

Fortschritt-Berichte VDI

VDI

Reihe 21

Elektrotechnik

Nr. 421

Dipl.-Ing. Wilfried Holzke,
Bremen

Entwicklung eines Messsystems für Feldmessungen in Windenergieanlagen und echtzeitfähige Implementierung eines Lebensdauermodells zur Zustandsüberwachung von Leistungshalbleitern



Berichte des Instituts für elektrische
Antriebe, Leistungselektronik und
Bauelemente der Universität Bremen

Entwicklung eines Messsystems für Feldmessungen in Windenergieanlagen und echtzeitfähige Implementierung eines Lebensdauermodells zur Zustandsüberwachung von Leistungshalbleitern

Vom Fachbereich für Physik und Elektrotechnik
der Universität Bremen

zur Erlangung des akademischen Grades eines
DOKTOR-INGENIEUR (Dr.-Ing.)
genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Wilfried Holzke
aus Bremen

Referent: Prof. Dr.-Ing. Bernd Orlik
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Jan Wenske
Eingereicht am: 30. 04. 2020
Tag des Promotionskolloquiums: 01. 07. 2020

Fortschritt-Berichte VDI

Reihe 21

Elektrotechnik

Dipl.-Ing. Wilfried Holzke,
Bremen

Nr. 421

Entwicklung eines
Messsystems für
Feldmessungen in
Windenergieanlagen
und echtzeitfähige
Implementierung eines
Lebensdauermodells zur
Zustandsüberwachung
von Leistungshalbleitern



Berichte des Instituts für elektrische
Antriebe, Leistungselektronik und
Bauelemente der Universität Bremen

Holzke, Wilfried

Entwicklung eines Messsystems für Feldmessungen in Windenergieanlagen und echtzeitfähige Implementierung eines LebensdauermodeLLs zur Zustandsüberwachung von Leistungshalbleitern

Fortschr.-Ber. VDI Reihe 21 Nr. 421. Düsseldorf: VDI Verlag 2020.

160 Seiten, 80 Bilder, 3 Tabellen.

ISBN 978-3-18-342121-3, ISSN 0178-9481,

€ 57,00/VDI-Mitgliederpreis € 51,30.

Für die Dokumentation: Messsystem – Langzeitmessung – Auswertung – Windenergieanlage – Leistungshalbleiter – Lebensdauer – Zustandsüberwachung

Die vorliegende Arbeit wendet sich an Ingenieurinnen und Ingenieure sowie Wissenschaftlerinnen und Wissenschaftler im Bereich der Messtechnik für Windenergieanlagen und der Zustandsüberwachung von in Frequenzumrichtern eingesetzten Leistungshalbleitern. Sie befasst sich mit der Entwicklung eines Messsystems, welches in eine Datenerfassungs- und eine Datenablageeinheit aufgeteilt ist, wobei beide Einheiten über einen Feldbus verbunden sind. Mit dem Messsystem können Langzeitaufzeichnungen durchgeführt werden, wobei Spannung, Strom, Temperatur und Feuchte mit unterschiedlichen Abtastraten erfasst werden können. Die erhobenen Messdaten werden hinsichtlich der Betriebsbedingungen der Leistungshalbleiter ausgewertet. Weiterhin wird ein Modell zur Abschätzung der Restlebensdauer echtzeitfähig implementiert. Das Modell berücksichtigt sowohl thermomechanische als auch elektrochemische Effekte. Mit der Implementierung des Modells wird das Messsystem zu einem Zustandsüberwachungssystem erweitert.

Bibliographische Information der Deutschen Bibliothek

Die Deutsche Bibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliographie; detaillierte bibliographische Daten sind im Internet unter www.dnb.de abrufbar.

Bibliographic information published by the Deutsche Bibliothek

(German National Library)

The Deutsche Bibliothek lists this publication in the Deutsche Nationalbibliographie (German National Bibliography); detailed bibliographic data is available via Internet at www.dnb.de.

Dissertation Universität Bremen

© VDI Verlag GmbH · Düsseldorf 2020

Alle Rechte, auch das des auszugsweisen Nachdruckes, der auszugsweisen oder vollständigen Wiedergabe (Fotokopie, Mikrokopie), der Speicherung in Datenverarbeitungsanlagen, im Internet und das der Übersetzung, vorbehalten.

Als Manuskript gedruckt. Printed in Germany.

ISSN 0178-9481

ISBN 978-3-18-342121-3

Vorwort

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für elektrische Antriebe, Leistungselektronik und Bauelemente (IALB) der Universität Bremen.

An erster Stelle möchte ich meinem Doktorvater Herrn Professor Dr.-Ing. Bernd Orlik für die zahlreichen Anregungen und Diskussionen im Rahmen meiner Promotion danken. Ohne ihn wäre diese Arbeit nicht möglich gewesen. Darüber hinaus danke ich für das Vertrauen und die Möglichkeit, viele interessante Projekte am Institut bearbeiten zu können, was ebenfalls zu dieser Arbeit beigetragen hat.

Meinem Korreferenten Herrn Professor Dr.-Ing. Jan Wenske danke ich für das Interesse an dieser Arbeit und die nützlichen Hinweise.

Frau Professorin Dr.-Ing. Johanna Myrzik und Herrn Professor Dr.-Ing. Nando Kaminski danke ich ebenfalls für das Interesse an dieser Arbeit und die Übernahme der Prüfertätigkeit.

Für die stets gute Zusammenarbeit danke ich allen Kolleginnen und Kollegen sowie Mitarbeiterinnen und Mitarbeitern des IALB, des Bremer Centrums für Mechatronik (BCM), der Firma Breuer-Motoren, der Firma Deutsche Windguard sowie des Fraunhofer-Instituts für Windenergiesysteme (IWES).

Mein Dank gilt zudem den zahlreichen Studierenden, die ich im Rahmen ihrer verschiedenen Arbeitsvorhaben betreuen durfte, welche mit ihrem engagierten Arbeitseinsatz ebenfalls einen Beitrag geleistet haben.

Im Besonderen danke ich Herrn Dr.-Ing. Matthias Joost für die gute Zusammenarbeit in zahlreichen Forschungsprojekten und die Möglichkeit auf sein großes Wissen beispielsweise im Bereich der Modellbildung und Regelungstechnik zurückgreifen zu dürfen.

Herrn Dr.-Ing. Holger Raffel danke ich für die stets gute Zusammenarbeit beim Bearbeiten verschiedener Forschungsprojekte, deren Ergebnisse ebenso einen Beitrag zu dieser Arbeit geleistet haben.

Herrn Dipl.-Ing. (FH) Guido Schwerdtfeger danke ich für die Unterstützung beim Aufbau der Messsysteme und bei der Wartung der Datenablagesysteme.

Bei Frau Elke Krüger möchte ich mich für die Unterstützung bei jeglichen Verwaltungsaufgaben und das Korrekturlesen dieser Arbeit bedanken.

Herrn Dipl.-Ing. Steffen Menzel danke ich für die vielen fachübergreifenden Diskussionen und seine Hilfsbereitschaft.

Mein persönlicher Dank gilt meiner Familie für die Zeit und die Unterstützung beim Anfertigen dieser Arbeit.

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	III
Inhaltsverzeichnis	V
Formelzeichen und Abkürzungen	VIII
1 Einleitung	1
2 Stand der Forschung und Technik	3
3 Aufbau von Windenergieanlagen und Windparks	9
4 Allgemeines Messkonzept	18
4.1 Messpunkte an einer WEA	19
4.1.1 Messverfahren	21
4.2 Anforderungen an das Messsystem	27
5 Aufbau des Messsystems	29
5.1 Hardware	30
5.1.1 Analog/Digital-Umsetzer	31
5.1.2 Digitaler Signalprozessor und Mikrorechnerkarte	32
5.1.3 EtherCAT-Feldbus und Interface	33
5.1.4 Kommunikationszeiten	35
5.1.5 FPGA basierte Messwerterfassung	36
5.1.6 Industrie-PC	39
5.2 Software	39
5.2.1 Software für den digitalen Signalprozessor	41
5.2.2 Betriebssystem und Echtzeiterweiterung für den Industrie-PC	43
5.2.3 EtherCAT-Master und Konfiguration	44
5.2.4 Kommunikationsmodul und Echtzeitaufgabe	45
5.2.5 Synchronisierung der Kommunikation	45
5.2.6 Programm zur Datenablage und Datenformate	51
5.3 Automatisiertes Starten und Stoppen	53

5.4	Fernwartung	53
6	Planung und Durchführung der Feldmessung.....	55
6.1	Begehung des Windparks und einer Windenergieanlage.....	55
6.2	Auswahl von spezifischen Messpunkten	56
6.3	Anpassung des Allgemeinen Messkonzeptes	57
6.3.1	Auswahl der Messmittel	60
6.4	Integration der Komponenten in einen Schaltschrank	62
6.5	Installation der Messsysteme in den WEA	63
6.6	Aufzeichnung der Messdaten und Datenablage	65
7	Auswertung der Messdaten und Modellbildung	66
7.1	Auswertung der Messdaten	66
7.1.1	Spannung und Strom	66
7.1.2	Temperatur und Feuchte	77
7.1.3	Blitzereignisse	83
7.2	Modellbildung	84
7.2.1	Modellierung des Verhaltens einer WEA am Netz	84
7.2.2	Simulation des thermischen Verhaltens der IGBTs.....	88
7.2.3	Nutzung eines Rechnerverbunds zur verteilten Simulation eines Windparks	98
8	Modellbasierte Zustandsüberwachung	103
8.1	Beschreibung des Modells	103
8.1.1	Berechnung des Lebensdauerverbrauchs	104
8.1.2	Ermittlung der Schaltereignisse	108
8.1.3	Berechnung der Schaltverluste	109
8.1.4	Berechnung des thermischen Modells	109
8.1.5	Bestimmung der Temperaturzyklen	110
8.2	Umsetzung und Integration der Zustandsüberwachung	114
8.2.1	Implementierung auf dem Messsystem	114

8.2.2	Implementierung auf der Steuerung eines Frequenzumrichters	118
8.3	Einsatz- und Integrationsmöglichkeiten	119
9	Zusammenfassung & Ausblick	122
10	Literaturverzeichnis	125
10.1	Fachliteratur	125
10.2	Datenblätter	144
10.3	Software	145
	Änderungen	146

Formelzeichen und Abkürzungen

Abkürzung		Einheit
A	Querschnittsfläche	m^2
	Anpassungskonstante der Arrhenius-Gleichung	
C	Kapazität	F
C_{th}	Thermische Kapazität	J/K
C_{Th}	Thermische Kapazität Nr. n	J/K
C_{zk}	Zwischenkreiskapazität	F
C_{zk1}	Zwischenkreiskapazität 1	F
C_{zk2}	Zwischenkreiskapazität 2	F
D	Diode	
E_A	Aktivierungsenergie	J
$E_{V,\text{Schalt}}$	Verlustenergie beim Schalten eines IGBT	J
E_{th}	Wärmeenergie	J
I	Strom	A
I_C	Kollektor-Strom	A
I_{Eff}	Effektivwert eines Stromes	A
I_N	Netzstrom	A
$I_{\text{MW_N}}$	Mittelwert eines Stromes über folgende Werte	A
$I_{\text{MW_V}}$	Mittelwert eines Stromes über vorausgehende Werte	A
I_{N1}	Strom der Phase 1	A
I_{N2}	Strom der Phase 2	A
I_{N3}	Strom der Phase 3	A
I_{Rn}	Rotorstrom Nr. n	A
I_{Str}	Strangstrom	A
$I_{\text{V_N}}$	Varianz gemittelt über folgende Werte	
$I_{\text{V_V}}$	Varianz gemittelt über vorausgehende Werte	
I_n	Strom Nr. n	
$I(s)$	Strom im Laplace-Bereich	A

L	Induktivität	H
	Lebensdauer eines Bauelements	s
L_n	Induktivität Nr. n	H
	Lebensdauerverbrauch Nr. n	
L_D	Induktivität für den Hochsetzbetrieb	H
L_L	Lastinduktivität	H
L_N	Netzinduktivität	H
L_v	Lebensdauerverbrauch	
LV_{ges}	Gesamtlebensdauerverbrauch	
N	Anzahl, beispielsweise Windungen einer Spule	
N_f	Zyklen bis zum Versagen eines Bauteils	
P	Wirkleistung	W
P_V	Verlustleistung	W
P_{VD}	Verlustleistung einer Diode	W
P_{VT}	Verlustleistung eines Transistors	W
$P_{V,Leit}$	Durchlassverluste	W
$P_{V,Schalt}$	Schaltverluste	W
R_L	Lastwiderstand	Ω
R_n	Widerstand Nr. n	Ω
R_{th}	Thermischer Widerstand	K/W
R_{Tn}	Thermischer Widerstand Nr. n	K/W
RH	relative Feuchte	%
RH_n	relative Feuchte Nr. n	%
RH_u	relative Feuchte im Schaltschrank	%
RH_{Ref}	Referenzwert einer relativen Feuchte	%
$RH[k]$	Abtastwert einer relativen Feuchte	%
S	Schalter	
$S_{m,n}$	IGBT Nr. n des Stromrichters Nr. m	

T	Temperatur	°C
	absolute Temperatur	K
	Periodendauer	s
T _a	Abtastzeit	s
T _{Dn}	Temperatur der Schicht Nr. n einer Diode	°C
T _{Tn}	Temperatur der Schicht Nr. n eines Transistors	°C
T _J	Temperatur der Sperrsicht eines Halbleiters	°C
T _{J,M}	Mittelwert der Temperaturen T _{J,min} und T _{J,max}	°C
T _{J,max}	maximale Temperatur	°C
T _{J,min}	minimale Temperatur	°C
T _K	Temperatur eines Kühlkörpers	°C
T _n	Temperatur Nr. n	°C
T _U	Umgebungstemperatur im Schaltschrank	°C
T _W	Temperatur außerhalb der WEA	°C
T _{R(ρ)}	Rotationsmatrix	
T ₁	Temperatur 1	°C
T ₂	Temperatur 2	°C
T _{Ref}	Temperaturreferenzwert	°C
T[k]	Abtastwert einer Temperatur	°C
U	Spannung	V
U _A	Ausgangsspannung eines Messverstärkers	V
U _{A max}	Maximale Ausgangsspannung eines Messverstärkers	V
U _{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung	V
U _E	Eingangsspannung eines Messverstärkers	V
U _{E1}	Eingangsspannung 1 eines Messverstärkers	V
U _{E2}	Eingangsspannung 2 eines Messverstärkers	V
U _{Eff}	Effektivwert einer Spannung	V
U _{F,n}	Feldspannung Nr. n	V
U _i	induzierte Spannung	V
U _n	Spannung Nr. n	V
U _N	Netzspannung	V
U ₁₂	verkettete Spannung zwischen den Leitern 1 und 2	V
U ₂₃	verkettete Spannung zwischen den Leitern 2 und 3	V
X		

U_{31}	verkettete Spannung zwischen den Leitern 3 und 1	V
U_{N12}	verkettete Netzspannung zwischen den Leitern 1 und 2	V
U_{N23}	verkettete Netzspannung zwischen den Leitern 2 und 3	V
U_{N31}	verkettete Netzspannung zwischen den Leitern 3 und 1	V
U_{Ref}	Spannungsreferenzwert	V
\underline{U}_s	Spannungsvektor	V
$U_{S,n}$	Generatorklemmenspannung Nr. n	V
U_{Str}	Strangspannung	V
U_{ZK}	Zwischenkreisspannung an Kapazität C_{ZK}	V
U_{ZK1}	Teilzwischenkreisspannung an Kapazität C_{ZK1}	V
U_{ZK2}	Teilzwischenkreisspannung an Kapazität C_{ZK2}	V
U_α	Komponente des Spannungsvektors \underline{U}_s	V
U_β	Komponente des Spannungsvektors \underline{U}_s	V
U_d	Komponente des um einen Winkel gedrehten Vektors \underline{U}_s	V
U_q	Komponente des um einen Winkel gedrehten Vektors \underline{U}_s	V
$U(s)$	Spannung im Laplace-Bereich	V
$U[k]$	Abtastwert einer Spannung	V
V_N	Negatives Zwischenkreispotential	V
V_P	Positives Zwischenkreispotential	V
V_0	Neutralpunkt des Zwischenkreises	V
a_f	Beschleunigungsfaktor	
f	Frequenz	Hz
f_{A1}	Abtastfrequenz des DSP für Temperatur und Feuchte	Hz
f_{A2}	Abtastfrequenz des DSP für Spannung und Strom	Hz
f_{A3}	Abtastfrequenz des FPGA für Spannung und Strom	Hz
f_a	Abtastfrequenz	Hz
f_s	Signalfrequenz	Hz
f_b	Frequenz, bei der eine Begrenzung erfolgen muss	Hz
f_g	Grenzfrequenz eines Filters	Hz
k_B	Boltzmann-Konstante	J/K

m	Drehmoment	Nm
$m_{a,n}$	Antriebsmoment Nr. n	Nm
m_{Soll}	Solldrehmoment	Nm
n	Anzahl, beispielsweise Bitbreite eines Datenwortes	
t	Zeit	s
x, y	Anpassungskonstanten des Peck-Modells	
$u[k]$	Abtastwert einer Spannung	V
$u(t)$	Augenblickswert einer Spannung	V
α, β	Anpassungskonstanten des Coffin-Manson-Modells	
ΔT_J	Temperaturdifferenz	K
Δt	Zeitdifferenz	s
ω	Kreisfrequenz	s^{-1}
ω_N	Kreisfrequenz des elektrischen Netzes	s^{-1}
ω_0	Nennkreisfrequenz des elektrischen Netzes	s^{-1}
μ_0	magnetische Feldkonstante	$VsA^{-1}m^{-1}$
ρ	Winkel des elektrischen Netzes	°
Φ	Wärmestrom	W
ASM	Asynchronmaschine	
ASG	Asynchrongenerator	
ASIC	Anwendungsspezifische integrierte Schaltung	
BMWi	Bundesministerium für Wirtschaft und Energie	
CMS	Condition Monitoring System	
CPU	Central Processing Unit	
CSV	Comma Separated Values	
DASG	Doppeltgespeister Asynchrongenerator	
DFÜ	Datenfernübertragung	
DSP	Digitaler Signalprozessor	
EESG	Elektrisch erregter Synchrongenerator	
EtherCAT	Ethernet for Control Automation Technology	

ESI	EtherCAT Slave Information
ETG	EtherCAT Technology Group
FIFO	First In - First Out
FPGA	Field Programmable Gate Array
FU	Frequenzumrichter
GSM	Global Systems for Mobile Communications
HDD	Hard-Disk-Drive
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IPC	Industrie-PC
ISR	Interrupt Service Routine
MMC	Multi-Modular-Converter
NAS	Network Attached Storage
NPC	Neutral Point Clamped
PC	Personal Computer
PCT	Power-Cycle-Test
PLC	Programmable Logic Controller
PMSG	permanent erregter Synchrongenerator
RAM	Random Access Memory
RIFF	Resource Interchange File Format
RMS	Root Mean Square
ROM	Read Only Memory
SCADA	Supervisory Control and Data Acquisition
SPI	Serial Peripheral Interface
SPS	speicherprogrammierbare Steuerung
SSD	Solid-State-Drive
SSH	Secure Shell
THB	Temperature-Humidity-Bias
TSEP	Temperature Sensitive Electrical Parameters
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
USB	Universal Serial Bus
WEA	Windenergieanlage(n)

1 Einleitung

Die Energieversorgung wird zunehmend auf regenerative Energieträger umgestellt. Mit Windenergie- und Photovoltaikanlagen werden Wind- und Solarenergie mit Hilfe von Generatoren und Solarzellen in elektrische Energie umgewandelt. Die elektrische Energie wird dann beispielsweise in industriellen Anlagen und in der öffentlichen Versorgung zur Erzeugung von Bewegung, Wärme oder Licht eingesetzt. Von wesentlicher Bedeutung hierbei ist, dass das elektrische Netz keine Energie speichern kann, d. h. benötigte Energie muss zu dem Zeitpunkt erzeugt werden, in dem sie verbraucht wird. Der immer weiter steigende Anteil regenerativer Energieerzeuger bedeutet eine Herausforderung für die Stabilität der Netze, da Wind und Sonne nicht durchgängig und nicht an jedem Standort gleichermaßen zur Verfügung stehen. Soll aber eine überwiegende Nutzung regenerativer Energiequellen erfolgen, so ist es erforderlich, dass sich diese Erzeuger an der Stabilisierung des Netzes durch zuverlässige und berechenbare Bereitstellung von Energie beteiligen. Grundvoraussetzung für die Erfüllung aller an die Energieerzeuger gestellten Anforderungen ist somit deren einwandfreie Funktion. Um einem ungeplanten Anlagenausfall vorzubeugen, werden regelmäßig Wartungen durchgeführt. Durch eine Zustandsüberwachung der Anlage können sich abzeichnende Schäden im Rahmen dieser geplanten Wartungen behoben werden. Dadurch können ungeplante Ausfälle verhindert werden.

Ein wesentlicher Faktor, beim Ausfall von regenerativen Energieerzeugern sind Schäden im Frequenzumrichter, welcher zur Einspeisung von Energie in das elektrische Netz benötigt wird. Die Hauptkomponenten des Leistungsteils des Frequenzumrichters sind Leistungshalbleiterschalter. Diese Bauelemente, in der Leistungselektronik vorwiegend IGBTs, unterliegen durch den Betrieb einer Degradation, d. h. einer langsamen, fortschreitenden Schädigung durch Alterung aufgrund von wechselnden mechanischen und elektrischen Belastungen. Das Ausmaß dieser Degradation wird wesentlich durch die Umgebungsbedingungen beeinflusst. Die Folge eines defekten Bauteils ist im besten Fall nur ein Abschalten des Frequenzumrichters. Häufig kommt es jedoch neben der Zerstörung des Leistungshalbleiterbauelements auch zu weiteren Schäden an den Treibern oder den Zwischenkreiskondensatoren. Unabhängig von der Ursache ist die Folge immer ein Stillstand der Anlage. Der zeitliche Umfang und finanzielle Aufwand sind bei

ungeplanten Reparaturen meist größer als bei geplanten Wartungen. Besonders bei Offshore-Windenergieanlagen kommt der durchaus aufwendige Zulieferweg hinzu. Würde es gelingen, sich abzeichnende Schäden in Leistungshalbleitern vorher zu erkennen und diese Komponenten vor ihrem Ausfall in Rahmen vorbeugender Wartung zu ersetzen, könnten sowohl Folgeschäden als auch ungeplante Stillstandzeiten vermieden werden. Dies wiederum würde zu einer zuverlässigeren Energieversorgung führen, die Wirtschaftlichkeit der Anlagen erhöhen und somit auch die Energiebereitstellungskosten senken.

Eine Lösung liegt in der Zustandsüberwachung der Leistungshalbleiter, um beim Überschreiten vorher definierter typspezifischer Grenzwerte ein entsprechendes Eingreifen zu veranlassen. Während bei mechanischen Komponenten, wie z. B. dem Getriebe als Teil des Triebstrangs in Windenergieanlagen, bereits Geräte zur Feststellung eines Degradationsgrades existieren, gibt es derartige Geräte für die Überwachung von Leistungshalbleitern in industriell gefertigten Frequenzumrichtern derzeit noch nicht. Das Ziel aktueller Forschung ist es, Ursachen für die Degradation zu erkennen, um diese bestimmen zu können. Zuverlässige Methoden können dann zukünftig in Geräten zur Zustandsüberwachung für Leistungshalbleiter implementiert oder in bestehenden Anlagen nachgerüstet werden.

Der Arbeit zugrunde liegt das Projekt „Herstellerunabhängiges Retrofitting und Restlebensdauerbewertung der Leistungselektronik von Windenergieanlagen mit doppeltgespeistem Asynchrongenerator“, kurz „WEA-Retrofit“, gefördert durch das BMWi [1]. Im Rahmen des Projektes wurden am IALB Feldmessungen in Windenergieanlagen geplant, durchgeführt und ausgewertet, mit dem Ziel, die realen Betriebsbedingungen von Leistungshalbleitern in Windenergieanlagen zu untersuchen. Dazu wurde zunächst ein Messsystem konzipiert, aufgebaut und installiert. Im Verlauf des Projektes wurde weiterhin eine echtzeitfähige Implementierung eines Modells zur Abschätzung der Restlebensdauer von Leistungshalbleitern umgesetzt.

2 Stand der Forschung und Technik

Bauteile jeglicher Art unterliegen bei ihrer Nutzung im Allgemeinen einem Verschleiß [2]. Dies ist zunächst unabhängig davon, ob es sich um mechanische oder elektrische Komponenten handelt. Elektrische Geräte wie Frequenzumrichter, mechanische Komponenten wie Getriebe oder Generatoren, die sowohl aus elektrischen als auch mechanischen Komponenten bestehen, sind aus einzelnen Bauteilen aufgebaut. Sofern keine Redundanz vorhanden ist, führt das Versagen der Einzelteile zum Versagen der jeweiligen Baugruppe, aber meistens auch zu erheblichen Folgeschäden an anderen Bauteilen oder Baugruppen. Unabhängig vom Ausmaß des Schadens, führt dies zum Stillstand einer ganzen Anlage. Dies hat zur Folge, dass neben den Kosten für die Reparatur des defekten Bauteils und den möglicherweise ebenfalls beschädigten weiteren Bauteilen auch Verluste durch die ungeplanten Stillstandzeiten entstehen. Weiterhin sind kurzfristige, ungeplante Instandsetzungen im Allgemeinen teurer, verglichen mit Austauscharbeiten bei geplanten Wartungsintervallen.

In Bezug auf Ausfälle, sollen im Folgenden Windenergieanlagen (WEA) (s. Bild 2.1) betrachtet werden [3], welche zur Zeit den größten Beitrag im Bereich der regenerativen Energieerzeugung leisten.



Bild 2.1: Beispiel einer Windenergieanlage

Windenergieanlagen bestehen aus mechanischen und elektrischen Komponenten. Zu den mechanischen Komponenten zählen der Rotor mit im Allgemeinen drei Rotorblättern, über den die Energie bzw. die Bewegung des Windes in eine rotatorische Bewegung umgesetzt wird, und dem Triebstrang, der den Rotor mit dem Generator verbindet. Je nach WEA-Typ wird ein Getriebe zur Wandlung von Drehmomenten und Drehzahlen zwischen Rotor und Generator eingesetzt. Der Generator bildet die Kopplung zwischen dem mechanischen und elektrischen System. Die elektrische Energie wird über einen Frequenzumrichter, der mit dem Generator verbunden ist, in das elektrische Netz eingespeist. Wie bereits aufgezeigt, unterliegen alle Komponenten einem Verschleiß. Ein Optimum würde erreicht, wenn alle Komponenten ihren Belastungen im Betrieb aber auch im Stillstand gemeinsam über eine vorher bestimmte Lebensdauer standhalten. Dies für alle Komponenten zu erreichen ist nahezu unmöglich und eine regelmäßige Wartung bestimmter Komponenten wird eingeplant. Dennoch fallen WEA unvorhergesehen aus.

In der Vergangenheit wurden in verschiedenen Studien die Ausfallsursachen von WEA analysiert [4]. Aus den statistischen Auswertungen kann entnommen werden, dass Ausfälle von WEA nicht nur auf die mechanischen Komponenten, sondern auch auf Defekte in elektrischen Komponenten, also im Wesentlichen des Frequenzumrichters, zurückzuführen sind [5], [6]. Die Studien zeigen weiterhin, dass Ausfälle von Frequenzumrichtern einen hohen Anteil der Stillstandszeiten von WEA verursachen. Eine genaue Unterscheidung zeigte, dass diese Ausfälle hauptsächlich durch die Leistungshalbleiter, z. B. IGBTs, bedingt sind [7]. Die Ergebnisse der Studien zeigen ebenfalls, dass sich die Ausfallrate über die letzten Jahre, über verschiedene WEA-Generationen hinweg bzgl. der Leistungshalbleiter nicht verringert hat [8]. Aus diesem Grund ist es zweckmäßig, diese Komponenten zu überwachen und ihren Ausfall möglichst genau vorherzusagen, um daraus Möglichkeiten zur Verbesserung hinsichtlich der Robustheit der Leistungshalbleitermodule abzuleiten.

Für die Überwachung von einzelnen Komponenten oder Anlagen werden sogenannte Zustandsüberwachungssysteme (engl. Condition Monitoring System - CMS) eingesetzt [9]. Diese erlauben es, den Zustand dieser Komponenten zu überwachen und bei Erreichen eines bestimmten Abnutzungsgrades dies anzuzeigen. Dadurch kann dann das betroffene Bauteil bei der nächsten regulären Wartung ausgetauscht werden, bevor es tatsächlich ausfällt.

Für die mechanischen Komponenten einer WEA existieren bereits Methoden für die prädiktive Wartung, d. h. zur Zustandsüberwachung. Hier werden im Allgemeinen die Schwingungen einzelner Baugruppen messtechnisch erfasst, ausgewertet und auf Grenzwerte hin überprüft [9], [10]. Wird ein Verschleiß im Triebstrang, wie z. B. einem Getriebe erkannt, kann dies mit in die Anlagensteuerung oder -regelung einbezogen werden. Beispielsweise könnte die umgesetzte Leistung reduziert werden. Dies ist gerade im Bereich von Offshore-Windparks, bei vorrübergehender Trennung vom Festland, wichtig. So könnten grundlegende Funktionen von WEA, wie z. B. die Steuerungen und Klimaanlagen in einem Windpark, weiterhin aufrechterhalten werden. Zur adaptiven Begrenzung von Belastungen in Antriebssträngen wurden bereits Regelungskonzepte erforscht [11], [12], [13], [14]. Funktionen zur Zustandsüberwachung sind bereits in Umrichtern enthalten, wie z. B. zur Erkennung von Vibrationen oder Schäden bei der Wicklungsisolation eines Antriebes [15].

Die Erkennung von Degradationseffekten in Leistungshalbleitern des Frequenzumrichters selbst ist bisher noch nicht in kommerziellen Systemen integriert. Zweckmäßig wäre konsequenterweise genauso ein System, um die Degradation der Leistungshalbleiter in einem Frequenzumrichter fortlaufend zu bestimmen, um die Stillstandzeiten zu verkürzen und deren Anzahl zu verringern und somit die Zuverlässigkeit von WEA zu erhöhen und als Folge daraus eine stabilere Energieversorgung zu gewährleisten.

Voraussetzung zur Konzeptionierung eines Zustandsüberwachungssystems für Leistungshalbleiter ist es, die Einflüsse zu kennen, die die Lebensdauer der Bauelemente durch den normalen Betrieb reduzieren und welche Effekte einen schädigenden Einfluss haben, d. h. die Lebensdauer innerhalb kurzer Zeit erheblich verkürzen. Während bei den mechanischen Bauelementen die gesamte Kette vom auftretenden Anzeichen für einen Schaden, über die Messaufnehmer, Messumformer und A/D-Umsetzer bis hin zu den mathematischen Methoden für die Auswertung eine große Forschungstiefe erreicht wurde [9], sind zuverlässige und industriell einsetzbare Identifikationsmerkmale hinsichtlich der Erkennung der Schädigung bei den elektrischen Komponenten, also den Leistungshalbleitern, noch Gegenstand aktueller Forschung [16]. So wurden in den letzten Jahren verschiedene Effekte untersucht und entsprechende Methoden entwickelt, welche im Folgenden diskutiert werden.

Diese Methoden sind im Ansatz verschieden und es kann grundsätzlich zwischen modell- und messbasierten Ansätzen unterschieden werden. Weiterhin muss in Betracht gezogen werden, welcher Degradationseffekt bestimmt werden soll. Zu differenzieren sind hier Änderungen in der elektrischen Leitfähigkeit und der Sperrfestigkeit eines IGBT. Aber auch Änderungen der Wärmeleitfähigkeit vom IGBT-Chip zum Kühlkörper müssen berücksichtigt werden. Diese Veränderungen entstehen durch thermomechanische oder elektrochemische Prozesse. Im eingeschalteten Zustand kommt es durch den Durchlasswiderstand und den Laststrom zu einer Verlustleistung und somit zu einer Erwärmung des Bauteils. Während der Sperrphase kühlt das Bauteil wieder ab. Diese zyklische Belastung durch die Temperaturänderung führt zu einer thermomechanischen Ermüdung des Bauteils [17], [18]. Als Folge sind abgelöste Bond-Drähte zu beobachten, die einen höheren Durchlasswiderstand und somit eine höhere punktuelle Erhitzung zur Folge haben. Die Lötung kann versagen, wodurch es zur Ablösung des Chips kommt und die Wärmeleitfähigkeit reduziert wird, was ebenfalls höhere Temperaturen oder eine Überhitzung zur Folge haben kann. In der Sperrphase kommt es zur Degradation durch elektrochemische Vorgänge aufgrund der angelegten Spannung unter dem Einfluss von Temperatur und Feuchte [19], [20].

Um die Degradation zu detektieren, war es in der Vergangenheit Gegenstand internationaler Forschung, Parameter zu identifizieren, die geeignet sind, die unterschiedlichen Effekte zu erkennen. So wurden zunächst verschiedene Möglichkeiten vorgestellt, um die Sperrsichttemperatur mit Hilfe von Messungen an modifizierten Gate-Treibern [21], [22], [23] oder über die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} [24], [25] zu bestimmen. Diese werden auch als „Temperatur sensitive elektrische Parameter“ bezeichnet (TSEP). Um den Degradationszustand eines IGBT, beispielsweise das Ablösen von Bond-Drähten oder der Lötung, zu bestimmen, wurden ebenfalls verschiedene Methoden und Schaltungen vorgestellt [26], [27], [28], [29].

