte der beiden Datenwolken wird ein Differenzvektor \vec{v}_D ermittelt.

Beispielsweise wird für den IGBT T_5 der Differenzvektor $\vec{v}_{D,T5}$ der Wert $\vec{v}_{D,T5} = \begin{pmatrix} 2,9 \text{ mV} \\ -5,7 \text{ mV} \end{pmatrix}$ berechnet. Durch Einsetzen dieses Wertes in das in (4.37) erstellte Vektormodell wird die Änderung der Knickspannung für die IGBTs berechnet.

Beispielsweise kann der resultierende Differenzvektor $\vec{v}_{D,T5}$ durch die Zeigermodelle der beiden benachbarten oberen IGBTs T_3 und T_5 aufgespannt werden. Hierbei wird für den erwärmten IGBT T_5 die Änderung der Knickspannung zu $\Delta U_{f,T5} = 154,86 \text{ mV}$ und die Änderung der Knickspannung des benachbarten IGBTs T_3 zu $\Delta U_{f,T3} = 94,87 \text{ mV}$ berechnet. Diese Werte wurden unter der Annahme berechnet, dass sich lediglich diese beiden IGBTs erwärmt haben, um die Rechenkomplexität zu reduzieren. Mit Berücksichtigung der Kreuzkopplungseffekte und dem Wissen, in welchem Grad bestimmte Chips ihre benachbarten Chips erwärmen, können Kreuzkopplungsfaktoren eingeführt werden, die die Änderung der Knickspannung exakter berechnen lassen. Diese Erweiterung kann als Fortführung dieser Promotionsarbeit durchgeführt werden.

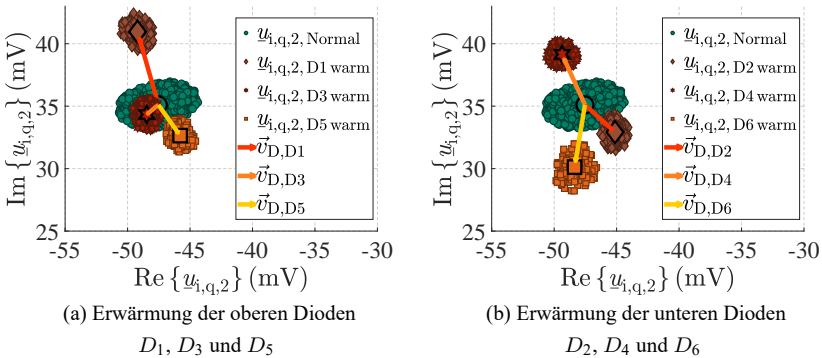


Abbildung 6.11: Messergebnisse der zweiten Harmonischen für die Ausgangsgröße der Stromregelung bei der einzelnen Dioden-Erwärmung

Im Folgenden soll unter der Annahme, dass sich lediglich ein Chip sowie sein benachbarter Chip erwärmen, weitergerechnet werden, um den gemessenen Differenzvektor auf eine Vektoraddition zweier Zeiger zu reduzieren. Mit dieser Methode kann sowohl die Ursache als auch der Schweregrad des aufgetretenen Fehlermechanismus berechnet werden. Im ersten Schritt wird festgestellt, welcher Chip eine Beschädigung aufweist. Anschließend wird im nächsten Schritt die Veränderung der über dem Chip abfallende Knickspannung berechnet. Diese Überlegungen bilden die Grundlage, um auf Basis von ausreichender Erfahrung und genügend Felddaten Aussagen über den Zeitpunkt des Stromrichteraustausches treffen zu können.

Darüber hinaus werden die Dioden des Leistungshalbleitermoduls erwärmt. Die Ergebnisse sind in der komplexen Ebene der zweiten Harmonischen für die Dioden D_1 , D_3 und D_5 sowie für die Dioden D_2 , D_4 und D_6 in Abbildung 6.11 abgebildet. Dabei werden nahezu dieselben Ergebnisse erzielt, wie zuvor schon bei den IGBTs. Somit macht es in der komplexen Ebene der zweiten Harmonischen keinen Unterschied, ob beispielsweise IGBT T_1 oder die dazugehörige Diode D_1 beschädigt ist. Die Erwärmung der Diode D_3 fällt gänzlich in den Bereich des Normalverhaltens, da diese Diode durch ihre zentrale Anordnung innerhalb des Leistungshalbleitermoduls im Normalbetrieb im Vergleich zu den äußeren Leistungshalbleitern höheren Temperaturen ausgesetzt ist. In der Praxis kann dies die Fehlerdetektion der zentralen Leistungshalbleiter erschweren.

6.1.3 Bond Wire Lift-Off

Der Alterungsmechanismus *Bond Wire Lift-Off* wird in der Einleitung in Abschnitt 2.3.1 näher beschrieben. In Abschnitt 4.3.1 wird in der Praxis absichtlich dieser Fehlerfall implementiert. Im folgenden Abschnitt wird das Modellergebnis bei *Bond Wire Lift-Off* ausgewertet. Das Modell wird mithilfe von Simulationsdaten in Abbildung 4.19 erstellt. Dieselbe Simulation wird ausgehend vom Normalverhalten gemäß dem parametrisierten Stromrichterverhalten in Abbildung 6.12 durchgeführt. Dabei wird die Erhöhung des differentiellen Widerstandes simuliert und anschließend eine lineare Korrelation angenommen. Die Eingangsgröße des erstellten Modells ist die nullte Harmonische des Integralanteils in der d-Achse.

Die Messergebnisse aus Abbildung 4.9 werden dem Modell zugeführt. Dabei werden die Modellergebnisse zum einen für den unversehrten Zustand und zum anderen für den Fall mit abgetrennten Bonddrähten betrachtet. Die Ergebnisse beider Fälle sind in Abbildung 6.13 zu sehen.

Das Modell ist in der Lage, die Erhöhung des differentiellen Widerstandes bei abgetrennten Bonddrähten zu detektieren. Jedoch würde das Modell bei der Erhöhung eines Lastwiderstandes fälschlicherweise ebenfalls eine Erhöhung des differentiellen Widerstandes annehmen, da die Eingangsgrößen beider Modelle exakt dieselben sind. Es wurden im Rahmen dieser Promotionsarbeit gemäß Tabelle 4.13 keine *Features* identifiziert, die eine Unterscheidung beider Fehlerfälle möglich machen. Dies stellt ein Ausblick dieser Arbeit dar (Abschnitt 7.2).

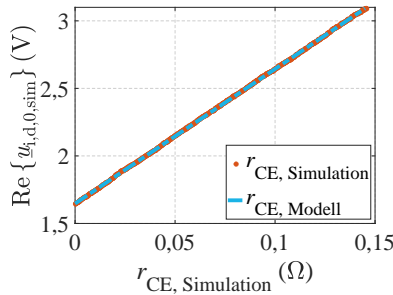


Abbildung 6.12: Ausgehend vom parametrisierten Normalverhalten des Stromrichters gemäß Tabelle 4.14 wird eine Simulation durchgeführt, die den Zusammenhang zwischen dem differentiellen Widerstand und der nullten Harmonischen des Integralanteils (d-Komponente) zeigen.

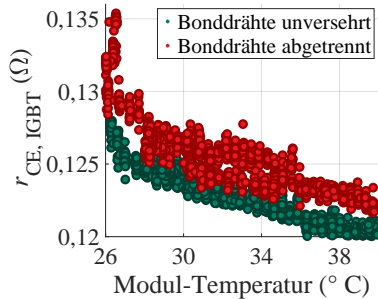


Abbildung 6.13: Modellergebnisse des differentiellen Widerstandes im fehlerfreien Fall und bei *Bond Wire Lift-Off*

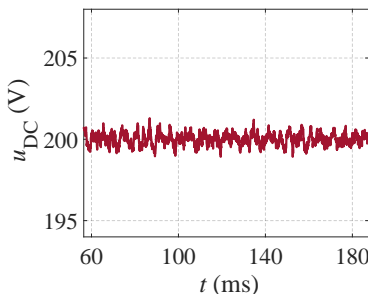
6.2 Zwischenkreiskondensator

Die in Abschnitt 5.3.2 beschriebene Zwischenkreisplatine wird eingesetzt, um absichtliche Veränderungen des Zwischenkreises im Stromrichterbetrieb herbeizuführen. In Abschnitt 6.2.1 wird durch das Ein- und Abschalten von Kondensatoren die Kapazität des Zwischenkreises variiert. Dabei werden die

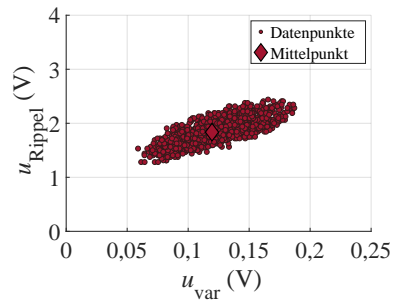
Auswirkungen auf die im Betrieb verfügbaren Daten analysiert und die Modell-
ergebnisse ausgewertet.

6.2.1 Kapazitätsänderung

Abbildung 6.14 (a) zeigt den Zeitverlauf der Zwischenkreisspannung, wenn alle Kondensatoren eingeschaltet sind. Dieser Zustand wird als das „Normalverhalten“ definiert. Für eine bessere Visualisierung wird der Zeitverlauf der Zwischenkreisspannung aus Abbildung 6.14 (a) in eine andere Darstellungsform überführt. Für jede elektrische Periode von $T_{el} = 1/f_{el} = 1/50 \text{ Hz} = 0,02 \text{ s}$ wird der Zeitverlauf in einen Datenpunkt umgewandelt, welcher den Rippel und die Varianz der Zwischenkreisspannung darstellt (Abbildung 6.14 (b)). Optional kann auch eine andere Zeitspanne als die elektrische Periode gewählt werden. Je größer die Zeitspanne ist, desto eher nähert sich die ermittelte Varianz dem Mittelpunkt der Datenwolke, was das Rauschen verringert. Je kleiner die Zeitspanne ist, desto größer wird das Rauschen der Varianz, jedoch erhöht sich dann die Anzahl der gesamten Datenpunkte. Die Wahl der elektrischen Periode als Zeitspanne hat sich im Rahmen dieser Arbeit als eine geeignete Lösung des Zielkonflikts bewährt.



(a) Zeitverlauf



(b) Rippel und Varianz

Abbildung 6.14: Verschiedene Darstellungsformen der Zwischenkreisspannung. 6.14 (a) zeigt den Zeitverlauf der Zwischenkreisspannung, 6.14 (b) den Rippel und die Varianz.

Für die Berechnung des Rippels wird die bereits eingeführte Formel (4.38) herangezogen. Für die Berechnung der Varianz wird die Differenz zum Mittelwert

$\mu_{u_{DC,N}}$ berechnet und quadriert (6.2). N gibt die Datenmenge eines ausgewerteten Abschnitts einer elektrischen Periode an.

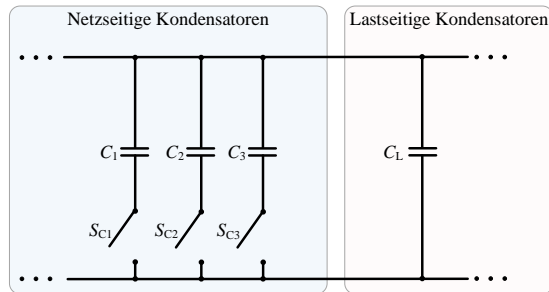
$$u_{\text{var}} = \frac{1}{N-1} \cdot \sum_{i=1}^N |u_{DC,i} - \mu_{u_{DC,N}}|^2 \quad (6.2)$$

Diese Datenwolken lassen sich durch einen Mittelwert darstellen, der auf der robusten Mahalanobis-Distanz beruht, wie bereits in Abschnitt 4.2.1 beschrieben. Dieser Punkt steht repräsentativ für die gesamte Datenwolke. Damit werden die Informationen der gesamten Datenwolke in einer komprimierten Form abgebildet.

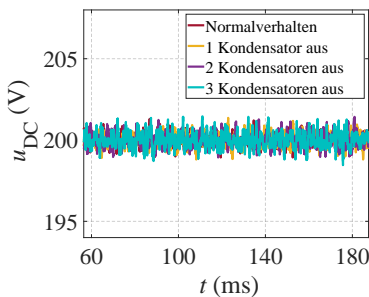
Gemäß Abbildung 6.15 (a) werden die einzelnen Kondensatoren abgeschaltet und die daraus resultierenden Effekte erfasst. Die auftretenden Änderungen werden in den Diagrammen in Abbildung 6.15 (b) und 6.15 (c) messtechnisch festgehalten. Abbildung 6.15 (b) zeigt den Zeitverlauf der Zwischenkreisspannung, wenn die Kondensatoren nach und nach abgeschaltet werden, um die Kapazität des Zwischenkreises zu verringern. Aus Abbildung 6.15 (b) ist eine Veränderung zunächst nicht direkt ersichtlich. Abbildung 6.15 (c) hingegen macht deutlich, dass mit der Zunahme der abgeschalteten Kondensatoren eine Verschiebung der Datenwolken zu höheren Rippeln und Varianzen zu beobachten ist.

In Abbildung 6.16 (a) wird der Mittelwert des Rippels berechnet und anschließend in das Kapazitätsmodell von Abbildung 4.20 eingefügt. Damit werden die Modellergebnisse aus Abbildung 6.16 (b) erzielt. Das Modell ist in der Lage, die Abnahme der Zwischenkreiskapazität nur anhand des zeitlichen Verlaufs der Zwischenkreisspannung von Abbildung 6.15 (a) zu detektieren. Dazu muss zuerst der zeitliche Verlauf der Zwischenkreisspannung in einem Zwischenschritt in eine Darstellungsform mit Datenwolken (Abbildung 6.15 (c)) überführt werden.

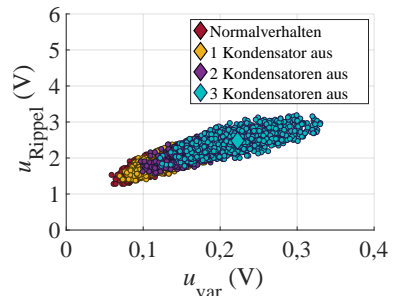
Der berechnete Wert der Kapazität kann aufgrund von Modellungenauigkeiten vom realen, physikalischen Wert abweichen, wie bereits in Abschnitt 6.1.1 erläutert. Dennoch ist das Modell in der Lage, die Abnahme der Kapazität mit den verfügbaren Daten im Stromrichterbetrieb zu erfassen. Die Verbesserung und Optimierung des Kapazitätsmodells, um den realen Wert genauer zu berechnen, stellt einen Ausblick dieser Promotionsarbeit dar. Dies kann beispielsweise erreicht werden, wenn die Effekte des Digital-Analog-Wandlers in das Modell aufgenommen werden, um zusätzlich das Rauschen zu berücksichtigen. Mehr Informationen hierzu sind in Abschnitt 7.2 zu finden.



(a) Blockschaltbild der schaltbaren Kondensatoren in der Zwischenkreisplatine



(b) Zeitverlauf



(c) Rippel und Varianz

Abbildung 6.15: Messergebnisse in Abhängigkeit von der Anzahl der abgeschalteten Kondensatoren. In 6.15 (b) und 6.15 (c) sind die verschiedenen Darstellungsformen der Zwischenkreisspannung abgebildet.