Die auf Messungen basierenden Verfahren setzen voraus, dass das Verfahren in das IGBT-Modul oder dessen Treiber integriert oder zusätzlich zum Modul eingebaut wird. Dies bedeutet zusätzliche Komponenten, welche ebenfalls ausfallen können. Aktuell existieren noch keine kommerziell erhältlichen IGBTs und IGBT-Module, in die die oben genannten Schaltungen integriert worden sind. Aber auch wenn diese erhältlich

wären, macht es die Verfahren nur für neue WEA bzw. neue Frequenzumrichter einsetzbar, nicht aber für bestehende Anlagen. Ein Austausch von IGBT-Modulen in bestehenden Anlagen wird mindestens eine Anpassung des Treibers erfordern sowie dessen Anbindung an die Steuerung. Weiterhin kann dies eine Überprüfung, wenn nicht sogar neue Zertifizierung von zumindest einem Teil der WEA bedeuten. Aus diesem Grund soll für die Implementierung der Zustandsüberwachung ein modellbasiertes Ansatz gewählt werden. Dieser hat den Vorteil, dass kein Eingriff in das System erforderlich ist. Zur Parametrierung und zum Abgleich des Modells werden jedoch Messdaten benötigt.

Zur Erhebung von Daten zur statistischen Auswertung wurden bisher die Ausfälle an WEA betrachtet und nach Komponenten sortiert. Ergänzend wurden die Daten der Anlagen- oder Windparkbetreiber, sogenannte SCADA-Daten hinzugezogen, wobei es sich beispielsweise um Mittelwerte über einen Zeitraum von 10 Minuten handelt [8]. Sind bereits Schäden aufgetreten oder nur Mittelwerte vorhanden, können daraus keine Informationen mehr zu schnell ablaufenden Effekten gewonnen oder rekonstruiert werden. Aus diesem Grund war es naheliegend, Messdaten an einer WEA mit einer höheren Abtastrate zu erheben. Grundsätzlich wäre es möglich, die Messwerte, welche dem Regelungssystem der WEA zugeführt werden, aufzuzeichnen. Diese Daten sind aber nicht ohne weiteres zugänglich. Außerdem arbeiten Frequenzumrichter in der Leistungsklasse von mehreren Megawatt mit einer Schaltfrequenz im unteren einstelligen Kiloherz-Bereich, d. h. die Daten könnten nur im Abtasttakt oder mit noch geringerer Frequenz abgespeichert werden. Aufgrund dieser Gegebenheiten sollte ein separates Messsystem eingesetzt werden, welches mit einer wesentlich höheren Abtastrate (z. B. 10...20-fach) als die Frequenzumrichter-Schaltfrequenz abtasten kann.

Im Hinblick auf weitere Feldmessungen mit höherer Abtastrate sollen abschließend die Eigenschaften von kommerziell erhältlichen Messsystemen und deren Eignung für den Einsatz in einem Zustandsüberwachungssystem betrachtet werden. Übliche, am Markt erhältliche Messsysteme erlauben zwar den verteilten Aufbau von Modulen zur Datenerfassung und deren Synchronisation, setzen aber auf teilweise nicht geeignete Datenverbindungen, wie z. B. USB oder verwenden proprietäre Hard- und Software. Soft- und Hardware-Komponenten unterliegen außerdem einem Produktlebenszyklus, d. h. die Komponenten werden nur über einen begrenzten Zeitraum unterstützt.

Darüber hinaus sind keine Ergänzungen oder Erweiterungen mehr erhältlich. Vor dem Hintergrund, dass das Messsystem zu einem Zustandsüberwachungssystem weiterentwickelt werden soll, bot es sich an, im Rahmen dieser Arbeit ein eigenes Messsystem aufzubauen, welches auch zukünftig die Veränderung und Ergänzung aller notwendigen Komponenten erlaubt, die im Rahmen der weiteren Forschung notwendig sind oder noch werden und somit eine offene Plattform zu erhalten.

Zum Zeitpunkt der Durchführung dieser Arbeit existierte kein kommerzielles Produkt, welches die Degradation bzw. die Restlebensdauer von Leistungshalbleitern im Betrieb bestimmen kann. Diese Arbeit soll einen Beitrag dazu leisten, die Entwicklung eines solchen Gerätes zu ermöglichen.

3 Aufbau von Windenergieanlagen und Windparks

Für die Auswahl der Messmittel und Durchführung der Messungen sind grundlegende Kenntnisse über die Funktionsweise von WEA, deren Gruppierung als Windpark sowie dessen Anschluss an das elektrische Netz notwendig und werden im Folgenden beschrieben.

Windenergieanlagen sind dazu konzipiert, die Energie des Windes zu wandeln und für einen bestimmten Zweck nutzbar zu machen [3]. Dabei erfolgt eine Umsetzung in rotatorische Bewegungsenergie. Für eine rein mechanische Nutzung der Windenergie wurden in der Vergangenheit z. B. Windmühlen gebaut. Wurde die mechanische Energie dabei nur direkt vor Ort genutzt, so wird die mechanische Energie heute mit einem Generator zunächst in elektrische Energie umgewandelt. Die elektrische Energie wird dann in das elektrische Netz eingespeist und kann standortunabhängig genutzt werden.

Die heute hauptsächlich eingesetzten WEA haben eine horizontale Rotorachse [30] und bestehen aus den Hauptkomponenten Rotor mit drei Blättern (Dreiblatt-Rotor), Gondel bzw. Maschinenhaus, Turm und einem Fundament, mit dem die WEA im Boden befestigt ist. Da der Fokus in dieser Arbeit auf den elektrischen Komponenten liegt, wird für die physikalischen Grundlagen zur Nutzung der Windenergie und den mechanischen Aufbau von WEA verwiesen auf [3].

Für die Wandlung von mechanischer in elektrische Energie existieren verschiedene Generatorkonzepte und Aufbauten. Dazu ist zu unterscheiden zwischen WEA mit und ohne Frequenzumrichter.

Ein Beispiel für eine WEA ohne Frequenzumrichter ist das „dänische Konzept“, entwickelt von Johannes Juul [30]. Das Konzept arbeitet mit einer festen Drehzahl aufgrund eines Asynchrongenerators, der direkt an das elektrische Netz mit einer Frequenz von 50 Hz angeschlossen ist. Nachteilig ist, dass dieses Konzept nur für eine Windgeschwindigkeit optimal ausgelegt ist und keine Anpassung während des Betriebs möglich ist. Auch die Verwendung eines zweiten oder polumschaltbaren Generators erlaubt nur zwei Betriebspunkte mit den gleichen zuvor genannten Eigenschaften. Um diese Nachteile zu überwinden, wurden Konzepte erarbeitet, welche andere Generatortypen einsetzen und die Möglichkeit bieten, den

Rotorblattwinkel (Pitch) während des Betriebes zu verstellen. So ist eine Anpassung an wechselnde Windgeschwindigkeiten möglich.

Die aktuell betriebenen WEA basieren auf der Kombination vier unterschiedlicher Generatortypen: Asynchrongenerator (ASG), doppeltgespeister Asynchrongenerator (DASG) und permanent oder elektrisch erregter Synchrongenerator (EESG/PMSG) in Kombination mit einem Frequenzumrichter (s. Bild 3.1) [3], [31], [32].

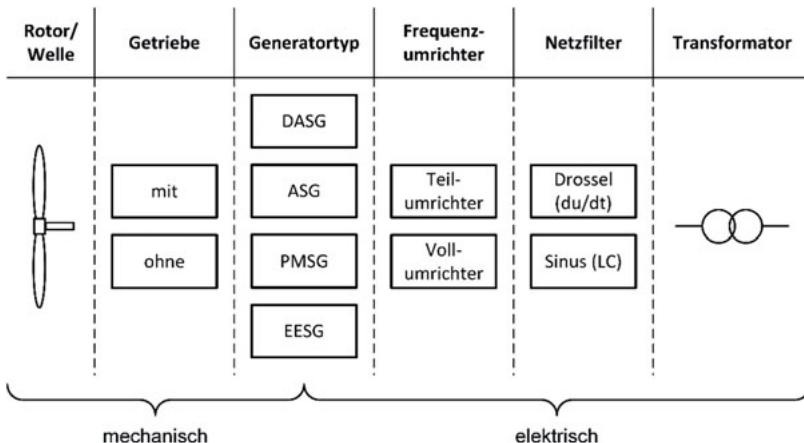


Bild 3.1: An der Energiewandlung und -einspeisung in das elektrische Netz beteiligte Komponenten einer WEA

Abhängig vom Generatortyp und dessen Drehzahl wird ggf. ein Getriebe verwendet. Das Getriebe und der Generator sind in der Gondel eingebaut. Je nach Ausführung der WEA, ist der Frequenzumrichter in der Gondel untergebracht oder steht im Turmfuss (s. Bild 3.2). Der Rotor als Teil des Triebstrangs ist über Wellen und das Getriebe mit dem Generator verbunden. Diese bilden die Hauptkomponenten der an der Energiewandlung beteiligten mechanischen Komponenten einer WEA. Mit Hilfe des Generators wird die mechanische Energie in elektrische Energie gewandelt. Der Generator zählt somit neben dem Frequenzumrichter auch zu den elektrischen Komponenten. Bei einem permanent erregten Synchrongenerator entsteht bei einer Drehbewegung des Rotors eine Spannung mit variabler Frequenz und Amplitude. Da das elektrische Netz eine feste Netzfrequenz und Amplitude hat, muss hier eine Anpassung erfolgen. Diese Anpassung erfolgt mit einem Frequenzumrichter.

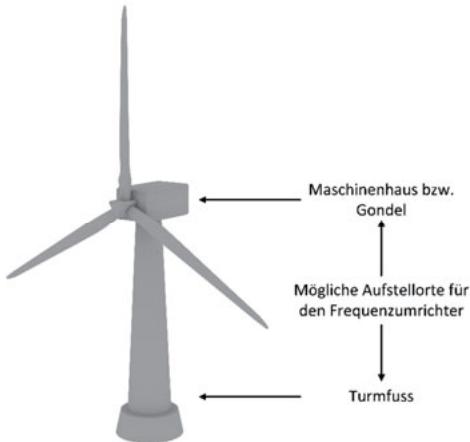


Bild 3.2: Aufbau einer WEA und Aufstellort des Frequenzumrichters

Frequenzumrichter werden in der Anzahl der einstellbaren Spannungsniveaus und in der Topologie unterschieden. Gängige Topologien sind z. B. Umrichter mit zwei Spannungsniveaus, Umrichter mit drei Spannungsniveaus mit Neutralpunkt-Klemmung (engl. three-level neutral point clamped - NPC) [33] oder modulare Mehrpunktumrichter (engl. Modular-Multilevel-Converter - MMC) im Bereich der Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung [34]. Bild 3.3 zeigt den allgemeinen Aufbau eines Frequenzumrichters bestehend aus dem Hauptschütz, einer Vorladeschaltung, der Netzdrossel, ggf. einem Netzfilter sowie dem Leistungsteil. Dieser besteht bei rückspeisefähigen Frequenzumrichtern immer aus einem Wechselrichter, einem Gleichspannungzwischenkreis und je nach Generatortyp aus einem Gleichrichter oder zweiten Wechselrichter. Weitere Komponenten, wie z. B. Sicherungen, Netzteile zur Erzeugung von Hilfsspannungen sowie Bedienelemente sind hier nicht gezeigt.

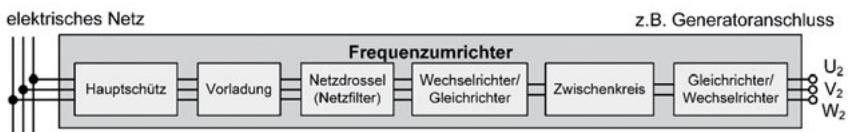


Bild 3.3: Schematische Darstellung des Aufbaus eines Frequenzumrichters

Über das Hauptschütz wird der Leistungsteil zum Netz zugeschaltet oder vom Netz getrennt. Die Vorladeschaltung besteht aus Widerständen und dient dazu den

Einschaltstrom, bei nicht geladenem Zwischenkreiskondensator, zu begrenzen. Die Widerstände werden nach dem Vorladen über ein Hilfsschütz überbrückt. Bild 3.4 zeigt den Aufbau des Leistungsteils bestehend aus zwei Drehstrom-Brückenschaltungen mit zwei Spannungsniveaus, jeweils aufgebaut aus sechs Leistungshalbleitereschaltern, hier IGBTs ($S_{1,1..6}$, $S_{2,1..6}$) mit integrierten Freilaufdioden und einem Gleichspannung zwischenkreis ausgeführt als Kapazität C_{ZK} .

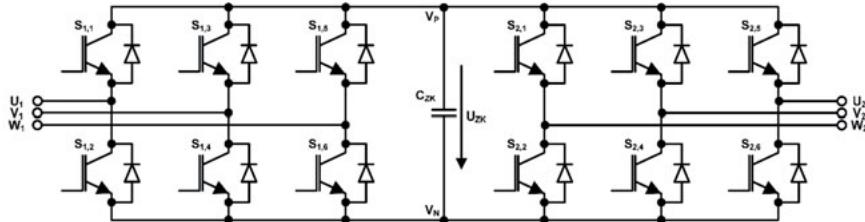


Bild 3.4: Frequenzumrichter mit Gleichspannung zwischenkreis

Es wird darauf hingewiesen, dass, zum Erreichen der benötigten Kapazität oder Spannungsfestigkeit, der Zwischenkreis aus einer Parallel- oder Reihenschaltung mehrerer Kondensatoren bestehen kann. Die Kombination aus „oberem“ und „unterem“ Leistungshalbleitereschalter, z. B. $S_{1,1}$ und $S_{1,2}$ wird als Brückenzweig bezeichnet. Je nach Ansteuerung der IGBTs eines Brückenzweiges kann am Ausgang, z. B. U_2 , das Potential V_N oder V_P angelegt werden. Zwischen zwei Brückenzweigen, z. B. U_2 und V_2 , sind somit die Spannungen 0 V sowie $\pm U_{ZK}$ einstellbar. Zur Vermeidung eines Brückenkurzschlusses sind dafür die Schalter in einem Brückenzweig niemals gleichzeitig zu schließen. Bei der Verwendung von IGBTs ist beim Wechsel des Potentials in einem Brückenzweig noch eine Totzeit hinzuzufügen, um den Schweißstrom (engl. tail current) abklingen zu lassen [35].

Zur späteren Verwendung wird in Bild 3.5 noch der Aufbau eines Frequenzumrichters mit drei Spannungsniveaus mit Neutralpunkt-Klemmung (engl. 3-Level neutral point clamped - NPC) gezeigt. Der Zwischenkreis ist hier geteilt und besteht aus zwei Kapazitäten.

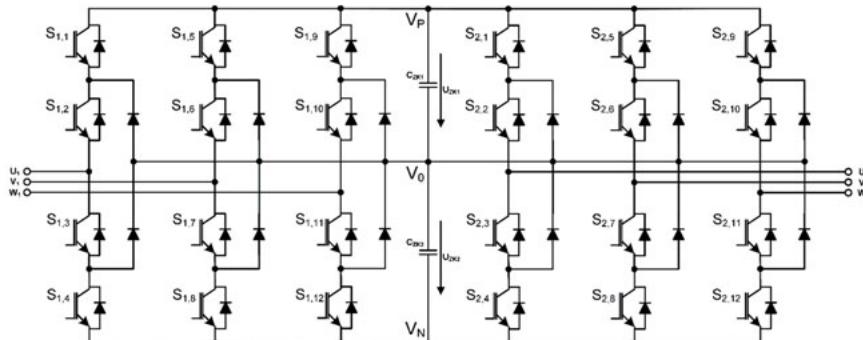


Bild 3.5: Frequenzumrichter mit drei Spannungsniveaus

Die Gesamtzwischenkreisspannung U_{ZK} ergibt sich als Summe der Teilspannungen U_{ZK1} und U_{ZK2} . In dieser Schaltung besteht jeder Brückenzweig aus vier IGBTs und zwei zusätzlichen Dioden. Dies ermöglicht es, an den Brückenzweigausgängen jeweils die Potentiale V_N , V_0 und V_p einzustellen. Aus diesen Potentialen können durch entsprechende Ansteuerung der IGBTs zwischen zwei Brückenzweigen die Spannungen 0 , $\pm \frac{1}{2} U_{ZK}$ und $\pm U_{ZK}$ gebildet werden. Im Vergleich zu einem Frequenzumrichter mit zwei Spannungsniveaus besteht damit der Vorteil, dass beispielweise ein sinusförmiges Ausgangssignal besser angenähert werden kann. Nachteil ist der höhere Bedarf an Leistungshalbleitern und somit eine komplexere Ansteuerung bei der Pulsmustererzeugung sowie die notwendige Symmetrierung der Zwischenkreisteilspannungen [33], [36]. Je nach Leistung des Frequenzumrichters sind die zuvor beschriebenen Komponenten in einem oder mehreren Schaltschränken untergebracht (s. Bild 3.6.).

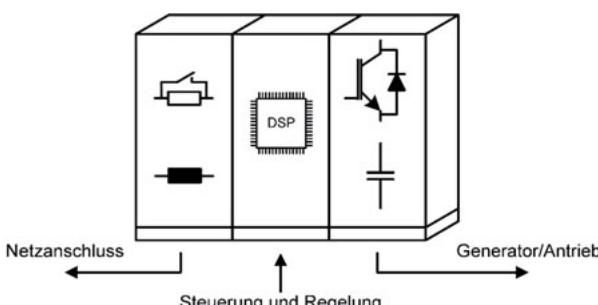


Bild 3.6: Frequenzumrichter integriert in einem Schaltschrank

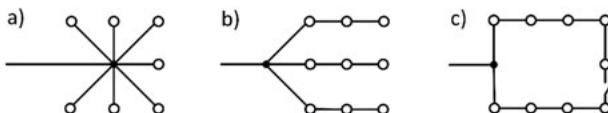
So lässt sich beispielweise folgende Unterteilung finden:

- Netzanschluss, Vorladung und Netzfilter
- Steuerung und Regelung
- Leistungshalbleiter, Zwischenkreiskondensatoren und der Anschluss für den Generator oder Antrieb

Die Regelung der Energieübertragung und im Weiteren die Ansteuerung der IGBTs erfolgt, unabhängig von der Topologie, durch einen Mikrorechner. Dabei kann die Ansteuerung eines IGBTs nicht direkt erfolgen. Es wird ein sogenannter Treiber verwendet, der die notwendige Gate-Spannung erzeugt. Zum Aufbau sowie zur Funktionsweise und Ansteuerung von Leistungshalbleiterschaltern wird verwiesen auf [35]. Die Frequenz mit der die Halbleiterschalter angesteuert werden, wird als Schaltfrequenz bezeichnet. Diese ist abhängig von der Leistung des Frequenzumrichters. Bei IGBTs kann die Schaltfrequenz bei kleinen Leistungen (kVA) bis zu 16 kHz betragen. Bei höheren Leistungen (MVA) wird die Schaltfrequenz im Bereich einstelliger Kilohertz oder darunter gewählt [35], [37]. Beispielweise wurde ein Umrichter mit drei Spannungsniveaus und Neutralpunkt-Klemmung, ausgelegt für einen Antrieb mit einer Leistung von 1,2 MW, mit einer Schaltfrequenz im Bereich von 800 Hz bis 1 kHz angesteuert [36].

Je nach Generatortyp wird die gesamte oder nur ein Teil seiner Leistung über einen Frequenzumrichter in das elektrische Netz eingespeist [3]. Bei doppelt gespeisten Asynchrongeneratoren wird der Hauptanteil der Energie über den Stator in das elektrische Netz übertragen und somit wird im Vergleich zu anderen Generatortypen ein Frequenzumrichter mit kleinerer Leistung benötigt. Um die Einspeisung der Energie in das elektrische Netz zu ermöglichen, wird der Zwischenkreis des Frequenzumrichters hochgesetzt, d. h. die Spannung im Zwischenkreis ist höher als der Scheitelpunkt bzw. die Amplitude der Netzspannung. Um dies zu erreichen, werden Induktivitäten, sogenannte Hochsetzdrosseln, verwendet [37].

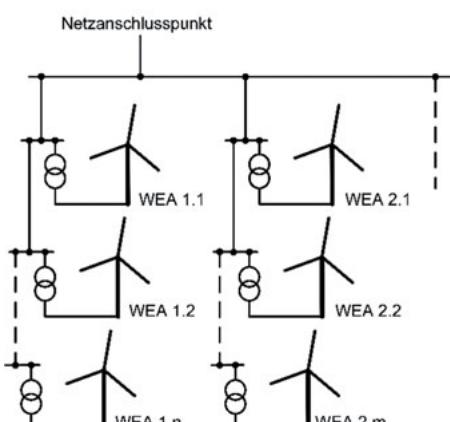
Mehrere Windenergieanlagen werden zu einem Windpark zusammengefasst. Für das Windparknetz können sich verschiedene Topologien ergeben; entsprechend Bild 3.7 eine stern-, strahlen- oder ringförmige Struktur [38].

**Bild 3.7: Topologien von Windparknetzen:**

- a) stern-,**
- b) strahlen- und**
- c) ringförmig**

Dabei ergibt sich die sternförmige Anbindung a), wenn alle WEA an einem Punkt angeschlossen sind. Bei der strahlenförmigen Anbindung b) sind mehrere WEA nacheinander an einer Stichleitung angeschlossen. Die ringförmige Anbindung c) schafft Redundanz bei der Anbindung der WEA. Bei genauerer Betrachtung lassen sich alle Topologien aus der strahlenförmigen Anordnung als Spezialfall (Stern) oder als Erweiterung (Ring) herleiten. Allen gemein ist, dass die Leitungsquerschnitte entsprechend der Topologie ausgelegt werden müssen und der Windpark unabhängig von der Topologie über einen gemeinsamen Übergabepunkt, den Netzanschlusspunkt, an das elektrische Netz angeschlossen ist.

In Bild 3.8 ist beispielhaft ein Windparknetz mit zwei Stichleitungen als Einliniendiagramm dargestellt. Die Stichleitungen können bei der Planung des Windparks aufgrund einer optimalen Kabelführung oder aufgrund einer Erweiterung eines Windparks entstehen.

**Bild 3.8: Beispiel eines Windparknetzes als Einliniendiagramm**

Die Energieübertragung erfolgt auf den folgenden vier Spannungsebenen [39]:

- Niederspannung: bis 1 kV, z. B. 400 V
- Mittelspannung: 1 kV bis 50 kV, z. B. 20 kV
- Hochspannung: 50 kV bis 110 kV, z. B. 110 kV
- Höchstspannung: über 110 kV, z. B. 220 kV, 380 kV

Das elektrische Netz ist dreiphasig aufgebaut, wobei die einzelnen Phasen eine Verschiebung von 120° gegeneinander haben. Bei den angegebenen Spannungen handelt es sich somit um den Effektivwert der verketteten Spannungen. Auf den unteren Spannungsebenen sind Abweichungen von bis zu 10 %, auf den oberen Spannungsebenen Abweichungen bis zu 15 % erlaubt. Die Netzfrequenz beträgt 50 Hz, Abweichungen bis zu ± 200 mHz sind kurzzeitig zulässig. Darunter oder darüber, d. h. bei Unter- oder Überfrequenz, werden Reserven aktiviert bzw. die Einspeisung wird gedrosselt [40].

Bild 3.9 zeigt die vier Spannungsebenen, auf denen die Energieübertragung im elektrischen Netz erfolgt, sowie beispielhaft für die Ebenen typische Erzeuger und Verbraucher.

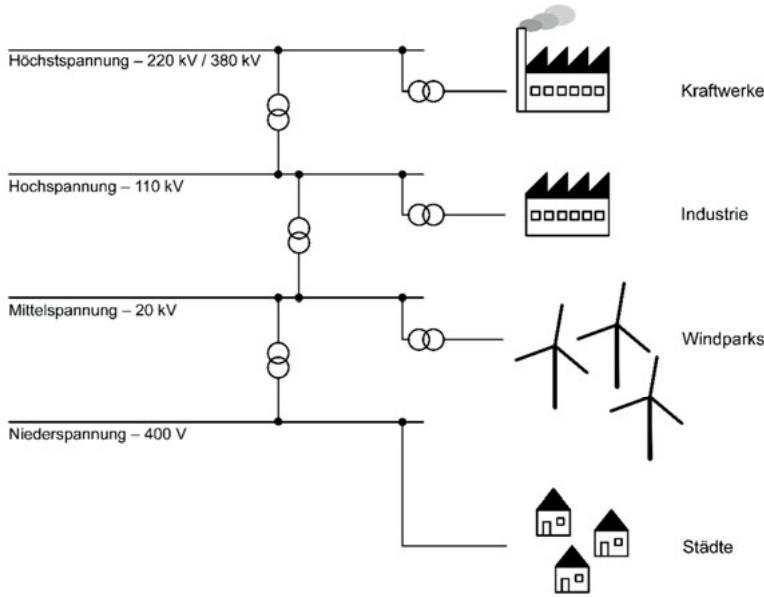


Bild 3.9: Spannungsebenen des elektrischen Netzes

Die Einspeisung der Energie der Windparks erfolgt heute in die Mittel- und Hochspannungsnetze [40]. WEA, die für Niederspannung ausgelegt sind, benötigen somit einen zusätzlichen Transformator für die Umsetzung der Anschlussspannung auf Mittelspannung. Wird das Windparknetz mit Mittelspannung betrieben, so erfolgt die Einspeisung in das Hochspannungsnetz beispielsweise über ein Umspannwerk.

Da zu Beginn der Arbeit der Windpark, in dem gemessen werden sollte und damit der WEA-Typ noch nicht feststand, wurde zunächst ein allgemeines Messkonzept erstellt, welches im folgenden Abschnitt beschrieben wird.

4 Allgemeines Messkonzept

Ziel dieser Arbeit war es, die Betriebs- und Umgebungsbedingungen von Leistungshalbleitern beim Einsatz in WEA aufzuzeichnen und auszuwerten. Dabei lag der Fokus der Feldmessungen darauf, die realen Bedingungen zu ermitteln, unter denen die Leistungshalbleiter in Windenergieanlagen im Feld betrieben werden. Die Feldmessungen sollten als Langzeitaufzeichnung (24/7) über mehrere Jahre durchgeführt werden. Der Schwerpunkt liegt in dieser Arbeit somit auf der Erhebung und Auswertung von Messdaten sowie der Umsetzung und Implementierung eines Lebensdauermodells. Darüber hinaus könnte es möglich sein, aus den Messdaten Optimierungspotentiale für die Leistungshalbleiter zu ermitteln. Dies ist das Thema einer weiteren Dissertation am Institut.

Zu berücksichtigen war, dass zu Beginn dieser Arbeit der Windpark und somit der Typ der WEA noch nicht bekannt waren. Da im Rahmen dieser Arbeit zunächst Daten erhoben und ergebnisoffen ausgewertet werden sollten, musste das Messkonzept somit so flexibel ausgelegt werden, dass es auf alle gängigen WEA (s. Abschnitt 3) anzuwenden ist. Dadurch bedingt, musste auch von der üblichen Vorgehensweise zur Überprüfung der Funktion eines neuen Algorithmus abgewichen werden. Normalerweise wird zunächst ein möglichst genaues Modell erstellt. Dieses wird z. B. in Form von mathematischen Gleichungen beschrieben und mit entsprechenden Software-Werkzeugen auf einem Rechnersystem simuliert. Wird die korrekte Arbeitsweise bestätigt, wird mit diesem Wissen ein Prüfstand konzipiert und aufgebaut, um die theoretischen Annahmen durch Messungen und Vergleiche mit den Ergebnissen der Simulationen zu verifizieren. Da jedoch hier zuerst Messdaten aufgenommen werden, können gefundene Ereignisse auch erst nachträglich durch Simulationen beschrieben und erklärt werden.

Ein weiteres Ziel der Arbeit war es, ein Zustandsüberwachungssystem zu konzipieren und aufzubauen. Da ein solches System ebenfalls Messmittel und eine Datenverarbeitungseinheit benötigt, bietet es sich an, das Konzept für das Messsystem so auszulegen, dass die Erweiterung zu einem Zustandsüberwachungssystem problemlos möglich ist.

Der nächste Schritt ist somit die Festlegung zweckmäßiger Messpunkte, welche in allen WEA mit Frequenzumrichter üblicherweise vorhanden sind.

4.1 Messpunkte an einer WEA

Wie bereits dargelegt, stehen die Betriebsbedingungen der Leistungshalbleiterschalter im Fokus der Untersuchung. Es müssen also Punkte in der WEA bestimmt und festgelegt werden, um dieses Ziel zu erreichen. Dabei ist zu berücksichtigen, dass das Einbringen der Messmittel ohne Änderungen an der WEA durchgeführt werden muss, da diese einen erhöhten Aufwand und damit zusätzliche Kosten und ggf. eine neue Zertifizierung der WEA erforderlich machen würden.

Berücksichtigt werden muss zunächst, dass der eigentliche Leistungshalbleiter in einem Gehäuse verbaut und vergossen ist. Über entsprechende Kontaktierungen werden die Anschlüsse des eigentlichen Leistungshalbleiterschalters an mechanisch robuste, meist schraubbare Verbindung nach außen geführt. Ein Beispiel für ein solches Modul ist in Bild 4.1 dargestellt.

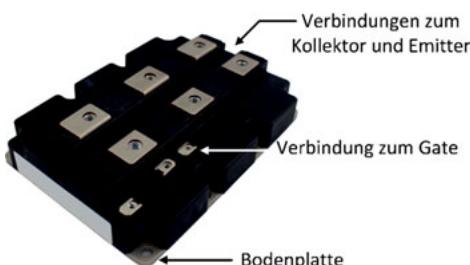


Bild 4.1: Beispiel eines IGBT-Moduls

Über die Bodenplatte wird das Modul auf einem Kühlkörper montiert. Die Kühlung erfolgt meist, abhängig von der Leistung des Frequenzumrichters, luft- oder wassergekühlt. Je nach Ausführung, können ein oder mehrere Leistungshalbleiter in einem Modul integriert sein. Sind beispielsweise zwei Leistungshalbleiterschalter in einem Modul integriert, entspricht dies bei einem Umrichter mit zwei Spannungsniveaus einem Brückenzweig (s. Abschnitt 3). Je nach Leistungsklasse können wiederum mehrere Module parallelgeschaltet werden. Die Leistungshalbleiterschalter als Teil des Frequenzumrichters werden in einen Schaltschrank eingebaut. Die Stromführung erfolgt dabei innerhalb des Schaltschranks meist oder zumindest zum Teil über Kupfersammelschienen. Je nach Bauart des Herstellers, kann der Schaltschrank in eine Einspeiseeinheit, d. h. der Verbindung zum Netz, einen Steuerbereich und den Leistungsteil mit Anschluss zum Generator unterteilt sein.

Wie im Abschnitt 2 „Stand der Forschung“ ausgeführt, sind die lebensdauerbeeinflussenden physikalischen Größen der Leistungshalbleiter, die während des Betriebes anliegende Sperrspannung, der durch den Halbleiter fließende Strom, die Temperatur des Halbleiters und seiner Umgebung im Modul sowie die in das Modul eindringende Feuchte. Die Zugänglichkeit der Messpunkte zur Erfassung dieser Größen ist abhängig von der mechanischen Konstruktion des Frequenzumrichters. Beispielsweise werden in vereinfachten Ersatzdarstellungen die Leitungen als konzentrierte Bauelemente dargestellt. Hier wäre die Bestimmung der Spannungen und Ströme unter Anwendung der Kirchhoffsschen Knoten- und Maschenregeln und im Weiteren eines Knotenpotentialverfahrens problemlos möglich [41]. Abhängig von der spezifizierten Leistung der WEA, wird der Frequenzumrichter aber über mehrere Leitungen pro Phase an das Netz oder den zwischengeschalteten Transformator angeschlossen. Gleiches gilt für den Generator. Die Ströme werden sich jedoch nicht auf alle Leiter gleichmäßig verteilen. Daher müssen alle Teilströme erfasst werden. Wesentlich einfacher wäre die Messung des Stromes in den Kupfersammelschienen, da diese als ein Leiter je Phase ausgeführt werden.

Um die Betriebsbedingungen an den Leistungshalbleitern aufzuzeichnen, ist es naheliegend, neben den Strömen auch die Spannungen am Zwischenkreis und am Netz zu messen. Die Messungen am Netz ermöglichen es somit, auch von außen wirkende Einflüsse zu erfassen. Die Zwischenkreisspannung hat ebenfalls einen Einfluss auf die Lebensdauer des Leistungshalbleiterschalters und sollte somit auch erfasst werden.

Eine weitere relevante Größe ist die Temperatur des eigentlichen Leistungshalbleiterschalters, deren direkte Messung kann aber ausgeschlossen werden, da dies eine Änderung am Modul notwendig machen würde. Selbst wenn im Modul ein Messaufnehmer für die Temperatur integriert wäre, ist dessen Auswertung nicht ohne Änderungen der Hardware möglich. Dies ist jedoch zuvor als nicht akzeptabel ausgeschlossen worden. Messungen sind somit nur, sofern konstruktionsbedingt zugänglich, am Modul oder am Kühlkörper möglich. Für die Messung der Feuchte gilt dies ebenso. Somit bleibt nur die Messung der Feuchte in der Nähe der Module bzw. allgemein im Schaltschrank. Aus diesen Messgrößen müssen dann Rückschlüsse auf die eigentlich relevanten Größen direkt am Halbleiter gezogen werden.

Darüber hinaus wäre die Aufzeichnung der Drehzahl des Generators sinnvoll. Hierzu wäre eine Doppelung der Signale eines vorhandenen Drehgebers notwendig. Alternativ müsste ein eigener Drehgeber zur Drehzahlermittlung installiert werden.

Aufgrund der Tatsache, dass zu Beginn der Arbeit der WEA-Typ nicht feststand, konnte zunächst nur ein allgemeines Messkonzept erstellt werden, in dem als Gemeinsamkeit aller Generatorkonzepte die Netzspannungen sowie Zwischenkreisspannung, der Netzstrom, die Temperatur möglichst nahe am Leistungshalbleiter-Schalter sowie die Temperatur und Feuchte im Schaltschrank gemessen werden sollen.

Konstruktionsbedingt können sich die Auswahl eines Messmittels als auch der Messpunkt gegenseitig ausschließen. Aus diesem Grund wurden das für die jeweilige physikalische Größe mögliche Messverfahren und aktuell verfügbare Messaufnehmer sowie Messumformer vorab diskutiert. Diese werden im Folgenden beschrieben.

4.1.1 Messverfahren

Im Folgenden werden verschiedene Messverfahren für die unterschiedlichen physikalischen Größen Spannung, Strom, Temperatur und Feuchte beschrieben. Die Verfahren werden hinsichtlich ihrer Vor- und Nachteile für die Messung in WEA verglichen. Dabei wird nur auf Verfahren eingegangen, die im Rahmen einer elektrischen Signalverarbeitung ausgewertet werden können.

4.1.1.1 Spannungsmessung

Da alle anderen Messungen, wie im weiteren Verlauf gezeigt werden wird, auf die Messung einer Schutzkleinspannung zurückgeführt werden kann, wird diese als erstes beschrieben.

Es muss bei der Spannungsmessung davon ausgegangen werden, dass nicht bezogen auf ein definiertes Potential gemessen werden kann, sondern eine Differenzspannung gemessen werden muss. Weiterhin müssen die Bezugspotentiale an der Messstelle und die der Messschaltung nicht identisch sein. Eine derartige potentialfreie Messung kann mit einem Differenzverstärker erfolgen [42], [43]. Als Beispiel zeigt Bild 4.2 eine, auf einem Operationsverstärker basierende, Schaltung, mit den Eingangsspannungen U_{E1} und U_{E2} bezogen auf das Bezugspotential 1 und der Ausgangsspannung U_A bezogen auf das Bezugspotential 2.

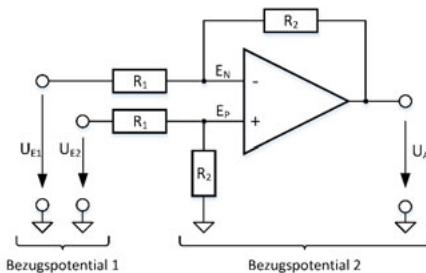


Bild 4.2: Schaltung eines Differenzverstärkers

Nimmt man einen idealen Operationsverstärker an, dann folgt, dass zwischen den Punkten E_N und E_P kein Strom fließt. Weiterhin wird angenommen, dass die Spannung zwischen den Punkten E_N und E_P null ist. Mit diesen zwei Bedingungen und den Kirchhoff'schen Knoten- und Maschenregeln [41] lässt sich die folgende Beziehung zwischen den Eingangsspannungen U_{E1} sowie U_{E2} und der Ausgangsspannung U_A herleiten:

$$U_A = \frac{R_2}{R_1} (U_{E2} - U_{E1}) \quad (4.1)$$

Dabei können die Bezugspotentiale der Eingangsspannungen und Ausgangsspannung verschieden sein (s. Bild 4.2). Die zulässige Spannung an den Eingängen eines Operationsverstärkers ist begrenzt, sollen darüber hinaus höhere Spannungen gemessen werden, müssen beispielsweise Spannungsteiler vorgeschaltet werden. Bei der Auswertung der Ausgangsspannung U_A , ist diese dann mit dem Reziproken des Faktors des Spannungsteilers zu multiplizieren, um den korrekten Wert zu erhalten. Entsprechende Geräte mit diesen Funktionen werden als Differenztastkopf bezeichnet und sind für unterschiedliche Messbereiche erhältlich.

4.1.1.2 Strommessung

Für die Strommessung existieren verschiedene Möglichkeiten, die sich in dem Messprinzip unterscheiden [44], [45], [46]. Die Umsetzung kann dabei verschiedene Bauarten und -größen ergeben. Die Größe und Form haben einen Einfluss darauf, ob eine nachträgliche Installation in bereits existierenden Anlagen möglich ist. Darüber hinaus können nicht alle Bauarten den Bedürfnissen des Anwenders, für einen vertretbaren Kostenaufwand, angepasst werden. Hinsichtlich des Messprinzips kann

zwischen dem Einsatz eines Messwiderstandes und der Nutzung der elektromagnetischen Induktion unterschieden werden.

Bei der Verwendung eines Messwiderstandes muss dieser in den Schaltkreis, in dem der Strom gemessen werden soll, eingefügt werden. Auch wenn der Widerstandswert möglichst klein gewählt wird, führt dies zu einer Änderung des Schaltkreises. Wird der Widerstand von einem Strom durchflossen, fällt an ihm entsprechend dem ohmschen Gesetz eine Spannung ab, die dem Strom und dem Widerstand proportional ist. Die abfallende Spannung kann dann z. B. mit einem Differenzverstärker entsprechend dem vorangegangenen Abschnitt 4.1.1.1 gemessen werden.

Die Nutzung der elektromagnetischen Induktion findet bei Stromwählern für Wechsel- und Gleichstrom Anwendung. In Bild 4.3 a), b), c) sind beispielhaft drei verschiedene Bauformen unter Nutzung verschiedener Messverfahren dargestellt. Allen gemein ist, dass der stromführende Leiter senkrecht zur Bildebene mittig durch den Wandler geführt werden muss.

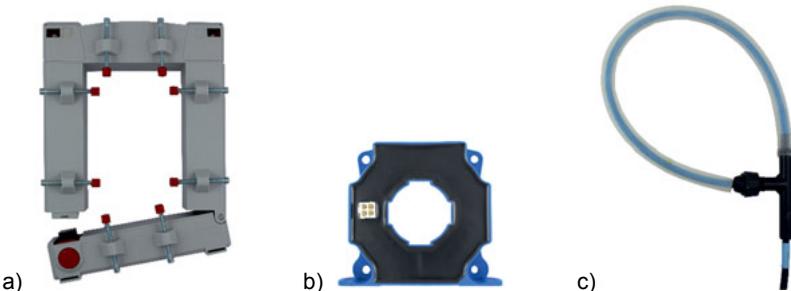


Bild 4.3: Möglichkeiten zur Strommessung:

a) Trafowandler, b) Kompensationswandler, c) Rogowski-Spule

Bild 4.3 a) zeigt einen Stromwandler nach dem Transformatorprinzip [47], welcher für die Messung von Wechselstrom geeignet ist. Der stromführende Leiter bildet die Primärwicklung. An die in der Konstruktion integrierte Sekundärwicklung wird ein Messwiderstand angeschlossen. Entsprechend dem Verhältnis von Primär- und Sekundärwicklungszahl und dem Widerstandswert fällt innerhalb des spezifizierten Messbereichs eine dem Laststrom proportionale Spannung ab. Es wird keine zusätzliche Spannungsquelle benötigt, der Messwiderstand muss aber für den Sekundärstrom und die damit entstehende Verlustleistung ausgelegt sein. Dieser Wandler ist in Klappbauweise ausgeführt und kann somit nachträglich in bestehende

Geräte eingebaut werden. Die Stellschrauben ermöglichen eine Zentrierung des Leiters.

Bild 4.3 b) zeigt einen Stromwandler nach dem Kompensationsprinzip. Der laststromführende Leiter bildet hier wieder die Primärwicklung und erzeugt einen magnetischen Fluss im Spulenkern. Der Spulenkerne enthält einen Luftspalt in den, zur Messung der magnetischen Flussdichte, ein Hall-Sensor [45] eingebracht ist. Über den Stromfluss durch eine zweite Wicklung, die Sekundärwicklung, wird im Spulenkerne ein Fluss mit entgegengesetzter Orientierung erzeugt. Dieser wird über eine zusätzliche elektronische Schaltung solange verändert, bis der resultierende Fluss am Hall-Sensor zu null geworden, d. h. kompensiert, ist. Aus dem Windungsverhältnis der beiden Wicklungen und dem Sekundärstrom kann dann auf den Laststrom geschlossen werden. Für die elektronische Schaltung wird eine Hilfsspannung, also ein zusätzliches Netzteil benötigt. Je nach Ausführung haben diese Stromwandler einen Spannungs- oder Stromausgang. Ein Stromsignal ist bei längeren Zuleitungen weniger störanfällig und kann mit einem Messwiderstand auf eine Spannung abgebildet werden. Die im Bild 4.3 b) gezeigte Ausführung wird als Durchsteckwandler bezeichnet, da der stromführende Leiter hindurch gesteckt werden muss. Diese Ausführung eignet sich nur bedingt für eine nachträgliche Installation, da zumindest der Leiter, in dem der Strom gemessen werden soll, beispielsweise von der Stromschiene getrennt werden muss.

Bild 4.3 c) zeigt eine Rogowski-Spule [48]. Hierbei handelt es sich um eine Luftspule, die entsprechend Bild 4.4 um einen Torus mit der Querschnittsfläche A gewickelt ist. Der laststromführende Leiter wird senkrecht durch die Spulenmitte geführt.

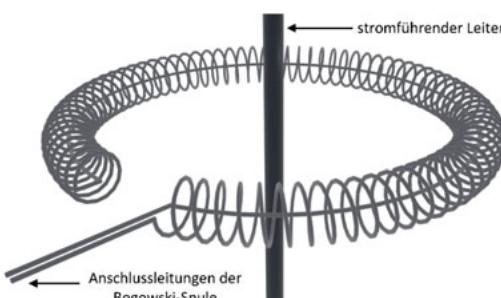


Bild 4.4: Aufbau einer Rogowski-Spule

Gemessen werden können mit der Rogowski-Spule nur Wechselströme, da hier das Induktionsgesetz Anwendung findet. Entsprechend der Änderung des Stromes wird eine Spannung induziert. Die Höhe der Spannung ist ebenfalls abhängig von der Geometrie der Spule, d. h. der Anzahl der Windungen N und deren Querschnittsfläche A [49].

$$U_i = -\mu_0 \cdot N \cdot A \frac{di}{dt} \quad (4.2)$$

Zur Rekonstruktion des Stromes i muss die Spannung U_i über die Zeit integriert werden. Für die Integration der Spannung ist eine zusätzliche Schaltung notwendig, beispielsweise kann hier ein Operationsverstärker mit entsprechender Beschaltung eingesetzt werden [43]. Am Ausgang dieser Schaltung, ist dann eine, dem zu messenden Strom proportionale Spannung abgreifbar. Für die Schaltung ist somit eine Hilfsspannung notwendig. Rogowski-Spulen können jedoch nach anwenderspezifischen Anforderungen im Durchmesser der Spule, der Länge der Zuleitung und dem Messbereich konfiguriert und hergestellt werden. Die Schaltung zur Integration ist Teil des Lieferungsumfangs und wird auf eine zugehörige Spule abgeglichen. Zu beachten ist, dass sich, wenn der stromführende Leiter nicht zentrisch durch die Spule geführt wird, höhere Messabweichungen aufgrund von Inhomogenitäten der Spule ergeben können.

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass, unabhängig vom Messprinzip und dessen baulicher Ausführung, die Strommessung auf die Messung einer Spannung überführt werden kann.

4.1.1.3 Temperaturmessung

Die Messung der Temperatur eines Körpers kann auf zwei verschiedene Arten erfolgen, basierend auf der emittierten Wärmestrahlung oder durch eine Kontaktmessung [50]. Da die Messung der Wärmestrahlung detaillierte Kenntnisse über die Eigenschaften des Materials eines Körpers voraussetzt, werden hier nur Kontaktmessverfahren berücksichtigt. Im Folgenden werden zwei für die Messaufgabe geeignete Kontaktmessverfahren beschrieben.

Ändert ein Leiter seinen elektrischen Widerstand wiederhol- und nachvollziehbar von der Temperatur, so kann diese Eigenschaft zur Messung der Temperatur verwendet werden [50]. Ein elektrischer Widerstand mit dieser Eigenschaft wird auch als Thermistor bezeichnet. Ein Material, welches für die Temperaturmessung eingesetzt

wird, ist Platin. Messwiderstände aus Platin werden entsprechend ihrem Widerstand bei 0 °C bezeichnet. So hat ein „PT100“ bei 0 °C einen Widerstand von 100 Ω. Eine weitere Möglichkeit ist die Nutzung des thermoelektrischen Effekts, auch Seebeck-Effekt genannt, in Form von Thermoelementen [50]. Bei Thermoelementen sind der Hin- und Rückleiter aus unterschiedlichen Metallen realisiert. Die Verbindungsstelle der beiden unterschiedlichen Metalle wird an der Messstelle platziert. Durch eine Temperaturdifferenz zwischen Messstelle und den Enden der Zuleitung, an denen die Auswertung stattfindet, entsteht eine messbare Spannung. Beide Varianten haben ihre Vor- und Nachteile.

Die Temperaturmessung mit Platin-Messwiderständen ist je nach Ausführung im Bereich von –200 °C bis 850 °C möglich. Thermoelemente können hingegen je nach Typ auch für höhere Temperaturen eingesetzt werden. Platin-Messwiderstände sind in ihrem einsetzbaren Temperaturmessbereich genauer als Thermoelemente [50]. Dies gilt aber nur, sofern eine 3- oder 4-Drahtmessung erfolgt und hat somit einen höheren Verdrahtungsaufwand zur Folge [37]. Allerdings müssen beim Verlängern von Thermoelementen an den Zuleitungen entsprechende Materialien Verwendung finden, da sich sonst Fehler bei der Messung ergeben [50].

4.1.1.4 Feuchtemessung

Für die Erfassung von Feuchte verwendete Messgeräte werden als Hygrometer bezeichnet. Es gibt verschiedene Möglichkeiten, die Feuchte in einem Gas, also wie der Luft, zu bestimmen [51]. Diese beruhen auf der Grundlage, dass sich ein Stoff aufgrund von Wassereinlagerung verändert. Elektronische Schaltungen integrieren kapazitive oder resistive Messverfahren. Bei dem kapazitiven Messverfahren wird die Änderung des Dielektrikums und als Folge davon die Änderung der Kapazität ausgewertet. Entsprechend wie bei resistiven Messverfahren die Änderung des Widerstandes eines Materials bestimmt. Die zur Messung verwendete Kapazität, eine Auswerteschaltung, A/D-Umsetzer und eine digitale Schnittstelle sind als integrierte Schaltungen (IC) erhältlich. Alternativ gibt es fertige Module, die eine der relativen Feuchte proportionale Ausgangsspannung bereitstellen.

4.2 Anforderungen an das Messsystem

Aufgrund der zuvor gewählten Messpunkte und den dafür zur Verfügung stehenden Messmitteln muss das Messsystem die folgenden Anforderungen erfüllen.

Es müssen die physikalischen Größen Spannung, Strom, Temperatur und Feuchte gemessen werden können. Dies bedingt die Forderungen nach der Einsetzbarkeit von Messaufnehmern und Messumformern unterschiedlichen Typs. Wie aber gezeigt, lässt sich die Messungen der einzelnen physikalischen Größen jeweils auf die Messung einer Kleinspannung zurückführen. Allerdings muss berücksichtigt werden, dass die Messaufnehmer bzw. deren Messumformer unterschiedlich hohe Ausgangspegel haben können. Eine Anpassung über einen Verstärker ist somit ebenfalls vorzusehen.

Des Weiteren muss die Genauigkeit, d. h. die Abweichung vom Messwert berücksichtigt werden. Die Genauigkeit einer Schaltung geht auf die Genauigkeit der einzelnen Bauelemente zurück; je mehr Teile einer Schaltung bekannt sind, desto genauer lässt sich das Übertragungsverhalten bestimmen. Für Messaufnehmer und Messumformer wird deshalb eine Genauigkeit angegeben, die bei der Auswertung der Messdaten berücksichtigt werden muss. Diese Informationen können den jeweiligen Datenblättern entnommen werden und werden bei der Auswahl entsprechend berücksichtigt.

Da die Netzspannung und der Netzstrom dreiphasig, die Zwischenkreisspannung sowie zwei Temperaturen am IGBT-Modul, die Umgebungstemperatur und –feuchte gemessen werden sollen, ergibt sich die Forderung nach einer Kanalanzahl von mindestens 11. Diese Kanäle müssen alle gleichzeitig und zeitlich äquidistant abgetastet werden können. Die minimale Abtastrate ergibt sich aus dem Signal, welches erfasst werden soll. Hierbei muss das Abtasttheorem eingehalten werden [52], [53], [54]. Dies besagt, entsprechend Gleichung (4.3), dass die Abtastfrequenz f_a größer als das Doppelte der Signalfrequenz f_s sein muss [54].

$$f_a > 2 \cdot f_s \quad (4.3)$$

Dies bedeutet, dass entsprechend Gleichung (4.4) bei weniger als der halben Abtastfrequenz f_a die Bandbegrenzung erfolgen muss.

$$f_b < \frac{f_a}{2} \quad (4.4)$$

Dies wird mit einem Tiefpass erreicht [54]. Um das Messsignal hochauflösend zu erfassen, muss daher eine möglichst hohe Abtastfrequenz angestrebt werden. Die maximale Abtastrate ergibt sich jedoch aus der Datenrate, die das Messsystem übertragen und speichern kann. Um zu verhindern, dass sich bei der späteren A/D-Umsetzung das Eingangssignal ändert, wird eine Abtast-Halte-Schaltung eingesetzt [43], [55]. Diese lädt über einen Schalter einen Kondensator und trennt diesen während der A/D-Umsetzung vom Eingangssignal.

Um das bei der Abtastung entstehende Datenvolumen so gering wie möglich zu halten, sollten die zeitlichen Änderungsgeschwindigkeiten der physikalischen Größen berücksichtigt werden. Langsame Signale mit entsprechend niedrigen Frequenzanteilen können deshalb auch mit einer geringeren Abtastrate erfasst werden. Das Messsystem muss für eine Langzeitaufzeichnung (24/7) geeignet sein. Es muss also genügend Speicherplatz vorgesehen werden, sofern keine permanente Datenverbindung zwischen dem Messsystem und einem Datenserver aufgebaut werden kann.

Alle Komponenten des Messsystems sowie ggf. benötigte Netzteile für die Messmittel müssen so in der WEA aufgestellt werden können, sodass der reguläre Betrieb nicht gestört und ggf. anstehende Wartungsarbeiten nicht behindert werden. Das gesamte Messsystem darf auch wie beim Frequenzumrichter weitere Teil der Anlage nicht verändern, sodass keine erneute Prüfung oder Zertifizierung notwendig wird. Daher ist davon auszugehen, dass in der WEA keine zusätzlichen Befestigungsmöglichkeiten eingebracht werden können, d. h., das Messsystem muss somit von sich aus standsicher sein. Im Weiteren muss zunächst eingeplant werden, dass die Datenerfassung und die Datenspeicherung nicht am selben Ort stattfinden können, da Bauraum oder Umgebungsbedingungen dies nicht zulassen. In diesen Fällen wäre die Datenablageeinheit räumlich getrennt, ggf. außerhalb der WEA unterzubringen. In jedem Falle muss die Datenverbindung zwischen Datenerfassung- und Datenablageeinheit für den Betrieb in einer WEA geeignet sein.

Zur Erhebung der Messdaten musste im Rahmen dieser Arbeit deshalb zunächst ein flexibles Messsystem aufgebaut werden, welches die oben beschriebenen Anforderungen an die Feldmessungen erfüllt. Dieses wird im folgenden Abschnitt beschrieben.

5 Aufbau des Messsystems

Für die Feldmessungen musste zunächst ein flexibles, hinsichtlich der Hard- und Software offenes und erweiterbares Messsystem aufgebaut werden. Auf Basis der Anforderungen des allgemeinen Messkonzeptes wurde somit zunächst ein Konzept für das Messsystem erstellt, welches in Bild 5.1 dargestellt ist. Um gleichzeitig die Forderungen zu erfüllen, die Verbindung zwischen Messaufnehmer bzw. Messumformer und A/D-Umsetzer möglichst gering zu halten, aber die Möglichkeit zu schaffen, die Speicherung der Daten an einem weiter entfernten Ort durchzuführen, wurde das Messsystem in zwei Einheiten aufgeteilt: Die Messdatenerfassung besteht aus der Analogsignalverarbeitung, dem DSP und einem FPGA. Die Datenablage-Einheit besteht aus dem Industrie-PC mit Kommunikationsschnittstellen sowie Datenträgern für die Zwischenspeicherung der Messdaten. Verbunden sind beide Einheiten über den EtherCAT-Feldbus.

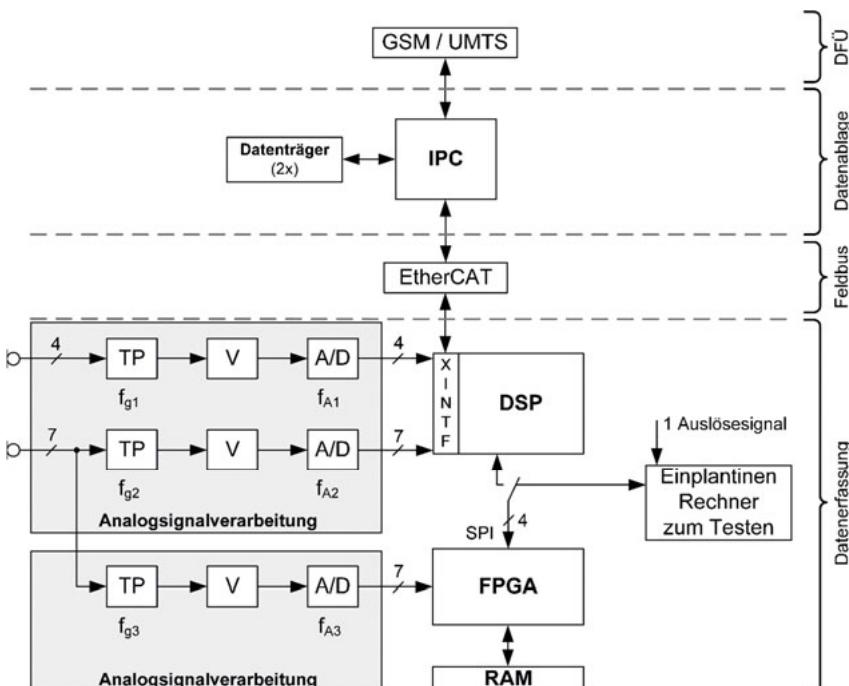


Bild 5.1: Konzept des Messsystems

Für die Datenerfassung, d. h. die Spannungen, welche die zuvor beschriebenen Messumformer liefern, sind entsprechend der Anforderungen des allgemeinen Messkonzeptes die Mindestanzahl von Kanälen eingeplant worden. Dazu sind 4 Kanäle für Temperatur und Feuchte vorgesehen, sowie 7 Kanäle für Spannungen und Ströme. Die Analogsignalverarbeitung sieht vor der A/D-Umsetzung eine Filterung mit einem Tiefpass und, sofern notwendig, eine Vorverstärkung vor. Die Steuerung der A/D-Umsetzer erfolgt zum einen durch den DSP, zum anderen durch einen FPGA. Das Konzept sieht vor, den DSP für die durchgängige Aufzeichnung zu verwenden (f_{A1}, f_{A2}), während der FPGA für die Aufzeichnung kurzer Zeitabschnitte, dafür jedoch mit höherer Abtastrate (f_{A3}) eingesetzt wird. Die Aufteilung wird in den folgenden Abschnitten detailliert beschrieben. Der DSP übernimmt weiterhin die Kommunikation mit dem IPC über den EtherCAT-Feldbus. Der Industrie-PC, welcher die Messdaten über den EtherCAT-Feldbus abholt, speichert diese auf einem angebundenen Datenträger ab. Die Datenträger können gewechselt werden, sodass ein schneller Austausch möglich ist. Zur Realisierung einer Fernwartungsschnittstelle ist im IPC eine UMTS-Schnittstelle (Universal Mobile Telecommunications System) integriert. Diese ermöglicht die Datenfernübertragung (DFÜ) über das Internet mit einer Gegenstelle, beispielsweise einem Daten-Server am Institut.

Aufgrund des Projektziels, das Messsystem später zu einem Zustandsüberwachungssystem weiter zu entwickeln, wurde beim Erstellen des Konzeptes darauf geachtet, dass die Funktion aller Komponenten, die an der Abtastung bis hin zur Datenablage beteiligt sind, soweit wie möglich bekannt ist. Dies bezieht sich sowohl auf die Hardware als auch auf die Software. Im Folgenden wird zunächst die zur Umsetzung des Konzeptes benötigte Hardware beschrieben. Es folgen die benutzten und erstellten Software-Komponenten für die Aufnahme, Weiterleitung und Speicherung der Messdaten.

5.1 Hardware

Die zuvor beschriebenen Komponenten der Datenerfassungs- und Datenablageeinheit werden im Folgenden detailliert beschrieben. Dabei ist die Reihenfolge entsprechend dem Weg der Messdaten von der Erfassung bis zur Speicherung gewählt.

5.1.1 Analog/Digital-Umsetzer

Entsprechend Abschnitt 4 zum allgemeinen Messkonzept sind alle zu messenden physikalischen Größen in eine Kleinspannung überführbar. Aufgrund der diskutierten Messmittel bedeutet dies, dass analoge Signale erfasst werden müssen. Für die Speicherung von Messdaten auf einem Rechner, werden jedoch digitale Werte benötigt. Realisiert werden kann dies mit einem Analog/Digital-Umsetzer [53]. Durch entsprechende Ansteuerung kann das Eingangssignal zeitlich äquidistant erfasst werden. Ein analoges Spannungssignal wird somit zeit- und wertediskret in eine binäre Darstellung umgesetzt.

Bei der Wahl des A/D-Umsetzers mussten die Forderungen aus Abschnitt 4.2 erfüllt werden. Aufgrund der Forderung, dass alle Größen gleichzeitig erfasst werden sollen, konnten die im verwendeten DSP integrierten A/D-Umsetzer nicht genutzt werden. Es stehen zwar zunächst ausreichend analoge Eingänge bereit, diese werden aber intern über einen Multiplexer auf nur zwei Abtast-Halte-Glieder verbunden. Dies würde bei der Abtastung von mehr als zwei Kanälen immer einen zeitlichen Versatz ergeben. Verwendung fand somit die integrierte Schaltung AD7656 der Firma Analog Devices [D1]. In diesem Baustein sind 6 A/D-Umsetzer mit jeweils eigenem Abtast-Halte-Glied integriert. Damit können 6 analoge Signale im Bereich von ± 10 V mit einer Genauigkeit von 16 Bit gleichzeitig erfasst werden. Die maximal mögliche Abtastrate beträgt 250 kHz. Um die Forderung nach 11 Kanälen zu erfüllen, werden 2 integrierte Schaltungen verwendet. Zur korrekten Abtastung von analogen Kleinspannungssignalen wurden weitere Schaltungen vorgesehen. Entsprechend Bild 5.2 ist dies ein Differenzverstärker mit einstellbarer Verstärkung V und ein Tiefpass zur Einhaltung des Abtasttheorems (s. Abschnitt 4.2).

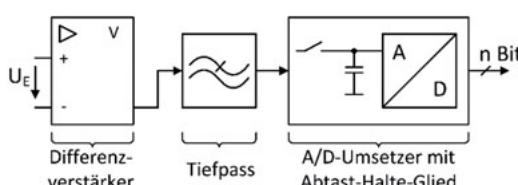


Bild 5.2: Differenzverstärker, Tiefpass und A/D-Umsetzer

Die analoge Eingangsspannung U_E wird somit in einen ganzzahligen Wert im Zweierkomplement mit einer Auflösung von n Bit umgesetzt [56]. Die Verstärkung V des

Instrumentenverstärkers kann entsprechend dem Ausgangssignal des Messumformers eingestellt werden, sodass der Eingangsspannungsbereich des verwendeten A/D-Umsetzers möglichst vollständig ausgenutzt wird. Die Grenzfrequenz f_g des RC-Tiefpasses ist entsprechend Formel (5.1) ebenfalls über einen Widerstand und einen Kondensator einstellbar [57].

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \quad (5.1)$$

Die komplette Schaltung wurde am IALB in Form eines steckbaren Moduls aufgebaut, welches in Bild 5.3 dargestellt ist.

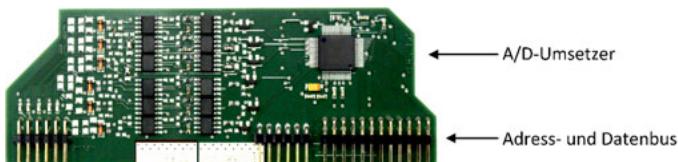


Bild 5.3: Analog/Digital-Umsetzer als steckbares Modul

Die Konfiguration erfolgt nachdem die Messmittel vollständig spezifiziert sind. Die Beschreibung hierzu folgt in Abschnitt 6.3.1.

5.1.2 Digitaler Signalprozessor und Mikrorechnerkarte

Da sowohl die A/D-Umsetzer als auch das im folgenden Abschnitt beschriebene EtherCAT-Feldbus-Interface keine aktive Datenweiterleitung ermöglichen, wird eine aktive Einheit benötigt, die die Übertragung der Daten übernimmt. Hierzu wird der digitale Signalprozessor TMS320F28335 der Firma Texas Instruments verwendet [D2]. Dieser ist mit einem konfigurierbarem 16-Bit Datenbus ausgestattet (XINTF) und erlaubt somit den Zugriff auf externe Peripherie wie den A/D-Umsetzer und das EtherCAT-Feldbus-Interface. Bild 5.4 zeigt die im Folgenden als Mikrorechnerkarte bezeichnete Platine, auf der der DSP integriert ist. Die Mikrorechnerkarte wurde als gemeinsame Schnittmenge aller Prüfstände am IALB entwickelt, an dessen Entwicklung der Autor maßgeblich beteiligt war. Die Mikrorechnerkarte integriert alle Funktionen und Auswerteeinheiten, die für typische Prüfstände im Bereich der Antriebsregelung und Steuerung von Frequenzumrichtern sowie Datenerfassung benötigt werden. Dies umfasst A/D- und D/A-Umsetzer-Karten, die Möglichkeit der Anbindung eines Drehgebers sowie verschiedene Datenschnittstellen.

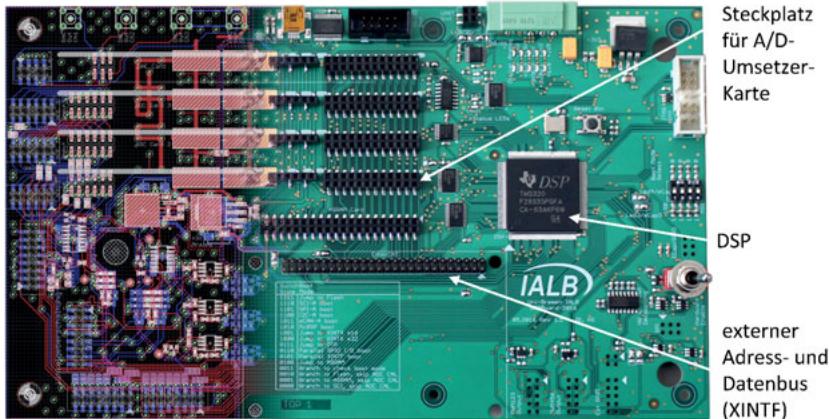


Bild 5.4: Am Institut IALB entwickelte Mikrorechnerkarte

Die Anpassung an einen konkreten Prüfstand erfolgt über eine individuell gefertigte Adapterkarte. Aus diesem Grund bot die Mikrorechnerkarte eine ideale Grundlage zur Verwendung in der Datenerfassungseinheit.

Zur Erfassung der anologen Größen wird die Mikrorechnerkarte somit mit zwei A/D-Umsetzer-Karten bestückt. Zur Anbindung an den IPC wird ein EtherCAT-Feldbus-Interface verwendet, welches im folgenden Abschnitt beschrieben wird.

5.1.3 EtherCAT-Feldbus und Interface

Entsprechend der Forderung, dass die Datenerfassungseinheit und Datenablageeinheit getrennt aufgestellt werden können müssen, musste eine Datenverbindung gewählt werden. Diese musste robust genug sein, um in einer WEA auch über größere Distanzen, d. h. von der Gondel zum Turmfuss, eingesetzt werden zu können. Hier bot sich der EtherCAT-Feldbus an, da bereits in einem vorangegangenen Projekt mit diesem Feldbus für den Datenaustausch und die Kommunikation mit Frequenzumrichtern gearbeitet wurde.