6.3 Stromsensoren

Die Alterung der Stromsensoren wird durch die Veränderungen der beiden Degradationsindikatoren Verstärkungsfaktor ϵ und Offset θ nachgebildet. In den nachfolgenden Abschnitten 6.3.1 und 6.3.2 werden die Degradationsindikatoren gemäß Abschnitt 5.3.3 softwareseitig verändert, um im Anschluss daran die Veränderungen in den verfügbaren Daten zu untersuchen.

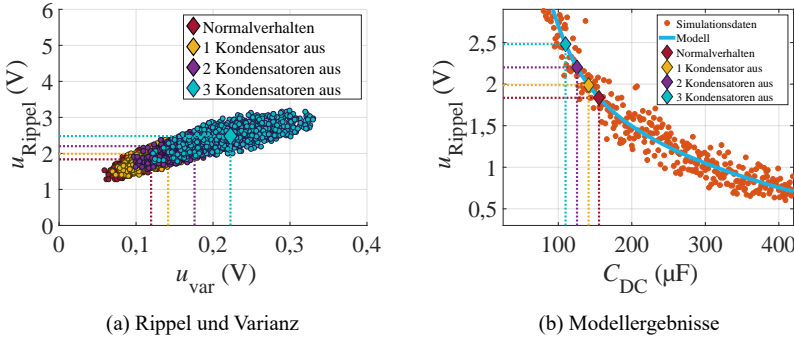


Abbildung 6.16: Modellergebnisse in Abhängigkeit von der Anzahl der abgeschalteten Kondensatoren. In 6.16(a) wird der Mittelwert des Rippels berechnet und anschließend in das Kapazitätsmodell aus 6.16(b) eingefügt, um die Modellergebnisse zu berechnen.

6.3.1 Veränderung des Stromsensor-Offsets

In diesem Abschnitt wird die Übertragungsfunktion des Stromsensors durch die Einprägung eines Offsets gezielt manipuliert. Abbildung 6.17 zeigt die Veränderung der Übertragungsfunktion des Stromsensors. Der Übertragungsfunktion werden verschiedene Offset-Werte addiert und subtrahiert.

Dabei wird für den eingepprägten Offset ein Wertebereich von -30 mV bis 30 mV verwendet. Im Datenblatt des verwendeten Sensors CKSR 75-NP wird eine natürliche Offsetdrift von $-0,725\text{ mV}$ bis $0,725\text{ mV}$ angegeben [D72]. Dieser Wert stellt somit keinen Fehlerfall dar, sondern bildet den Normalfall ab. Am Prüfstand werden Werte nachgebildet, die um bis zu Faktor 40 vom natürlichen Offset des Sensors abweichen, um die prinzipiellen Auswirkungen auf die Betriebsdaten zu untersuchen.

Wie auch bereits in der Simulation in Abschnitt 4.4.2 aufgezeigt, wird für die Untersuchung des Offsetdrifts die erste Harmonische herangezogen. Die Messergebnisse für die Veränderung der einzelnen Phasenoffsets sind in den Abbildungen 6.18 und 6.19 zu sehen.

Abgebildet sind die Datenwolken für die Veränderungen der einzelnen Phasenoffsets, welche gemäß dem Schaubild aus 6.17 variiert werden. Die resultierenden Datenwolken sind in Abbildung 6.18(a) abgebildet. Die dunkelblaue Datenwolke, die sich in der Mitte des Schaubildes befindet, repräsentiert das

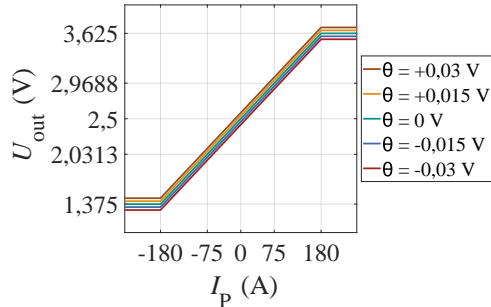
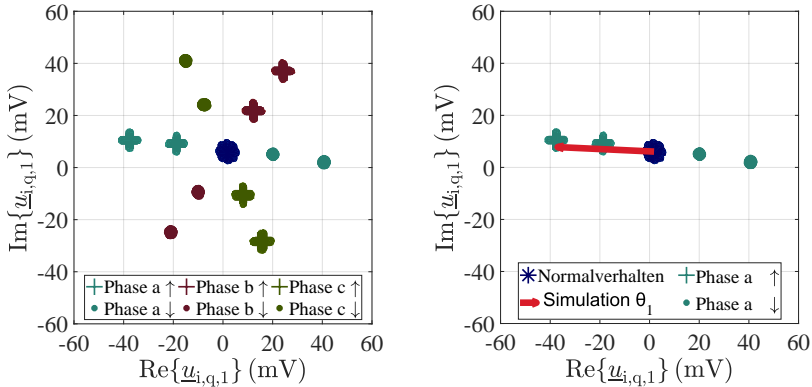


Abbildung 6.17: Spannung-Strom Übertragungsfunktion eines Sensors mit Einprägung von verschiedenen Offsets θ . Eingezeichnet ist der Nennstrom von $I_{P,\text{Nenn}} = 75 \text{ A}$ sowie der Maximalstrom von $I_{P,\text{Max}} = 180 \text{ A}$.

Normalverhalten. Dieses stellt sich bei $\theta = 0$ ein. Die Datenpunkte, die mithilfe des plusförmigen Symbols dargestellt werden, repräsentieren eine Erhöhung der Phasenoffsets, während die Datenpunkte mit dem kreisförmigen Symbol die Verringerung der Phasenoffsets abbilden. Je größer der Betrag des eingepprägten Offsets ist, desto größer ist die Abweichung vom Normalverhalten. Die Differenz zwischen dem Normalverhalten und dem manipulierten Verhalten kann mit den in Formel (4.42) ermittelten Zeigern als Vektor wiedergegeben werden. Desessen Betrag spiegelt die Höhe des implementierten Offsets wider.

Der Winkel des Differenzvektors zwischen dem Normalverhalten und dem manipulierten Verhalten ist ein Indikator dafür, welche Phase von der Veränderung des Offsets betroffen ist. Zu beobachten ist eine charakteristische Winkelverschiebung von 120° zwischen der Erhöhung der einzelnen Phasenoffsets sowie eine Winkelverschiebung von 120° zwischen der Verringerung der einzelnen Phasenoffsets.

In den Schaubildern 6.18 (b), 6.19 (a) und 6.19 (b) sind für die Phasen a, b und c Vergleiche zwischen den Simulations- und Messergebnissen abgebildet. Hier sind die Zeigerdiagramme aus Schaubild 4.23 eingezeichnet, die die Offset-Änderungen der einzelnen Phasen simulieren. Dabei werden die Werte $\theta_1 = 0,5$, $\theta_2 = 0,5$ sowie $\theta_3 = 0,5$ verwendet. Die Zeiger werden auf das Normalverhalten hin justiert. Das bedeutet, dass der Startpunkt des Zeigers auf die Datenwolke hin zentriert wird, welche das Normalverhalten darstellt. Ausgehend vom Normalverhalten wird die Verschiebung der Datenwolke erfasst. Damit ist es

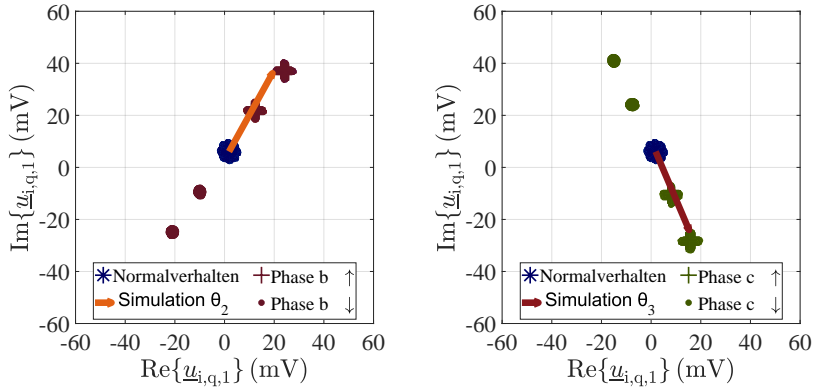


(a) Messergebnisse aller drei Phasen a, b und c bei einer Offset-Änderung (b) Vergleich zwischen Messung und Simulation für die Phase a

Abbildung 6.18: Messergebnisse in der komplexen Ebene der ersten Harmonischen für Änderungen der Stromsensor-Offsets. In Abbildung 6.19 (a) stellt die dunkelblaue Datenwolke das Normalverhalten bei $\theta = 0$ dar. Die plusförmigen Datenpunkte repräsentieren eine Erhöhung der Phasenoffsets, während die kreisförmigen Datenpunkte die Verringerung der Phasenoffsets abbilden.

möglich, anhand des Betrages und des Winkels der simulierten Zeigerdiagramme im Stromrichterbetrieb Aussagen darüber zu treffen, welcher Stromsensor zu welchem Grad einen Phasenoffset aufweist, wenn die Datenwolke der ersten Harmonischen eine Verschiebung erfährt. Gemäß dem Ablaufschema des Algorithmus aus Abschnitt 4.4.3 werden zunächst durch die Erfassung der ersten Harmonischen die Anomalie entdeckt und anschließend im nächsten Schritt mithilfe der Zeigermodelle der Schweregrad und die betroffene Phase ermittelt. Diese Vorgehensweise wurde bereits für die Erwärmung der einzelner Leistungshalbleiterbauelemente in Abschnitt 6.1.2 erläutert.

Hierzu werden mithilfe der simulierten Zeiger Modelle erstellt, die diese Offset-Änderungen erfassen. Beispielhaft wird hier die Modellbildung für die Phase a sowie die Phase b aus den Abbildungen 6.18 (b) und 6.19 (a) erläutert. In Abschnitt 4.4.2 werden verschiedene Offset-Werte simuliert und in Abhängigkeit der ersten Harmonischen dargestellt. Anschließend wird der Nullpunkt der Si-



(a) Vergleich zwischen Messung und Simulation für die Phase b (b) Vergleich zwischen Messung und Simulation für die Phase c

Abbildung 6.19: Messergebnisse in der komplexen Ebene der ersten Harmonischen für Änderungen der Stromsensor-Offsets. In den Abbildungen 6.18 (b), 6.19 (a) und 6.19 (b) sind die Vergleiche zwischen den Simulations- und Messergebnissen für die Phasen a, b und c abgebildet. Die simulierten Zeigerdiagramme besitzen die Werte $\theta_1 = 0,5$, $\theta_2 = 0,5$ und $\theta_3 = 0,5$.

mulation anhand der Messergebnisse vom Prüfstand angepasst. Hierzu wird der robuste Mahalanobis-Mittelpunkt des Normalverhaltens ermittelt. Dieser ergibt sich zu $\theta_N = \begin{pmatrix} 1,81 \text{ mV} \\ 6,08 \text{ mV} \end{pmatrix}$, welcher als Nullpunkt der Simulation definiert wird.

In Abbildung 6.20 ist der Zusammenhang zwischen der ersten Harmonischen und den simulierten Offset-Werten mit dem angepassten Nullpunkt zu sehen.

Anhand der simulierten Ergebnisse werden die Messergebnisse aus Abbildung 6.18 in Offset-Werte umgerechnet. Die Modellergebnisse sind in Abbildung 6.21 abgebildet. Für alle drei Phasen ist eine prinzipielle Detektion einer Offset-Änderung möglich, wie die Modellergebnisse verdeutlichen. Jedoch unterscheiden sich die eingprägten Offset-Werte in die Sensoren von den im Modell berechneten Werten. In diesem Abschnitt wird gezeigt, dass im Stromrichterbetrieb ohne Verwendung von zusätzlichen Sensoren anhand der Erfassung der ersten Harmonischen auf die Änderung eines Phasensensors zurückgeföhrt werden kann. Dies bildet die Grundlage, um in bestehenden Anlagen Condition Monitoring einsetzen zu können. Die Schwellenwerte, ab denen der Stromrich-

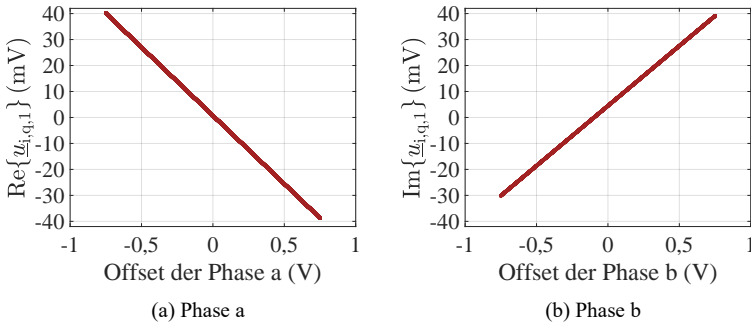


Abbildung 6.20: Simulationsergebnisse der ersten Harmonischen in Abhängigkeit der Offset-Werte. Dabei wird der Real- und Imaginärteil des Integralanteils der q-Komponente der ersten Harmonischen betrachtet.

ter als defekt gilt, müssen jedoch individuell für jeden Stromrichtertyp durch Erfahrungswerte ermittelt werden.

6.3.2 Veränderung des Stromsensor-Verstärkungsfaktors

Ein weiterer Degradationsindikator des Stromsensors ist der Verstärkungsfaktor ϵ . Dieser soll nun nach demselben Prinzip variiert werden, wie es in Abschnitt 6.3.1 bereits erfolgt ist. In Abbildung 6.22 ist die am Prüfstand manipulierte Übertragungsfunktion des Stromsensors zu sehen.

Im Datenblatt des eingesetzten Stromsensors wird der nominale Verstärkungsfaktor mit $\epsilon_N = 6,25 \frac{mV}{A}$ mit einer Abweichung von $-0,7\%$ bis $0,7\%$ angegeben [D72]. In diesem Praxisbeispiel werden Werte von $-0,73\%$ bis $0,73\%$ nachgebildet. Die Effekte dieser Veränderung sollen nun erfasst werden.

In Abbildung 6.23 wird deutlich, dass der Betrag der nullten Harmonischen für den Integralanteil der q-Komponente mit dem Verstärkungsfaktor ϵ korreliert. Je größer der Verstärkungsfaktor ϵ gewählt wird, desto größer wird der Betrag dieser Ausgangsspannung der Regelung.