EtherCAT (Ethernet for Control and Automation) ist ein auf dem Ethernet-Standard basierender echtzeitfähiger Feldbus, der Firma Beckhoff-Automation GmbH und Co. KG und im IEC Standard 61158 offengelegt [37], [58]. Ethernet, nach IEEE Norm 802.3, spezifiziert Protokolle und Hardware. Zum Nutzdatentransport werden Datenpakete mit zusätzlichen Informationen wie Absender- und Empfängeradresse

verwendet. Bei Ethernet ist jeder Busteilnehmer gleichberechtig. Vor dem Versenden eines Paketes wird geprüft, ob der Bus frei ist, Kommt es trotzdem zu gleichzeitigem Senden, also einer Kollision, wird dies von jedem Busteilnehmer erkannt. Bevor die Daten erneut gesendet werden, wird von jedem Busteilnehmer eine unterschiedliche zufällige Zeit gewartet [37]. Weiterhin muss jeder Busteilnehmer die Datenpakete vollständig empfangen, bevor sie bearbeitet und beantwortet werden können. Dies führt dazu, dass die Laufzeiten nicht vorherbestimbar sind und der Bus somit nicht echtzeitfähig ist. Der EtherCAT-Feldbus benötigt einen Steuerrechner, welcher alle Datentransfers initiiert. Die Datenpakete, sogenannte Telegramme, werden vom „EtherCAT-Master“, einer Software, die auf dem Steuerrechner ausgeführt wird, erzeugt und versendet. Die Telegramme enthalten Daten zur Konfiguration der Busteilnehmer sowie zum Senden und Abholen von Prozessdaten. Die Prozessdaten sind in dieser Anwendung die Messdaten. Nachdem das Telegramm alle Busteilnehmer durchlaufen hat, wird es wieder vom Steuerrechner empfangen und bearbeitet. Beispielsweise empfangene Prozessdaten können ausgewertet und daraus neue Sollwerte generiert werden. Beim EtherCAT-Feldbus wird zwischen den folgenden Zuständen unterschieden: „Init“, „Pre-Operational“, „Safe-Operational“ und „Operational“. In den Zuständen „Init“, „Pre-Operational“ und „Safe-Operational“ wird der Busteilnehmer auf verschiedenen Ebenen konfiguriert. Eingänge können ab dem Zustand „Safe-Operational“ eingelesen, aber über die Ausgänge kann noch nichts ausgegeben werden. Im Zustand „Operational“ ist der Busteilnehmer betriebsbereit und Ausgabewerte können gesendet werden. Der EtherCAT-Zustandsautomat der Busteilnehmer ist in einem ASIC, d. h. einer anwendungsspezifischen integrierten Schaltung, oder einem FPGA implementiert und die Durchlaufverzögerung des Telegramms ist konstant. Daten können während das Telegramm den Busteilnehmer passiert ohne Zwischenspeicherung entnommen oder hinzugefügt werden. Diese Eigenschaften machen den EtherCAT-Feldbus echtzeitfähig und ermöglichen somit einen berechenbaren Datentransport. Detaillierte Informationen hierzu können den Datenblättern [D3], [D4] und [D5] entnommen werden. Bild 5.5 zeigt eine Erweiterungskarte, eine sogenannte EtherCAT-Briefmarke, mit einem ASIC und zwei Netzwerkanschlüssen [D6]. Über die Netzwerkanschlüsse erfolgt die Anbindung an den Steuerrechner sowie die Verbindung zum nächsten EtherCAT-Busteilnehmer. Mit dieser EtherCAT-Briefmarke ist es somit möglich, den DSP, um die Anbindung an den EtherCAT-Feldbus zu erweitern.

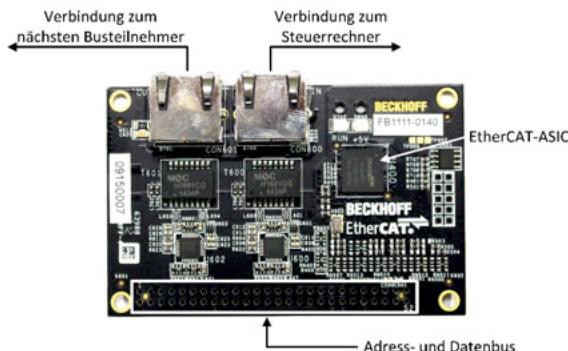


Bild 5.5: EtherCAT-Feldbus Adapterkarte der Firma Beckhoff-Automation

Zur Anbindung steht ein Datenbus mit einer Breite von 16-Bit zur Verfügung. Dieses ist ideal, da der DSP ebenfalls einen 16-Bit breiten externen Datenbus hat. Zur Kommunikation ist die Anzahl der zu sendenden und zu empfangenen Variablen zu konfigurieren. Diese sind Teil der „EtherCAT Slave Information“ (ESI) und werden in einem nicht flüchtigen Speicher (ROM) abgelegt [D3].

Die Verbindung zwischen einem Steuerrechner und dem EtherCAT-Teilnehmer bzw. möglichen weiteren Teilnehmern erfolgt als serielle Struktur. Für die oben gezeigte Karte wird dabei ein kupferbasiertes Netzwerkkabel verwendet. Es sind aber auch Medienkonverter erhältlich, mit denen eine Übersetzung auf Lichtleiter möglich ist, was ebenfalls ein Grund für die Auswahl des EtherCAT-Feldbusses war.

Die Echtzeitfähigkeit und Industrietauglichkeit des EtherCAT-Buses bilden somit eine ideale Grundlage zur Kopplung der Datenerfassungs- und Datenablageeinheit auch über größere Distanzen. Im Folgenden wird auf die möglichen Datenübertragungsraten und den sich daraus ergebenden Abtastraten eingegangen.

5.1.4 Kommunikationszeiten

Zur Bestimmung der maximal möglichen Abtastrate musste die Wandlungszeit des A/D-Umsetzers, das Lesen und Schreiben der Werte aus dem A/D-Umsetzer sowie die Bearbeitungszeit für den Feldbus im DSP berücksichtigt werden.

Hier stellte sich heraus, dass die Kommunikation zwischen DSP und EtherCAT-Feldbus-Modul die Engstelle darstellt. Aufgrund der begrenzten Abstufung zur Konfiguration des externen Busses (XINTF) des DSP musste dessen Taktfrequenz

von möglichen 150 MHz auf 60 MHz reduziert werden. Dies wiederum erhöht die Zugriffzeit auf den Speicher des EtherCAT-Feldbus-Moduls [D5]. Während das Auslesen der Messdaten aus den Registern des A/D-Umsetzers, das Zwischen-speichern der Messdaten im Speicher des DSP und abschließend das Ablegen der Daten im Speicher des EtherCAT-Feldbus-Moduls zeitlich im Bereich der Zeit für die A/D-Umsetzung liegt, ist das Reagieren auf Anfragen seitens des EtherCAT-Feldbusses variabel. Um Prozessorzeit einzusparen, musste hier der Kommunikationsaufwand auf ein Minimum reduziert werden. So ist es beispielsweise vom Konzept des EtherCAT-Feldbusses vorgesehen, Speicherbereiche dynamisch zu konfigurieren [D3]. Auf diese Möglichkeit wurde u. a. verzichtet und damit der Kommunikationsumfang auf ein Minimum reduziert. Da eine durchgängig feste Abtastfrequenz eingehalten werden muss und zu allen Zeiten diese sich daraus ergebende Abtastzeit nicht überschritten werden darf, müssen alle Aufgaben, die der DSP abzuarbeiten hat, in dieser Zeit abgeschlossen sein. Durch Messung der Bearbeitungszeit aller Konfigurations- und Zustandswechsel wurde eine maximale Zeit von 18 μ s ermittelt. Um einen Rücksprung aus der Interrupt-Service-Routine zu ermöglichen, wurde eine Zykluszeit von 20 μ s gewählt, woraus sich eine maximale Abtastrate von $f_{A2}=50$ kHz ergibt. Die minimale Abtastrate wurde zu 1 Hz konfiguriert. Die für die Tests verwendete Software wird im Abschnitt 5.2 beschrieben.

5.1.5 FPGA basierte Messwerterfassung

Wie bereits im vorangegangenen Abschnitt beschrieben, kann die Abtastung mit dem DSP zwischen 1 Hz und 50 kHz erfolgen. Um die analogen Messwerte zeitlich noch besser auflösen zu können, sollte eine Möglichkeit vorgesehen werden, die eine höhere Abtastrate für kurze Zeitspannen ermöglicht. Um aber diese höhere Datenrate bewältigen zu können, musste ein zusätzliches FPGA (engl. Field Programmable Gate Array) verwendet werden, da der DSP mit seiner verwendeten Konfiguration diese Datenmenge nicht bewältigen kann. Da sich der konfigurierte FPGA wie eine Hardware-Schaltung verhält, wird dieser vollständig hier beschrieben und nicht unter dem Abschnitt „Software“. Als FPGA wurde ein Spartan-6 (XC6SLX45-2FGG484I) der Firma Xilinx verwendet [D7]. Zur einfacheren Integration wurde hier ein fertiges FPGA-Modul der Firma Trenz Elektronic, ein GigaBee-Modul (TE0600-02I), verwendet [D8]. Dieses beinhaltet neben dem FPGA auch die notwendigen Bausteine für die Spannungsversorgung sowie zwei 1 GBit große DDR3 SDRAM (256 MB) (s. Bild 5.6).

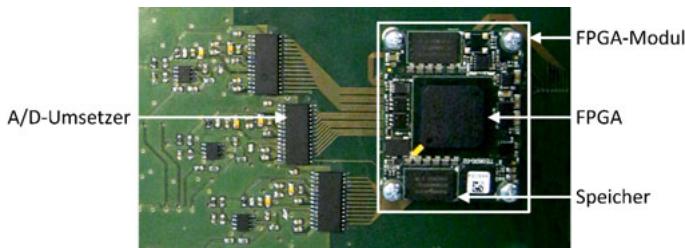


Bild 5.6: Ausschnitt der Adapterkarte mit A/D-Umsetzern und FPGA-Modul

Da die zuvor gewählten A/D-Umsetzer eine maximale Abtastrate von 250 kHz ermöglichen, mussten für die höhere Abtastung andere Typen gewählt werden. Für die Auswahl des A/D-Umsetzers mussten zunächst die Abtastrate, der Eingangsspannungsbereich und nicht zuletzt die Kosten berücksichtigt werden. Aus diesem Grund wurde der AD9220 der Firma Analog Devices mit einer Auflösung von 12 Bit verwendet [D9]. Wegen des Unipolaren-Eingangsbereichs 0...5 V muss eine Referenz von 2,5 V erzeugt werden. Im Vergleich zu dem A/D-Umsetzer für die Abtastung mit 50 kHz beträgt der Eingangsspannungsbereich $\pm 2,5$ V, d. h. nur $\frac{1}{4}$ von ± 10 V. Daher wird ein Spannungsteiler vorgeschaltet, um die gleichen Messverstärker für Spannung und Strom wie bei der Abtastung mit 50 kHz verwenden zu können. Der Gesamtwiderstand des Spannungsteilers, d. h. die Last am Messverstärker oder Tastkopf muss geräteabhängig einen bestimmten Widerstand haben. Je nach Größe dieses Widerstandes kann dies einen Einfluss auf den Eingangsverstärker des A/D-Umsetzers haben. Hierdurch kann ein Spannungsversatz (Offset) entstehen. Zum Ausgleich des Spannungsversatzes wurde im FPGA eine entsprechende Kompensation vorgesehen, d. h. von dem digitalen Eingangswert wird ein konstanter Wert abgezogen. Ermittelt wird dieser Wert durch Verbinden des Eingangs der Verstärkerstufe des jeweiligen Kanals des A/D-Umsetzers mit der Masse und Einlesen des Wertes des A/D-Umsetzers. Der gemessene Wert wird zur Kompensation verwendet. Der hier verwendete A/D-Umsetzer erlaubt eine maximale Abtastrate von 10 MHz. Durch die beschränkten Möglichkeiten zur Konfiguration des internen Tages des FPGA ist eine maximale Abtastrate von $f_{A3}=9,52$ MHz möglich. Die Grenzfrequenz des vorgeschalteten Filters wurde zu $f_{g3}=2$ MHz festgelegt. Durch die Verwendung des FPGA ist es hier möglich die Umsetzung der 7 Kanäle gleichzeitig zu starten und die Daten gleichzeitig einzulesen und zu verarbeiten (s. Bild 5.7).

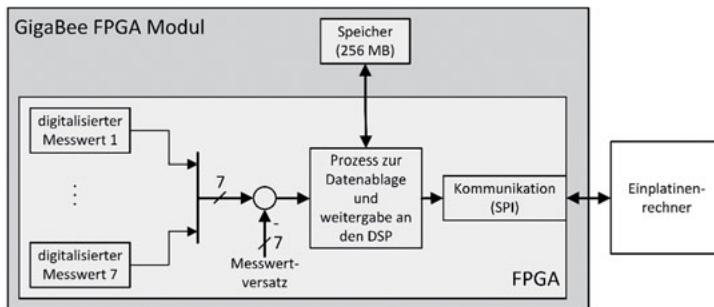


Bild 5.7: Datenfluss im FPGA und Kommunikation mit dem DSP

Aufgrund der Auslegung der Schaltung zur Aufzeichnung von kurzen, aber dafür hochauflösten Zeitspannen wurde der direkt an den FPGA angebundene flüchtige Speicher (RAM) mit einer Größe von 256 MB verwendet. Der Speicher wurde zunächst komplett als Ring-Speicher organisiert [59]. D. h., ist der Speicher einmal komplett beschrieben, wird wieder am Anfang begonnen und zuvor aufgezeichnete Daten werden überschrieben. Dies erlaubt das fortlaufende Mitschreiben von Messdaten. Auf ein Auslösesignal hin, d. h. nach Auftreten eines vorher definierten Ereignisses, kann die Aufzeichnung angehalten werden. Dabei kann im Vorfeld definiert, werden wie lange die Aufzeichnung nach dem Ereignis noch durchgeführt werden soll. So ist später ein Zeitbereich vor und nach dem Ereignis abrufbar. Bei der maximalen Abtastrate ist eine Aufzeichnung der 7 Kanäle von bis zu 2,35 s möglich.

Für die Kommunikation mit dem Einplatinenrechner, beispielsweise einem Raspberry PI [D10], oder dem DSP wurde ein „Serial Peripheral Interface“ (SPI) vorgesehen [D2]. Beim SPI-Bus handelt es sich um einen seriellen Bus mit jeweils einer Ein- sowie Ausgabeleitung sowie einem eigenen Taktsignal. Der Einplatinenrechner übernimmt die Erzeugung des Taktsignals und kann die Daten aus dem FPGA auslesen. Die Bitbreite wurde im Einplatinenrechner auf 16-Bit eingestellt. Zur Übertragung der 7 Kanäle werden diese als ein Datenpaket zu 84 Bit gepackt. Um dieses Datenpaket mit dem Einplatinenrechner empfangen zu können, muss dieses in sechs 16-Bit Wörtern übertragen und anschließend auf dem Einplatinenrechner wieder zusammengesetzt werden. Um eine Datenkonsistenz zu erreichen, werden die Daten im FPGA in einem eigenen Speicherbereich solange gehalten, bis diese vollständig ausgelesen wurden. Sollte es zu Verzögerungen beim Auslesen kommen, können neue Daten zwischengespeichert oder verworfen werden. Die Verfügbarkeit neuer Daten im FPGA kann

über eine eigene Signalleitung kenntlich gemacht werden. Alternativ können die Daten, nach entsprechender Implementierung der Kommunikation, aus dem FPGA zukünftig über den DSP ausgelesen werden.

Das FPGA-Modul und die zugehörigen A/D-Umsetzer wurden auf einer Adapterkarte integriert, welche unter die Mikrorechnerkarte gesteckt werden kann. Entsprechende Verbindungsleitungen zur Kommunikation mit dem DSP wurden bereits vorgesehen.

5.1.6 Industrie-PC

Aufgrund der geplanten Trennung zwischen Datenerfassung und Datenablage sowie der geplanten Erweiterung zu einem Zustandsüberwachungssystem wird ein frei programmierbarer Rechner benötigt. Für dessen Haupteinsatz zur Datenaufzeichnung im Feld ist deshalb eine robuste und kompakte Ausführung eines Rechners erforderlich. Diese Anforderungen erfüllen Industrie-PCs [60], da diese so aufgebaut sind, dass sie ohne aktive Lüfter auskommen und somit wartungsfrei sind. Die Abführung der beispielsweise im Prozessor entstehenden Verlustleistung wird hier über das Gehäuse realisiert. Die integrierten Komponenten sind entsprechend der Anwendung angepasst, so ist z. B. die Spannungsversorgung über die in der Industrie üblichen 24 V möglich. Der hier verwendete IPC ist ein BLUEPICE-ECS7000-2R der Firma PLUG-IN Electronic GmbH. Als Prozessor kommt hier ein Core i7 mit 4 Kernen mit einer Taktfrequenz von 2,3 GHz der Firma Intel zum Einsatz [56]. Als Arbeitsspeicher stehen 4 GB zur Verfügung. Weiterhin sind zwei Netzwerkschnittstellen vorhanden, welche für den EtherCAT-Feldbus und eine allgemeine Datenverbindung verwendet werden. Das Gehäuse hat zwei Wechselschächte zur Aufnahme von zwei Datenträgern. Aufgrund der zu handelsüblichen PCs kompatiblen Hardware können gängige Betriebssysteme installiert werden, worauf im Folgenden Abschnitt „Software“ weiter eingegangen wird.

5.2 Software

Die gesamte Software umfasst die Programme für den digitalen Signalprozessor, die Implementierung eines Moduls zur Kommunikation über den EtherCAT-Feldbus, die Konfiguration des genutzten Betriebssystems für den Industrie-PC sowie der Implementierung eines Programms zur Ablage der Messdaten auf einem Datenträger. Die Kommunikation zwischen dem IPC mit dem DSP über den EtherCAT-Feldbus und das Zusammenwirken der einzelnen Software-Komponenten ist in Bild 5.8 dargestellt.

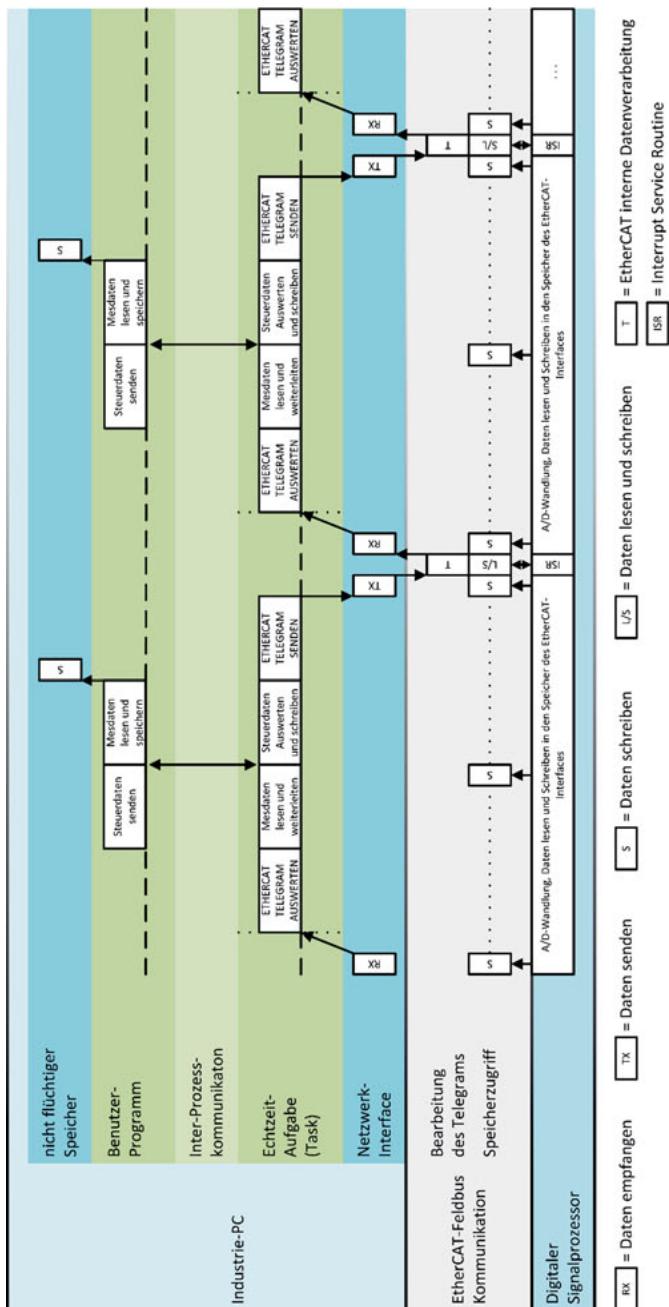


Bild 5.8: Ablauf der Kommunikation zum Transport der Messwerte vom A/D-Umsetzer auf einen Datenträger

Grundlegend kann der Aufbau des Datentransportes in drei Bereiche aufgeteilt werden, den DSP, das EtherCAT-Feldbus-Modul und den IPC, denn alle haben einen flüchtigen Speicher, den die Messdaten der Reihe nach passieren.

Allen Teilsystemen ist gemein, dass der Datenstrom kontinuierlich und ohne Unterbrechung erfolgen muss. Unterbrechungen würden später zu Sprüngen in den Messdaten führen und die Auswertung verfälschen. Dies setzt eine echtzeitfähige Datenverarbeitung voraus [58]. Echtzeitfähig bedeutet, dass eine Komponente, d. h. Hardware oder Software, auf ein Ereignis innerhalb einer vorgegebenen Zeit reagiert. Entsprechend reagiert werden muss auf das Signal vom A/D-Umsetzer das meldet, dass die Wandlung erfolgreich abgeschlossen wurde. Weiterhin müssen neue Daten vom Feldbus in einer bestimmten Zeit entgegengenommen werden. Auch eine auszuführende Echtzeitaufgabe (engl. real time task) des Betriebssystems zur Entgegenahme der Daten muss mit konstanter Frequenz ausgeführt werden. Die Software-Module und Programme wurden in der Programmiersprache „C“ geschrieben.

Wie bereits beschrieben, übernimmt der DSP das Starten der A/D-Umsetzer sowie das Auslesen der Werte. Diese werden dann in den Speicher des EtherCAT-Feldbus-Moduls geschrieben. Abgeholt werden die Daten von einem Telegramm, welches über den IPC initiiert wird. Auf dem IPC wird mit fester Frequenz eine Echtzeitaufgabe (engl. real time task) ausgeführt, welche die für den Betrieb des EtherCAT-Feldbusses notwendigen Prozeduren ausführt. Hier wird das Senden von Kommandos an den Mikrocontroller und das Lesen von Messdaten gestartet. Diese Echtzeitaufgabe ist Teil eines Moduls für den Betriebssystemkern, im Weiteren Kommunikationsmodul genannt. Zum Abspeichern der Daten wird ein weiteres Programm benötigt. Dieses Programm liest per Interprozess-Kommunikation die Messdaten aus dem Kommunikationsmodul und schreibt sie fortlaufend in eine Datei auf den Datenträger. Die Funktion und die Aufgaben der einzelnen Software-Module werden im Folgenden in der Reihenfolge von der Erfassung der Daten bis zu deren Ablage bzw. Speicherung im Detail beschrieben.

5.2.1 Software für den digitalen Signalprozessor

Wird der DSP mit Spannung versorgt, wird vom Programm zunächst die Konfiguration der Peripherie durchgeführt. Um wie zuvor gefordert eine äquidistante Abtastung zu erreichen, wird ein Zeitgeber des DSP so konfiguriert, dass mit der Abtastfrequenz im

DSP eine Unterbrechung (Interrupt) ausgelöst wird, mit welcher eine Interrupt-Service-Routine (ISR) aufgerufen wird [D2]. Innerhalb dieser ISR wird zunächst nur auf Statusänderungen des EtherCAT-Interfaces gewartet (s. Bild 5.9).

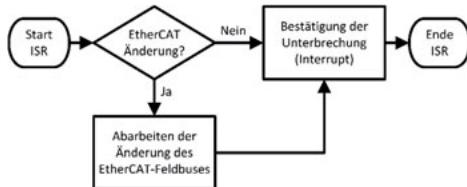


Bild 5.9: Bearbeitung von EtherCAT-Statusänderungen

Wird eine Statusänderung signalisiert, wird diese vom DSP bearbeitet. Wie zuvor beschrieben werden zunächst die Zustandswechsel der EtherCAT-Zustandsautomaten von „INIT“ bis „OPERATIONAL“ vollzogen. Hat das System den Zustand „OPERATIONAL“ erreicht, können Prozessdaten über den EtherCAT-Feldbus übertragen werden und es wird auf das Kommando zum Starten der Messdatenaufzeichnung gewartet. Dieses Kommando wird von einem auf dem IPC ausgeführten Programm gesendet, sobald dieses, bereit ist, Messdaten zu empfangen. Ist dieses Kommando empfangen worden, hat der DSP die Aufgabe, die Daten vom A/D-Umsetzer an das EtherCAT-Interface weiterzugeben und weiterhin auf Ereignisse des EtherCAT-Interfaces zu reagieren.

Innerhalb der ISR (s. Bild 5.10) werden nun zunächst die A/D-Umsetzer gestartet. Da die Wandlung eine bestimmte Zeit beansprucht, wird zur optimalen Ausnutzung der Rechenzeit als nächstes geprüft, ob auf Ereignisse des EtherCAT-Interfaces reagiert werden muss [D3].

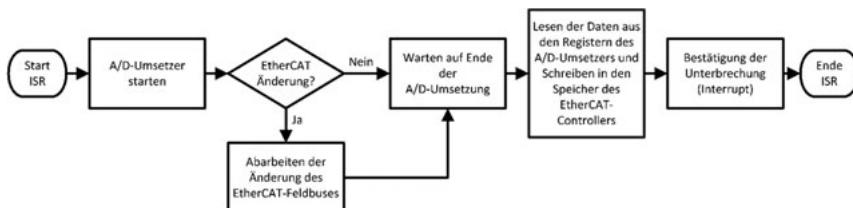


Bild 5.10: Abrufen und Speichern der Messdaten und Bearbeiten von Anfragen durch den EtherCAT-Feldbus

Ist dies der Fall, wird entsprechend der Status-Information reagiert. Daraufhin wird ggf. gewartet, bis der A/D-Umsetzer signalisiert, dass die Wandlung abgeschlossen ist. Nachdem die Wandlung abgeschlossen ist, werden die Daten ausgelesen und in den Speicher des EtherCAT-Interfaces geschrieben. Damit hat die ISR das Ende erreicht und der DSP wartet auf die nächste Unterbrechung. Die Abarbeitung der ISR erfolgt fortlaufend in der beschriebenen Weise, bis über den EtherCAT-Feldbus das Kommando zum Stoppen der Aufzeichnung empfangen wird.

5.2.2 Betriebssystem und Echtzeitweiterung für den Industrie-PC

Betriebssysteme übernehmen die Prozesssteuerung, d. h. das Laden und Ausführen von System- oder Benutzerprogrammen, die dafür benötigte Speicherverwaltung und ermöglichen über standardisierte Schnittstellen, auch Treiber genannt, den Zugriff auf die Hardware [61]. Die Hardware-Komponenten, wie beispielsweise eine Netzwerk-karte, können dabei auf der Hauptplatine (engl. mainboard) zusammen mit dem Prozessor (engl. CPU – Central Processing Unit) integriert sein oder über Erweiterungskarten ergänzt werden [59].

Um die Forderung nach einem flexibel anpassbaren System zu erfüllen, wurde das Betriebssystem „GNU/Linux“ gewählt. Dieses ist ein bewährtes Betriebssystem, welches es ermöglicht, alle Komponenten nach Bedarf zusammenzustellen und an die eigenen Bedürfnisse anzupassen. Dies ist jedoch zeitlich sehr aufwendig und es empfiehlt sich der Einsatz einer sogenannten „Distribution“, in der die zum Betrieb eines „GNU/Linux“ basierten Betriebssystems grundlegenden Komponenten zusammengefasst und aufeinander abgestimmt sind. Um dennoch die Flexibilität und auch Aktualität in der Software nicht aufzugeben, wurde die Distribution „Gentoo“ gewählt [L1]. Diese bietet dem Entwickler eine stabile Grundinstallation, darüber hinaus aber auch die Möglichkeit, andere Software zu integrieren. Beispielsweise ist der Betriebssystemkern „Linux“ [L2] aktuell noch nicht vollständig echtzeitfähig. Dies kann jedoch über die Erweiterung „Realtime Application Interface“ (RTAI) ergänzt werden [62], [L3], sodass eine Trennung zwischen den Prozessen des Betriebssystemkerns (Linux) und den Echtzeitaufgaben (engl. real time task) möglich ist. Für die Ausführung der Echtzeitaufgaben wurden zwei der vier Kerne des Prozessors reserviert. Die zwei verbleibenden Kerne sind dem Betriebssystemkern zu gewiesen. Weiterhin wird die Kommunikation über den EtherCAT-Feldbus nicht standardmäßig unterstützt. Auch dies kann über zusätzliche Software einen

sogenannten „EtherCAT-Master“ [L4], [L5] ergänzt werden. Hierauf wird im folgenden Abschnitt genauer eingegangen. Für die Installation und Konfiguration der zuvor genannten Software wird auf die den Programmen beiliegende Dokumentation verwiesen [L1], [L2], [L3], [L4], [L5].

5.2.3 EtherCAT-Master und Konfiguration

Der EtherCAT-Feldbus in seiner gesamten Funktion besteht aus der zuvor beschriebenen Hardware (s. Abschnitt 5.1.3), den EtherCAT-Slaves und der Software, dem EtherCAT-Master. Die Software wird üblicherweise auf einem Industrie-PC installiert und ausgeführt. Mit dieser Software können die Telegramme erzeugt werden, welche an die Teilnehmer des EtherCAT-Netzes versendet werden. In diesen Telegrammen sind die Informationen zum Lesen und Schreiben der Prozessdaten, d. h. beispielweise der Messdaten, enthalten. Diese Software ist erhältlich bei der Firma Beckhoff, allerdings setzt sie die Verwendung des Betriebssystems Microsoft Windows voraus. Aus diesem Grund wird die quelloffene Variante der „EtherLab-Master“ der Ingenieurgemeinschaft IgH GmbH verwendet, welche unter dem Betriebssystem GNU/Linux lauffähig ist [L3].

Für die Kommunikation mit den EtherCAT-Teilnehmern ist die Konfiguration bzw. Implementierung von drei Modulen notwendig (s. Bild 5.11). Diese sind ein anwendungsspezifisches Konfigurations- und Kommunikationsmodul, das Modul des EtherLab-Masters und ein für den EtherCAT-Feldbus angepasster Treiber für die verwendete Netzwerkkarte.

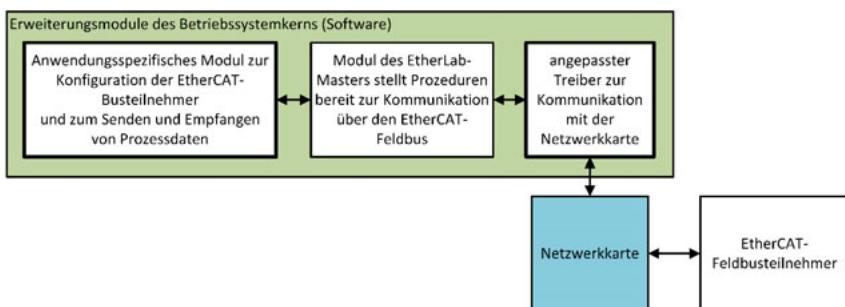


Bild 5.11: Software-Module zur Kommunikation über den EtherCAT-Feldbus

Das Modul für den EtherCAT-Master ist entsprechend der beiliegenden Dokumentation zu konfigurieren. Um Daten an das EtherCAT-Netzwerk senden zu

können, wird ein spezieller Treiber für die verwendete Netzwerkkarte benötigt, welcher ausschließlich den Datenverkehr mit dem EtherCAT-Master zulässt. An dieser Stelle konnten die Vorteile der quelloffenen Software genutzt werden. So war der Treiber für die Netzwerkkarte des IPCs in der benötigten Version nicht verfügbar, konnte aber mit Hilfe einer früheren Version erstellt werden.

5.2.4 Kommunikationsmodul und Echtzeitaufgabe

Das Kommunikationsmodul wurde im Rahmen der Arbeit erstellt und ist als Erweiterung des Betriebssystemkerns umgesetzt [63]. Dies umfasst zunächst die Konfiguration der Bus-Topologie, welche einem Beispiel der EtherLab-Master Software entnommen wurde. Im Weiteren wird eine Echtzeitaufgabe konfiguriert, mit der das zyklische Versenden von Telegrammen an das EtherCAT-Netz sowie das Empfangen der Antwort möglich ist. Das Telegramm, welches gesendet wird, enthält bei dieser Konfiguration das Kommando zum Starten oder Stoppen der Aufzeichnung. Sofern die Aufzeichnung gestartet wurde enthält das Telegramm, wenn es wieder im IPC angekommen ist, die Messdaten. Das Kommunikationsmodul stellt weiter eine Schnittstelle bereit, um die Daten an ein Programm weiterzugeben, welches diese auf einen Datenträger speichern kann.

Um die Konfiguration der Frequenz der Echtzeitaufgabe festzulegen, wurden zuvor Tests durchgeführt. Ein stabiler Datentransport konnte bis 11 kHz erreicht werden, allerdings nur mit jeweils 4 Byte zum Senden und Empfangen. Aufgrund der mit dem DSP maximal möglichen Abtastrate von 50 kHz wurde auf dem IPC für die Ausführung der Echtzeitaufgabe ein ganzzahliges Vielfaches und somit 5 kHz gewählt. Es ist somit der Transport von jeweils 10 Abtastwerten pro EtherCAT-Telegramm möglich.

5.2.5 Synchronisierung der Kommunikation

Nachteilig an der zunächst geschaffenen Lösung war, dass die Echtzeitaufgabe des IPC nicht auf den DSP synchronisiert worden ist. Dieses Problem wurde durch einen größeren Speicherbereich zur Übertragung der Messdaten gelöst, sodass im Fall einer Verzögerung alle Daten gespeichert und übertragen werden können. Das Kopieren der Daten in einen internen Speicher des EtherCAT-Teilnehmers ermöglicht hier das sofortige Weiterverwenden des Speicherbereichs. Nachteil an dieser Lösung ist, dass diese nur für den Datentransport in eine Richtung, d. h. zum IPC, effektiv genutzt werden kann. Beispielweise für ein System mit einem Regelkreis, welcher darauf ausgelegt ist, in einem festen Abtasttakt die Messwerte zu erhalten und die

errechneten Sollgrößen auszugeben, muss eine Synchronisierung erfolgen. Aus diesem Grund wurde das System erweitert.

Da sowohl der DSP, der EtherCAT-Feldbus-Teilnehmer und der IPC jeweils einen eigenen Taktgeber haben, wäre selbst bei gleicher Frequenz oder zumindest einem ganzzahligen Vielfachen über einen längeren Zeitraum ein Auseinanderlaufen der Taktgeber nicht zu vermeiden, da die Taktgeber selber u. a. einer fertigungsbedingten Streuung unterliegen. Zur bisher beschriebenen Implementierung der Datenübertragung werden entsprechend [64] und Informationen aus [D3], [D4] und [D5] sowie Beispielen aus den Projekten [L4] und [L5] die folgenden Änderungen durchgeführt. Der Ablauf der Echtzeitaufgabe wurde dafür, entsprechend Bild 5.12 erweitert. Um den Aufbau auch für mehrere EtherCAT-Teilnehmer vorzubereiten, wird im Folgenden der Zeitgeber des ersten EtherCAT-Teilnehmers verwendet. Der Zeitgeber wird auch als „Distributed Clock“ (DC) bezeichnet [D3]. Basierend auf diesem Zeitgeber und mit sogenannten Synchronisierungssignalen des EtherCAT-Teilnehmers wird ein Taktsignal mit 50 kHz erzeugt. Mit diesem Takt kann eine Unterbrechung I_1 (Interrupt) im DSP ausgelöst werden. Als Reaktion kann eine Prozedur aufgerufen werden, welche das Starten der A/D-Umsetzers und das Schreiben der Ergebnisse in den Speicher des EtherCAT-Teilnehmers sowie das Abarbeiten der Anfragen des EtherCAT-Feldbusses durchführt. Zur Konfiguration wird verwiesen auf [D3] und [D5]. Der Telegrammdurchlauf durch den EtherCAT-Teilnehmer und damit das Auslösen einer Unterbrechung I_2 wird nun so gelegt, dass er genau zwischen zwei Synchronisierungssignalen liegt, damit kleine Abweichungen diesen nicht vor oder hinter den Zeitpunkt des nächsten Synchronisierungssignals verschieben. Genau genommen werden die Synchronisierungssignale um eine halbe Periode (10 μ s) gegenüber der Unterbrechung I_2 verschoben. Ohne diese Verschiebung würden die beiden Unterbrechungen unter idealen Bedingungen zur gleichen Zeit ausgelöst werden. Aufgrund der Abtastung des DSP mit 50 kHz und der Ausführung der Echtzeitaufgabe auf dem IPC mit 5 kHz können durch die Synchronisierung immer genau 10 Abtastwerte pro Telegramm abgeholt werden. Für die Synchronisierung wird als Voraussetzung die Referenzzeit des ersten EtherCAT-Teilnehmers benötigt, welche mit jedem Telegramm abgefragt werden kann. Die hierfür benötigten Prozeduren sind Teil des zuvor beschriebenen EtherLab-Masters (s. Abschnitt 5.2.3). Eine detaillierte Beschreibung der Grundlagen zur Synchronisierung ist [D3] zu entnehmen.

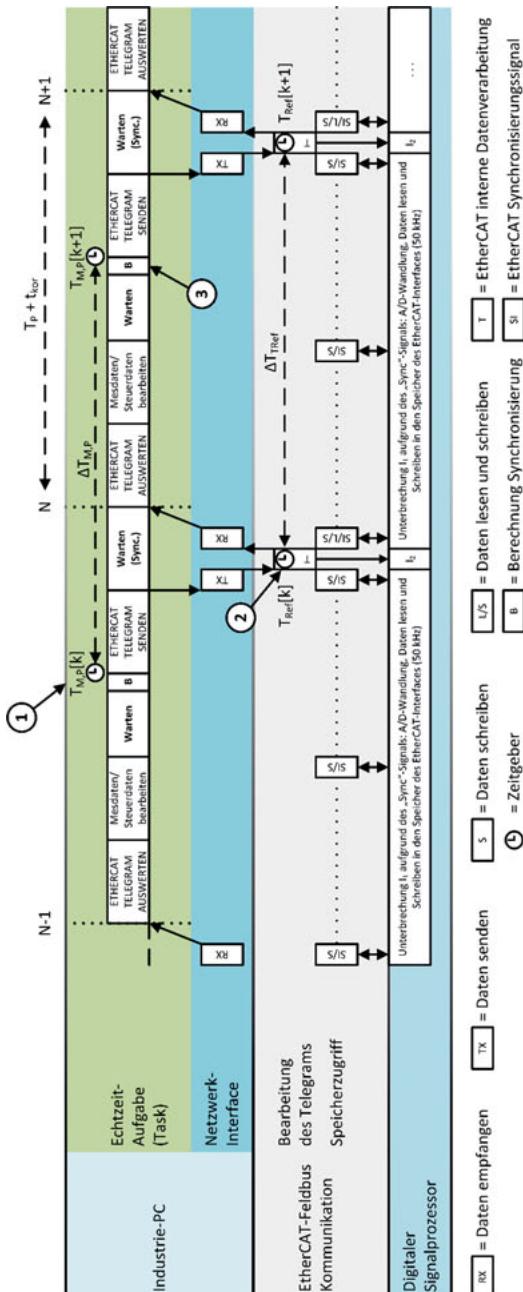


Bild 5.12: Synchronisierte Kommunikation

In der Echtzeitaufgabe wird zunächst wie bisher ein empfangenes Telegramm bearbeitet, ggf. enthaltene Messdaten werden entnommen und weiterverarbeitet. Anschließend werden die an den DSP zu übertragenden Daten für das nächste Telegramm vorbereitet. Danach wird eine variable Zeit gewartet, damit das Senden des Telegramms immer zum gleichen Zeitpunkt in der Periode stattfindet, um das Eintreffen des Telegramms am EtherCAT-Teilnehmer immer nach genau 10 Abtastwerten zu erreichen. Die Wartezeit ist abhängig von der Bearbeitungszeit der Messdaten und einem zur Synchronisierung erforderlichen Korrekturwert. Bevor das Telegramm gesendet wird, wird die Systemzeit des IPC abgerufen und in der Variable $T_{M,P}[k]$ gespeichert (s. Bild 5.12 „1“). Nachdem das Telegramm gesendet wurde, muss ebenfalls eine bestimmte Zeit gewartet werden, bis dies vom EtherCAT-Teilnehmer bearbeitet und vom IPC wieder empfangen wurde. Diese Mindestwartezeit ist abhängig von der Bustopologie, d. h. von der Anzahl der Busteilnehmer. Die maximale Wartezeit ergibt sich aus der Differenz zur nächsten Periode und dem Korrekturwert zur Synchronisierung. Ist diese Wartezeit verstrichen beginnt der Ablauf der Echtzeitaufgabe erneut. Ab dem zweiten Durchlauf kann nun jedoch die abgerufene Zeit des EtherCAT-Teilnehmers $T_{Ref}[k]$ (siehe Bild 5.12 „2“) ausgelesen werden. Bevor das nächste Telegramm gesendet wird, werden die folgenden Berechnungen durchgeführt (s. Bild 5.12 „3“). Zunächst wird noch die virtuelle Zeit T_M des IPC eingeführt, welche auf den Zeitgeber des EtherCAT-Teilnehmers synchronisiert werden soll. Aus dieser und der empfangenen Referenzzeit des EtherCAT-Teilnehmers T_{Ref} wird zunächst die Differenz gebildet.

$$\Delta T_M = T_M[k] - T_{Ref}[k] \quad (5.2)$$

Diese Differenz wird dann auf die Hälfte der Periodendauer T_p der Echtzeitaufgabe normiert. Das Ergebnis wird als $\Delta \bar{T}_M$ bezeichnet. Nun wird die Differenz zwischen der Referenzzeit T_{Ref} und ihrem Wert aus der vorangegangenen Periode berechnet.

$$\Delta T_{Ref}[k] = T_{Ref}[k] - T_{Ref}[k - 1] \quad (5.3)$$

Über die letzten n Differenzen wird die Summe gebildet, das Ergebnis wird als $\Delta \bar{T}_{Ref}$ bezeichnet. Auch für die Systemzeit $T_{M,P}$ wird die Differenz gebildet.

$$\Delta T_{M,P}[k] = T_{M,P}[k] - T_{M,P}[k - 1] \quad (5.4)$$

Und auch hier wird über die letzten n Differenzen die Summe gebildet, das Ergebnis wird als $\Delta\bar{T}_{M,P}$ bezeichnet. Aus den aufsummierten Differenzen der Referenzzeit und der Systemzeit wird das Verhältnis gebildet. Der Bezug auf die Referenzzeit erfolgt hier, weil der Zeitgeber im EtherCAT-Teilnehmer der Genaueste im System ist.

$$t_d[k] = \left(\frac{\Delta\bar{T}_{M,P}[k] - \Delta\bar{T}_{Ref}[k]}{\Delta\bar{T}_{Ref}[k]} \right) \cdot T_P \quad (5.5)$$

Ist der Wert t_d größer null, bedeutet dies, dass die vergangene Zeit des IPC länger war, verglichen mit der Referenzzeit des EtherCAT-Teilnehmers; bei einem Wert kleiner null, entsprechend kleiner. Nun kann ein Korrekturwert bestimmt werden, um die Differenz zwischen der virtuellen Zeit T_M und der Systemzeit des IPC $T_{M,P}$ zu berechnen.

$$t_{kor}[k] = t_{kor}[k-1] + \frac{\Delta\bar{T}_M[k]}{G} + t_d[k] \quad (5.6)$$

Mit dem Gewichtungswert G kann eingestellt werden, wie schnell die Korrektur der Abweichung von der Referenzzeit erfolgt. Somit kann nun die virtuelle Zeit in Abhängigkeit der Systemzeit berechnet werden.

$$T_M(t) = T_{M,P}(t) - t_{kor}[k] \quad (5.7)$$

Da dieser Wert vor dem Senden des Telegramms berechnet wird, kann auch der Zeitpunkt berechnet werden, an dem das Telegramm in der folgenden Periode gesendet werden muss.

$$T_M[k+1] = T_M[k] + T_P \quad (5.8)$$

Der Korrekturwert t_{kor} wird, wie zuvor angemerkt, auch verwendet, um die beiden Wartezeiten zu korrigieren, womit die Synchronisierung erfolgt. D. h. die Periodendauer der Echtzeitaufgabe ist bezogen auf die Zeit im IPC nicht konstant. Somit sind alle Zeitwerte bestimmt, um den Ablauf der Echtzeitaufgabe bzw. die Wartezeiten zu berechnen. Der Wert zur Summierung der Differenzen wurde zu $n=1000$ gewählt wurde, entsprechend benötigt das System n Takte, damit genug Werte zur Verfügung stehen.

Da in dieser Anwendung ein DSP verwendet wird, welcher nur eine Aufgabe zur Zeit bearbeiten kann, können zwei Unterbrechungen nicht zur gleichen Zeit abgearbeitet werden. Berücksichtigt man eine zeitliche Schwankung der Signale, so muss gefordert

werden, dass die Unterbrechung I_2 die durch den Durchlauf des Telegramms ausgelöst wird, immer mit einem ausreichenden Abstand vor der nachfolgenden Unterbrechung I_1 des Abtastsignals (hier 50 kHz) ausgelöst wird. Dies wird durch die Korrektur der Periodendauer der Echtzeitaufgabe (nominell 200 μ s), welche auf dem IPC ausgeführt wird, erreicht. Durch leichte Variation der Periodendauer wird sichergestellt, dass die Unterbrechung I_2 immer abgearbeitet werden kann, bevor die nächste Unterbrechung I_1 stattfindet. Dies resultiert in einem Abholen von 10 Abtastwerten.

Nach der Implementierung wurden die Signale der Unterbrechungen I_1 und I_2 mit einem Oszilloskop aufgezeichnet. Das Ergebnis ist in Bild 5.13 dargestellt.

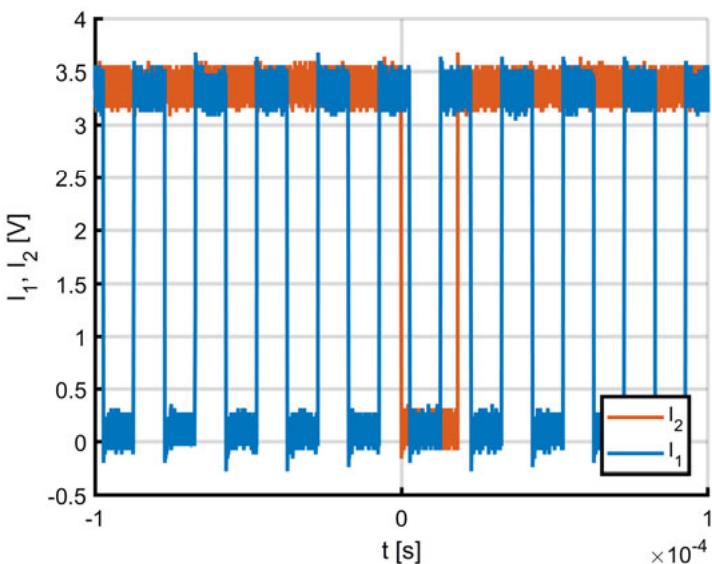


Bild 5.13: Aufzeichnung der Signale der Unterbrechungen

Zu sehen ist, dass das Signal der Unterbrechung I_2 wie gefordert zwischen zwei Unterbrechungen I_1 liegt. Da der EtherCAT-Feldbus bei diesem System nach wenigen Sekunden den Betriebszustand „Operational“ erreicht, d. h. Steuerdaten senden und Messdaten empfangen kann, kann das System somit als eingeschwungen betrachtet werden, d. h. es hat einen Zustand erreicht in dem immer die gleichen Operationen ausgeführt werden. Eine Messung über mehrere Stunden konnte eine stabile Synchronisierung bestätigen. Die Synchronisierung der verteilten Uhren und der

Synchronisierungssignale ist Bestandteil des EtherCAT-Feldbusses [D3] und wird von Industrie-PC basierten Steuerungssystemen z.B. von der Firma Beckhoff genutzt. Dagegen konnte die synchronisierte Kombination aus Industrie-PC und DSP in Verbindung mit dem EtherCAT-Feldbus, wie sie in dieser Arbeit vorgestellt wurde, trotz intensiver Literaturrecherche nicht gefunden werden und kann daher als Neuerung betrachtet werden.

Weiterhin wurden in [64] zwei der Messsysteme mit einer übergeordneten Steuerung synchronisiert. Dabei ergab sich eine Abweichung der Unterbrechung I_2 zu $3,04 \mu\text{s}$, was zeigt, dass diese durchgängig zwischen zwei der Synchronisierungssignale liegt. Die Synchronisierungssignale der beiden einzelnen Messsysteme haben eine Abweichung von 60 ns.

5.2.6 Programm zur Datenablage und Datenformate

Ziel ist es, mit dem Messsystem Daten über einen längeren Zeitraum aufzuzeichnen. Dazu ist es notwendig, die Daten auf einem nicht flüchtigen Speichermedium, d. h. einer Festplatte, abzulegen. Zur Ablage der Messdaten wurde im Rahmen der Arbeit ein Programm geschrieben, welches sich beim Starten mit dem zuvor beschriebenen Kommunikationsmodul verbindet (s. Bild 5.14). Über diese Verbindung, auch als Interprozesskommunikation bezeichnet [61], ist es möglich, Daten zwischen dem Kommunikationsmodul, welches Teil des Betriebssystemkerns ist, und dem Benutzerbereich auszutauschen. Ist die Verbindung erfolgreich hergestellt, wird ein Kommando zum Start der Datenaufzeichnung gesendet.

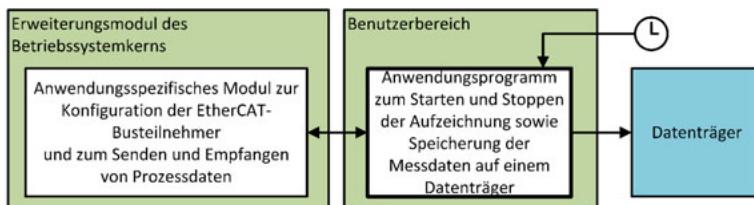


Bild 5.14: Programm zur Speicherung der Messdaten

Das Kommando wird daraufhin vom Kommunikationsmodul über den EtherCAT-Feldbus zum Mikrocontroller übertragen, welcher dann das Auslesen der Werte vom A/D-Umsetzer und deren Übertragung an den IPC beginnt. Die nun im flüchtigen Speicher (RAM) des IPC vorliegenden Messdaten werden dann vom Programm auf

den Datenträger übertragen und dort gespeichert. Jede erzeugte Datei wird mit einem fortlaufenden Zeitstempel versehen, der das aktuelle Datum und die Uhrzeit enthält.

Um den Speicherplatz auf dem Datenträger optimal auszunutzen, sollten die Daten möglichst kompakt, aber verlustfrei gespeichert werden. Weiterhin sollte ein Laden der Daten in gängiger, im wissenschaftlichen Umfeld genutzter, Software ohne weiteren Konvertierungsaufwand möglich sein. Aufgrund der Auflösung der A/D-Umsetzer (16-Bit) bot sich hier die Verwendung des WAVE-Datenformates an, welches auf dem von der Firma Microsoft definierten „Resource Interchange File Format“ (RIFF) basiert [65]. Dieses für die Speicherung von Musik konzipierte Datenformat erfüllt alle Anforderungen, wie die Speicherung der Daten als 16-Bit Werte, Aufnahme mehrerer Kanäle und Hinterlegung der Abtastrate. Dabei betragen die Zusatzinformationen zur Rekonstruktion der Daten gerade 44 Byte pro Datei, was bezogen auf die Gesamtdatenmenge vernachlässigbar ist. Nicht gespeichert werden die Informationen über die Zuordnung der Kanäle. Dies kann als Anonymisierung der Daten gesehen werden und bietet den Vorteil, dass die Daten nur von autorisierten Personen gelesen und weiterverarbeitet werden können. Wie gefordert, wird das WAVE-Datenformat von gängiger Software unterstützt und kann ohne Konvertierung gelesen werden. Die Messdaten $X_R[k]$ können beim Laden mit entsprechenden Faktoren multipliziert werden und ergeben dann entsprechend Gleichung (5.9) die gemessenen Spannungs- und Stromwerte $X[k]$.

$$X[k] = \frac{X_R[k]}{32768} \cdot 10 \cdot \frac{1}{V_{Inst}} \cdot V_M \quad (5.9)$$

Die Faktoren errechnen sich aus dem Übertragungsverhalten der Signalverarbeitungskette vom Messaufnehmer, über die Messumformer V_M , ggf. nachgeschaltete Verstärker V_{Inst} bis zum A/D-Umsetzer. Der Faktor „10“ ergibt sich aus dem Eingangsspannungsbereich des A/D-Wandlers (s. Abschnitt 5.1.1). Aufgrund der Verwendung eines vorzeichenbehafteten ganzzahligen Datentyps (Integer) kann durch $32768=2^{15}$ geteilt werden um den Messwert $X_R[k]$ auf ± 1 zu normieren. Sind die Daten beim Laden aus der WAVE-Datei bereits auf ± 1 normiert, muss das Teilen durch 32768 entfallen.

Die Ablage der Temperatur- und Feuchtemesswerte erfolgt im CSV-Datenformat (Comma Separated Values). Dieses Datenformat kann ebenfalls von gängiger

Software geladen werden. Die als 16-Bit Rohdaten vorliegenden physikalischen Werte können wie zuvor beschrieben berechnet werden.

5.3 Automatisiertes Starten und Stoppen

Damit das Messsystem auch bei Netzausfällen weiter aufzeichnen kann, wird das Messsystem über eine unterbrechungsfreie Stromversorgung (USV) an das elektrische Netz angeschlossen. Fällt das elektrische Netz aus, kann das Messsystem in seiner zuvor beschriebenen Konfiguration mit der gewählten USV ca. 55 Minuten weiter betrieben werden. Ist diese Überbrückungszeit verstrichen, wird die Messdatenaufzeichnung gestoppt sowie der IPC heruntergefahren und abgeschaltet. Ist der Netzausfall behoben, d. h. kehrt die Spannungsversorgung zurück, wird dies im IPC erkannt und dieser wieder gestartet. Die Messdatenaufzeichnung wird nach dem Starten des Betriebssystems automatisch fortgesetzt.

5.4 Fernwartung

Bei der Planung des Messsystems musste davon ausgegangen werden, dass kein kabelgebundenes Datennetz zur Verfügung stehen würde und, selbst wenn eines im Windpark verfügbar wäre, dass dieses dann aus Sicherheitsgründen für die Anbindung der Messsysteme nicht genutzt werden könnte. Aus diesem Grund wurde in den IPC ein Modem integriert, mit dem über UMTS, eine Funkverbindung zum Internet möglich ist. Allerdings lässt diese Lösung den Aufbau einer Verbindung nur vom IPC des Messsystems aus zu, ein Verbindungsaufbau von außen ist nicht möglich. Zur Lösung wurde deshalb entsprechend Bild 5.15 ein Kommunikationsserver zwischengeschaltet und folgender Ablauf konfiguriert.

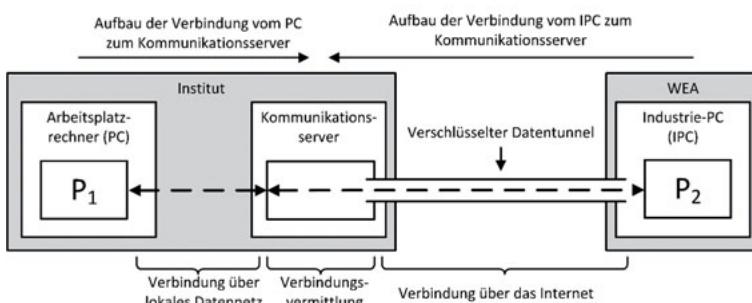


Bild 5.15: Kommunikationsstruktur zur Fernwartung des Messsystems

Vom IPC des Messsystems in der WEA wird beispielsweise stündlich eine Verbindung, ein sogenannter Tunnel, zu einem Vermittlungsprogramm auf dem Kommunikationsserver am Institut aufgebaut [66]. Der Verbindungsauflauf ist nur autorisierten Personen bzw. Rechnern möglich und der Datentransfer wird zusätzlich verschlüsselt ausgeführt. Ist die Verbindung erfolgreich hergestellt, kann ein Benutzer sich von einem Arbeitsplatzrechner (PC) mit einem Programm P_1 mit dem Vermittlungsprogramm auf dem Kommunikationsserver verbinden. Die Daten, die von Programm P_1 gesendet werden, werden dann an das Programm P_2 laufend auf dem IPC des Messsystems weitergeleitet. Gleiches gilt für die Gegenrichtung. Diese Verbindung wird solange gehalten, bis der Benutzer sich wieder abmeldet. Erfolgt keine benutzerseitige Anmeldung wird die Verbindung nach einer konfigurierbaren Zeit vom IPC wieder unterbrochen. Nach der Konfiguration wurde das System erfolgreich am Institut getestet.

6 Planung und Durchführung der Feldmessung

Während der Bauphase der Messsysteme stellte ein Projektpartner, in seiner Funktion als Betreiber, einen Windpark für die Messungen zur Verfügung. Wodurch sich ebenfalls der Typ der WEA ergab. Im Rahmen einer Begehung wurden konkrete Messpunkte ausgewählt und damit das Messkonzept, welches im Folgenden näher beschrieben wird, vervollständigt. Basierend auf diesem Messkonzept wurden geeignete Messmittel spezifiziert und beschafft. Daran anschließend erfolgte die Installation der Messmittel und der Messsysteme in den WEA.

6.1 Begehung des Windparks und einer Windenergieanlage

Ziel der Begehung war es, festzustellen, ob die geplanten Messpunkte zugänglich sind und den Aufstellort des Messsystems festzulegen. Dazu zählte auch, den Standort und Aufbau des Frequenzumrichters kennenzulernen und sicherzustellen, dass die Aufstellung des Messsystems den normalen Betrieb und ggf. notwendige Wartungsarbeiten nicht behindert. Außerdem musste geklärt werden, ob der potenzielle Aufstellort in der WEA geeignet ist, das Gewicht des Messsystems aufzunehmen. Hierzu ist zu wissen, dass die Zwischenböden, sofern vorhanden, nur begrenzte Lasten aufnehmen können. Weiterhin ist der Zugang zu den WEA nur speziell ausgebildetem und autorisiertem Fachpersonal erlaubt. Für das Arbeiten in der Gondel ist eine zusätzliche Ausbildung als Industriekletterer bzw. Höhenarbeiter notwendig. Somit muss die Datenerfassungseinheit so aufgestellt werden, dass das Abholen der Messdaten auch ohne spezielle Ausbildung gewährleistet ist.

Bei der Begehung des Windparks und der WEA wurden die folgenden Informationen gesammelt werden. Die Anlagen liegen in der Leistungsklasse bis 2,5 MW und sind mit einem doppeltgespeisten Asynchrongenerator ausgestattet. Die Netzanschlussspannung beträgt 660 V. Über die Ausführung der Regelung des DASG und das verwendete Pulsmusterverfahren sind keine weiteren Details bekannt. Da das Parknetz mit einer Spannung von 20 kV betrieben wird, erfolgt die Anpassung der Spannung mit einem Transformator. Den Informationen des Windparkbetreibers konnte entnommen werden, dass der Windpark über ein Kabel mit dem nächstgelegenen Umspannwerk verbunden ist. Das Umspannwerk ist weiterhin an eine 100 kV Überlandleitung angebunden. Der Windpark selbst besteht aus 8 Anlagen, die entsprechend Bild 6.1 strahlenförmig angeschlossen sind.

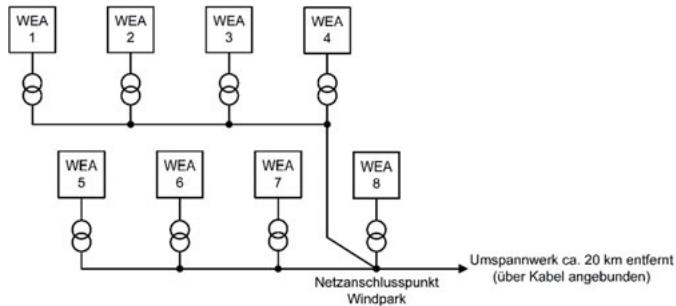


Bild 6.1: Topologie des Windparks

Aus Sicherheitsgründen war der Anschluss des Messsystems an das im Windpark vorhandene Datennetz nicht möglich, eine Übertragung der Daten über eine schnelle Datenverbindung war somit ebenfalls nicht möglich. Die Messdaten mussten regelmäßig abgeholt werden. Da die Messkampagne durch die Betriebsführung des Windparks betreut wurde, war der Zugang zur WEA gegeben. Aufgrund dieser Voraussetzung und ausreichend Platz im Turmfuss der WEA, wurde beschlossen das Messsystem dort aufzustellen. Im Folgenden werden die Messpunkte an einer WEA mit doppelt gespeistem Asynchronmotor beschrieben.

6.2 Auswahl von spezifischen Messpunkten

Bei dem in der WEA verbauten Generator handelt es sich um einen doppeltgespeisten Asynchronmotor (DASG). Zur Funktionsweise und Regelung eines DASG wird auf [31] verwiesen. Der allgemeine Aufbau einer WEA mit DASG kann entsprechend Bild 6.2 dargestellt werden. Die Funktionsweise wird im Folgenden kurz beschrieben.

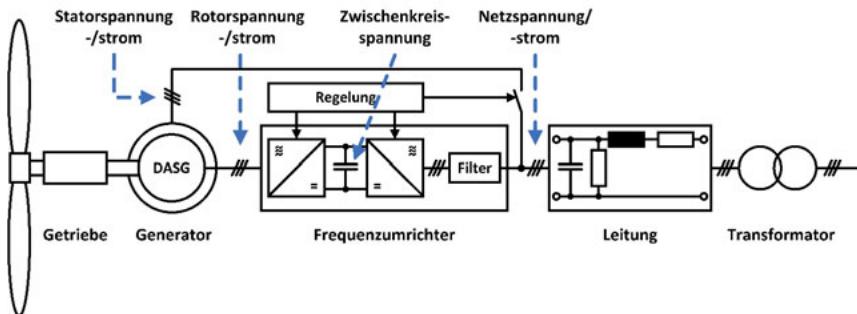


Bild 6.2: Generischer Schaltplan einer WEA mit DASG und Frequenzumrichter

Bei einem DASG sind sowohl die Statorwicklung als auch die Rotorwicklung auf Klemmen geführt. Während des Betriebes ist die Statorwicklung mit dem elektrischen Netz verbunden. Die Spannung an der Rotorwicklung wird abhängig von der Drehzahl des Rotors und vom gewünschten Leistungsfluss über einen Frequenzumrichter eingestellt. Dieser ist hier als Umrichter mit zwei Spannungsniveaus ausgeführt und am elektrischen Netz angeschlossen. Vor dem Zuschalten des Stators über das Schütz, wird die vom Generator erzeugte Spannung, mit der Netzspannung synchronisiert. Zwischen Netzschlusspunkt und Frequenzumrichter sind die für den Hochsetzbetrieb benötigten Induktivitäten verbaut. Zusätzlich kann ein zusätzliches Filter zwischen geschaltet sein. Über einen Transformator ist die WEA mit dem Parknetz verbunden.

Bild 6.2 zeigt mögliche Messpunkte für die folgenden elektrischen Zustandsgrößen:

- Netzspannung und Netzstrom,
- Statorspannung (nur während der Synchronisationsphase, ansonsten ist diese gleich der Netzspannung) und Statorstrom,
- Rotorspannung und Rotorstrom,
- Zwischenkreisspannung

Ohne Weiteres zugänglich, durch abgesicherte Anschlüsse waren nur die Netzspannungen und die Zwischenkreisspannung. Weiterhin konnten die Netzspannungen hier nur verkettet gemessen werden. Der Anschluss des Frequenzumrichters zum Netz und zum Generator erfolgte über mehrere Leitungen pro Phase, die nebeneinander verlegt sind. Somit wurde die Entscheidung getroffen, den Strom in den Kupfersammelschienen zu messen, da hier der Gesamtstrom gemessen werden konnte, ohne mehrere Stromwandler zu verwenden. Zur Messung der Temperatur eines IGBTs stand die Möglichkeit zur Verfügung, Messaufnehmer auf dem Kühlkörper nahe dem Modul zu platzieren. Zur Messung der Temperatur und Feuchte im Schaltschrank existierten Befestigungsmöglichkeiten im oberen Bereich des Schaltschranks, nahe dem Lüfter.

6.3 Anpassung des Allgemeinen Messkonzeptes

Aufgrund der zur Verfügung stehenden Anschlüsse und der geplanten Kanalanzahl des Messsystems wurden die Messpunkte entsprechend Bild 6.3 gewählt.

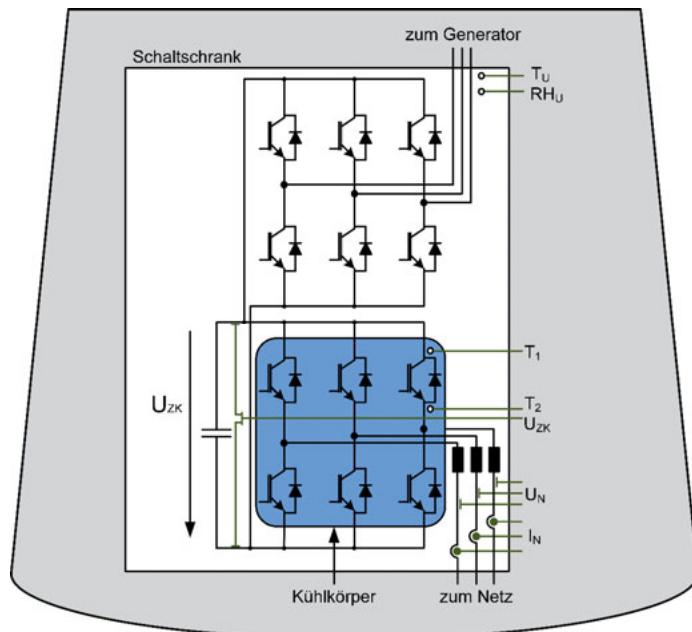


Bild 6.3: Frequenzumrichter mit Messpunkten im Turmfuss der WEA

Gemessen wird die Zwischenkreisspannung U_{ZK} , die verketteten Netzspannungen U_N , die Netzströme der einzelnen Phasen I_N , die Umgebungstemperatur und relative Feuchte T_U und RH_U sowie die Temperaturen T_1 und T_2 auf dem Kühlkörper direkt an einem IGBT-Modul. Zur Auswahl der Messaufnehmer und Messumformer mussten die Wertebereiche bestimmt werden. Aus der gegebenen Anschlussspannung und der Leistung der Anlage ließ sich der Strangstrom der Zuleitung berechnen.