Der Strom der q-Achse i_q besitzt gemäß dem Betriebspunkt aus Tabelle 4.1 den Wert 0, während der Strom der d-Achse i_d ungleich 0 ist. Die q-Achse repräsentiert somit die Blindleistung, während die d-Achse für die Wirkleistung verantwortlich ist. Bei einer Verzerrung des Verstärkungsfaktors findet eine Verzerrung der Blindleistung statt, die die q-Komponente des Integralanteils aus-

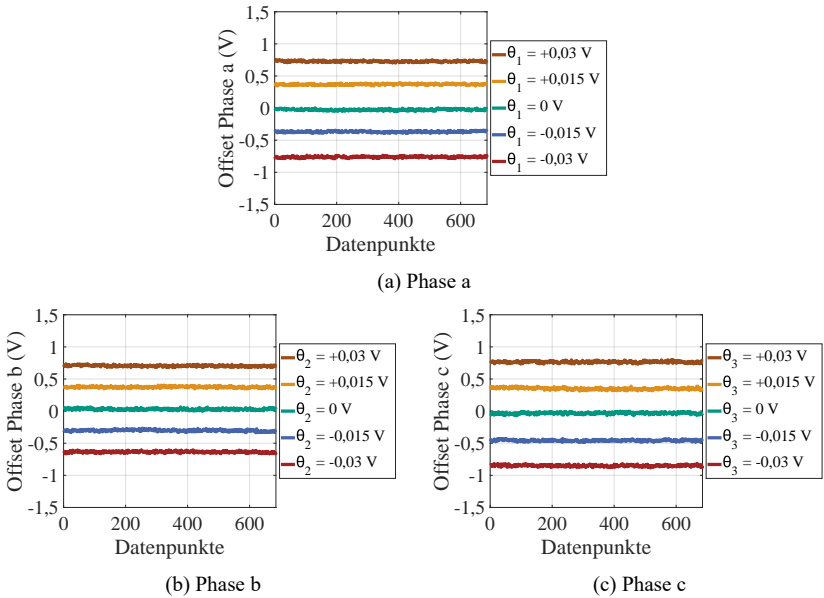


Abbildung 6.21: Berechnete Modellergebnisse der Offset-Änderung für die einzelnen Phasen für unterschiedliche Offset-Einprägungen

zuregeln versucht. Daher passt der Regler den Wert von $|u_{i,q,0}|$ an.

Zudem ist eine Änderung der zweiten Harmonischen zu verzeichnen, je nachdem, welche Phase eine Änderung des Verstärkungsfaktors erfahren hat (Abbildung 6.24).

Wie auch bereits in Abbildung 6.18 (a) gezeigt wird, stellt die dunkelblaue Datenwolke das Normalverhalten dar. Zu beachten ist, dass das Normalverhalten bereits vom Nullpunkt der komplexen Ebene der zweiten Harmonischen abweicht. Dies hat zu bedeuten, dass bereits eine Asymmetrie im System vorliegt, welche hauptsächlich von der Lastasymmetrie kommt. Die Vergrößerung des Verstärkungsfaktors wird mithilfe des plusförmigen Symbols dargestellt, die Verringerung des Verstärkungsfaktors hingegen mit dem kreisförmigen Symbol. Die Abweichung vom Normalverhalten ist höher, je größer die eingeprägte Abweichung des Verstärkungsfaktors ist.

Der Verstärkungsfaktor wird mithilfe des in Kapitel 3 erstellten Stromrichtermod-

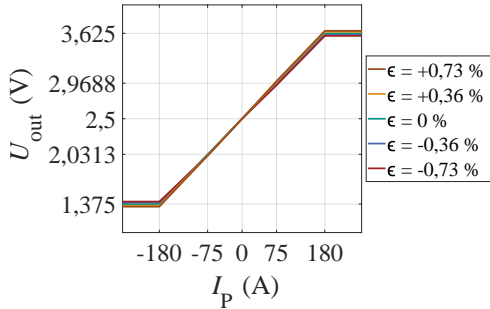


Abbildung 6.22: Spannung-Strom Übertragungsfunktion eines Sensors mit Veränderung des Verstärkungsfaktors ϵ

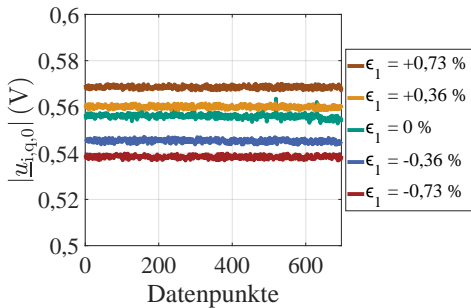


Abbildung 6.23: Messergebnisse der nullten Harmonischen für den Integralanteil der Ausgangssteuergröße der Stromregelung in der q-Achse, wenn unterschiedliche Verstärkungsfaktoren am Prüfstand eingepreßt werden.

dells simuliert. Auch in der Simulation ist die Korrelation zwischen der nullten Harmonischen der q-Komponente und dem Verstärkungsfaktor ϵ zu beobachten, wie Abbildung 6.25 (a) zeigt.

Mithilfe der Simulationsergebnisse wird ein Modell erstellt, das in der Lage ist, aus der nullten Harmonischen einen Wert für den Verstärkungsfaktor zu berechnen. Im Stromrichterbetrieb wird auf den Zusammenhang aus Abbildung 6.25 (a) zurückgegriffen, um den Verstärkungsfaktor zu ermitteln. Hierzu wird das Si-

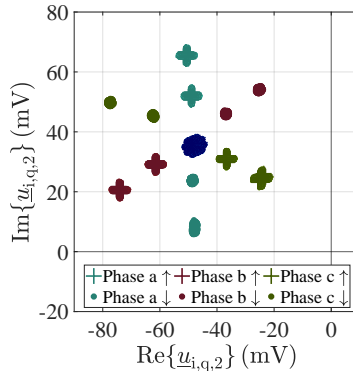
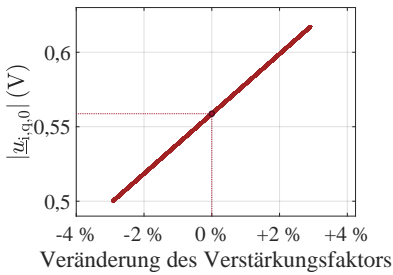


Abbildung 6.24: Messergebnisse der zweiten Harmonischen für den Integralanteil der q-Komponente für die Ausgangssteuergröße der Stromregelung. Die dunkelblaue Datenwolke stellt das Normalverhalten dar. Die Vergrößerung des Verstärkungsfaktors wird mithilfe des plusförmigen Symbols abgebildet, während die Verringerung des Verstärkungsfaktors mit dem kreisförmigen Symbol dargestellt wird. Dabei werden die in Abbildung 6.22 gezeigten Werte für die Verstärkungsfaktoren verwendet.

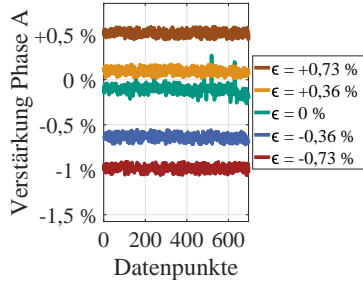
mulationsergebnis aus 6.25 (a) auf das Normalverhalten hin justiert, sodass bei keiner Änderung des Verstärkungsfaktors der Betrag der nullten Harmonischen auf den Wert $\epsilon_N = 0,5587\%$ errechnet wird. Ausgehend von diesem Punkt wird der qualitative Verlauf des Zusammenhangs zwischen dem Verstärkungsfaktor und der Reglerausgangsgröße nachgebildet.

Die Messergebnisse, die in Abbildung 6.23 gezeigt werden, werden anschließend mit dem in Abbildung 6.25 (a) erstellten Modell in Verstärkungsfaktoren umgerechnet. Die Modellergebnisse sind in 6.25 (b) abgebildet. Das Modell eignet sich, um qualitative Veränderungen des Verstärkungsfaktors im Stromrichterbetrieb festzustellen. Allerdings weicht der ermittelte absolute Modellwert vom realen Wert ab.

Um zusätzlich zu ermitteln, welche Phase eine Änderung des Verstärkungsfaktors erfahren hat, werden die Ergebnisse aus Abbildung 6.24 herangezogen. Die zweite Harmonische liefert den Hinweis darüber, welche Art einer Asymmetrie aufgetreten ist und somit auch, welche Phase betroffen ist. Hierfür kann das vektorbasierte Verfahren aus Abschnitt 6.1.2 verwendet werden, um die Anteile der



(a) Simulationsergebnisse der nullten Harmonischen in Abhängigkeit des Verstärkungsfaktors



(b) Modellergebnisse für verschiedene Verstärkungsfaktoren abgeleitet aus den Abbildungen 6.23 und 6.25 (a)

Abbildung 6.25: Simulations- und Modellergebnisse für die Variation des Verstärkungsfaktors für den Stromsensor der Phase a

drei Phasen, die die Verschiebung in der komplexen Ebene der zweiten Harmonischen verursachen, zu ermitteln.

Kapitel 7

Zusammenfassung

7.1 Zusammenfassung der Ergebnisse

In dieser Promotionsarbeit wird ein neuer Ansatz zur Zustandsüberwachung von Stromrichtern vorgestellt. Die Arbeit fokussiert sich auf die drei Stromrichter-komponenten Leistungshalbleiterbauelemente, Zwischenkreiskondensator und Stromsensoren. Die Hinführung zum Thema erfolgt in Kapitel 2. Es werden verschiedene Konzepte der Zuverlässigkeit vorgestellt, darauf aufbauend potentielle Anwendungsgebiete von CM herausgearbeitet. In Kapitel 3 wird ein Stromrichtermodell entworfen, das bestimmte Alterungsfälle der genannten Stromrichterkomponenten nachbilden kann. Hierzu werden die verschiedenen Alterungsmechanismen und die dazugehörigen Degradationsindikatoren erläutert und in das Stromrichtermodell integriert. Der Algorithmus zur Zustandsüberwachung wird in Kapitel 4 eingeführt. Die einzelnen Aspekte des Algorithmus werden in den Abschnitten 4.1 bis 4.4 beschrieben. Kapitel 5 behandelt den Prüfstands Aufbau zur gezielten Untersuchung von Alterungsmechanismen. Schließlich werden in Kapitel 6 Versuche durchgeführt und die Ergebnisse des Algorithmus ausgewertet.

Im Einzelnen liefert die vorliegende Promotionsarbeit folgende neue Erkenntnisse und Innovationen.

1. **Anwendungsbereiche von CM** *Überlegungen, welche Anwendungsgebiete für den Einsatz eines CM-Systems in Frage kommen sowie die Beschreibung von konkreten Anforderungen an das CM-System.* Ausgehend von den Vor- und Nachteilen der verschiedenen Konzepte der Zuverlässigkeit werden potentielle Anwendungsgebiete zur Zustandsüberwachung von Stromrichtern

ermittelt. Es wird analysiert, welche Problemtypen ein CM-System prinzipiell lösen kann, um hieraus potentielle Einsatzmöglichkeiten abzuleiten.

2. **Entwurf eines CM-Ansatzes zur gezielten Überwindung bisheriger Nachteile** *Ausgehend von einer umfassenden Recherche zum Stand der Technik werden Rahmenbedingungen erarbeitet, die beim Entwurf des CM-Systems berücksichtigt werden. Zuerst erfolgt eine umfassende Recherche zu den Vor- und Nachteilen im Stand der Technik. Diese Recherche bildet die Basis für den Entwurf eines CM-Systems, das die bisherigen Nachteile gezielt kompensiert. Dabei spielt der Verzicht auf zusätzliche Hardware eine wesentliche Rolle, dessen Vorteile ausführlich beschrieben werden.*
3. **Modellbildung** *Erstellung eines Wechselrichtermodells, welches auf Differentialgleichungen beruht und auf die Zustandsraumdarstellung überführt wird. In dieses neuartige Stromrichtermodell werden Degradationsindikatoren eingebaut, um eine Simulation von Alterungsfällen zu ermöglichen. Das System des Stromrichters samt seinen Systemkomponenten wird mithilfe von Matrizen beschrieben, welche wiederum Teil der Zustandsraumdarstellung sind.*
4. **Prüfstand** *Design und Aufbau eines innovativen Prüfstandes zur gezielten Nachbildung von Stromrichter-Fehlerfällen. Für jede untersuchte Stromrichterkomponente wird eine Methode zur gezielten Implementierung von Alterungsfällen vorgestellt. Für die Untersuchungen der Leistungshalbleiter wurde ein Sichtfenster innerhalb der Leistungsteilplatine konzipiert, sodass während des Stromrichterbetriebs Halbleiterfehlerfälle eingebaut werden können. Für die Betrachtung des Zwischenkreiskondensators wurde eine zusätzliche Platine entworfen, die die Manipulation des Zwischenkreises ermöglicht. Um die Stromsensoren zu untersuchen, wurde eine Softwarebasierte Lösung zur Veränderung der Degradationsindikatoren entwickelt.*
5. **Datenaufbereitung** *Entwurf einer Methode zur gezielten Aufbereitung von Daten. Die Daten werden zuerst im Zeitbereich aufgenommen, gespeichert, in den Frequenzbereich transformiert sowie deren Ausreißer entfernt. Dabei werden die Daten durch die Definition eines bestimmten Zeitintervalls stets in eine Darstellungsform überführt, welche durch mehrere Datenpunkte repräsentiert wird und somit eine Datenwolke bildet. Diese Darstellungsform bietet den Vorteil, dass eine genauere Aussage getroffen werden kann, je mehr Zeit vergeht, da sich die Datenwolken mit voranschreitender Zeit immer mehr verdichten. Dies bietet die Möglichkeit, die langsamen und schleichenden Alterungsmechanismen zu detektieren, indem eine längere Zeit für die Analyse*

der Daten in Anspruch genommen wird. Während die einzelnen Aspekte der Datenaufbereitung dem Stand der Technik entsprechen, ist die Kombination all dieser Methoden zur gesamtheitlichen Analyse ein Novum.

6. **Datenanalyse** *Entwurf eines neuen zweistufigen Verfahrens zur Datenanalyse bestehend aus den beiden Methoden der Anomalie- und der Ursachendetektion.* Die Anomaliedetektion verfügt über die Eigenschaft, die Betriebs- und Umgebungsbedingungen zu berücksichtigen und ausgehend von den in der Trainingsphase aufgenommenen Datensätzen einen Vergleich zwischen dem normalen Referenzverhalten und dem in der Betriebsphase gesammelten Datensatz durchzuführen. Jedoch kann mit dieser Methode lediglich festgestellt werden, ob eine Anomalie im Stromrichter aufgetreten ist, ohne die Ursache dieser ausfindig machen zu können. Für diesen Zweck wird eine zweite Stufe der Datenanalyse ausgeführt, sobald eine Anomalie im Datensatz erkennbar ist. In der sogenannten Ursachendetektion wird die Ursache der Anomalie ermittelt. Im Gegensatz zur Anomaliedetektion wird der Ursachendetektions-Algorithmus mit Simulationsdaten trainiert. Der Algorithmus erlernt dabei die Muster und Gesetzmäßigkeiten der verschiedenen Alterungsszenarien, um diese in der Betriebsphase zu identifizieren. Dieses zweistufige Prinzip zur Zustandsüberwachung ist ein neu entwickeltes Verfahren.
7. **Features** *Erkenntnisse darüber, wie sich bestimmte Alterungsmechanismen auf die verfügbaren Daten auswirken.* Die Promotionsarbeit behandelt unter anderem die Fragestellung, an welchen Stellen im Datensatz die Informationen über bestimmte Alterungsmechanismen enthalten sind. Es werden Korrelationen zwischen der Variation von verschiedenen Degradationsindikatoren und den Veränderungen des aufgenommenen Datensatzes ermittelt. Dabei werden für die verschiedenen Stromrichterkomponenten und die dazugehörigen Alterungsmechanismen folgende Zusammenhänge entdeckt: Alterungsmechanismen der Leistungshalbleiter wirken sich vor allem auf die Vielfachen der sechsten Harmonischen im dq-Koordinatensystem aus. Für die Erfassung der Alterung von Zwischenkreiskondensatoren wird der Zeitverlauf der Zwischenkreisspannung in eine Darstellungsform überführt, welche die Varianz und den Rippel für ein bestimmtes Zeitintervall gegenüberstellt. Verschiebungen der Datenwolken deuten darauf hin, dass eine Abnahme der Kapazität eingetreten ist. Für die Sensoren werden die beiden Degradationsindikatoren Offset und Verstärkungsfaktor näher untersucht. Für den ersteren Parameter wird die erste Harmonische im dq-Koordinatensystem betrachtet,

während für den zweiten die nullte Harmonische der Blindleistungsachse herangezogen wird.

All diese theoretischen und praktischen Erkenntnisse bilden die Grundlage für den Entwurf eines CM-Systems von Stromrichtern. Anhand von konkreten Anwendungsfällen wird dargelegt, wie so ein System zur Zustandsüberwachung in der Praxis aussehen könnte. Beispielsweise werden in Abschnitt 6.1.2 die Chips des Leistungshalbleitermoduls erwärmt und die einzelnen Schritte des Algorithmus erläutert.

7.2 Möglichkeiten zur Weiterentwicklung

Aufbauend auf den theoretischen und praktischen Erkenntnissen der vorliegenden Dissertation werden in diesem Abschnitt Möglichkeiten zur Weiterentwicklung diskutiert. Der Ausblick dieser Arbeit lässt sich in zwei größere Aspekte unterteilen, auf die im Folgenden eingegangen wird.

1. Optimierung des Stromrichtermodells *Das Stromrichtermodell, das eine Variation der Degradationsindikatoren erlaubt, lässt sich weiter optimieren.* Beispielsweise ist eine Optimierung der einzelnen Alterungssimulationen möglich. Hierzu können sukzessiv verschiedene bisher nicht berücksichtigte Effekte in das Modell einbezogen werden. Für die Leistungshalbleiter können die Ein- und Ausschaltzeiten in das Modell integriert werden, um die Auswirkungen einer Schaltzeitänderung auf die verfügbaren Daten zu analysieren. Hiermit können auch weitere Alterungsmechanismen untersucht werden, die mit der Erhöhung von Schaltzeiten einhergehen. Darüber hinaus können weitere Alterungsmechanismen in die Untersuchungen aufgenommen werden. Die Auswirkungen von Feuchtigkeit sowie die Kontamination des Kühlungssystems können als Beispiele genannt werden. Für den ersten Alterungsmechanismus müsste beispielsweise der Degradationsindikator Leckstrom in das Stromrichtermodell implementiert werden. Auch kann untersucht werden, wie zwischen der Erhöhung der differentiellen Widerstände der IGBTs und der Erhöhung der ohmschen Lastparameter unterschieden werden kann. Bisher wurden für beide Fälle dieselben Auswirkungen auf die verfügbaren Daten festgestellt.

Eine Verbesserung des Stromrichtermodells hat zur Folge, dass die Simulationsergebnisse näher der Realität entsprechen. Dies wiederum hat zur Folge, dass das Ursachendetektions-Modell, welches mit den Simulationsdaten trainiert wird, in der Lage ist, die Alterungsparameter im Betrieb näher an den

realen, physikalischen Wert zu bestimmen. Damit lassen sich genauere Aussagen darüber treffen, ab wann eine Stromrichterkomponente ausgetauscht werden muss, zumal dadurch die Ergebnisse des Ursachendetektions-Modells eine größere physikalische Aussagekraft besitzen. Wenn beispielsweise alle Effekte, die in der Realität auftreten, in das Stromrichtermodell eingebunden werden würden, wäre das Ursachendetektions-Modell in der Lage, alle im Vorfeld simulierten Degradationsindikatoren physikalisch korrekt im Betrieb wiederzugeben. In dieser vorliegenden Arbeit fungieren die berechneten Degradationsindikatoren als grobe Richtwerte, die als Alterungsindikatoren verwendet werden können und den qualitativen Verlauf der Alterung wiedergeben, jedoch eine Abweichung zum realen, physikalischen Wert besitzen.

- 2. Erweiterung der Untersuchungen um eine reale Last** *Statt der bisher verwendeten passiven Komponenten kann als Last eine reale Lastmaschine verwendet werden.* Jedoch ist die Implementierung von realen Fehlerfällen an einer elektrischen Maschine in der Praxis aufwändig zu realisieren. Vorteilhafter ist der Einsatz eines Power Hardware in the Loop (PHiL)-Stromrichters. Der PHiL-Stromrichter dient zur Emulation einer elektrischen Lastmaschine, der das Verhalten der elektrischen Maschinen im fehlerfreien sowie im fehlerbehafteten Zustand wiedergeben kann. Aus Sicht des Antriebsstromrichters macht es keinen Unterschied, ob das Maschinenverhalten real oder emuliert ist. Der Einsatz eines PHiL-Stromrichters führt dazu, dass die Fehlerimplementierung nicht am realen Prüfstand mithilfe von Hardware-Aufbauten erfolgen muss, sondern emuliert werden kann. Zudem ermöglicht die Verwendung von PHiL-Stromrichtern eine gezieltere Implementierung von Fehlerfällen. Der Schweregrad eines Fehlerfalls kann hierbei variabel angepasst werden. Dadurch sind Analysen unterschiedlicher Fehlerszenarien mit einem kontinuierlichen Abstufungsgrad möglich, was mit einem konventionellen Prüfstandsaufbau nicht durchführbar wäre. Es kann systematisch untersucht werden, ab welchem Schweregrad einzelne Fehlerfälle detektiert werden können. Auch ist die Kombination mehrerer Fehlermechanismen sowie die Untersuchung, inwieweit diese detektiert werden können, einfacher zu realisieren. Am Elektrotechnischen Institut (ETI) werden bereits verschiedene Topologien von PHiL-Stromrichtern untersucht, die unterschiedliche Anforderungen hinsichtlich Oberschwingungsgehalt, Dynamik und Leistungsvermögen erfüllen.

Kapitel A

Anhang

A.1 Transformationsgleichungen

A.1.1 Clarke-Transformation

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

A.1.2 Park-Transformation

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

A.2 Systemgleichungen für eine Drehstrombrückenschaltung mit einer passiven Last

A.2.1 Zustandsraumgleichung

$$E \cdot \vec{\dot{x}} = F \cdot \vec{x} + G \cdot \vec{u} \quad (\text{A.3})$$

A.2.2 Eingangs-, Zustands- und Ausgangsgrößen

$$\vec{x} = \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad \vec{y} = \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad \vec{u} = (u_{DC}) \quad (\text{A.4})$$

A.2.3 Matrizen

$$E = \begin{pmatrix} -L_a & L_b & 0 \\ 0 & -L_b & L_c \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.5})$$

$$C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.6})$$

$$F = \begin{pmatrix} R_a & -R_b & 0 \\ 0 & R_b & -R_c \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.7})$$

$$G = \begin{pmatrix} -\frac{(S_1-S_2)-(S_3-S_4)}{2} \\ -\frac{(S_3-S_4)\frac{2}{2}(S_5-S_6)}{2} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.8})$$

A.3 Systemgleichungen für die Drehstrombrückenschaltung mit Einbeziehung von Degradationsindikatoren

A.3.1 Fallunterscheidung für i_b und i_c

Für den Fall, dass $i_b > 0$ und $i_c > 0$ gelten, ergibt sich die Gleichung zu (A.9).

$$\begin{aligned} & \frac{(S_3-S_4)-(S_5-S_6)}{2} \cdot u_{DC} = \\ & R_{b1} \cdot i_{b1} + L_{b1} \cdot \frac{di_{b1}}{dt} - R_{c1} \cdot i_{c1} - L_{c1} \cdot \frac{di_{c1}}{dt} \\ & + S_3 \cdot (U_{f,T3} + r_{CE,T3} \cdot i_{b1}) + S_4 \cdot (U_{f,D4} + r_{D,D4} \cdot i_{b1}) \\ & - S_5 \cdot (U_{f,T5} + r_{CE,T5} \cdot i_{c1}) - S_6 \cdot (U_{f,D6} + r_{D,D6} \cdot i_{c1}) \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

Für den Fall, dass $i_c < 0$ gilt, leiten nicht mehr T_5 und D_6 , sondern T_6 und D_5 . Dies muss in der Gleichung berücksichtigt werden. Somit gilt für $i_b > 0$ und $i_c < 0$ die Gleichung (A.10).

$$\begin{aligned}
 & \frac{(S_3 - S_4) - (S_5 - S_6)}{2} \cdot u_{DC} = \\
 & R_{b1} \cdot i_{b1} + L_{b1} \cdot \frac{di_{b1}}{dt} - R_{c1} \cdot i_{c1} - L_{c1} \cdot \frac{di_{c1}}{dt} \\
 & + S_3 \cdot (U_{f,T3} + r_{CE,T3} \cdot i_{b1}) + S_4 \cdot (U_{f,D4} + r_{D,D4} \cdot i_{b1}) \\
 & + S_5 \cdot (U_{f,D5} + r_{D,D5} \cdot (-i_{c1})) + S_6 \cdot (U_{f,T6} + r_{CE,T6} \cdot (-i_{c1}))
 \end{aligned} \tag{A.10}$$

Wenn sich das Strom-Vorzeichen der Phase b zu $i_b < 0$ umkehrt, leiten nicht mehr T_3 und D_4 , sondern T_4 und D_3 . Die Gleichung für den Fall, dass $i_b < 0$ und $i_c > 0$ gelten, wird zu (A.11).

$$\begin{aligned}
 & \frac{(S_3 - S_4) - (S_5 - S_6)}{2} \cdot u_{DC} = \\
 & R_{b1} \cdot i_{b1} + L_{b1} \cdot \frac{di_{b1}}{dt} - R_{c1} \cdot i_{c1} - L_{c1} \cdot \frac{di_{c1}}{dt} \\
 & - S_3 \cdot (U_{f,D3} + r_{D,D3} \cdot (-i_{b1})) - S_4 \cdot (U_{f,T4} + r_{CE,T4} \cdot (-i_{b1})) \\
 & - S_5 \cdot (U_{f,T5} + r_{CE,T5} \cdot i_{c1}) - S_6 \cdot (U_{f,D6} + r_{D,D6} \cdot i_{c1})
 \end{aligned} \tag{A.11}$$

Letztlich fehlt noch der Fall, dass $i_b < 0$ und $i_c < 0$ gelten. Hier ergibt sich die Gleichung zu (A.12).

$$\begin{aligned}
 & \frac{(S_3 - S_4) - (S_5 - S_6)}{2} \cdot u_{DC} = \\
 & R_{b1} \cdot i_{b1} + L_{b1} \cdot \frac{di_{b1}}{dt} - R_{c1} \cdot i_{c1} - L_{c1} \cdot \frac{di_{c1}}{dt} \\
 & - S_3 \cdot (U_{f,D3} + r_{D,D3} \cdot (-i_{b1})) - S_4 \cdot (U_{f,T4} + r_{CE,T4} \cdot (-i_{b1})) \\
 & + S_5 \cdot (U_{f,D5} + r_{D,D5} \cdot (-i_{c1})) + S_6 \cdot (U_{f,T6} + r_{CE,T6} \cdot (-i_{c1}))
 \end{aligned} \tag{A.12}$$

A.4 Aufgenommener Datensatz

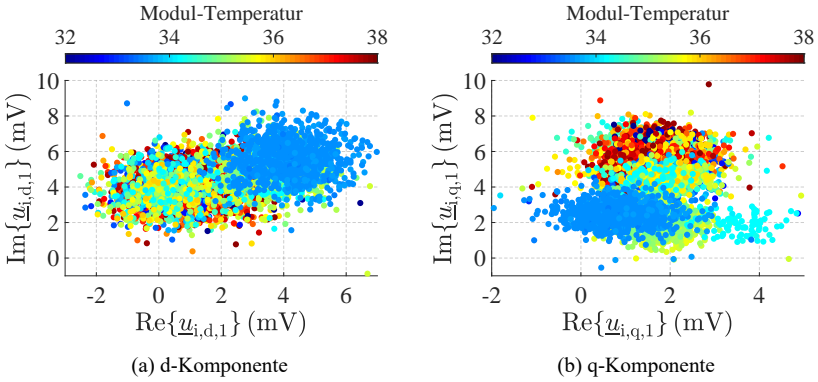


Abbildung A.1: Integralanteil der ersten Harmonischen

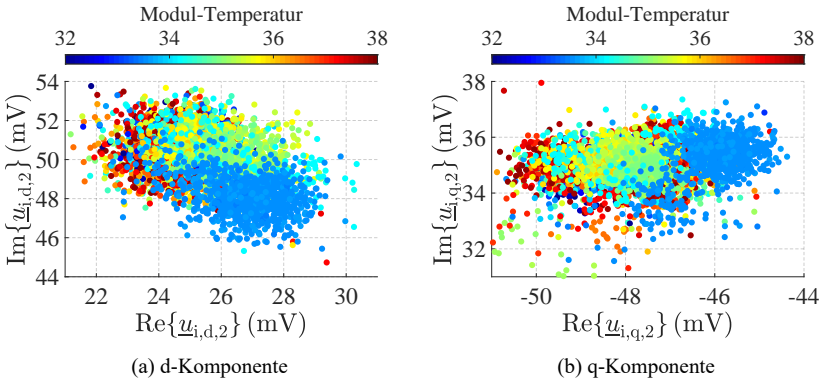


Abbildung A.2: Integralanteil der zweiten Harmonischen

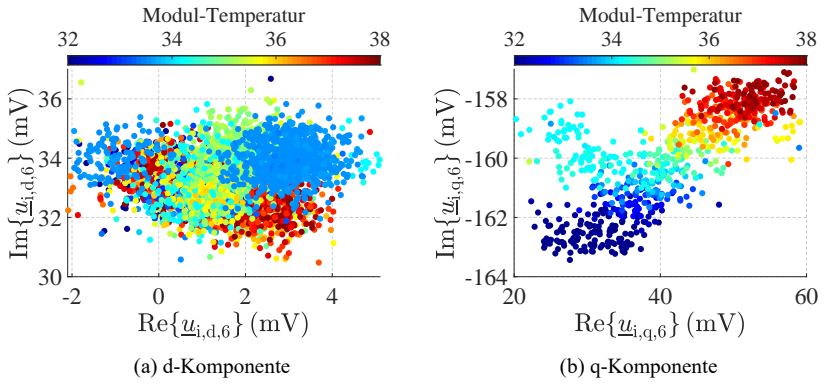


Abbildung A.3: Integralanteil der sechsten Harmonischen

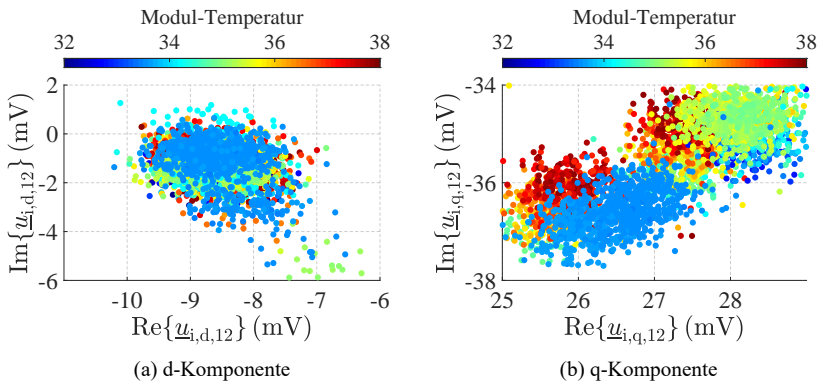


Abbildung A.4: Integralanteil der zwölften Harmonischen

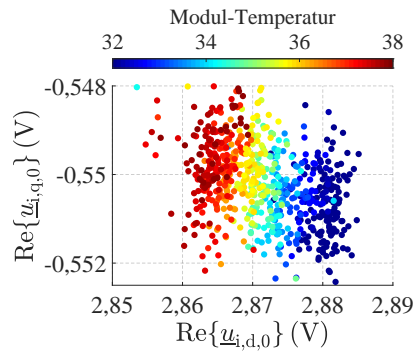


Abbildung A.5: Integralanteil der nullten Harmonischen. Realteile der d- und q-Komponenten.