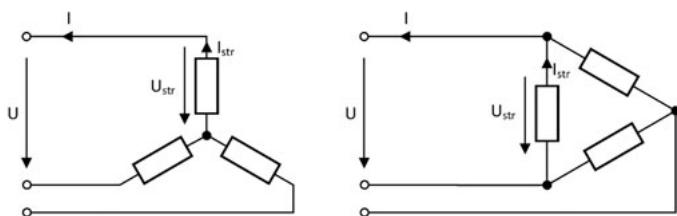


Bild 6.4: Last im Stern- und Dreieck an einem 3-phasigen System

Allgemein gilt für die Wirkleistung P in einem 3-phasigen Drehstromsystem [47]:

$$P = 3 \cdot U_{Str} \cdot I_{Str} \quad (6.1)$$

U_{Str} ist hier der Effektivwert der Strangspannung und I_{Str} der Effektivwert des Strangstromes. Für die Last im Stern folgt mit $U = \sqrt{3} \cdot U_{Str}$ und $I = I_{Str}$:

$$P = 3 \cdot \frac{U}{\sqrt{3}} \cdot I = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \quad (6.2)$$

Für die Last im Dreieck folgt mit $U = U_{Str}$ und $I = \sqrt{3} \cdot I_{Str}$:

$$P = 3 \cdot U \cdot \frac{I}{\sqrt{3}} = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \quad (6.3)$$

Entsprechend folgt für den Strom I bei gegebener Leistung $P = 2,5 \text{ MW}$ und Spannung $U = 660 \text{ V}$:

$$I = \frac{P}{\sqrt{3} \cdot U} \approx 2190 \text{ A}_{Eff} \quad (6.4)$$

Der Stromwandler muss also mindestens für einen Messbereich $0 \dots 2190 \text{ A}_{Eff}$ ausgelegt werden. Die Messbereiche der Temperatur wurden auf $0 \dots 100 \text{ }^{\circ}\text{C}$ und der Bereich für die relative Feuchte auf $0 \dots 100 \text{ \% rF}$ festgelegt. Daraus ergab sich der folgende Messplan für die Installation der Sensoren in den WEA:

Tabelle 6.1: Messplan

Kanal	physik. Größe	Position	Bezeichnung	Wertebereich
1	Strom	Netzstrom	I_{N1}	$0 \dots 2190 \text{ A}_{Eff}$
2	Strom	Netzstrom	I_{N2}	$0 \dots 2190 \text{ A}_{Eff}$
3	Strom	Netzstrom	I_{N3}	$0 \dots 2190 \text{ A}_{Eff}$
4	Spannung	Netzspannung (verkettet)	U_{N12}	$0 \dots 660 \text{ V}_{Eff}$
5	Spannung	Netzspannung (verkettet)	U_{N23}	$0 \dots 660 \text{ V}_{Eff}$
6	Spannung	Netzspannung (verkettet)	U_{N31}	$0 \dots 660 \text{ V}_{Eff}$
7	Spannung	Zwischenkreisspannung	U_{ZK}	$0 \dots 1000 \text{ V}_{DC}$
8	Temperatur	nahe IGBT-Modul	T_1	$0 \dots 100 \text{ }^{\circ}\text{C}$
9	Temperatur	nahe IGBT-Modul	T_2	$0 \dots 100 \text{ }^{\circ}\text{C}$
10	Temperatur	Schalschrankabluft	T_U	$-20 \dots 60 \text{ }^{\circ}\text{C}$
11	Feuchte	Schalschrankabluft	RH_U	$0 \dots 100\%$

Abschließend mussten noch für die Wertebereiche und zur Installation im Umrichter geeigneten Messmittel ausgewählt und beschafft werden, was im Folgenden beschrieben wird.

6.3.1 Auswahl der Messmittel

Aufgrund des erstellten Messplanes und somit zur Vervollständigung des Messsystems wurden abschließend Messaufnehmer und geeignete Messumformer ausgelegt und beschafft. Zu berücksichtigen war, dass die am A/D-Umsetzer anliegende Spannung, d. h. die Ausgangsspannung des Messumformers, den Bereich von ± 10 V nicht überschreiten darf. Die folgenden Angaben sind den Datenblättern der jeweiligen Messmittel entnommen.

Für die Spannungsmessung wurden aufgrund der vorhandenen, abgesicherten Anschlüsse Differenztastköpfe TT-SI 9002 der Firma Testec verwendet. Diese entsprechen der Messkategorie III und sind geeignet für die Messung einer Gleichspannung von bis zu 1400 V oder einer Wechselspannung von bis zu 1000 V_{eff}. Die Bandbreite beträgt 25 MHz. Ein Anschluss ist über Sicherheitslaborleitungen möglich. Am Ausgang des Differenztastkopfes ergibt sich beim maximalen Eingangspiegel eine Ausgangsspannung von 7 V. Die Genauigkeit beträgt 2 %. Mit dem verwendeten A/D-Umsetzer mit einer Genauigkeit von 16 Bit (s. Abschnitt 5.1.1) ergibt sich somit für die Spannung eine Auflösung von 0,06 V/Bit. Entsprechend ergibt sich für den A/D-Umsetzer mit einer Genauigkeit von 12 Bit (s. Abschnitt 5.1.5) eine Auflösung von 0,98 V/Bit. Die Spannungsversorgung erfolgt mit einem zusätzlichen Netzteil mit einer Ausgangsspannung von 6 V.

Für die Messungen der Ströme, wurden aufgrund des im Frequenzumrichters baubedingt geringen Abstandes zwischen den stromführenden Kupfersammelschienen Rogowski-Spulen eingesetzt. Diese können aufgrund ihrer Konstruktion flexibel um die Leiter gelegt werden und es sind keine Änderungen an der Anlage notwendig. Gewählt wurde eine Rogowski-Spule der Firma PEM vom Typ RCTi-3ph. Diese ist für die Messung von dreiphasigen Systemen ausgelegt, d. h. an dem mitgelieferten Messumformer können drei Spulen angeschlossen werden. Der Bemessungsstrom wurde bei der Beauftragung auf $I_B=2500$ A_{eff} festgelegt. Fließt der Bemessungsstrom I_B durch einen Leiter, der von der Rogowski-Spule umschlossen ist, führt dies am Ausgang des Messumformers zu einer Spannung von $U_A=5$ V_{eff}. Eine Begrenzung des Ausgangs erfolgt bei 150 % des Messbereichs. Dies ergibt eine

maximale Ausgangsspannung von $U_{A\max} = 5 V \cdot \sqrt{2} \cdot 1,5 \approx 10,6 V$. Mit dem verwendeten A/D-Umsetzer mit einer Genauigkeit von 16 Bit (s. Abschnitt 5.1.1) ergibt sich für den Strom somit eine Auflösung von 0,15 A/Bit. Entsprechend ergibt sich für den A/D-Umsetzer mit einer Genauigkeit von 12 Bit (s. Abschnitt 5.1.5) eine Auflösung von 2,44 A/Bit. Aufgrund der im Folgenden festgelegten Konfiguration haben die Rogowski-Spulen eine Bandbreite von 0,2 Hz ... 700 kHz (-3 dB). Die Genauigkeit beträgt 1 %. Eine Isolation ist bis 2 kV gegeben. Der Querschnitt der Spule beträgt 8,5 mm. Die Geometrie der Spule wurde anwendungsspezifisch ausgelegt. Um eine variable Einsetzbarkeit zu ermöglichen, wurde die Spulenlänge auf 50 cm festgelegt. Somit folgt unter der Annahme einer ideal kreisförmigen Installation ein Durchmesser von ca. 16 cm. Das Anschlusskabel ist vom Messverstärker trennbar und hat eine Länge von 10 m. Dies vereinfacht die Installation und das Herausführen des Anschlusskabels aus dem Schaltschrank des Frequenzumrichters. Die Anschlusskabel der drei Spulen sind farblich markiert. Jeder Messverstärker und die dazugehörigen Spulen werden vom Hersteller fortlaufend nummeriert, sodass eine eindeutige Zuordnung jeder einzelnen Spule zum richtigen Anschluss am zugehörigen Messumformer problemlos möglich ist. Die Spannungsversorgung erfolgt über ein zusätzliches Netzteil mit einer Ausgangsspannung von 24 V.

Aufgrund der höheren Genauigkeit, im Vergleich zu Thermoelementen (s. Abschnitt 4.1.1.3), wurden für die Messung der Temperatur am IGBT-Modul auf dem Kühlkörper PT100 Oberflächenfühler der Firma TMH GmbH ausgewählt (s. Bild 6.5).



Bild 6.5: Oberflächenfühler zur Temperaturmessung

Über einen zusätzlichen Messumformer (WAGO 857-800) wird der Messwiderstand über eine 3-Draht-Anbindung ausgewertet und der Temperaturbereich 0...100 °C auf eine Spannung im Bereich 0...10 V abgebildet. Für die Messung der Temperatur und relativen Luftfeuchte im Schaltschrank wurde der Messwandler P18 von der Firma PCE gewählt (s. Bild 6.6).



Bild 6.6: PCE P18 zur Temperatur und Feuchte Messung

Dieser basiert auf der integrierten Schaltung SHT15 der Firma Sensorion. Der Messbereich der Temperatur beträgt - 20...60 °C mit einer Genauigkeit von 0,5 % vom Messbereich. Die relative Luftfeuchte kann im Bereich von 0...100 % gemessen werden. Die Genauigkeit beträgt 2 % zwischen 10 % und 90 % rel. Feuchte und 3 % außerhalb. Auch hier werden die Messbereiche auf eine Spannung 0...10 V abgebildet. Mit dem verwendeten A/D-Umsetzer mit einer Genauigkeit von 16 Bit (s. Abschnitt 5.1.1) ergibt sich für die Temperatur eine Auflösung von 0,003 °/Bit und für die relative Feuchte eine Auflösung von 0,003 %/Bit. Eine galvanische Trennung wurde über den Trennverstärker „857-416“ der Firma WAGO umgesetzt. Die Spannungsversorgung erfolgt ebenfalls mit einem separaten 24 V Netzteil.

Aufgrund der Bandbreiten der Messmittel wurden für die Spannungen und Ströme, die vom Messsystem maximal mögliche Abtastrate von 50 kHz beibehalten. Für die Abtastung der Temperatur und der relativen Luftfeuchte wurde eine Abtastrate von 1 Hz festgelegt, da sich diese, verglichen mit der zeitlichen Änderung von Spannung und Strom, wesentlich langsamer ändern. Die Grenzfrequenzen der, den A/D- Umsetzern vorgesetzten, Tiefpässe wurden entsprechend Abschnitt 4.2 konfiguriert. So wurde für die Abtastung mit 1 Hz eine Grenzfrequenz von $f_{g1}=0,49$ Hz und für die Abtastung mit 50 kHz eine Grenzfrequenz von $f_{g2}=20$ kHz gewählt.

Nach der Spezifikation und Beschaffung konnten die zugehörigen Messumformer in den Schaltschrank ebenfalls eingebaut werden.

6.4 Integration der Komponenten in einen Schaltschrank

Nachdem bekannt war, dass sowohl die Datenerfassung als auch die Datenablage im Turmfuss der WEA erfolgen kann, wurden die Komponenten des Messsystems in einen Schaltschrank eingebaut. Bild 6.7 zeigt das gesamte Messsystem beim Test in der Maschinenhalle des IALB.

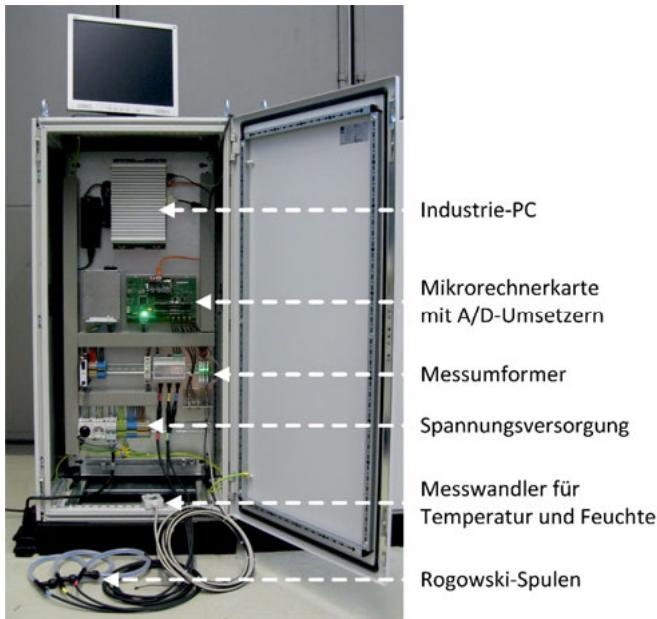


Bild 6.7: Messsystem eingebaut in einem Schaltschrank

Integriert sind der Industrie-PC, die Mikrorechnerkarte mit A/D-Umsetzern, die FPGA basierte Auswerteeinheit sowie die Messumformer der Rogowski-Spule. Weiterhin zu sehen sind Netzteile für die zuvor genannten Komponenten und deren Anbindung an das elektrische Netz. Eine unterbrechungsfreie Stromversorgung (USV) zur Überbrückung der Spannungsversorgung des Messsystems bei Netzausfällen ist in diesem Bild nicht dargestellt, wird später aber bei der Installation des Messsystems in den WEA Verwendung finden. Im Bild weiter zu sehen ist ein Monitor, der während der Testphase genutzt wurde, dieser wird jedoch während des regulären Betriebs nicht benötigt. Ist das System einmal gestartet, kann es durchgängig betrieben werden. Selbst nach einem Netzausfall, also nach Rückkehr der Netzspannung, kann das System die Aufzeichnung selbstständig fortsetzen (s. Abschnitt 5.3).

6.5 Installation der Messsysteme in den WEA

Nachdem die Messsysteme fertiggestellt waren, erfolgte deren Transport zum Windpark. Für die Installation der Messsysteme wurden entsprechend Bild 6.8 die WEA 1, 3 und 8 ausgewählt.

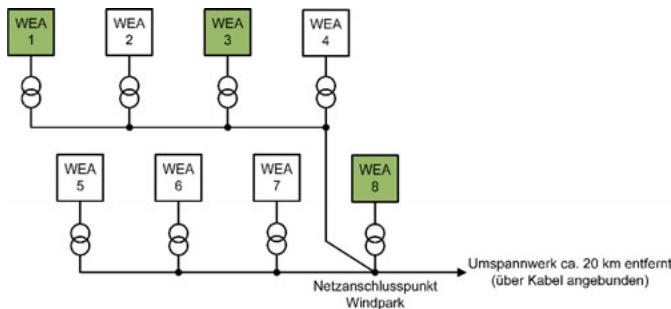


Bild 6.8: Topologie des Windparks und Kennzeichnung der WEA in denen ein Messsystem installiert wurde

Entsprechend der zuvor beschriebenen Auswahl der Messmittel (s. Abschnitt 6.3.1) erfolgte deren Installation. Die Differenzlastköpfe wurden an die existierenden Anschlüsse zur Messung der Netz- und Zwischenkreisspannung angeschlossen (s. Bild 6.9 a). Die Rogowski-Spulen wurden zur Messung der Netzströme um die vorhandenen Kupfersammelschienen gelegt und befestigt (s. Bild 6.9 b). Die Messaufnehmer zur Erfassung der Temperatur konnten auf dem Kühlkörper direkt an einem IGBT-Modul platziert werden (s. Bild 6.9 c). Das Modul zur kombinierten Erfassung von Temperatur und relativer Luftfeuchte wurde im oberen Bereich des Schaltschrankes nahe der Abluft befestigt (s. Bild 6.9 d).

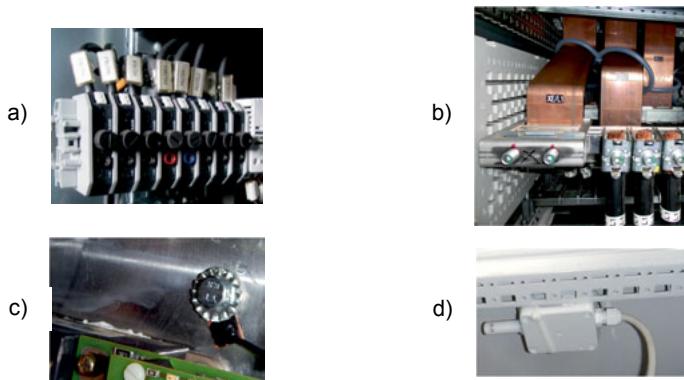


Bild 6.9: Installation der Messmittel

Bild 6.10 zeigt den geöffneten Schaltschrank eines Messsystems nach der Installation in der WEA.



Bild 6.10: Ein Messsystem nach der Installation in einer WEA

Die Zuführung der Anschlussleitungen der verschiedenen Messmittel erfolgte über den Sockel des Schaltschranks von unten. Um eine weitere Isolation zu erreichen, wurden die Anschlussleitungen außerhalb des Messsystemschalschrankes und im Schaltschrank des Frequenzumrichters in einem Wellrohr geführt. Es wird darauf hingewiesen, dass alle Installationsarbeiten am Frequenzumrichter durch entsprechend geschultes Fachpersonal durchgeführt wurden.

6.6 Aufzeichnung der Messdaten und Datenablage

Nachdem die Messsysteme installiert und in Betrieb genommen waren, wurden die aufgezeichneten Messdaten in regelmäßigen Abständen von den WEA abgeholt. Aufgrund der gewählten Abtastraten ergibt sich für die Erfassung der Ströme und Spannung 1,9 TB pro Monat. Für die Erfassung der Temperaturen und der relativen Feuchte ergeben sich 53,6 MB pro Monat. Die Daten wurden für die weitere Auswertung, auf einen Datenserver am Institut übertragen. Die nachfolgende Auswertung und Modellbildung werden im nächsten Abschnitt beschrieben.

7 Auswertung der Messdaten und Modellbildung

Nachdem in den vorangegangenen Abschnitten der Aufbau und die Installation der Messsysteme sowie das Erheben der Messdaten beschrieben wurde, folgt nun zunächst die Auswertung der erhobenen Messdaten. Im Weiteren folgen Modelle zur Beschreibung der Ergebnisse der Auswertung.

7.1 Auswertung der Messdaten

Die Auswertung der Messdaten hinsichtlich der Betriebsbedingungen der Leistungs-halbleiter wurde unterteilt in die Auswertung der elektrischen Messgrößen, wie Spannung und Strom, sowie die Umgebungsdaten, wie Temperatur und Feuchte. Im Weiteren wurden externe Messdaten wie Umgebungstemperatur und Blitzdaten ausgewertet. Die zur Auswertung angewendeten Methoden und die Ergebnisse werden im Folgenden beschrieben. Die zu Grunde liegenden Messdaten wurden über einen Zeitraum von 2,5 Jahren aufgezeichnet.

7.1.1 Spannung und Strom

Wie zuvor beschrieben, wurden die Messdaten an einer WEA erhoben, welche an einem Dreiphasensystem angeschlossen ist, d. h., das elektrische Netz besteht, unter idealen Bedingungen, aus drei um 120° verschobene Wechselspannungen mit einer Frequenz von 50 Hz [40], [67].

Der größte Betrag der Augenblickswerte eines Wechselsignals wird Scheitelwert genannt. Wird ein sinusförmiges Wechselsignal betrachtet, wird der Scheitelwert als Amplitude bezeichnet [47]. Im Folgenden sollen aus den Messdaten die Kenngrößen Amplitude, Effektivwert und Frequenz bestimmt werden. Allgemein berechnet sich der Effektivwert, beispielsweise einer Spannung $u(t)$ nach Gleichung (7.1) [47].

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u^2(t) dt} \quad (7.1)$$

Bei einem sinusförmigen Signal lässt sich der Effektivwert U_{eff} aus dem Scheitelwert bzw. der Amplitude U_s berechnen.

$$U_{eff} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_s \quad (7.2)$$

Für die Berechnung des Integrals sind die Integrationsgrenzen zu bestimmen. Diese entsprechen der Periodendauer T des Wechselsignals. Die Periodendauer entspricht dem reziproken Wert der Frequenz f des Wechselsignals.

$$T = \frac{1}{f} \quad (7.3)$$

Bei einem Abtastsystem, mit äquidistanter Abtastung, geht das Integral aus Gleichung (7.1) in eine Summe über.

$$U_{eff} \approx \sqrt{\frac{1}{N} \sum_k^N (u[k])^2} \quad (7.4)$$

Entsprechend ist auch der Effektivwert eines Stromes zu berechnen. Wird die Wechselgröße erzeugt, sind diese Größen vorher bekannt. Im elektrischen Netz kann sich die Frequenz in vorgegebenen Grenzen ändern (s. Abschnitt 3). Deshalb muss die Periodendauer ebenfalls bestimmt werden. Dazu können zwei Ansätze verfolgt werden, die getrennte Auswertung der drei Phasen oder die gemeinsame Auswertung der drei Phasen als Drehsystem. Die Vor- und Nachteile werden nun im Folgenden anhand der Auswertung der Netzspannungen und -ströme diskutiert.

7.1.1.1 Ereignisse im Netzstrom und in der Zwischenkreisspannung

Zur Erkennung von Ereignissen im Netzstrom wurde der folgende, im Rahmen des Projektes „WEA-Retrofit“ [1] erarbeitete, Algorithmus verwendet.

Als Vorbereitung, werden zunächst die Nulldurchgänge der Spannungen bestimmt. Da die Netzfrequenz und die Abtastfrequenz nicht synchronisiert und sie auch nur unter ganz bestimmten Bedingungen ein Vielfaches davon ist, fallen die Nulldurchgänge nicht auf einen Abtastwert. Aus diesem Grund wird immer der Abtastwert bestimmt, welcher dem Nulldurchgang am nächsten ist. Möglicherweise doppelte Nullstellen, die sich auf Grund von Störungen im Messsignal ergeben können, werden entfernt. Mit diesen Nulldurchgängen werden die Effektivwerte der Ströme berechnet. Dies ergibt für den betrachteten Datenbereich einen Vektor I_{eff} der Länge N . Hier ist eine Phasenverschiebung zwischen den verketteten Spannungen und den Phasenströmen zu berücksichtigen. Im nächsten Schritt werden für jeden berechneten Effektivwert zwei Mittelwerte berechnet. Der erste Mittelwert, im Folgenden als I_{MW_V} bezeichnet, wird aus dem aktuellen Effektivwert und einer vorher bestimmten Anzahl von vorangegangen Werten bestimmt. Der zweite Mittelwert, im Folgenden als I_{MW_N}

bezeichnet, wird entsprechend aus den folgenden Effektivwerten bestimmt. Nach dem gleichen Verfahren werden die Varianzen [68] der Effektivwerte bestimmt und als lv_v und lv_N bezeichnet. Diese vorberechneten Daten bilden vier zusätzliche Vektoren, ebenfalls mit der Länge N. Mit den folgenden Schritten können nun Ereignisse gefunden werden, dabei läuft ein Zähler i im Bereich von 1 bis N:

- Suche alle Werte, bei denen das Verhältnis $I_{Eff}[i+1]/I_{Eff}[i]$ größer ist als eine vorher definierte Schwelle (z. B. 10 %), dies markiert einen Anstieg und der Index i wird als mögliches Ereignis gespeichert; Entsprechendes gilt wenn das Verhältnis der Werte kleiner als eine vorher definierte Schwelle ist.
- Im nächsten Schritt können die Ereignisse, die zeitlich zu dicht aufeinander folgen unterdrückt werden.
- Diese verbleibenden Ereignisse werden abschließend überprüft, ob das Verhältnis aus den Varianzen $lv_N[i]/lv_v[i-1]$ größer ist als eine vorher definierte Schwelle (z. B. 10 %), also ob es vom aktuellen Wert zum vorangegangenen Wert einen relevanten prozentualen Anstieg gab. Ist dies der Fall wird das Ereignis beibehalten, andernfalls verworfen.

Die nun erhaltenen Ereignisse markieren Änderungen im Strom, die über dem vorgegebenen Schwellwert liegen. Um den Bereich vom Beginn des einzelnen Ereignisses bis zu dessen Ende zu markieren, werden die Mittelwerte genutzt:

- Starte beim Index $s=i$ des Ereignisses, speichere den Mittelwert $lmw_v[s]$ vor dem Ereignis. Inkrementiere den Index solange bis $lmw_N[i]$ kleiner ist als $lmw_v[s]$ multipliziert mit einem Toleranzwert. Der erhaltene Index i markiert das Ende des Ereignisses. Ist das Ende der Daten erreicht, ohne dass die Abbruchbedingung erfüllt ist, muss dies entsprechend kenntlich gemacht werden.

Dieses Vorgehen und das Ergebnis sollen nun anhand eines Beispiels dargestellt werden. Dazu zeigt Bild 7.1 den berechneten Effektivwert der ersten Phase $I_{1,Eff}$, die berechneten Mittelwerte und Varianzen sowie den Strom I_1 mit den markierten Ereignissen. Dabei wird die Varianz in zwei Skalierungen dargestellt, um sowohl die kleinen als auch die großen Werte darstellen zu können. Zu erkennen ist das der Algorithmus sowohl Ereignisse mit kleiner als auch großer Amplitude und deren Dauer erkennt.

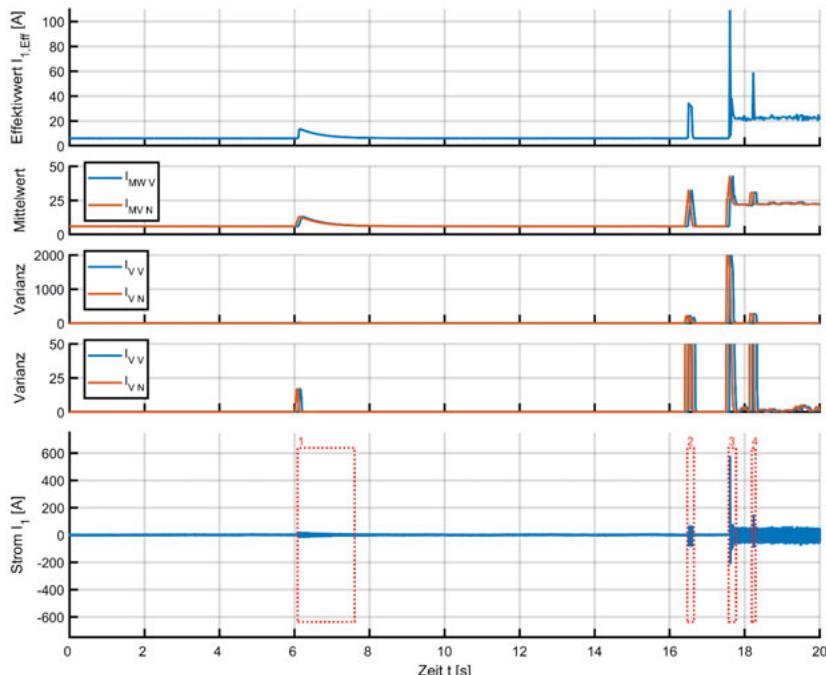


Bild 7.1: Ereignisse im Netzstrom

Um zu erklären, welche Ursachen der Anstieg des Stromes hat, wurde die Zwischenkreisspannung untersucht. Diese ist in Bild 7.2 dargestellt. Zu erkennen ist, dass bei Ereignis „1“ die Spannung im Zwischenkreis ansteigt, dies ist somit ein typisches Verhalten des Netzstromes beim Vorladen des Zwischenkreises des Frequenzumrichters (s. Abschnitt 3). Beim Ereignis „2“ steigt die Zwischenkreisspannung sprunghaft an, dies könnte durch das Einschalten des Zwischenkreisspannungsreglers erfolgen. Die Ereignisse „3“ und „4“ konnten ohne weitere Kenntnis des Frequenzumrichters nicht eindeutig zugeordnet werden. Da es sich hier um eine WEA mit doppeltgespeistem Asynchrongenerator handelt, könnten dabei Effekte beim Synchronisieren des Generators und Schließen des Netzschatzes zum Stator Ursache sein.

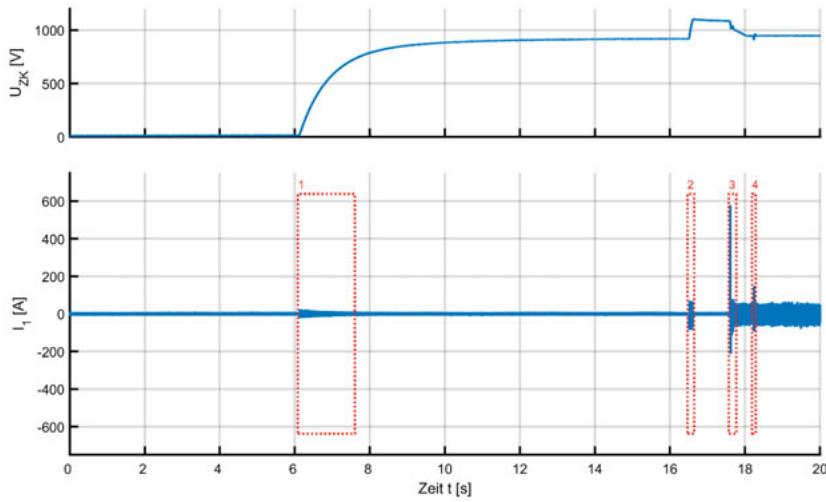


Bild 7.2: Ereignisse im Netzstrom und die zugehörige Zwischenkreisspannung

Beim Ereigniss 3 ist zu erkennen, dass sich die Zwischenkreisspannung reduziert und gleichzeitig der beobachtete, kurzzeitig relative hohe Netzstrom fließt. Dies lässt vermuten, dass der Strom über die Leistungshalbleiter eines Wechselrichters fließt. Aus diesem Grund soll das Ereigniss 3 hier noch einmal genauer betrachtet werden (s. Bild 7.3). Abgetastet wurde der Strom mit einer Abtastfrequenz von 50 kHz. Das Ansteigen und Abfallen des Stromes ereignet sich über 80 Abastwerte, was somit einer Zeit von 1,6 ms entspricht. Da nach dem linearen Anstieg ein steilerer Abfall folgt, kann davon ausgegangen werden, dass die Steigung des Anstiegs nicht durch das Abtastfilter begrenzt war.

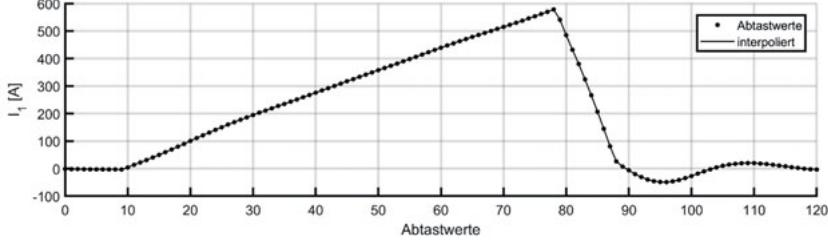


Bild 7.3: Ausschnitt Ereignis 3 (Netzstrom Phase 1)

Unter der Annahme einer Schalfrequenz von 2,5 kHz des Frequenzumrichters, erfolgte die Abtastung durch das Messsystem mit einer 20-fach höheren Abtastfrequenz. Dies bedeutet wiederum, dass in dem betrachteten Ausschnitt (s. Bild 7.3) vom Umrichter nur alle 20 Abtastwerte eine Strommessung erfolgen würde. Je nach Lage der Abtastpunkte des Frequenzumrichters wird der Maximalwert des Stromes nicht erfasst. An dieser Stelle wird darauf hingewiesen, dass der Strom wie in Abschnitt 8 gezeigt wird, eine wichtige Messgröße für die Berechnung der Restlebensdauer von Halbleitern ist. Dies zeigt, dass eine genaue Erfassung der Messgrößen für die spätere Zustandsüberwachung zwingend notwendig ist, was wiederum eine wesentlich höhere Abtastrate, als die des Reglers des Frequenzumrichters, erfordert.

Da die hier verwendeten Messdaten nach dem Wiederanlauf der WEA aufgezeichnet wurden, ist zu erkennen, dass beim Stoppen der Zwischenkreis entladen wurde. Somit kann anhand der Zwischenkreisspannung eindeutig erkannt werden, ob die WEA bereit ist, Energie einzuspeisen. Dies wird bei der Auswertung der Temperatur und Feuchte noch verdeutlicht. Dies stellt zumindest bei den betrachteten Anlagen im Vergleich zur untersuchten Traktionsanwendungen in [69] einen Unterschied dar, denn dort kann entnommen werden, dass der Gleichspannungszwischenkreis des Frequenzumrichters beim Stillstand des Zuges nicht entladen wird. Weiterhin ist dies auch für die Überwachung der Leistungshalbleiter und somit den Betrieb eines Zustandsüberwachungssystems relevant, da für das Modell zur Abschätzung der Restlebensdauer die Sperrspannung, welche hier der Zwischenkreisspannung entspricht, eine wichtige Größe ist (s. Abschnitt 8).

7.1.1.2 Auswertung der Netzspannung

Bei der Auswertung des Stromes wurden die Effektivwerte durch Bestimmung der Nulldurchgänge für jede Phase separat bestimmt. Dieses ermöglicht es, Ereignisse in jeder Phase getrennt zu betrachten. Nachteilig ist aber beispielweise, dass die Frequenz abhängig von den Nulldurchgängen nur alle ca. 20 ms, je nach Netzfrequenz, aktualisiert wird. Aus diesem Grund soll für die Auswertung der Netzspannung ein Phasenregelkreis zur Bestimmung der Amplitude und Netzfrequenz verwendet werden. Dies ermöglicht außerdem eine fortlaufende Berechnung der Werte für jeden Abtastwert.

In einem symmetrischen Dreiphasensystem kann mit der $\alpha\beta$ -Transformation eine Reduktion auf ein orthogonales Zweiphasensystem durchgeführt werden. In der

Literatur gibt es Matrizen mit verschiedenen Belegungen für die $\alpha\beta$ -Transformation, der Unterschied besteht in der Länge des sich ergebenden Raumzeigers. In Gleichung (7.5) wird der Raumzeiger nach [31] berechnet, d. h. dessen Länge entspricht dem 1,5-fachen der Amplitude U_s bzw. der Amplitude der verketteten Spannung U_{12} , U_{23} und U_{31} .

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = \underline{U}_{\alpha\beta} = \frac{3}{2} \underline{U}_s \quad (7.5)$$

Diese Transformation ist in der Literatur auch als Clark-Transformation bekannt [70].

Der Vektor $\underline{U}_{\alpha\beta}$ bzw. \underline{U}_s (s. Bild 7.4) rotiert mit der Netzfrequenz ω_N .

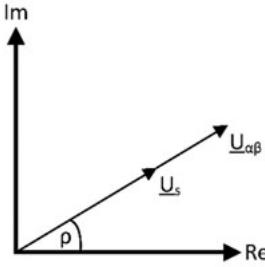


Bild 7.4: Spannungsvektor und Winkel ρ

Die Netzfrequenz ω_N ergibt sich als Ableitung des Netzwinkels ρ .

$$\omega_N = \frac{d\rho}{dt} \quad (7.6)$$

Zur Rotation eines Vektors bzw. der Koordinaten in der zweidimensionalen Ebene kann die folgenden Matrix T_R verwendet werden:

$$T_R(\rho) = \begin{bmatrix} \cos(\rho) & -\sin(\rho) \\ \sin(\rho) & \cos(\rho) \end{bmatrix} \quad (7.7)$$

Diese Rotationsmatrix dreht im mathematischen Sinn positiv um den Koordinatenursprung [71]. Die Drehrichtung lässt sich entsprechend umkehren und mit der Punktsymmetrie der trigonometrischen Funktionen Sinus (sin) und Cosinus (cos) lässt sich die Transformation bzw. Rotation wie folgt beschreiben:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\rho) & \sin(\rho) \\ -\sin(\rho) & \cos(\rho) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \quad (7.8)$$

Dies entspricht der Multiplikation mit $e^{-j\rho}$ und lässt sich wie folgt abkürzen [72]:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = e^{-j\rho} \cdot \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = e^{-j\rho} \cdot \underline{U}_{\alpha\beta} \quad (7.9)$$

Diese Transformation ist in der Literatur auch als d/q- oder Park-Transformation bekannt [70]. Durch Hinzunahme eines Phasenregelkreises [31], für dessen Regler ein PI-Regler verwendet wird [73], kann der Winkel zwischen dem Vektor $\underline{U}_{\alpha\beta}$ und der Abszisse des Koordinatensystems zu null geregelt werden. Das Blockschaltbild in Bild 7.5 zeigt die gesamte Struktur.

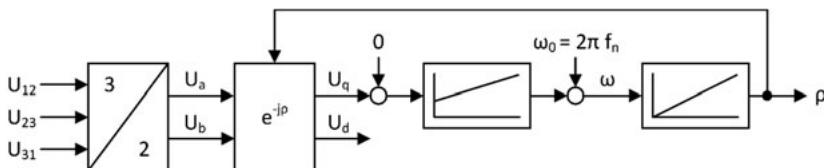


Bild 7.5: Phasenregelkreis

Ist der Regelfehler null, entspricht U_d dem Betrag $U_{\alpha\beta}$ bzw. dem $3/2$ -fachen der Amplitude der Netzspannung $U_{\alpha\beta} = 3/2 \cdot U_s$. Dieser Phasenregelkreis wurde auf die Netzspannung angewendet. Das Ergebnis ist in Bild 7.6 in dargestellt.

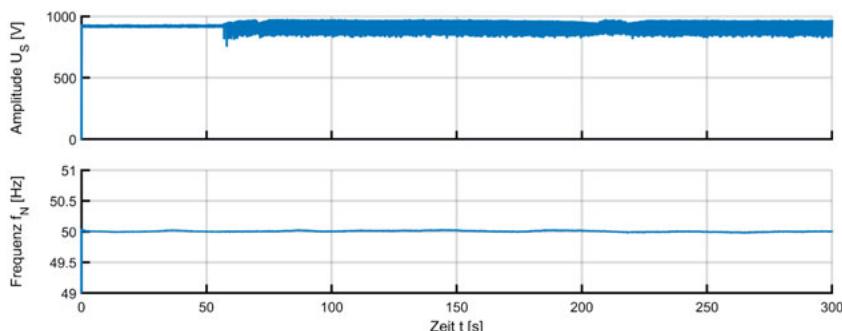


Bild 7.6: Amplitude und Frequenz der Netzspannung

Während die Netzfrequenz f_N bei etwas über 50 Hz im Toleranzbereich liegt, ist die Amplitude der Spannung auffällig ab $t=58.1$ s. Aus diesem Grund wurde die Netzspannung auszugsweise noch einmal vergrößert dargestellt. Die Ergebnisse sind in Bild 7.7 a) und b) zu sehen. Bild 7.7 a) zeigt einen Ausschnitt von 20 ms ab $t=50$ s. Die Spannungen sind wie erwartet sinusförmig. Bild 7.7 b) zeigt einen Ausschnitt von

20 ms ab $t=100$ s. Hier sind den sinusförmigen Spannungen weitere Spannungspulse überlagert.

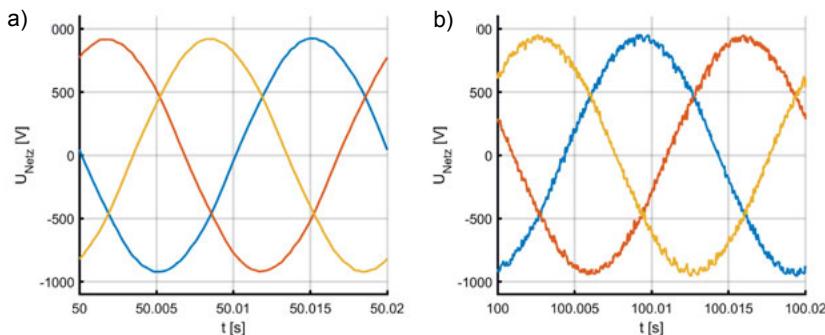


Bild 7.7: Ausschnitte der Netzspannung
a) WEA im Stillstand,
b) WEA in Betrieb

Weiterhin kann bei der Berechnung des Phasenregelkreises auch der Netzwinkel bestimmt werden. Für einen Bereich von 400 ms ab $t=58$ s wurde eine Ausschnitt gewählt (s. Bild 7.8), welcher aber das erwarteten Verhalten, d. h. einen rampenförmigen Anstieg und ein Rücksetzen auf null bei 360° , zeigt.

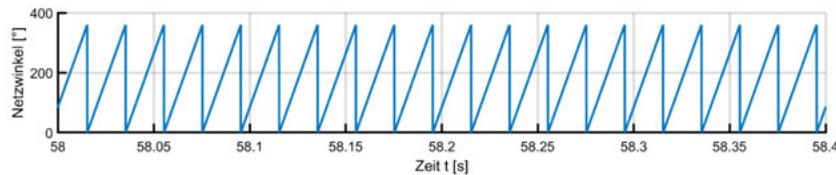


Bild 7.8: Ausschnitt des Netzwinkels

In Bild 7.9 a) und b) ist ein Ausschnitt der Netzspannung dargestellt, welche mit dem FPGA basierten Abtastsystem (s. Abschnitt 5.1.5) mit einer Abtastrate von 9,52 MHz erfasst worden ist. Zum Vergleich wurden die Messdaten nachträglich gefiltert.

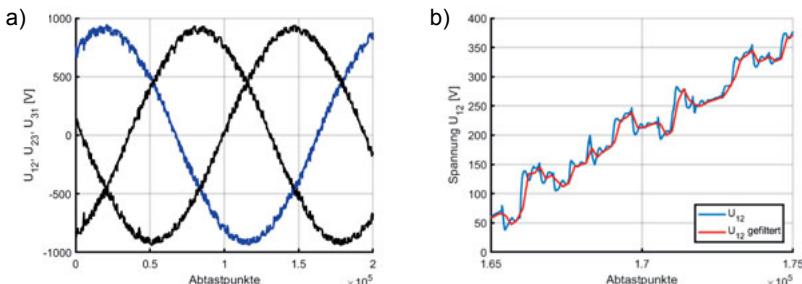


Bild 7.9: Abtastung mit 9,52 MHz
a) Netzspannung U_{12} , U_{23} , U_{31} ,
b) Auschnitt U_{12}

Das gefilterte Signal entspricht der Abtastung bei Filtergrenzfrequenz $f_g=20$ kHz, welches für die Abtastung mit 50 kHz verwendet wurde. Die Messdaten wurden nicht zum gleichen Zeitpunkt aufgenommen, wie die in Bild 7.7 b) verwendeten Daten. Die Daten wurden separat abgetastet und mit einem Einplatinenrechner ausgelesen (s. Abschnitt 5.1.5 bzw. Bild 5.7). Zeigen aber den gleichen Verlauf der Netzspannung. Wie zu erwarten, werden die Spannungseinbrüche besser erfasst, d.h. der Anstieg des Einbruchs ist höher als zunächst bei der Abtastung mit 50 kHz erkennbar. Dieses Verhalten wird im Abschnitt „Modellbildung“ weiter untersucht.

7.1.1.3 Mit- und Gegensystem

Mit der folgenden Struktur (s. Bild 7.10) kann ein dreiphasiges System in seine Mit- und Gegenkomponenten zerlegt werden [74]. Für die mitlaufende Komponente wird das dreiphasige Dreieckspannungssystem zunächst in $\alpha\beta$ -Koordinaten transformiert, dann um den Netzwinkel mathematisch negativ gedreht und gefiltert. Für die gegenlaufende Komponente erfolgen die gleichen Operationen, nur wird um den Netzwinkel positiv gedreht. Die entstehenden Gleichkomponenten U_{d,q_Mit} und U_{d,q_Gegen} werden entsprechend Rücktransformiert und jeweils von der anderen Komponente vor der Transformation abgezogen.

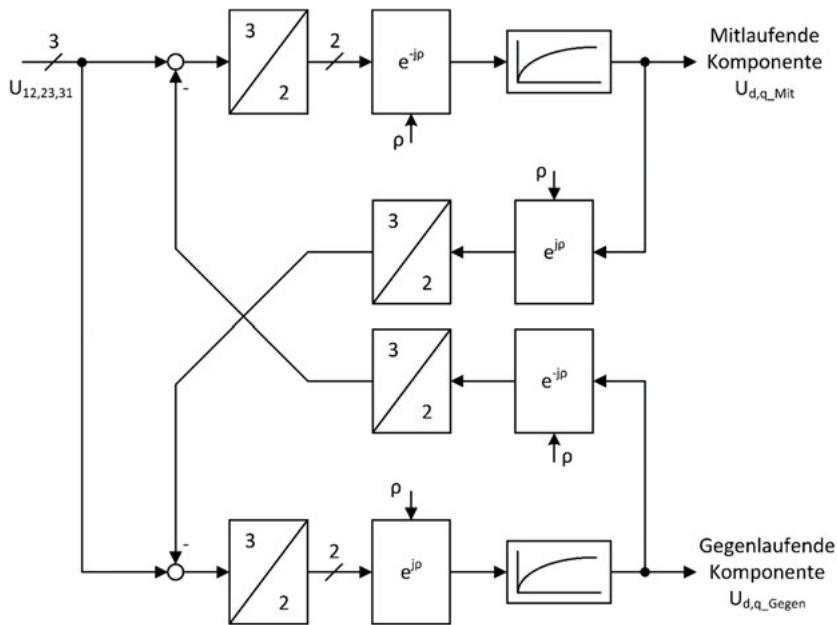


Bild 7.10: Bestimmung der mit- und gegenlaufenden Komponenten

Diese Berechnung der Mit- und Gegenkomponenten wurde auf die Messdaten aus Bild 7.6 angewendet. Das Ergebnis zeigt Bild 7.11.

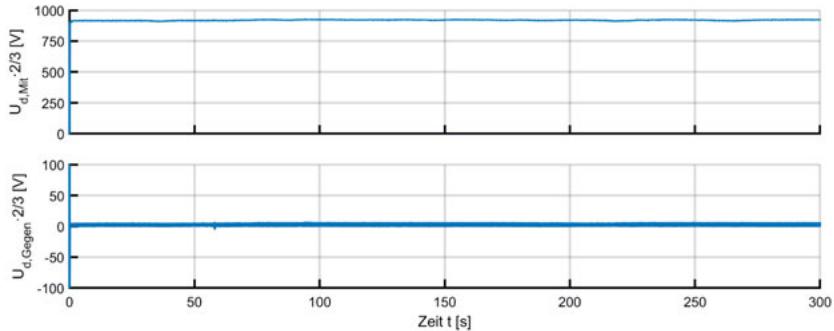


Bild 7.11: Mit- und Gegenkomponente der Netzspannung

Ab $t=0$ ist zu erkennen, dass sich die PLL auf das Netz synchronisiert. Danach hat die Gegenkomponente im Mittel einen Wert von 2,5 V, während die Mitkomponente demnach näherungsweise der Amplitude der Netzspannung entspricht.

7.1.2 Temperatur und Feuchte

Neben den elektrischen Größen wurden die Temperatur am Kühlkörper sowie die Temperatur und relative Feuchte im Schaltschrank aufgezeichnet. Diese wurden hinsichtlich der Minima und Maxima untersucht. Weiterhin war das Ziel, Erkenntnisse zu gewinnen, wie ein Zustandsüberwachungssystem zu betreiben ist, um alle relevanten Betriebszustände zu erfassen. Im folgenden Abschnitt wurden zunächst die Temperaturen am Kühlkörper betrachtet. Daraufhin folgt die Betrachtung der Messwerte der relativen Feuchte.

7.1.2.1 Temperatur am Kühlkörper

Bei der Auswertung der Temperaturen am Kühlkörper konnte bei den betrachteten Anlagen grundsätzlich das gleiche Verhalten beobachtet werden. Im Folgenden werden die Ergebnisse der Auswertung anhand von Beispielen zur maximalen und minimalen Temperatur sowie deren Verlauf beim Stillstand der WEA gezeigt.

Betrachtet man Bild 7.12 [75], so ist zu erkennen, dass die Temperatur des Kühlkörpers beim Betrieb der WEA im Mittel bei 36 °C liegt. Dies ergibt sich aufgrund einer aktiven Kühlung. Dennoch wurden vereinzelt Temperaturen bis 42 °C gemessen. Auch ist deutlich zu erkennen, dass sich in den Tagen 1.-4. Juni die Temperatur verändert, obwohl keine Energie in das elektrische Netz eingespeist wird. Erkennbar ist dies daran, dass der Strom I_N sowie die Zwischenkreisspannung U_{ZK} zu diesen Zeiten null ist. Somit kann der Temperaturwechsel nur durch die Umgebung erfolgen, d.h. durch Tag- und Nachtzyklen. Dies bedeutet, dass ein Zustandsüberwachungssystem auch dann Daten aufzeichnen muss, wenn die WEA nicht in Betrieb ist, da andernfalls Temperaturzyklen im IGBT-Modul nicht berücksichtigt werden. Weiterhin auffällig im betrachteten Zeitraum der Messdaten zur Zwischenkreisspannung war, dass die WEA immer gegen 22:00 Uhr gestoppt und dann erst am folgenden Tag gegen 5:20 Uhr wieder gestartet wurde (s. Tabelle 7.1). Ohne nähere Kenntnis der WEA kann hier keine Aussage über den Grund für den Stillstand getroffen werden. Nach [3] müssen WEA jedoch neben der einwandfreien technischen Funktion auch Anforderungen in Bezug auf die Umwelt erfüllen. Hierzu zählen u.a. die Siedlungsstruktur und der Artenschutz.

Tabelle 7.1: Stopp- und Startzeiten der WEA

Stopp	Start
5. Jun 2017, 21:57 Uhr	6. Jun 2017, 5:24 Uhr
6. Jun 2017, 21:59 Uhr	7. Jun 2017, 5:23 Uhr
7. Jun 2017, 22:00 Uhr	8. Jun 2017, 5:26 Uhr
8. Jun 2017, 22:00 Uhr	9. Jun 2017, 5:23 Uhr
9. Jun 2017, 22:02 Uhr	10. Jun 2017, 5:23 Uhr
10. Jun 2017, 18:05 Uhr	11. Jun 2017, 5:23 Uhr
11. Jun 2017, 22:04 Uhr	12. Jun 2017, 5:22 Uhr
12. Jun 2017, 22:04 Uhr	13. Jun 2017, 5:22 Uhr

Bild 7.13 zeigt im Zeitraum 1.-4. März 2018 die während der Feldmessung tiefsten gemessenen Temperaturen. Hier wurden Temperaturen bis auf 0°C gemessen. Aufgrund des Messbereichs von 0 °C bis 100 °C des Messsystems kann zunächst nicht ausgeschlossen werden, dass die Temperaturen auch unter 0 °C lagen. Deshalb wurde ebenfalls die Umgebungstemperatur T_w eines ca. 20 km entfernten Ortes hinzugefügt (Quelle: Deutscher Wetter Dienst – DWD). Diese Daten bestätigen, dass zumindest in der Region für den zuvor genannten Zeitraum die Temperatur deutlich unter 0 °C war. Bei genauerer Betrachtung ist zu erkennen, dass die Temperatur 3-4-mal in 12 Stundenintervallen bis an die 10 °C ansteigt. Da dies untypisch für einen Tag-/Nachtzyklus ist, kann hier nur vermutet werden, dass es sich um eine aktive Erwärmung handelt und die 0 °C nicht wesentlich unterschritten wurden. Unabhängig davon sind auch diese Temperaturzyklen von einem Zustandsüberwachungssystem zu erfassen.

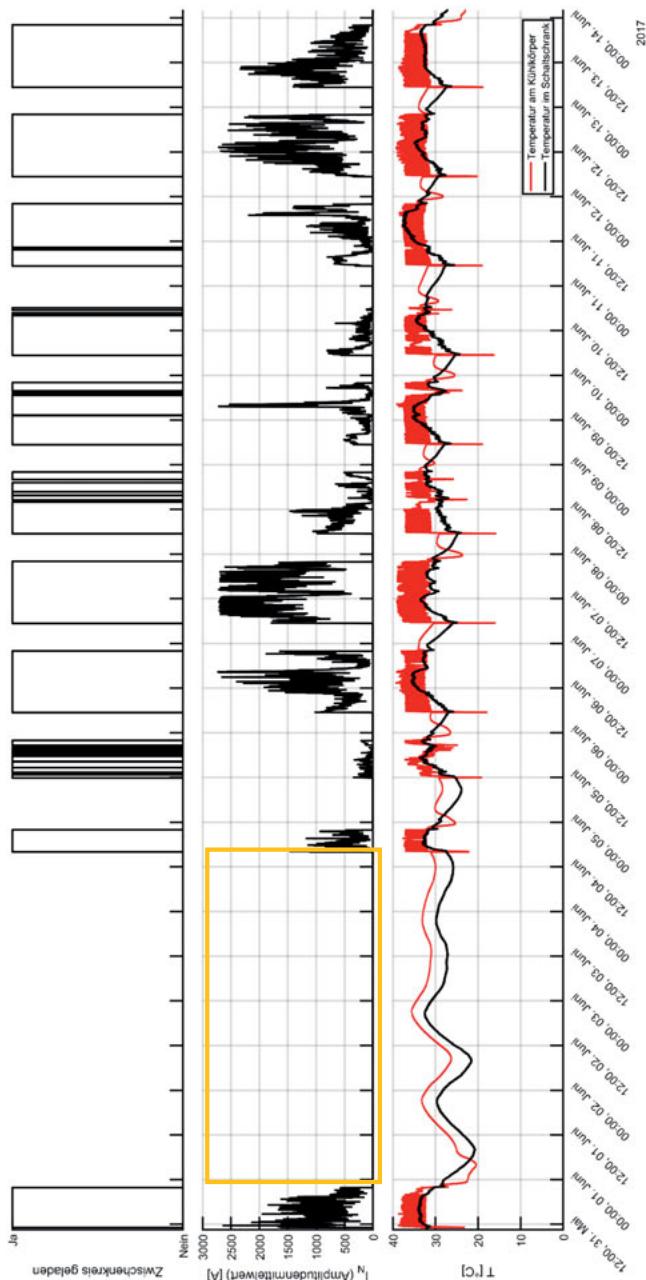


Bild 7.12: Temperaturzyklus am Kühlkörper bei Stillstand der WEA (Frühling 2017)

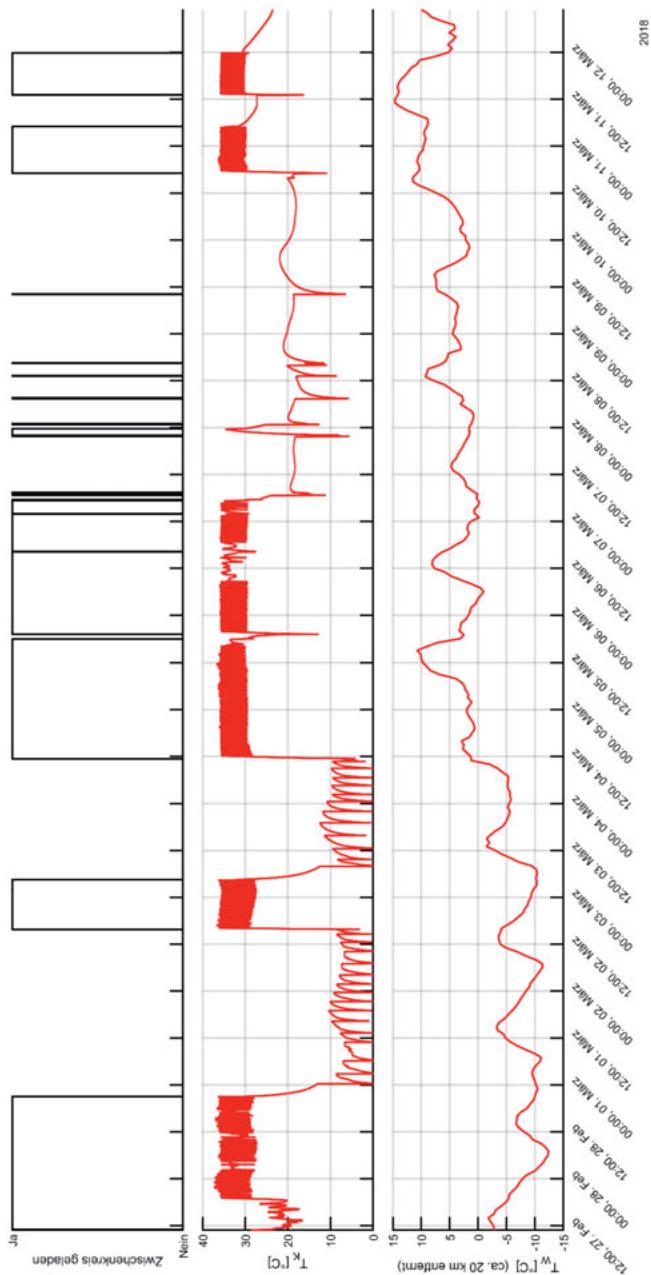


Bild 7.13: Temperaturzyklen am Kühlkörper im Winter (2018)

7.1.2.2 Temperatur und relative Feuchte im Schaltschrank

Auch die Messdaten zur Temperatur und relativen Feuchte im Schaltschrank des Frequenzumrichters wurden hinsichtlich der Minima und Maxima ausgewertet. Die Messung erfolgte im Schaltschrank mittig, nahe der Abluft. So wurde als kleinste relative Feuchte in den Schaltschränken der Anlagen ein Wert von 5 % und ein maximaler Wert von 60 % gemessen. Die kleinste Temperatur in den Schaltschränken wurde zu 3,6 °C und die höchste zu 40,6 °C ermittelt.

Aufgrund des Einflusses der relativen Feuchte auf das IGBT-Modul werden im Folgenden die Beispiele für den niedrigsten und höchsten Wert gezeigt. Diese sind in Bild 7.14 a) und b) dargestellt. So wurde der höchste Wert der relativen Feuchte im Aufzeichnungszeitraum am 10. März 2018 gemessen (s. Bild 7.14 a). Der niedrigste Werte wurde im gleichen Monat am 18. März 2018 gemessen (s. Bild 7.14 b).

Berechnet wurde zusätzlich auch die absolute Feuchtigkeit basierend auf der Formel nach Magnus [76]. Wie zu erwarten, fällt bzw. steigt die relative Feuchte bei steigender bzw. fallender Temperatur, wenn die absolute Feuchte konstant ist, siehe Bild 7.14 a) im Zeitraum 28. Februar bis 4. März 2018.

Wie bereits erwähnt, ist die Auswertung dieser Messdaten Gegenstand einer weiteren Arbeit. Erste Ergebnisse dazu wurden bereits in [77] veröffentlicht. Das Ergebnis dieser Auswertung ist, dass zumindest im Vergleich zu Traktionsanwendungen die klimatischen Bedingungen in diesen WEA einen geringen Einfluss auf die Lebensdauer der Leistungshalbleiter haben.

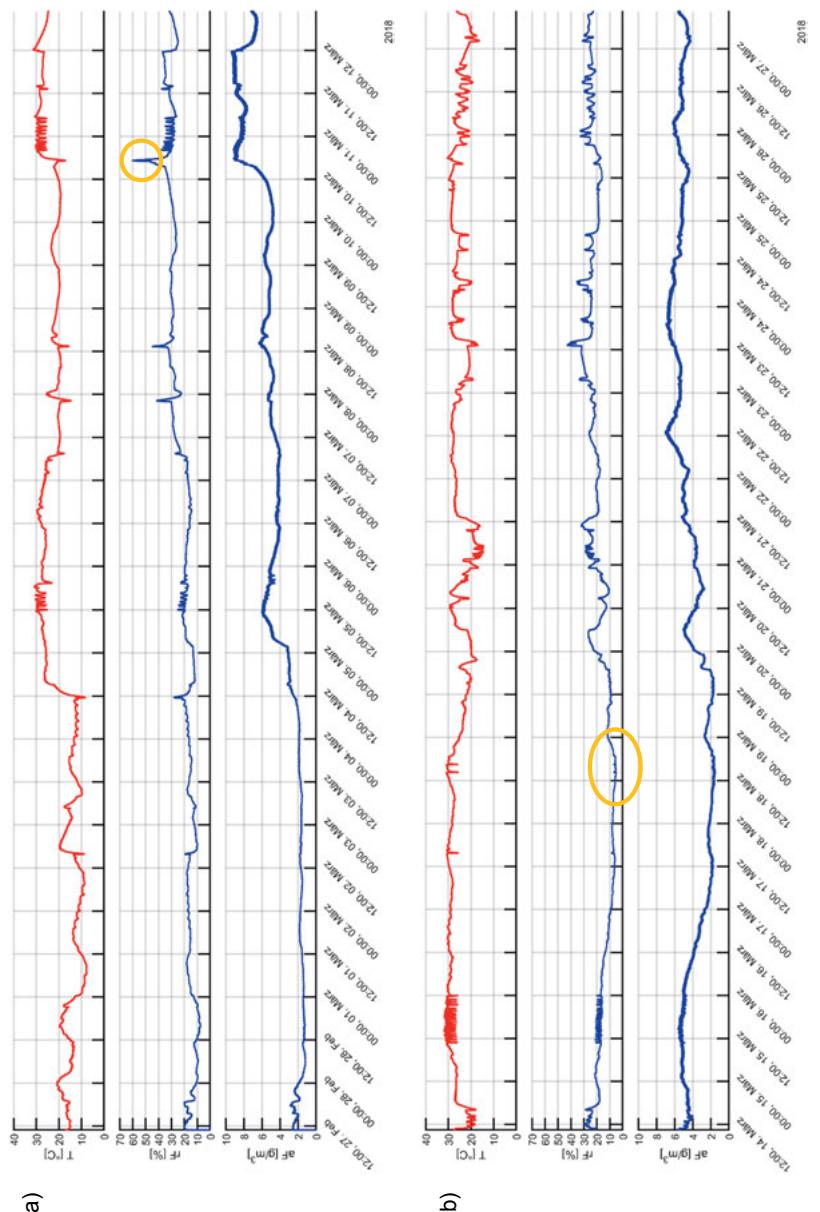


Bild 7.14: Aufgezeichnete relative Feuchte Februar-März 2018 a) Maximum, b) Minimum

7.1.3 Blitzereignisse

Im Projekt sollte auch untersucht werden, ob die während eines Gewitters auftretenden Blitze einen Einfluss auf die Spannungen an den WEA haben. Dazu wurde am IALB ein Empfangssystem des Projektes „Blitzortung.org“ aufgebaut [L6]. Dieses erfasst mit Hilfe von auf der Erde verteilt aufgestellten Stationen Blitzereignisse, die dann aus einer Datenbank abgerufen werden können. Bild 7.15 zeigt beispielhaft eine Karte mit Blitzereignissen im Raum Bremen. Entsprechend wurde diese Auswertung auch für den Standort des Windparks durchgeführt.

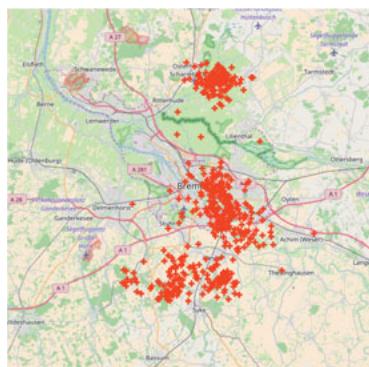


Bild 7.15: Exemplarische Darstellung der Blitzereignisse für einen Tag

Bild 7.16 zeigt die Auswertung der Häufigkeit der Blitzereignisse in einem Umkreis von 5 km und 10 km über das Jahr 2017. Wie zu erwarten sind die häufigsten Blitzereignisse in den Sommermonaten registriert worden.

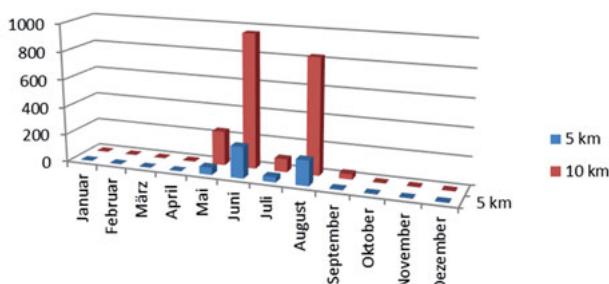


Bild 7.16: Häufigkeit von Blitzereignissen um den untersuchten Windpark (2017)

Die aufgezeichneten Spannungsmesswerte wurden auszugsweise an den Zeitpunkten untersucht, an denen Ereignisse in Form von Blitzen stattgefunden haben. In den betrachteten Messdaten konnten keine Einflüsse auf die Netzspannung festgestellt werden. Gründe hierfür können sein, dass die Anbindung des Windparks über ein in der Erde verlegtes Kabel zum nächsten Umspannwerk realisiert wurde. Weiterhin führt das Auftreten von Blitzen in der Umgebung nicht zwangsläufig zu einem Blitzeinschlag. Nicht zuletzt müssen WEA gegen Blitzschlag gesichert werden.

7.2 Modellbildung

Nachdem in den vorherigen Abschnitten das Messsystem, die Durchführung der Messungen und deren Auswertung aufgezeigt wurden, werden im Folgenden die Modellbildung zur Simulation und Nachbildung der gefundenen Ereignisse beschrieben.

7.2.1 Modellierung des Verhaltens einer WEA am Netz

Wie zuvor beschrieben, sind die elektrischen Hauptkomponenten, welche an der Energiewandlung und Einspeisung beteiligt sind, der Generator und ein Frequenzumrichter. Der Frequenzumrichter wird dabei als Spannungsumrichter mit einem Gleichspannungszwischenkreis ausgeführt. Allgemein üblich sind hier Umrichter mit zwei oder mehr Spannungsniveaus (s. Abschnitt 3). Je höher die Anzahl der stellbaren Spannungsniveaus ist, desto besser kann beispielweise ein sinusförmiger Verlauf des Stromes nachgebildet werden. Da bei der betrachteten WEA ein Frequenzumrichter mit zwei Spannungsniveaus eingesetzt wird, soll dieser hier entsprechend Bild 7.17 modelliert werden.