Abkürzungsverzeichnis

AC	Alternating Current
A/D	Analog-Digital
AFE	Active Front End
CM	Condition Monitoring
DC	Direct Current
DCB	Direct Copper Bonded
DFT	Diskrete Fourier Transformation
DSP	Digitaler Signalprozessor
ESL	Equivalent Series Inductance (L)
ESR	Equivalent Series Resistance
ETI	Elektrotechnisches Institut
FA	Funktionaler Ausfall
FFT	Fast Fourier Transformation
FIT	Failure in Time
FPGA	Field Programmable Gate Array
FTA	Fault Tree Analysis
GaN	Galliumnitrid

HiL	Hardware in the Loop
HMI	Human Machine Interface
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MCD	Minimum Covariance Determinant
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
NTC	Negative Temperature Coefficient
PA	Potentieller Ausfall
PHiL	Power Hardware in the Loop
PSO	Partikelschwarmoptimierung
PV	Photovoltaik
PWM	Pulsweitenmodulation
REM	Rasterelektronenmikroskop
S	Startpunkt der Zustandsverschlechterung
SZ	Schaltzustand
SoC	System On Chip
VHDL	Very High Speed Integrated Circuit (VHSIC) Hardware Description Language

Formelverzeichnis

A	Koeffizientenmatrix der Zustandsgröße \vec{x} in der Zustandsraumdarstellung
B	Koeffizientenmatrix der Eingangsgröße \vec{u} in der Zustandsraumdarstellung
B_P	Primärfeld
C_{DC}	Kapazität des Kondensators
D_{Eukl}	Euklidischer Abstand
D_M	Mahalanobis-Abstand
$D_{M,R}$	Robuster Mahalanobis-Abstand
d_μ	Mahalanobis-Distanz der Mahalanobis-Mittelpunkte in der Anomaliedetektion
E	Koeffizientenmatrix der Ableitung der Zustandsgröße \vec{x}
\vec{E}_L	Eigenvektor des größten Eigenwerts der Kovarianzmatrix
ϵ	Verstärkungsfaktor des Stromsensors
F	Koeffizientenmatrix der Zustandsgröße \vec{x} in Gleichung (3.4)
f_{el}	Elektrische Frequenz
f_{Takt}	Taktfrequenz
G	Koeffizientenmatrix der Eingangsgröße \vec{u} in Gleichung (3.4)
G_Φ	Klassifikationsgüte in der Anomaliedetektion

i_{a1}	Lastseitiger Phasenstrom der Phase a
i_{b1}	Lastseitiger Phasenstrom der Phase b
i_{c1}	Lastseitiger Phasenstrom der Phase c
i_{a2}	Netzseitiger Phasenstrom der Phase a
i_{b2}	Netzseitiger Phasenstrom der Phase b
i_{c2}	Netzseitiger Phasenstrom der Phase c
i_{α}	Ausgangsstrom (α -Anteil) des Stromrichters im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem
i_{β}	Ausgangsstrom (β -Anteil) des Stromrichters im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem
i_c	Kondensatorstrom
i_{DC1}	Lastseitiger DC-Strom
i_{DC2}	Netzseitiger DC-Strom
I_p	Primärstrom des Stromsensors
I_s	Sekundärstrom des Stromsensors
K_p	Proportionalitätsfaktor des P-Anteils vom PI-Regler
K_i	Integralverstärkung des I-Anteils vom PI-Regler
L_{a1}	Lastseitige Induktivität der Phase a
L_{b1}	Lastseitige Induktivität der Phase b
L_{c1}	Lastseitige Induktivität der Phase c
L_{a2}	Netzseitige Induktivität der Phase a
L_{b2}	Netzseitige Induktivität der Phase b
L_{c2}	Netzseitige Induktivität der Phase c
l_1	Skalierungsfaktor der Induktivität der Phase a

l_2	Skalierungsfaktor der Induktivität der Phase b
l_3	Skalierungsfaktor der Induktivität der Phase c
λ_L	Größter Eigenwert der Kovarianzmatrix
λ_S	Kleinster Eigenwert der Kovarianzmatrix
N_P	Primärwicklung des Stromsensors
N_S	Sekundärwicklung des Stromsensors
O_F	Invertierter Offset des Stromsensors auf der Software-Seite
θ	Realer Offset des Stromsensors
θ_{asy}	Asymmetrie-Kennwert der drei Phasenoffsets
R_{a1}	Lastseitiger Widerstand der Phase a
R_{b1}	Lastseitiger Widerstand der Phase b
R_{c1}	Lastseitiger Widerstand der Phase c
R_{a2}	Netzseitiger Widerstand der Phase a
R_{b2}	Netzseitiger Widerstand der Phase b
R_{c2}	Netzseitiger Widerstand der Phase c
R_{ESR}	ESR des Kondensators
r_{CE}	Differenzieller Widerstand der Kollektor-Emitter Strecke (IGBT)
r_D	Differenzieller Widerstand der Diode
r_1	Skalierungsfaktor des ohmschen Widerstandes der Phase a
r_2	Skalierungsfaktor des ohmschen Widerstandes der Phase b
r_3	Skalierungsfaktor des ohmschen Widerstandes der Phase c
r_{asy}	Asymmetrie-Kennwert der drei Phasenwiderstände
τ_σ	Summe aller Totzeiten des Regelsystems
T_A	Taktperiode

T_j	Chip-Temperatur der Leistungshalbleiter
\vec{u}	Eingangsgröße der Zustandsraumdarstellung
u_1	Bereitgestellte Spannung des Stromrichters der Phase a
u_2	Bereitgestellte Spannung des Stromrichters der Phase b
u_3	Bereitgestellte Spannung des Stromrichters der Phase c
u_α	Ausgangsspannung (α -Anteil) des Stromrichters im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem
u_β	Ausgangsspannung (β -Anteil) des Stromrichters im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem
$u_{i,d}$	Integralanteil der Ausgangsspannung (d-Anteil) des Stromreglers im dq-Koordinatensystem im Zeitbereich
$u_{i,q}$	Integralanteil der Ausgangsspannung (q-Anteil) des Stromreglers im dq-Koordinatensystem im Zeitbereich
$u_{p,d}$	Proportionalanteil der Ausgangsspannung (d-Anteil) des Stromreglers im dq-Koordinatensystem im Zeitbereich
$u_{p,q}$	Proportionalanteil der Ausgangsspannung (q-Anteil) des Stromreglers im dq-Koordinatensystem im Zeitbereich
$\underline{u}_{i,d,0}$	Nullte Harmonische des Integralanteils der Ausgangsspannung (d-Anteil) des Stromreglers im dq-Koordinatensystem im Frequenzbereich
$\underline{u}_{i,d,2}$	Zweite Harmonische des Integralanteils der Ausgangsspannung (d-Anteil) des Stromreglers im dq-Koordinatensystem im Frequenzbereich
$\underline{u}_{i,d,6}$	Sechste Harmonische des Integralanteils der Ausgangsspannung (d-Anteil) des Stromreglers im dq-Koordinatensystem im Frequenzbereich
$\underline{u}_{p,d,2}$	Zweite Harmonische des Proportionalanteils der Ausgangsspannung (d-Anteil) des Stromreglers im dq-Koordinatensystem im Frequenzbereich

$\underline{u}_{i,q,0}$	Nullte Harmonische des Integralanteils der Ausgangsspannung (q-Anteil) des Stromreglers im dq-Koordinatensystem im Frequenzbereich
$\underline{u}_{i,q,1}$	Erste Harmonische des Integralanteils der Ausgangsspannung (q-Anteil) des Stromreglers im dq-Koordinatensystem im Frequenzbereich
$\underline{u}_{i,q,2}$	Zweite Harmonische des Integralanteils der Ausgangsspannung (q-Anteil) des Stromreglers im dq-Koordinatensystem im Frequenzbereich
$\underline{u}_{i,q,6}$	Sechste Harmonische des Integralanteils der Ausgangsspannung (q-Anteil) des Stromreglers im dq-Koordinatensystem im Frequenzbereich
$\underline{u}_{i,q,12}$	Zwölfte Harmonische des Integralanteils der Ausgangsspannung (q-Anteil) des Stromreglers im dq-Koordinatensystem im Frequenzbereich
$\underline{u}_{p,q,1}$	Erste Harmonische des Proportionalanteils der Ausgangsspannung (q-Anteil) des Stromreglers im dq-Koordinatensystem im Frequenzbereich
$\underline{u}_{p,q,2}$	Zweite Harmonische des Proportionalanteils der Ausgangsspannung (q-Anteil) des Stromreglers im dq-Koordinatensystem im Frequenzbereich
u_d	Ausgangsspannung (d-Anteil) des Stromrichters im dq-Koordinatensystem im Frequenzbereich
u_q	Ausgangsspannung (q-Anteil) des Stromrichters im dq-Koordinatensystem im Frequenzbereich
u_c	Kondensatorspannung
u_{DC}	Zwischenkreisspannung
U_f	Knickspannung des IGBTs und der Diode
U_h	Hall-Spannung
U_{max}	Maximalspannung des Stromsensors

U_{\min}	Minimalspannung des Stromsensors
u_{N0}	Spannung der Masche vom Sternpunkt der Last zum Mittelpunkt des Stromrichters
U_{oh}	Hall-Offset
U_{out}	Ausgangsspannung des Stromsensors
U_{ref}	Referenzspannung des Stromsensors
u_{rippel}	Rippel der Zwischenkreisspannung
u_{var}	Varianz der Zwischenkreisspannung
u_{vd}	Vorsteuerungsspannung (d-Anteil) des Stromrichters im dq-Koordinatensystem
u_{vq}	Vorsteuerungsspannung (q-Anteil) des Stromrichters im dq-Koordinatensystem
V_F	Invertierter Verstärkungsfaktor des Stromsensors auf der Software-Seite
W	DFT-Matrix
\vec{x}	Zustandsgröße der Zustandsraumdarstellung
\vec{y}	Ausgangsgröße der Zustandsraumdarstellung

Abbildungsverzeichnis

1.1	Struktureller Aufbau der Arbeit	3
2.1	Überführung der Stromrichtertopologie in eine FTA. Die kreisförmigen Symbole stellen Basisereignisse dar. Redundante Verbindungen werden mit einem AND-, nicht-redundante Verbindungen mit einem OR-Gatter abgebildet.	6
2.2	Merkmale und Eigenschaften der verschiedenen Konzepte zur Erhöhung der Zuverlässigkeit. Es bestehen prinzipiell drei Möglichkeiten zur Erhöhung der Zuverlässigkeit: Designbasiert, Wartungsbasiert und Fehlerfallbasiert	9
2.3	PF-Kurve zur Veranschaulichung des Anlagenzustandes über der Zeit [F30, F31]	10
2.4	Wartungsbasierte Zuverlässigkeit: Abgebildet werden in 2.4 (a) die verschiedenen Arten von Fehlerfällen sowie in 2.4 (b) die Häufigkeitsverteilung von wartungsbasierten Zuverlässigkeitskonzepten	11
2.5	Motivation für den Einsatz von Zuverlässigkeitskonzepten. Der mögliche Einsatzbereich von CM ist rot markiert.	13
2.6	Diese Promotionsarbeit fokussiert sich auf drei Komponenten des leistungselektronischen Systems: Leistungshalbleiter, Zwischenkreiskondensator, Stromsensoren.	16
2.7	Aufbau eines Leistungshalbleitermoduls	17
2.8	Aufnahmen des Rasterelektronenmikroskops (REM) bei Auftreten von <i>Bond Wire Failure</i> . Dabei wird in 2.8 (a) der Alterungsfall <i>Bond Wire Cracking</i> und in 2.8 (b) der Alterungsfall <i>Bond Wire Lift-Off</i> dargestellt.	18

2.9	Schematische Darstellung der Verbindungen zwischen den Bonddrähten und den Halbleiterchips	19
2.10	REM-Aufnahmen bei <i>Solder Fatigue</i> . Abbildung 2.10 (a) bildet <i>Solder Cracking</i> ab, während Abbildung 2.10 (b) <i>Solder Delamination</i> abbildet.	20
2.11	Vorgang einer Aluminium-Korrosion: Die schematische Darstellung ist in 2.11 (a) abgebildet. Abbildung 2.11 (b) zeigt eine Aufnahme des Korrosionsvorgangs.	21
2.12	Impedanzmodell und -verlauf eines Kondensators [F67]	24
2.13	Darstellung unterschiedlicher Typen von Stromsensoren. Der konventionelle Stromwandler aus 2.13 (a) basiert auf der transformatorischen Kopplung zwischen Primär- und Sekundärseite. In 2.13 (b) ist ein magnetischer Sensor abgebildet, der auf dem Fluxgate-Prinzip beruht und das im Luftspalt entstehende Magnetfeld auswertet.	27
2.14	Gegenüberstellung der Open-Loop Technologie in 2.14 (a) und der Closed-Loop Technologie in 2.14 (b). Die Closed-Loop Technologie verfügt durch eine eingebaute Kompensationschaltung über eine geschlossene Regelschleife.	28
2.15	Spannung-Strom Übertragungsfunktion des Fluxgate-basierten Stromwandlers CKSR 75-NP [D72]	29
2.16	Ansatz zur Zustandsüberwachung bestehend aus den vier Schritten: Datenerfassung, Datenvorverarbeitung, Anomaliedetektion und Ursachendetektion	41
3.1	Struktur des Kapitels „Modellierung“	46
3.2	Ersatzschaltbild einer Drehstrombrückenschaltung als netz- und lastseitiger Stromrichter mit einer passiven Last.	47
3.3	Ersatzschaltbild einer Drehstrombrückenschaltung mit einer passiven Last. Die Eingangsseite des Wechselrichters wird mit einer Gleichspannungsquelle versorgt.	48
3.4	Raumzeigerdiagramm in der $\alpha\beta$ -Ebene. Der Vektor \vec{v} rotiert in der $\alpha\beta$ -Ebene und wird mithilfe der Schaltzustände SZ1 - SZ8 nachgebildet.	49
3.5	In diesem Abschnitt 3.1 werden ideal verhaltende Halbleiter angenommen, die keine parasitären Eigenschaften aufweisen – somit ein ideales Schalt- und Durchlassverhalten besitzen. Erst in Abschnitt 3.2 werden parasitäre Eigenschaften in die Halbleitermodelle aufgenommen.	51

3.6	Durchlasskennlinie eines IGBTs mit den beiden Parametern r_{CE} und U_f	54
3.7	Drehstrombrückenschaltung mit parasitären Eigenschaften der Leistungshalbleiter. Dabei wird das Durchlassverhalten der Leistungshalbleiter in das Stromrichtermodell eingebaut.	55
3.8	Modell einer Zwischenkreiskapazität mit parasitären Komponenten. Neben der Kapazität C_{DC} wird auch der ESR R_{ESR} berücksichtigt.	58
3.9	Schematische Darstellung des Signalflussplans der Sensorsignale. Die Stromsensoren wandeln die zu messenden Ströme gemäß einer Übertragungsfunktion in Spannungen um. Diese Spannungssignale werden in der Regelungssoftware wieder in die ursprünglichen Stromsignale umgewandelt und der Stromregelung zugeführt.	60
3.10	Struktur der Kaskadenregelung. Die Kaskadenregelung besteht aus einem unterlagerten Stromregler und einem überlagerten Zwischenkreisspannungsregler. Als Stellglied kommt ein Stromrichter zum Einsatz, der das Ziel hat, die erwünschte Soll-Spannung u_S^* an die Klemmen der Last anzulegen.	61
3.11	Regelstrecke für den Entwurf der Stromregelung. Die Regelstrecke besteht aus den Ausgangsspannungen des Stromrichters, die als Spannungsquellen modelliert werden, sowie der passiven Last.	62
3.12	Struktur der Stromregelung. Diese besteht aus einer d- und einer q-Strecke, die eine Kopplung zueinander aufweisen. Als Regler der jeweiligen Strecke kommt ein PI-Regler zum Einsatz. Zu der Ausgangssteuergröße des PI-Reglers wird zusätzlich der Vorsteuerungsanteil addiert.	64
4.1	Ansatz zur Zustandsüberwachung bestehend aus den vier Schritten: Datenerfassung, Datenvorverarbeitung, Anomaliedetektion und Ursachendetektion	70
4.2	Messergebnisse der Ausgangssteuergrößen der Stromregelung im Zeitbereich. Die Ausgangsspannungen des Stromreglers werden in eine d-Komponente und in eine q-Komponente sowie in einen Proportional- und Integralanteil aufgeteilt. Damit ergeben sich die vier Größen $u_{i,d}$, $u_{i,q}$, $u_{p,d}$ und $u_{p,q}$	74
4.3	Transformation der Ausgangssteuergrößen der Stromregelung vom Zeitbereich in den Frequenzbereich	78
4.4	Messergebnisse der zweiten Harmonischen von $\underline{u}_{i,d}$	79

4.5	Messergebnisse der zweiten Harmonischen von $u_{i,d}$ unter Einbeziehung der Modul-Temperatur	79
4.6	Aufgenommene Datenpunkte, um den Zusammenhang zwischen der Anzahl der in die Mittelwertberechnung einbezogenen Messpunkte auf der A/D-Karte und der Genauigkeit der aufgezeichneten Daten zu illustrieren. Rote Datenpunkte weisen auf eine höhere Genauigkeit hin, da 312 Messpunkte bei der Mittelwertbildung der Messdaten einbezogen werden. Graue Datenpunkte weisen auf eine geringere Genauigkeit hin, da 32 Messpunkte in die Mittelwertberechnung einfließen.	81
4.7	Vergleich verschiedener Distanz-Maße. Abgebildet wird die Euklidische Distanz in 4.7 (a), die Mahalanobis-Distanz in 4.7 (b) sowie die Robuste Mahalanobis-Distanz in 4.7 (c). In Abbildung 4.7 (d) wird die Robuste Mahalanobis-Distanz mit einer höheren Auflösung dargestellt. Für jedes Distanz-Maß ist jeweils die Toleranzfunktion abgebildet, welche die Ausreißer von den Nicht-Ausreißern trennt.	83
4.8	Das Leistungshalbleitermodul wird präpariert, indem einige der redundanten Bonddrähte abgetrennt werden.	88
4.9	Messergebnisse der nullten und sechsten Harmonischen der d-Komponente des Integralanteils im fehlerfreien Fall und bei <i>Bond Wire Lift-Off</i> . Die Datensätze werden in verschiedene Bereiche der Modul-Temperatur aufgeteilt, um die Datensätze mit Bezug auf die Modul-Temperatur zu vergleichen.	89
4.10	Blockschaltbild der Bonddrahtverbindungen innerhalb des Leistungshalbleitermoduls. Dabei werden zwei Bonddrähte abgetrennt.	91
4.11	Simulationsergebnisse, die den Zusammenhang zwischen den ohmschen Lastwiderständen und der nullten Harmonischen des Integralanteils der d-Komponente zeigen	96
4.12	Simulationsergebnisse, die den Zusammenhang zwischen den Lastinduktivitäten und der nullten Harmonischen des Integralanteils (q-Komponente) zeigen	98

4.13	Simulationsergebnisse der zweiten Harmonischen für die Ausgangsgrößen der Stromregelung. Dabei bezeichnet r_{asy} den oben beschriebenen Asymmetrie-Kennwert. Die Bezeichnungen r_1 , r_2 und r_3 stellen zusätzlich die Simulationspunkte dar, in denen lediglich ein Phasenwiderstand variiert und die anderen beiden konstant gelassen werden. Beispielsweise bezeichnet r_1 diejenigen Datenpunkte, in denen r_2 und r_3 konstant sind und lediglich r_1 erhöht wird.	101
4.14	Simulationsergebnisse, die den Zusammenhang zwischen der Knickspannung und der sechsten Harmonischen des Integralanteils (q-Komponente) zeigen	102
4.15	Simulationsergebnisse der Reglerausgangsspannung im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem, wenn ein Spannungsabfall über allen sechs IGBTs angenommen wird. Die Zustandsnummer gibt an, welches Vorzeichen die Ausgangsströme besitzen, wie oben beschrieben.	103
4.16	Simulationsergebnisse der sechsten und zwölften Harmonischen des Integralanteils (q-Komponente) in Abhängigkeit der Knickspannung von T_1	104
4.17	Simulationsergebnisse der komplexen Ebene der zweiten Harmonischen des Integralanteils der q-Komponente in Abhängigkeit der Knickspannungen der oberen IGBTs im dq-Koordinatensystem	105
4.18	Simulationsergebnisse der Reglerausgangsspannung im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem, wenn ein einzelner Spannungsabfall über den IGBT T_1 angenommen wird. Die gelben, diamantförmigen Datenpunkte repräsentieren den idealen Fall, während die farbigen, kreisförmigen Datenpunkte den Fall darstellen, dass IGBT T_1 nicht ideal ist. Die Zustandsnummer gibt an, welches Vorzeichen die Ausgangsströme besitzen, wie oben beschrieben.	106
4.19	Simulationsergebnisse, die den Zusammenhang zwischen dem differentiellen Widerstand und der nullten Harmonischen des Integralanteils (d-Komponente) zeigen	107
4.20	Simulationsergebnisse, die den Zusammenhang zwischen u_{Rippel} und dem Kapazitätswert C_{DC} zeigen	109
4.21	Simulationsergebnisse, die den Zusammenhang zwischen u_{Rippel} und dem ESR-Wert R_{ESR} zeigen	110

4.22	Simulationsergebnisse der komplexen Ebene der ersten Harmonischen für die Ausgangsgrößen der Stromregelung in Abhängigkeit der einzelnen Phasenoffsets. Dabei bezeichnet θ_{asy} den oben beschriebenen Asymmetrie-Kennwert. Die Bezeichnungen θ_1 , θ_2 und θ_3 stellen zusätzlich die Simulationspunkte dar, in denen lediglich ein Phasenoffset variiert und die anderen beiden konstant gelassen werden.	112
4.23	Simulationsergebnisse der komplexen Ebene der ersten Harmonischen des Integralanteils der q-Komponente in Abhängigkeit der Offsetänderungen der einzelnen Phasen	113
4.24	Simulationsergebnisse des Realteils der nullten Harmonischen des Integralanteils der q-Komponente in Abhängigkeit des Verstärkungsfaktors	114
4.25	Simulationsergebnisse der komplexen Ebene der ersten Harmonischen für die Ausgangsgrößen der Stromregelung in Abhängigkeit der einzelnen Phasenoffsets	115
4.26	Vergleich zwischen Messung und Simulation für die anfänglichen Ausgangsparameter aus Tabelle 4.14. In 4.26 (a) ist der Zeitbereich des Integralanteils für die Ausgangsgröße der Stromregelung in abc-Koordinaten abgebildet. In 4.26 (b) - 4.26 (e) sind die nullten, zweiten und sechsten Harmonischen in dq-Koordinaten im Frequenzbereich dargestellt.	118
4.27	Vergleich zwischen Messung und Simulation für die ermittelten Modellparameter aus Tabelle 4.14. In 4.27 (a) ist der Zeitbereich des Integralanteils für die Ausgangsgröße der Stromregelung in abc-Koordinaten abgebildet. In 4.27 (b) - 4.27 (e) sind die nullten, zweiten und sechsten Harmonischen in dq-Koordinaten im Frequenzbereich dargestellt.	120
4.28	Vergleich der Mess- und Simulationsergebnisse für verschiedene Betriebspunkte der nullten Harmonischen	122
4.29	Vergleich der Mess- und Simulationsergebnisse für verschiedene Betriebspunkte der zweiten Harmonischen	123
4.30	Vergleich der Mess- und Simulationsergebnisse für verschiedene Betriebspunkte der sechsten Harmonischen	123
5.1	Aufbau des Prüfstandes Variante I	127
5.2	Leistungsteilplatine des Wechselrichters	127
5.3	Schaltschrank der Prüfstandsaufbauten	128

5.4	Geöffnetes Leistungshalbleitermodul Infineon FS75R12KT4 [S112]. Die Drehstrombrückenschaltung besteht aus sechs IGBTs und sechs Dioden. Bei den flächenmäßig größeren Chips handelt es sich um IGBTs, bei den kleineren Chips um Dioden.	129
5.5	Durchlasskennlinien der eingesetzten Leistungshalbleiter des Infineon-Moduls FS75R12KT4 für unterschiedliche Chip-Temperaturen. In 5.5 (a) sind die temperaturabhängigen Durchlasskennlinien der IGBTs, in 5.5 (b) die temperaturabhängigen Durchlasskennlinien der Dioden abgebildet.	129
5.6	Stromsensor der Marke LEM (hier CKSR 25-NP) [F114]	130
5.7	Aufbau des Prüfstandes Variante II	131
5.8	Testanordnung für den Zugriff auf Leistungshalbleiterbauelemente. Die Chip-Temperatur kann durch das offene Sichtfenster der Leistungsteilplatine mithilfe der Wärmebildkamera erfasst werden. Zudem ermöglicht das offene Sichtfenster die Implementierung von verschiedenen Halbleiter-Fehlerfällen im Stromrichterbetrieb.	133
5.9	Zwischenkreiskondensator-Platine zur Variation der Degradationsindikatoren des Zwischenkreises. Die zusätzliche Platine ist auf der Leistungsteilplatine des Stromrichters angebracht und erlaubt die Variation der Kapazität und des ESR.	133
5.10	Für die Variation des Sensorverhaltens wird der Signalflussplan des Sensors manipuliert. Dabei wird die Umkehrwandlung der Sensorsignale $I_{P,umkehr}$ verändert. Um daraus die tatsächliche Änderung des Sensorverhaltens zu untersuchen, wird auf die Änderung der ursprünglichen Funktion der Spannungswandlung U_{out} zurück geschlossen.	134
6.1	Struktur des Kapitels „Versuche und Messergebnisse“	136
6.2	Die Ergebnisse der Temperatur-Aufzeichnung des Leistungshalbleitermoduls mit der Wärmebildkamera. Die Umrisse der einzelnen Halbleiter-Chips sind in den Aufzeichnungen zu erkennen. Durch die zentrale Anordnung stellt sich in den mittleren Chips des Leistungshalbleitermoduls eine leicht höhere Temperatur ein als in den äußeren Chips.	137
6.3	Messergebnisse der Beträge von den sechsten und zwölften Harmonischen des Integralanteils der Reglerausgangsgröße in der q-Achse in Abhängigkeit der mit der Wärmebildkamera erfassten Temperatur der Leistungshalbleiterbauelemente	138

6.4	Ausgehend vom parametrisierten Normalverhalten des Stromrichters gemäß Tabelle 4.14 wird eine Simulation durchgeführt, die den Zusammenhang zwischen der Knickspannung und der sechsten Harmonischen des Integralanteils (q-Komponente) darstellt.	139
6.5	Berechnete Modellergebnisse der Knickspannungen	140
6.6	Prüfstandsanordnung für die Erwärmung einzelner Leistungshalbleiterbauelemente	141
6.7	Erwärmung einzelner Chips des Leistungshalbleitermoduls. In 6.7 (b) wird der IGBT-Chip T_1 der Phase a mithilfe eines Heißluftgebläses erwärmt.	142
6.8	Messergebnisse der sechsten und zwölften Harmonischen des Integralanteils der q-Achse, wenn der Chip T_1 erwärmt wird. . .	143
6.9	Errechnete Knickspannung bei der einzelnen Chip-Erwärmung. In 6.9 (a) wird der IGBT T_1 und in 6.9 (b) der IGBT T_4 erwärmt. .	144
6.10	Messergebnisse der zweiten Harmonischen für die Ausgangsgröße der Stromregelung bei der einzelnen IGBT-Erwärmung .	145
6.11	Messergebnisse der zweiten Harmonischen für die Ausgangsgröße der Stromregelung bei der einzelnen Dioden-Erwärmung .	146
6.12	Ausgehend vom parametrisierten Normalverhalten des Stromrichters gemäß Tabelle 4.14 wird eine Simulation durchgeführt, die den Zusammenhang zwischen dem differentiellen Widerstand und der nullten Harmonischen des Integralanteils (d-Komponente) zeigen.	148
6.13	Modellergebnisse des differentiellen Widerstandes im fehlerfreien Fall und bei <i>Bond Wire Lift-Off</i>	148
6.14	Verschiedene Darstellungsformen der Zwischenkreisspannung. 6.14 (a) zeigt den Zeitverlauf der Zwischenkreisspannung, 6.14 (b) den Rippel und die Varianz.	149
6.15	Messergebnisse in Abhängigkeit von der Anzahl der abgeschalteten Kondensatoren. In 6.15 (b) und 6.15 (c) sind die verschiedenen Darstellungsformen der Zwischenkreisspannung abgebildet. .	151
6.16	Modellergebnisse in Abhängigkeit von der Anzahl der abgeschalteten Kondensatoren. In 6.16 (a) wird der Mittelwert des Rippels berechnet und anschließend in das Kapazitätsmodell aus 6.16 (b) eingefügt, um die Modellergebnisse zu berechnen. . . .	152

6.17	Spannung-Strom Übertragungsfunktion eines Sensors mit Einprägung von verschiedenen Offsets θ . Eingezeichnet ist der Nennstrom von $I_{P,Nenn} = 75A$ sowie der Maximalstrom von $I_{P,Max} = 180A$	153
6.18	Messergebnisse in der komplexen Ebene der ersten Harmonischen für Änderungen der Stromsensor-Offsets. In Abbildung 6.19 (a) stellt die dunkelblaue Datenwolke das Normalverhalten bei $\theta = 0$ dar. Die plusförmigen Datenpunkte repräsentieren eine Erhöhung der Phasenoffsets, während die kreisförmigen Datenpunkte die Verringerung der Phasenoffsets abbilden. . . .	154
6.19	Messergebnisse in der komplexen Ebene der ersten Harmonischen für Änderungen der Stromsensor-Offsets. In den Abbildungen 6.18 (b), 6.19 (a) und 6.19 (b) sind die Vergleiche zwischen den Simulations- und Messergebnissen für die Phasen a,b und c abgebildet. Die simulierten Zeigerdiagramme besitzen die Werte $\theta_1 = 0,5$, $\theta_2 = 0,5$ und $\theta_3 = 0,5$	155
6.20	Simulationsergebnisse der ersten Harmonischen in Abhängigkeit der Offset-Werte. Dabei wird der Real- und Imaginärteil des Integralanteils der q-Komponente der ersten Harmonischen betrachtet.	156
6.21	Berechnete Modellergebnisse der Offset-Änderung für die einzelnen Phasen für unterschiedliche Offset-Einprägungen	157
6.22	Spannung-Strom Übertragungsfunktion eines Sensors mit Veränderung des Verstärkungsfaktors ϵ	158
6.23	Messergebnisse der nullten Harmonischen für den Integralanteil der Ausgangssteuergröße der Stromregelung in der q-Achse, wenn unterschiedliche Verstärkungsfaktoren am Prüfstand eingepreßt werden.	158
6.24	Messergebnisse der zweiten Harmonischen für den Integralanteil der q-Komponente für die Ausgangssteuergröße der Stromregelung. Die dunkelblaue Datenwolke stellt das Normalverhalten dar. Die Vergrößerung des Verstärkungsfaktors wird mithilfe des plusförmigen Symbols abgebildet, während die Verringerung des Verstärkungsfaktors mit dem kreisförmigen Symbol dargestellt wird. Dabei werden die in Abbildung 6.22 gezeigten Werte für die Verstärkungsfaktoren verwendet.	159
6.25	Simulations- und Modellergebnisse für die Variation des Verstärkungsfaktors für den Stromsensor der Phase a	160

A.1	Integralanteil der ersten Harmonischen	170
A.2	Integralanteil der zweiten Harmonischen	170
A.3	Integralanteil der sechsten Harmonischen	171
A.4	Integralanteil der zwölften Harmonischen	171
A.5	Integralanteil der nullten Harmonischen. Realteile der d- und q-Komponenten.	172

Tabellenverzeichnis

2.1	Kondensatortypen und ihre Eigenschaften	25
2.2	Merkmale der in der Literatur bisher vorhandenen Ansätze zur Zustandsüberwachung von Stromrichtern	40
3.1	Schaltzustände eines 3-phasigen 2-Level Wechselrichters	50
4.1	Untersuchter Betriebspunkt	73
4.2	Berechnete Kennwerte der Anomaliedetektion für <i>Bond Wire Lift-Off</i>	92
4.3	Variation der Lastparameter	97
4.4	Variation der ohmschen Lastparameter	99
4.5	Simulationsparameter: Variation der Knickspannung der IGBTs	102
4.6	Variation der einzelnen Knickspannung der IGBTs $U_{f,T1,T3,T5}$	104
4.7	Simulationsparameter: Variation der differentiellen Widerstände der IGBTs	107
4.8	Variation des Kapazitätswertes des Zwischenkreiskondensators C_{DC}	108
4.9	Variation des ESR-Wertes des Zwischenkreiskondensators R_{ESR}	109
4.10	Variation der Offsets der einzelnen Stromsensoren θ_n	111
4.11	Gleichzeitige Änderung des Verstärkungsfaktors der Stromsensoren ϵ_{123}	113
4.12	Variation des Verstärkungsfaktors der Stromsensoren mit verschiedenen Werten für die unterschiedlichen Phasen	114
4.13	Zusammenfassung der entscheidenden <i>Features</i> für die Zustandsüberwachung leistungselektronischer Komponenten für den Betriebspunkt aus Tabelle 4.1	116

4.14	Ausgehend von den Ausgangsparametern, die den idealen Stromrichter repräsentieren, werden Modellparameter ermittelt, die das reale Verhalten des Stromrichters nachbilden.	119
5.1	Eigenschaften beider Prüfstände	126

Literaturverzeichnis

Fremdliteratur

- [F1] J. Kolerus. „Zustandsüberwachung von Maschinen: Das Lehr- und Arbeitsbuch für den Praktiker“. In: *expert verlag* (2017).
- [F2] V. Pickert und B. Mecrow. „Overview Fault-tolerant Systems“. In: *ECPE Workshop: Availability of Power Electronics by Fault-Tolerant Designs in Automotive and Aircraft, Leinfelden-Echterdingen* (Juli 2019).
- [F3] H. Wang, K. Ma und F. Blaabjerg. „Design for reliability of power electronic systems“. In: *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society* (2012), S. 33–44.
- [F4] H. Chung, H. Wang, F. Blaabjerg und M. Pecht. „Reliability of Power Electronic Converter Systems“. In: *IET Power and Energy Series 80* (2015).
- [F5] M. Gleißner. „Stromrichterstrukturen zur Steigerung der Verfügbarkeit durch Fehlertoleranz“. In: *Dissertation Universität Bayreuth (2016), Softcover, B5* (2016).
- [F6] W. Zhang, D. Xu, N. Enjeti, H. Li, J. Hawke und H. Krishnamoorthy. „Survey on Fault-Tolerant Techniques for Power Electronic Converters“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 29.12 (2014), S. 6319–6331.
- [F7] H. Behjati und A. Davoudi. „Reliability Analysis Framework for Structural Redundancy in Power Semiconductors“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 60.10 (2013), S. 4376–4386.

- [F8] C. Keller und Y. Tadros. „Are paralleled IGBT modules or paralleled IGBT inverters the better choice?“ In: *1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications* (1993), 1–6 vol.5.
- [F9] A. Cordeiro, J. Palma, J. Maia und M. Resende. „Combining mechanical commutators and semiconductors in fast changing redundant inverter topologies“. In: *2011 IEEE EUROCON - International Conference on Computer as a Tool* (2011), S. 1–4.
- [F10] T. Yoshikawa, H. Inaba und T. Mine. „Analysis of parallel operation methods of PWM inverter sets for an ultra-high speed elevator“. In: *APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.00CH37058) 2* (2000), 944–950 vol.2.
- [F11] M. Hua, H. Hu, Y. Xing und Z. He. „Distributed Control for AC Motor Drive Inverters in Parallel Operation“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 58.12 (2011), S. 5361–5370.
- [F12] M. Brodatzki, F. Kammerer und M. Braun. „Decoupled circulating- and output-current control of parallel inverter systems“. In: *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (2016), S. 3311–3316.
- [F13] B. Welchko, T. Lipo, T. Jahns und S. Schulz. „Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 19.4 (2004), S. 1108–1116.
- [F14] Y. Song und B. Wang. „Analysis and Experimental Verification of a Fault-Tolerant HEV Powertrain“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 28.12 (2013), S. 5854–5864.
- [F15] R. Wu, F. Blaabjerg, H. Wang, M. Liserre und F. Iannuzzo. „Catastrophic failure and fault-tolerant design of IGBT power electronic converters - an overview“. In: *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (2013), S. 507–513.
- [F16] B. Mirafzal. „Survey of Fault-Tolerance Techniques for Three-Phase Voltage Source Inverters“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 61.10 (2014), S. 5192–5202.
- [F17] S. Bolognani, M. Zordan und M. Zigliotto. „Experimental fault-tolerant control of a PMSM drive“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 47.5 (2000), S. 1134–1141.

- [F18] M. Beltrao de Rossiter Correa, C. Brandao Jacobina, E. Cabral da Silva und A. Nogueira Lima. „An induction motor drive system with improved fault tolerance“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 37.3 (2001), S. 873–879.
- [F19] M. Bianchi, S. Bolognani, M. Zigliotto und M. Zordan. „Innovative remedial strategies for inverter faults in IPM synchronous motor drives“. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 18.2 (2003), S. 306–314.
- [F20] I. Bolvashenkov, J. Kammermann, T. Lahlou und H. Herzog. „Comparison and choice of a fault tolerant inverter topology for the traction drive of an electrical helicopter“. In: *2016 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles and International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)* (2016), S. 1–6.
- [F21] B. Sarlioglu und C. Morris. „More Electric Aircraft: Review, Challenges, and Opportunities for Commercial Transport Aircraft“. In: *IEEE Transactions on Transportation Electrification* 1.1 (2015), S. 54–64.
- [F22] W. Cao, B. Mecrow, G. Atkinson, J. Bennett und D. Atkinson. „Overview of Electric Motor Technologies Used for More Electric Aircraft (MEA)“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59.9 (2012), S. 3523–3531.
- [F23] S. Foitzik und M. Doppelbauer. „Analytical Model of a Six-Phase PMSM for the Simulation of Stator Winding Faults on Turn Level“. In: *2019 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)* (2019), S. 185–191.
- [F24] P. Lezana, J. Pou, T. Meynard, J. Rodriguez, S. Ceballos und F. Richardeau. „Survey on Fault Operation on Multilevel Inverters“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57.7 (2010), S. 2207–2218.
- [F25] M. Li, J. Gong, H. Wang, P. Dai und C. Wei. „A fault tolerant control for modular multilevel converter under submodule fault conditions“. In: *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (2017), S. 3155–3160.
- [F26] J. Falck, M. Andresen und M. Liserre. „Active methods to improve reliability in power electronics“. In: *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (2017), S. 7923–7928.

- [F27] A. Soldati, C. Concari, F. Dossena, D. Barater, F. Iannuzzo und F. Blaabjerg. „Active thermal control for reliability improvement of MOS-gated power devices“. In: *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (2017), S. 7935–7940.
- [F28] B. Wang, L. Zhou, Y. Zhang und P. Sun. „A method of active junction temperature control for IGBT“. In: *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (2017), S. 7917–7922.
- [F29] M. Andresen, K. Ma, G. Buticchi, J. Falck, F. Blaabjerg und M. Liserre. „Junction Temperature Control for More Reliable Power Electronics“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 33.1 (2018), S. 765–776.
- [F30] D. Mather. „The Maintenance Scorecard: Creating Strategic Advantage“. In: *Industrial Press. EngineeringPro collection* (2005).
- [F31] „Zustandsbasierte prädiktive Instandhaltung“. In: *Projektwebsite des Fraunhofer-Instituts für Verkehrs- und Infrastruktursysteme IVI* (Feb. 2022). URL: <https://www.ivifraunhofer.de/de/forschungsfelder/zivilschutz-und-sicherheit/infrastrukturmanagement/zustandsbasierte-praediktive-instandhaltung.html>.
- [F32] M. Levin und T. Kalal. „Improving Product Reliability: Strategies and Implementation“. In: *Wiley* (2003), S. 48.
- [F33] W. Boll und T. Glas. „Zuverlässigkeit durch vorausschauende Wartung“. In: *Antriebstechnik - Das Magazin* (Nov. 2019), S. 88.
- [F34] H. R. Zeller. „Cosmic ray induced breakdown in high voltage semiconductor devices, microscopic model and phenomenological lifetime prediction“. In: *Proceedings of the 6th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs* (1994), S. 339–340.
- [F35] R. Prado und C. Gajo. „Power semiconductor failures due to cosmic rays“. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)* (2017), S. 1–6.
- [F36] K. Fischer, T. Stalin, H. Ramberg, J. Wenske, G. Wetter, R. Karlsson und T. Thiringer. „Field-Experience Based Root-Cause Analysis of Power-Converter Failure in Wind Turbines“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.5 (2015), S. 2481–2492.
- [F37] K. Fischer u. a. „Zuverlässige Leistungselektronik für Windernergieanlagen“. In: *Abschlussbericht zum Fraunhofer-Innovationscluster Leistungselektronik für regenerative Energieversorgung* (2018), S. 9–20.

- [F38] E. Elsayed. „Reliability Engineering“. In: *Wiley* (2020).
- [F39] J. Lutz. „Halbleiter-Leistungsbauelemente - Physik, Eigenschaften, Zuverlässigkeit“. In: *Springer Vieweg* (2012), S. 17.
- [F40] M. Sattler. „Materiallösungen für die Leistungselektronik - Bedeutung der Aufbau- und Verbindungstechnik“. In: *ATZelektronik* (Aug. 2016).
- [F41] X. Perpiñal, L. Navarro, X. Jordàl, M. Vellvehi, J. Serviere und M. Mermet-Guyennet. „Reliability and Lifetime Prediction for IGBT Modules in Railway Traction Chains“. In: (März 2012).
- [F42] M. Ciappa. „Selected failure mechanisms of modern power modules“. In: *Microelectronics Reliability* 42 (2002), S. 653–667.
- [F43] U. Choi, F. Blaabjerg, S. Jørgensen, S. Munk-Nielsen und B. Ranestad. „Reliability Improvement of Power Converters by Means of Condition Monitoring of IGBT Modules“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 32.10 (2017), S. 7990–7997.
- [F44] M. A. Eleffendi und C. M. Johnson. „In-Service Diagnostics for Wire-Bond Lift-off and Solder Fatigue of Power Semiconductor Packages“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 32.9 (2017), S. 7187–7198.
- [F45] B. Ji, V. Pickert, W. Cao und B. Zahawi. „In Situ Diagnostics and Prognostics of Wire Bonding Faults in IGBT Modules for Electric Vehicle Drives“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 28.12 (2013), S. 5568–5577.
- [F46] K. Pedersen. „IGBT Module Reliability. Physics-of-Failure based Characterization and Modelling“. In: *PhD thesis in Aalborg University Denmark* (Dez. 2014).
- [F47] N. Patil, D. Das, K. Goebel und M. Pecht. „Failure Precursors for Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs)“. In: *IET Seminar Digest 2008* (Jan. 2008).
- [F48] M. Denk, M. Bakran und S. Schafferhans. „Case Sensitive Condition Monitoring of an IGBT Inverter in a Hybrid Car“. In: *CIPS 2016; 9th International Conference on Integrated Power Electronics Systems* (2016), S. 1–6.
- [F49] A. Morozumi, K. Yamada, T. Miyasaka und Y. Seki. „Reliability of power cycling for IGBT power semiconductor modules“. In: *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)* 3 (2001), S. 1912–1918.

- [F50] O. Schilling, M. Schäfer, K. Mainka, M. Thoben und F. Sauerland. „Power cycling testing and FE modelling focussed on Al wire bond fatigue in high power IGBT modules“. In: *Microelectronics Reliability* 52.9 (2012). Special Issue 23rd European Symposium on the Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis, S. 2347–2352.
- [F51] C. Zorn und N. Kaminski. „Temperature–humidity–bias testing on insulated-gate bipolartransistor modules – failure modes and acceleration due to high voltage“. In: *IET Power Electronics* 8 (Dez. 2015).
- [F52] E. Hering, K. Bressler und J. Gutekunst. „Elektronik für Ingenieure und Naturwissenschaftler“. In: *Springer Vieweg, Berlin, Heidelberg* (2014), S. 128.
- [F53] H. Wang und F. Blaabjerg. „Reliability of Capacitors for DC-Link Applications in Power Electronic Converters: An Overview“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 50.5 (Okt. 2014), S. 3569 – 3578. ISSN: 0093-9994.
- [F54] P. Eyerer und H. Schüle. „Polymer Engineering 1“. In: *Springer Vieweg* (2020).
- [F55] P. Venet, F. Perisse, M. H. El-Husseini und G. Rojat. „Realization of a smart electrolytic capacitor circuit“. In: *IEEE Industry Applications Magazine* 8.1 (2002), S. 16–20.
- [F56] X. Pu, T. H. Nguyen, D. Lee, K. Lee und J. Kim. „Fault Diagnosis of DC-Link Capacitors in Three-Phase AC/DC PWM Converters by Online Estimation of Equivalent Series Resistance“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 60.9 (2013), S. 4118–4127.
- [F57] A. M. Imam, D. M. Divan, R. G. Harley und T. G. Habetler. „Real-Time Condition Monitoring of the Electrolytic Capacitors for Power Electronics Applications“. In: *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition* (2007), S. 1057–1061.
- [F58] M. L. Gasperi. „Life prediction modeling of bus capacitors in AC variable-frequency drives“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 41.6 (2005), S. 1430–1435.
- [F59] Y. Chen, H. Wu, M. Chou und K. Lee. „Online Failure Prediction of the Electrolytic Capacitor for LC Filter of Switching-Mode Power Converters“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55.1 (2008), S. 400–406.

- [F60] K. Harada, A. Katsuki und M. Fujiwara. „Use of ESR for deterioration diagnosis of electrolytic capacitor“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 8.4 (1993), S. 355–361.
- [F61] A. M. R. Amaral und A. J. Marques Cardoso. „A non-invasive technique for fault diagnosis of SMPS“. In: *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference* (2008), S. 2097–2102.
- [F62] G. M. Buiatti, J. A. Martín-Ramos, C. H. Rojas Garcia, A. M. R. Amaral und A. J. Marques Cardoso. „An Online and Noninvasive Technique for the Condition Monitoring of Capacitors in Boost Converters“. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 59.8 (2010), S. 2134–2143.
- [F63] M. A. Vogelsberger, T. Wiesinger und H. Ertl. „Life-Cycle Monitoring and Voltage-Managing Unit for DC-Link Electrolytic Capacitors in PWM Converters“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 26.2 (2011), S. 493–503.
- [F64] D. Lee, K. Lee, J. Seok und J. Choi. „Online capacitance estimation of DC-link electrolytic capacitors for three-phase AC/DC/AC PWM converters using recursive least squares method“. In: *IEEE Proceedings on Electronic Power Applications* 152.6 (Nov. 2005), S. 1503–1508.
- [F65] G. M. Buiatti, J. A. Martín-Ramos, A. M. R. Amaral, P. Dworakowski und A. J. M. Cardoso. „Condition Monitoring of Metallized Polypropylene Film Capacitors in Railway Power Trains“. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 58.10 (2009), S. 3796–3805.
- [F66] A. Wechsler, B. C. Mecrow, D. J. Atkinson, J. W. Bennett und M. Benarous. „Condition Monitoring of DC-Link Capacitors in Aerospace Drives“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 48.6 (2012), S. 1866–1874.
- [F67] H. Soliman, H. Wang und F. Blaabjerg. „Capacitance Estimation for DC-link Capacitors in a Back-to-Back Converter Based on Artificial Neural Network Algorithm“. In: *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* (Okt. 2017).
- [F68] R. Minkner und J. Schmid. „Technologie der Messwandler - Strom- und Spannungsmessung und Isolationssysteme“. In: *Springer Vieweg* (2021), S. 63.
- [F69] U. Probst. „Servoantriebe in der Automatisierungstechnik“. In: *Springer Vieweg, Wiesbaden* (2016).

- [F70] T. Tille. „Automobil-Sensorik 2 - Systeme, Technologien und Applikationen“. In: *Springer Vieweg, Berlin, Heidelberg* (2018).
- [F71] H. Tschöke, P. Gutzmer und T. Pfund. „Elektrifizierung des Antriebsstrangs“. In: *Springer Vieweg* (2019).
- [F73] D. W. Brown, M. Abbas, A. Ginart, I. N. Ali, P. W. Kalgren und G. J. Vachtsevanos. „Turn-Off Time as an Early Indicator of Insulated Gate Bipolar Transistor Latch-up“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 27.2 (2012), S. 479–489.
- [F74] D. Xiang, S. Yang, L. Ran, P. Tavner, A. Bryant und P. Mawby. „Change of terminal characteristics of a Voltage-source-inverter (VSI) due to semiconductor device degradation“. In: *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications* (2009), S. 1–10.
- [F75] P. O’Connor, R. W. Cox und J. M. Anderson. „Near real-time incipient fault detection in IGBT switches“. In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (2014), S. 4484–4491.
- [F76] S. Weber, M. Schlüter, D. Borowski und A. Mertens. „Simple analog detection of turn-off delay time for IGBT junction temperature estimation“. In: *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* (2016), S. 1–7.
- [F77] A. Brunko, W. Holzke, H. Groke, B. Orlik und N. Kaminski. „Model-Based Condition Monitoring of Power Semiconductor Devices in Wind Turbines“. In: *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)* (2019), S. 1–9.
- [F78] K. B. Pedersen und K. Pedersen. „Dynamic Modeling Method of Electro-Thermo-Mechanical Degradation in IGBT Modules“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* (2016).
- [F79] T. Jo. „Machine Learning Foundations: Supervised, Unsupervised, and Advanced Learning“. In: *Springer International Publishing* (2021).
- [F80] C. Olivares, R. Rahman, C. Stankus, J. Hampton, A. Zedwick und M. Ahmed. „Predicting Power Electronics Device Reliability under Extreme Conditions with Machine Learning Algorithms“. In: *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability* (2021).

- [F81] H. Soliman, I. Abdelsalam, H. Wang und F. Blaabjerg. „Artificial Neural Network based DC-link Capacitance Estimation in a Diode-bridge Front-end Inverter System“. In: *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEEC 2017 - ECCE Asia)* (2017), S. 196–201.
- [F82] A. A. Patel. „Hands-On Unsupervised Learning Using Python“. In: *O’Reilly UK Ltd.* (2019).
- [F83] M. Al-Greer, M. Armstrong, M. Ahmeid und D. Giaouris. „Advances on System Identification Techniques for DC–DC Switch Mode Power Converter Applications“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* (2019).
- [F84] J. Poon, P. Jain, M. Ahmeid, I. Konstantakopoulos, C. Spanos, S. Panda und S. Sanders. „Model-Based Fault Detection and Identification for Switching Power Converters“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* (2017).
- [F85] P. Jain, J. Poon, J. Singh, C. Spanos, S. Sanders und S. Panda. „A Digital Twin Approach for Fault Diagnosis in Distributed Photovoltaic Systems“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* (2020).
- [F86] E. Negri, L. Fumagalli und M. Macchi. „A Review of the Roles of Digital Twin in CPS-based Production Systems“. In: *Procedia Manufacturing* 11 (2017). 27th International Conference on Flexible Automation and Intelligent Manufacturing, FAIM2017, 27-30 June 2017, Modena, Italy, S. 939–948. ISSN: 2351-9789.
- [F87] Y. Peng, S. Zhao und H. Wang. „A Digital Twin Based Estimation Method for Health Indicators of DC–DC Converters“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* (2021).
- [F88] M. Biglarbegian, S. Mostafavi, S. Hauer, S. J. Nibir, N. Kim, R. Cox, und B. Parkhideh. „On Condition Monitoring of High Frequency Power GaN Converters with Adaptive Prognostics“. In: *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)* (2018).
- [F89] C. Bishop. „Pattern Recognition and Machine Learning“. In: *Springer-Verlag New York* (2006).
- [F91] F. Dörrscheidt, J. Meins, W. Latzel, R. Scheithauer und H. Weidenfelder. „Grundlagen der Regelungstechnik“. In: *Vieweg+Teubner Verlag* (2013), S. 289.

- [F92] E. Clarke. „Circuit Analysis of A-C Power Systems; Symmetrical and Related Components“. In: *Wiley* (1943).
- [F93] M. Braun. „Skriptum zur Vorlesung ”Regelung elektrischer Antriebe““. In: *Karlsruher Institut für Technologie (KIT) - Elektrotechnisches Institut (ETI)* (Sommersemester 2017), S. 56.
- [F94] R. H. Park. „Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I“. In: *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers* 48.3 (1929), S. 716–727.
- [F95] M. Reuter und S. Zacher. „Regelungstechnik für Ingenieure: Analyse, Simulation und Entwurf von Regelkreisen“. In: *Vieweg+Teubner* (2008), S. 118–125.
- [F96] D. Schröder und J. Böcker. „Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen“. In: *Springer Vieweg* (2021), S. 47–68.
- [F97] T. Gemaßner. „Effiziente und dynamische Drehmomenteinprägung in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten“. In: *KIT Scientific Publishing, Karlsruher Institut für Technologie (KIT)* (2015), S. 98.
- [F98] J. Richter. „Modellbildung, Parameteridentifikation und Regelung hoch ausgenutzter Synchronmaschinen“. In: *KIT Scientific Publishing, Karlsruher Institut für Technologie (KIT)* (2016).
- [F99] A. Mertins. „Signaltheorie - Grundlagen der Signalbeschreibung, Filterbänke, Wavelets, Zeit-Frequenz-Analyse, Parameter- und Signalschätzung“. In: *Springer Vieweg* (2020), S. 165.
- [F100] W. Briggs und E. Henson. „An Owners Manual for the DFT“. In: *Siam, Philadelphia* (1995).
- [F101] A. Mahalanobis. „Prasanta Chandra Mahalanobis“. In: *National Biography, National Book Trust, India* (1983).
- [F102] K. Backhaus, B. Erichson, W. Plinke und R. Weiber. „Multivariate Analysemethoden - Eine anwendungsorientierte Einführung“. In: *Springer Gabler* (2018).
- [F103] M. Hubert und M. Debruyne. „Minimum covariance determinant“. In: *2009 John Wiley and Sons 2* (2010), S. 1503–1508.
- [F104] P. Rousseeuw und K. Driessen. „A Fast Algorithm for the Minimum Covariance Determinant Estimator“. In: *Technometrics* 41 (Aug. 1999), S. 212–223.

- [F105] G. Pison, S. Van Aelst und G. Willems. „Small sample corrections for LTS and MCD“. In: *Metrika* 55 (Apr. 2002), S. 111–123.
- [F110] C. Herrmann, T. Becker und W. Neubauer. „Wissenschaftssymposium Komponente - Thema: Energie- und Ressourceneffizienz“. In: *Logos Verlag Berlin* (2015), S. 49.
- [F114] „CKSR 75-NP“. In: *Homepage von LEM* (Apr. 2021). URL: <https://www.lem.com/en/cksr-75np>.
- [F117] M. Meisser, M. Schmenger und T. Blank. „Parasitics in Power Electronic Modules: How parasitic inductance influences switching and how it can be minimized“. In: *Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management* (2015), S. 1–8.

Eigene Veröffentlichungen

- [E90] F. Yüce. *FPGA Programmierung und Simulation einer Steuerungs- und Regelungssoftware für einen 3-Level Stromrichter mit aktivem Zwischenkreis-Balancing*. Masterarbeit am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT), Mai 2017, S. 13–23.
- [E106] F. Yüce und M. Hiller. *Investigation of Bond Wire Lift-Off by Analyzing the Controller Output Voltage Harmonics for the Purpose of Condition Monitoring*. 2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe), Sep. 2020, S. 1–10.
- [E115] F. Yüce und M. Hiller. *Condition Monitoring of Power Semiconductors by Means of the Controller Output Voltage Harmonics*. PCIM Europe digital days 2021; International Exhibition, Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy und Energy Management, Mai 2021, S. 1–8.
- [E116] F. Yüce und M. Hiller. *Condition Monitoring of Power Electronic Systems through Data Analysis of Measurement Signals and Control Output Variables*. IEEE Journal of Emerging und Selected Topics in Power Electronics, Nov. 2021, S. 1–14.

Betreute studentische Arbeiten

- [S107] M. Margeta. „Zustandsüberwachung des Zwischenkreiskondensators mithilfe eines selbstlernenden Algorithmus“. Bachelorarbeit. Elektrotechnisches Institut (ETI) am Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Dez. 2018.
- [S108] M. Margeta. „Entwurf und Validierung von Fehlererkennungsmodellen anhand von realen Daten am Prüfstand“. Masterarbeit. Elektrotechnisches Institut (ETI) am Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Apr. 2021.
- [S109] T. Kappler. „Untersuchung von verschiedenen Datenanalyse- und maschinellen Lernverfahren für die Fehlererkennung von Halbleitern“. Bachelorarbeit. Elektrotechnisches Institut (ETI) am Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Dez. 2019.
- [S111] Pascal Giraud. „Aufbau und Inbetriebnahme eines Stromrichterprüfstandes zur Fehlererkennung von Halbleiter-Leistungsbau-elementen“. Masterarbeit. Elektrotechnisches Institut (ETI) am Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Okt. 2019.
- [S112] R. Köhnlein. „Entwurf und Validierung eines thermischen Modells für ein IGBT-Modul“. Bachelorarbeit. Elektrotechnisches Institut (ETI) am Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Juli 2020.

Datenblätter und Applikationshinweise

- [D72] *LEM-Wandler CKSR 75-NP*. Feb. 2021. URL: https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/cksr_75-np.pdf.
- [D113] *IGBT-Module FS75R12KT4-B15*. 2013. URL: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FS75R12KT4_B15-DS-v03_00-EN.pdf?fileId=db3a30431a47d73d011a4964ea8d0126.

Lebenslauf

Stand: September 2022

Name	Firat Yüce
Geburtsdatum	28. Dezember 1991
Geburtsort	Geislingen an der Steige
Staatsangehörigkeit	deutsch
seit 06 / 2017	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)
05 / 2017	Master of Science in Elektrotechnik und Informationstechnik am Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
09 / 2014	Bachelor of Science in Elektrotechnik und Informationstechnik am Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
07 / 2011	Abitur am Michelberg-Gymnasium, Geislingen an der Steige