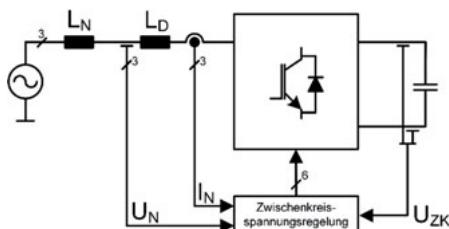


Bild 7.17: Simulationsmodell des Netzwechselrichters

Soll der Frequenzumrichter rückspeisefähig sein, muss der Zwischenkreis hochgesetzt werden, d. h., die Spannung im Zwischenkreis muss höher sein als der Gleichrichtwert

der Netzspannung. Zu berücksichtigen ist hier ebenfalls die Toleranz (+10%) in der Netzspannung. Zum Hochsetzen wird die Netzdrossel L_D benötigt [78]. Das Versorgungsnetz wird aus drei um 120° versetzten sinusförmigen Spannungsquellen und der Induktivität des Netzes L_N gebildet [79]. Die Regelung des Netzwechselrichters wird in Form einer Kaskadenregelung realisiert, d. h. eine Spannungsregelung für den Gleichspannungzwischenkreis mit unterlagerter Stromregelung. Zur Synchronisation auf das Netz wird ein Phasenregelkreis (s. Abschnitt 7.1.1.2) benutzt. Werden die dreiphasige Netzspannung und die drei Ströme mit dem Netzwinkel in d/q-Koordinaten transformiert, werden aus den Wechselgrößen im stationären Betriebszustand Gleichgrößen. Dies ermöglicht die Regelung der Zwischenkreisspannung und des Netzstromes mit PI-Reglern [31], [78], [79], [73]. Dabei wird der Stromregler nach dem Betragsoptimum und der Zwischenkreisspannungsregler nach dem symmetrischen Optimum ausgelegt [79]. Während die Transformation mit Hilfe algebraischer Gleichungen und die Regler mit grundlegenden mathematischen Operationen umgesetzt werden, kann ein Wechselrichter unterschiedlich modelliert werden. Zunächst ist das Modulationsverfahren zu betrachten. Da keine Details zum verwendeten Verfahren in der WEA bekannt sind, wird hier die Sinus-/Dreieck-Modulation verwendet. Für die Nachbildung der IGBTs, d. h. der Leistungshalbleiter, bestehen mehrere Möglichkeiten. Bei der Sinus-/Dreieck-Modulation wird ein dreieckförmiges Signal erzeugt, welches mit dem Sollsignal, üblicherweise sinusförmig, verglichen wird (s. Bild 7.18) [80].

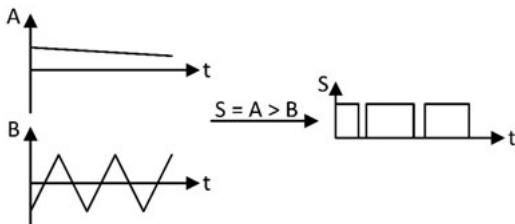


Bild 7.18: Sinus/Dreieck Modulation

Ist das Referenzsignal größer als das Dreieckssignal, wird durch komplementäres Ansteuern der beiden IGBTs in einem Brückenzweig das positive Potential geschaltet, ansonsten das Nullpotential (s. Abschnitt 3). Dies ist bei der Simulation nicht besonders effizient und kann ebenfalls dazu führen, dass Umschaltereignisse aufgrund numerischer Ungenauigkeiten nicht stattfinden. Deshalb wird für die

Simulation dieses Modells die ereignisbasierte Modellierung genutzt, welche von der Simulations-Software „PLECS“ der Firma Plexim GmbH verwendet wird. Hier werden IGBTs und Dioden als ideale Schalter betrachtet [81], [82]. Sofern nicht anders modelliert, werden alle Schalter als unabhängig angenommen. Somit ergeben sich 2^N mögliche Kombinationen, wobei sich N als die Summe der IGBTs und Dioden, welche im elektrischen Netzwerk vorhanden sind, ergibt. Je nach Zustand der Schalter ergeben sich somit N verschiedene elektrische Netzwerke. Der Simulationsablauf soll am Beispiel eines Aufwärtswandlers, entsprechend Bild 7.19 a), veranschaulicht werden [83].

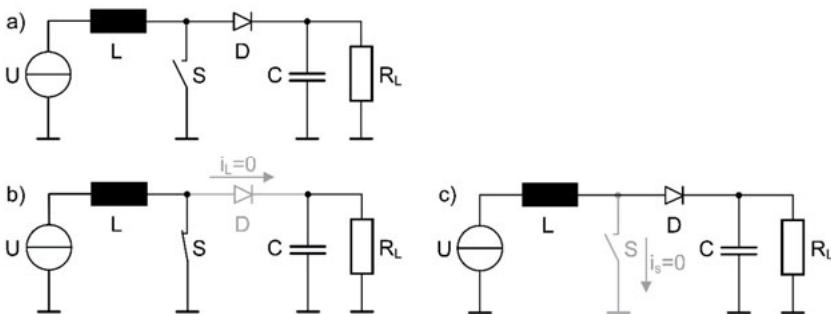


Bild 7.19: Aufwärtswandler

- a) Schaltung (allgemein),
- b) Schalter S geschlossen,
- c) Schalter S geöffnet

Während der ereignisbasierten Simulation werden die Ansteuersignale der IGBTs sowie die Spannungen, die über den IGBTs und Dioden abfallen, sowie die durch die Bauteile fließenden Ströme ausgewertet. Entsprechend kann sich die Topologie des Netzwerkes ändern. Dabei werden die Zustände aller Energiespeicher wie Kapazitäten und Induktivitäten beibehalten. Für den Aufwärtswandler ergeben sich somit beispielsweise die Schaltungstopologien in Bild 7.19 b) und c).

Die Simulation des Netzwechselrichters in Bild 7.17 erfolgt auf die gleiche Weise, nur das weitere IGBTs und Dioden von der Simulationssoftware zu berücksichtigen sind. Zur Auslegung der Netzdrossel wird verwiesen auf [78]. Der Zwischenkreis wird durch eine Kapazität gebildet. Die Zuführung von Energie oder deren Entnahme wird über eine ideale Stromquelle realisiert. Ein positiver Strom in den Zwischenkreiskondensator hat zunächst ein Ansteigen der Zwischenkreisspannung zur Folge. In

Folge dessen beginnt die Reglerkaskade zu arbeiten, ein Stromfluss in Richtung des elektrischen Netzes erfolgt und die Zwischenkreisspannung sinkt wieder, bis der Sollwert erreicht ist.

Ziel dieser Simulation war es, das Verhalten des Frequenzumrichters am Netz zu untersuchen. Hierzu wurde der Sollwert für die Zwischenkreisspannung entsprechend der Messwerte auf 950 V gesetzt. Variiert wurde dabei nur die Induktivität des Netzes. Die Ergebnisse für die Netzspannung U_N (s. Bild 7.17) sind in Bild 7.20 dargestellt. Der Netzwechselrichter bzw. dessen Regler werden ab $t=0.05$ s aktiviert. Bild 7.20 a) zeigt die Netzspannung bei einem Verhältnis von $L_N/L_D = 0.01$. Die Spannungen sind ideal sinusförmig, auch bei arbeitendem Regler. In Bild 7.20 b) wurde das Verhältnis $L_N/L_D = 0.1$ gewählt. Hier sind ab $t=0.05$ s Spannungsspitzen bzw. Einbrüche zu beobachten, welche vergleichbar mit den Messergebnissen aus Abschnitt 7.1.1.2 sind.

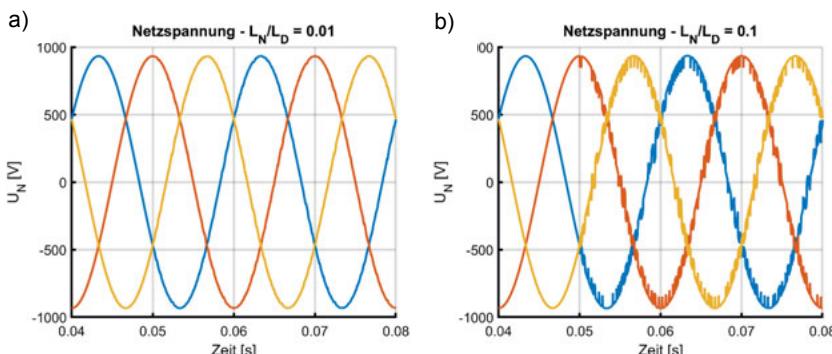


Bild 7.20: Spannung am Netzanschlusspunkt

- a) $L_N/L_D = 0.01$,
- b) $L_N/L_D = 0.1$

Diese ergeben sich hier aufgrund des Verhältnisses der Induktivitäten. In der Literatur werden vergleichbare Signalformen auf Kommutierungseinbrüche zurückgeführt [84], [85], [86], [87]. Die Kommutierungseinbrüche treten auf, wenn der Strom von einer Phase zur nächsten Phase übergeht und dabei kurzzeitig beide Phasen über die Halbleiter leitend verbunden werden. Entsprechend [84] sind neben der Induktivität der Quelle und der Induktivität des Umrichters, d. h. der Hochsetzdrossel, auch die Induktivität der Leitung zu berücksichtigen.

7.2.2 Simulation des thermischen Verhaltens der IGBTs

Zur Simulation des thermischen Verhaltens der Leistungshalbleiter in einem Frequenzumrichter in einer WEA mit doppelt gespeistem Asynchrongenerator wurde im Rahmen des Projektes „WEA-Retrofit“ [1] ein Simulationsmodell erstellt. Zunächst werden in den folgenden Abschnitten ein thermisches Modell zur Berechnung der Sperrsichttemperatur und die Bestimmung der Schaltverluste beschrieben. Darauf aufbauend folgt das Gesamtmodell und die Diskussion der Simulationsergebnisse.

7.2.2.1 Thermisches Modell zur Berechnung der Sperrsichttemperatur

Die Sperrsichttemperatur ist wie später gezeigt wird (s. Abschnitt 8) für die Berechnung der Restlebensdauer eine entscheidende Größe. Diese ist aber, wie bereits vorher diskutiert (s. Abschnitt 4.1), nicht immer ohne Änderungen am System messbar. Aus diesem Grund soll diese anhand eines thermischen Modells bestimmt werden. Dieses Modell muss den Aufbau eines IGBT-Moduls, wie in Bild 7.21 dargestellt, in seinen verschiedenen Schichten bis hin zum Kühlkörper nachbilden [35].

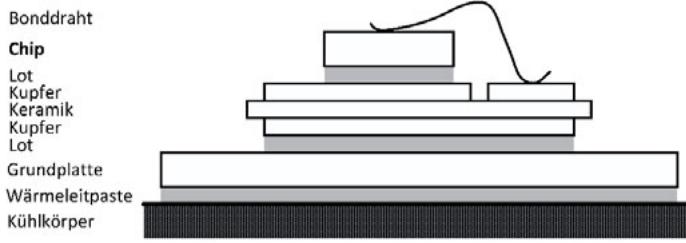


Bild 7.21: Typischer Aufbau eines IGBT

Die Modellierung kann als eindimensionales oder dreidimensionales Ersatzschaltbild erfolgen [35], [88]. Die eindimensionale Modellierung kann als sogenanntes Cauer-Modell oder Foster-Modell erfolgen. Das Cauer-Modell hat den Vorteil, dass es die Temperaturen der physikalischen Schichten des IGBT nachbildet. Dies ist mit dem Foster-Modell nicht möglich [35]. Dennoch können die Parameter beider Modelle für das jeweils andere Modell umgerechnet werden [89]. Da eine dreidimensionale Modellierung einen erheblich höheren Rechenaufwand bedeutet und zudem die Temperatur der einzelnen Schichten nachgebildet werden soll, wird im Folgenden das Cauer-Modell verwendet. Beim Aufstellen und Lösen der Gleichungen solch eines Modells können die in Tabelle 7.2 aufgeführten Analogien zwischen einem thermischen Netzwerk und einem elektrischen Netzwerk genutzt werden [90]. Das

thermische Ersatzschaltbild lässt sich also als eine Kombination aus Strom- und Spannungsquellen sowie Widerständen und Kapazitäten abbilden.

Tabelle 7.2: Analogien zwischen thermischen und elektrischen Netzwerken

Thermisches Netzwerk	Elektrisches Netzwerk
Temperaturdifferenz T (K)	Spannung U (V)
Wärmeenergie E_{th} (J)	Ladung Q (C)
Wärmestrom Φ (W)	Strom I (A)
Verlustleistung P_V (W)	Strom I (A)
Thermische Kapazität C_{th} (J/K)	Elektrische Kapazität C (F)
Thermischer Widerstand R_{th} (K/W)	Elektrischer Widerstand R (Ω)

Dabei entspricht eine Spannungsquelle einer Temperaturdifferenz und eine Stromquelle einer Verlustleistung. Die Kapazitäten entsprechen der thermischen Kapazität und die Widerstände dem thermischen Widerstand. Nutzt man diese Beziehungen, so lassen sich die Kirchhoffschen Knoten- und Maschenregeln [41] anwenden, um bei gegebenen Eingangsgrößen die inneren Zustände zu berechnen.

Wie aus den Messdaten (s. Abschnitt 7.1.2.1) zu entnehmen, kann sich die Temperatur des Kühlkörpers durch die Verlustleistung an der Sperrschicht des IGBTs ändern, aber auch durch äußere Einflüsse, wie z. B. durch die Abwärme anderer Komponenten in der WEA oder durch wetterbedingte Temperaturänderungen. D. h. die Kühlkörper-temperatur kann nicht als konstant angenommen werden. Die Erwärmung der Sperrschicht ist somit sowohl durch die Verlustleistung als auch durch die Umgebung möglich. Sind mehrere IGBTs in einem Modul integriert, so muss ggf. auch die Kopplung des Wärmeffusses zwischen den einzelnen IGBTs berücksichtigt werden.

Da so ein thermisches Modell abhängig vom Aufbau des IGBT-Moduls und dem Kühlssystem ist, muss es für jedes System separat erstellt werden. Hier wird deshalb exemplarisch ein Modell im Hinblick auf die Implementierung betrachtet [75], welches in Bild 7.22 dargestellt ist. In diesem Modell werden sowohl der IGBT als auch die im Modul integrierte Diode als vierstufiges Netzwerk modelliert, wobei beide Halbleiter dieselbe Grundplatte haben. Eingänge für das Modell sind die Verlustleistung an der Sperrschicht (s. 7.2.2.2) des IGBT P_{VT} sowie die Verlustleistung der Diode P_{VD} und die Temperatur des Kühlkörpers T_K .

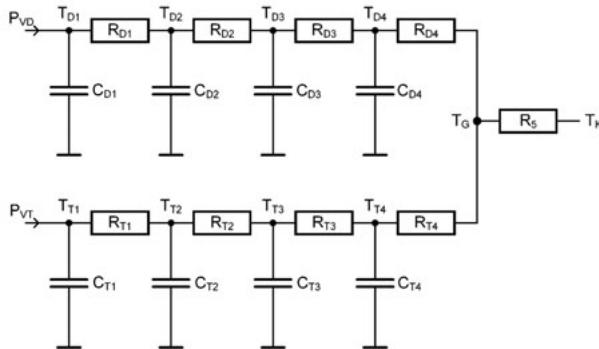


Bild 7.22: Cauer-Modell für ein IGBT-Modul bestehend aus einem IGBT und einer im Modul integrierten Diode

Im Folgenden werden die zur Berechnung des Modells notwendigen Gleichungen aufgestellt. Allgemein gilt für die Beziehung zwischen der Spannung $u(t)$ und dem Strom $i(t)$ an einer Kapazität C [47]:

$$u(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt \quad (7.10)$$

Transformiert in den Laplace-Bereich ergibt dies [72]:

$$U(s) = \frac{1}{C} \frac{1}{s} I(s) \quad (7.11)$$

In Bild 7.23 ist ein verallgemeinertes Cauer-Modell mit N Kapazitäten dargestellt.

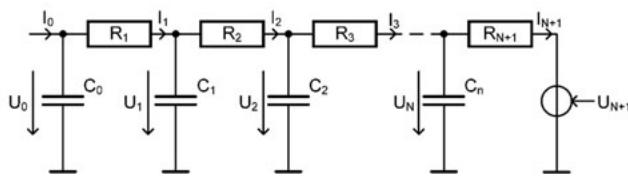


Bild 7.23: Cauer-Modell mit N Kapazitäten

Für die Spannung U_N an der Kapazität C_N gilt mit $N \geq 0$:

$$U_N = \frac{1}{R_{N+1} \cdot C_N \cdot s + 1} (R_{N+1} \cdot I_N + U_{N+1}) \quad (7.12)$$

Für den Strom I_N gilt mit $N \geq 1$:

$$I_N = \frac{1}{R_N} (U_{N-1} - U_N) \quad (7.13)$$

Durch Einsetzen der Gleichung (7.13) in (7.12) folgt mit $N \geq 1$:

$$U_N = \frac{\frac{1}{R_{N+1} + R_N}}{\frac{R_{N+1} \cdot R_N}{R_{N+1} + R_N} \cdot C_N \cdot s + 1} (R_{N+1} \cdot U_{N-1} + R_N \cdot U_{N+1}) \quad (7.14)$$

Mit

$$K_N = \frac{1}{R_{N+1} + R_N} \quad (7.15)$$

und

$$T_N = \frac{R_{N+1} \cdot R_N}{R_{N+1} + R_N} \cdot C_N \quad (7.16)$$

folgt:

$$U_N = \frac{K_N}{T_N \cdot s + 1} (R_{N+1} \cdot U_{N-1} + R_N \cdot U_{N+1}) \quad (7.17)$$

Für die Spannung U_0 ergibt sich die folgende Gleichung:

$$U_0 = \frac{1}{R_1 \cdot C_0 \cdot s + 1} (R_1 \cdot I_0 + U_1) \quad (7.18)$$

Mit

$$T_A = R_1 \cdot C_0 \quad (7.19)$$

folgt:

$$U_0 = \frac{1}{T_A \cdot s + 1} (R_1 \cdot I_0 + U_1) \quad (7.20)$$

Mit den Eingangsgrößen I_0 und U_{N+1} sowie der Ausgangsgröße U_0 kann aus den zuvor aufgestellten Gleichungen das folgende Blockschaltbild (s. Bild 7.24) aufgestellt werden.

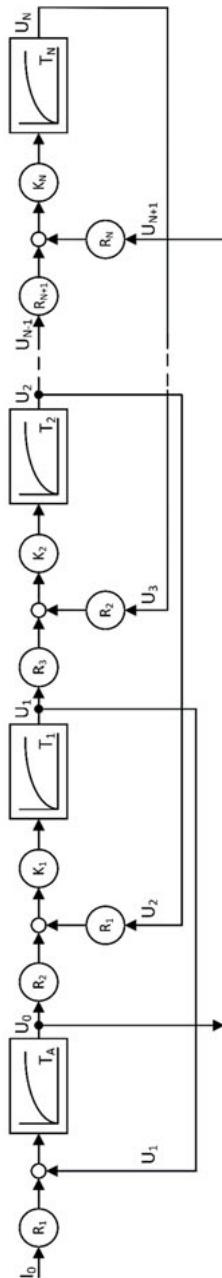


Bild 7.24: Blockschaltbild des Cauer-Modells

Für die spätere Implementierung auf dem Industrie-PC wird die zeitdiskrete Darstellung der Gleichungen benötigt. Unter Anwendung der Z-Transformation [54], mit $s = \frac{1}{T_a}(z - 1)$, folgt somit aus Formel (7.11):

$$u[k + 1] = u[k] + \frac{T_a}{C} i[k] \quad (7.21)$$

Die Transformationsbeziehung ergibt sich aus der Taylor-Reihenentwicklung [72] der e-Funktion der Beziehung $z = e^{s \cdot T_a}$ zu $z \approx 1 + s \cdot T_a$. Die Integration entsprechend Gleichung (7.21) wird auch als explizites Euler-Verfahren bzw. Vorwärts-Euler bezeichnet [81]. Durch Anwendung der Analogien zwischen thermischen und elektrischen Netzwerken ergibt sich nun:

$$T[k + 1] = T[k] + \frac{T_a}{C} P[k] \quad (7.22)$$

Für T_1 lässt sich nun die Verlustleistung P_1 bestimmen:

$$P[k] = P_1[k] = P_v[k] + \frac{T_2[k] - T_1[k]}{R_1} \quad (7.23)$$

Und eingesetzt ergibt sich für T_1 :

$$T_1[k + 1] = T_1[k] + \frac{T_a}{C_1} \left(P_v[k] + \frac{T_2[k] - T_1[k]}{R_1} \right) \quad (7.24)$$

Für die Temperatur T_n mit $2 \leq n \leq N$ lässt sich entsprechend herleiten:

$$T_n[k + 1] = a_n \cdot T_{n-1}[k] + b_n \cdot T_n[k] + c_n \cdot T_{n+1}[k] \quad (7.25)$$

Mit

$$a_n = \frac{T_a}{C_n \cdot R_{n-1}} \quad (7.26)$$

$$b_n = 1 - a_n - c_n \quad (7.27)$$

$$c_n = \frac{T_a}{C_n \cdot R_n} \quad (7.28)$$

Benötigt wird noch die Temperatur T_{N+1} . Dazu werden die Wärmeströme am Knoten T_G (s. Bild 7.22) berechnet:

$$\Phi_T[k] = \frac{T_{T4}[k] - T_G[k]}{R_{T4}} \quad (7.29)$$

$$\Phi_D[k] = \frac{T_{D4}[k] - T_G[k]}{R_{D4}} \quad (7.30)$$

$$\Phi_K[k] = \frac{T_K[k] - T_G[k]}{R_5} \quad (7.31)$$

Und unter Verwendung der Knotengleichung

$$\Phi_T[k] + \Phi_D[k] + \Phi_K[k] = 0 \quad (7.32)$$

kann die Gehäusetemperatur berechnet werden:

$$T_G[k] = a_G \cdot T_{T4}[k] + b_G \cdot T_{D4}[k] + c_G \cdot T_K[k] \quad (7.33)$$

Mit den Parametern:

$$a_G = \frac{R_{D4}R_5}{R_{D4}R_5 + R_{T4}R_5 + R_{T4}R_{D4}} \quad (7.34)$$

$$b_G = \frac{R_{T4}R_5}{R_{D4}R_5 + R_{T4}R_5 + R_{T4}R_{D4}} \quad (7.35)$$

$$c_G = \frac{R_{T4}R_{D4}}{R_{D4}R_5 + R_{T4}R_5 + R_{T4}R_{D4}} \quad (7.36)$$

Mit $T_{N+1}[k] = T_G[k]$ ist die Gehäusetemperatur nun bestimmt. Mit diesen Gleichungen kann somit abhängig von den Verlustleistungen bzw. den Verlustenergien und der Umgebungstemperatur die gesuchte Sperrsichttemperatur T_{T1} und T_{D1} berechnet werden. Aufgrund der Struktur ist eine Erweiterung um weitere Schichten problemlos möglich.

7.2.2.2 Allgemeine Bestimmung der Schaltverluste

Wie bereits beschrieben ist die Sperrsichttemperatur eine entscheidende Größe bei der späteren Berechnung des Lebensdauerverbrauchs bei der Berücksichtigung der thermomechanischen und elektrochemischen Effekte. Um diese zu berechnen, wurde in Abschnitt 7.2.2.1 ein thermisches Modell erstellt. Dieses benötigt jedoch die im Halbleiter entstehende Verlustleistung als Eingangsgröße. Könnte ein idealer Schalter angenommen werden, so wäre die Verlustleistung jederzeit null, denn im sperrenden Zustand fällt eine Spannung über ihm ab, es fließt aber kein Strom und im leitenden Zustand fließt ein Strom, es fällt aber keine Spannung ab. Denn allgemein lässt sich die Leistung entsprechend Gleichung (7.37) berechnen [41], [47].

$$P(t) = U(t) \cdot I(t) \quad (7.37)$$

Da die Leistungshalbleiterschalter nicht als ideal angenommen werden können, müssen Verluste berücksichtigt werden [35]. Betrachtet man zunächst die Verluste des IGBTs während er leitet, d. h. die Durchlassverluste [91], berechnen sich diese als Produkt aus Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} und dem Kollektorstrom I_C . Mit der Angabe des Kollektorstromes in Abhängigkeit von der Kollektor-Emitter-Spannung im Datenblatt kann somit folgende Gleichung formuliert werden.

$$P_{V,Leit}(t) = U_{CE}(t) \cdot I_C(t) = U_{CE}(I_C(t)) \cdot I_C(t) \quad (7.38)$$

Während des Übergangs vom sperrenden in den leitenden Zustand und umgekehrt kommt es am IGBT zu Ein- und Ausschaltverlusten. Diese werden im Datenblatt beispielweise als Verlustenergien angegeben. D. h., ihre Berechnung erfolgt als zeitliches Integral über das Produkt aus Spannung und Strom.

$$E_{V,Schalt} = \int_{t_1}^{t_2} P_V(t) dt = \int_{t_1}^{t_2} U_{CE}(t) \cdot I_C(t) dt \quad (7.39)$$

Die Grenzen t_1 und t_2 begrenzen das zeitliche Intervall des Übergangs vom leitenden in den sperrenden Zustand und umgekehrt [91]. Entsprechend kann die Verlustleistung berechnet werden:

$$P_{V,Schalt} = \frac{E_{V,Schalt}}{\Delta t} \quad (7.40)$$

Wobei Δt hier der Abtastzeit T_A des Zustandsüberwachungssystems entspricht. Im Weiteren wird hier davon ausgegangen, dass im IGBT-Modul eine Freilauf-Diode integriert ist, deren Verluste ebenfalls Berücksichtigung finden müssen [92]. D. h., für die Diode sind die Durchlass- und Sperrverzögerungsverluste zu berücksichtigen. Die Daten können ebenfalls dem Datenblatt entnommen werden.

Zusammenfassend sind also beim Einschalten des IGBT, d. h. Schließen des Schalters, die Einschaltverluste des IGBT und die Sperrverzögerungsverluste der Diode zu berücksichtigen. Während ein Strom durch den Brückenzweig fließt, sind, abhängig von dessen Richtung und dem Zustand der Schalter die Durchlassverluste zu bestimmen. Beim Ausschalten eines IGBT sind die Ausschaltverluste zu berücksichtigen.

7.2.2.3 Modell eines DASG mit Frequenzumrichter

Nachdem in den vorangegangenen Abschnitten ein Modell zur Bestimmung der Sperrsichttemperatur basierend auf den Schaltverlusten und der Kühlkörper-temperatur beschrieben wurde, soll nun das Gesamtmodell betrachtet werden. Bild 7.25 zeigt die Struktur des im Projekt verwendeten Modells, bestehend aus doppelt gespeistem Asynchrongenerator, Frequenzumrichter mit Berechnung der Temperatur der Leistungshalbleiter sowie der Regelung des Systems.

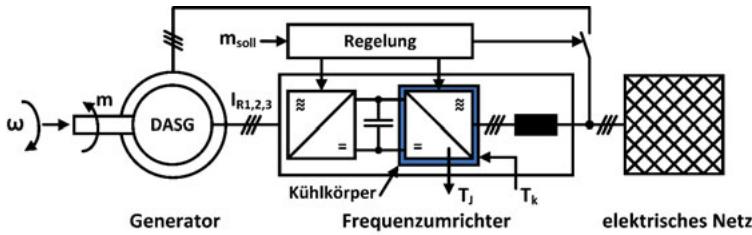


Bild 7.25: Simulationsmodell der WEA mit doppeltgespeistem ASG

Das Modell des doppeltgespeisten Asynchrongenerators basiert dabei auf [14], [31]. Die Modellierung und die Parameter des thermischen Netzwerkes sowie die Berechnung der Verlustleistung sind [93] und [94] entnommen.

Eingangsgrößen des Modells sind die Drehzahl ω des Rotors und der Sollwert für das vom Generator erzeugte Gegenmoment m_{soll} sowie die Temperatur des Kühlkörpers T_k . Betrachtete Ausgangsgrößen sind hier das Gegenmoment m , die Rotorströme $I_{R1,2,3}$ sowie die Temperatur T_J des oberen IGBTs im ersten Brückenzweig (s. Abschnitt 3). Bild 7.26 zeigt die Simulationsergebnisse.

Die Regelung des Momentes wird bei $t_1=1$ s gestartet. Zu erkennen ist, dass in den Bereichen, in denen der Rotor synchron zum Netz dreht, die Rotorströme Gleichströme sind, z.B. $1 \leq t_2 \leq 3$ s und $6 \leq t_3 \leq 9$ s. Dies führt zu einem Ansteigen der Temperatur T_J in der Sperrsicht des IGBT. Bei über- und untersynchronem Betrieb des Generators sind die Rotorströme Wechselgrößen und die Temperatur T_J erreicht hier im Mittel einen Wert von 53°C .

Aufgrund der Möglichkeit die Kühlkörpertemperatur T_k vorzugeben, folgen bei deaktiviertem Frequenzumrichter die Temperaturen der IGBTs entsprechend der thermischen Zeitkonstanten ebenfalls die Temperaturen der Sperrsicht T_J . Somit

kann auch das thermische Verhalten entsprechend Abschnitt 7.1.2.1 nachgebildet werden.

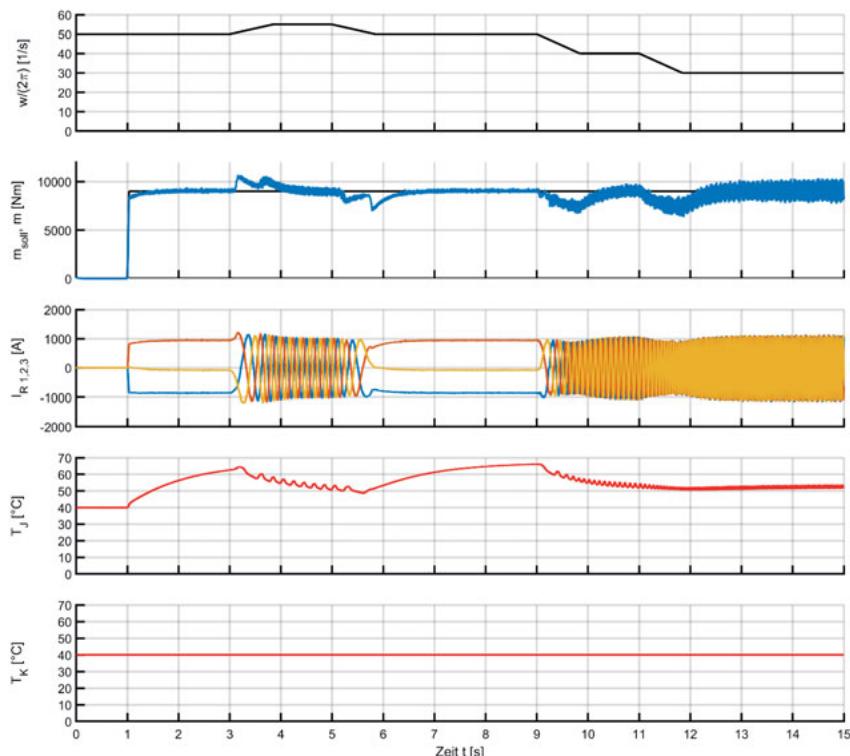


Bild 7.26: Simulationsergebnisse DASG – Drehzahl, Drehmoment, Rotorströme und Temperaturen am IGBT

Das Modell wurde im Rahmen des Projektes als eine Programmbibliothek exportiert und konnte dann in das von einem Projektpartner genutzte Programm zur Lastsimulation eingebunden werden [95]. Dies ermöglicht es, neben den wirkenden Kräften auf Rotor und Turm auch die sich daraus ergebenden elektrischen Belastungen auf den Frequenzumrichter zu betrachten. Hier wurde das Netz nur als ideale Spannungsquelle modelliert und somit sind die Wechselwirkungen mit dem Netz nicht simulierbar. Deshalb sollte im Weiteren das gesamte Netz eines Windparks und der angeschlossenen WEA modelliert und simuliert werden.

7.2.3 Nutzung eines Rechnerverbunds zur verteilten Simulation eines Windparks

Idealisiert zeigt Bild 7.27 die Topologie des betrachteten Windparks. Berücksichtigt man bei einem solchen Gesamtmodell eine detaillierte elektrische Modellierung der WEA angebunden über einen Transformator und die Verbindungsleitungen sowie das Windparknetz und das übergeordnete elektrische Netz, erreicht dies eine hohe Komplexität. Für Modelle der zuvor genannten Komponenten wird verwiesen auf [3], [30] und [96]. Aus diesem Grund wurde ein Ansatz erarbeitet, um dieses Problem zu lösen.

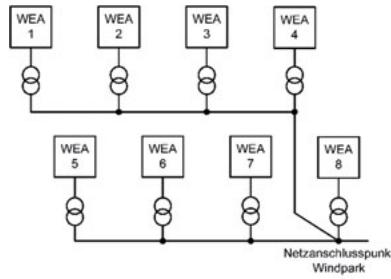


Bild 7.27: Topologie des Windparks

Um den Grad der Komplexität eines Modells pro Rechner zu reduzieren, wurde der Ansatz verfolgt, ein Gesamtmodell in Teilmodelle aufzuteilen. Dazu mussten Schnittstellen gefunden werden, an denen ein Gesamtmodell aufgeteilt werden kann, ein numerischer Löser für Differentialgleichungen bestimmt und, sofern mehrere Rechner Verwendung finden, eine geeignete Datenverbindung ausgewählt werden. Während bei der Modellierung des elektrischen Teils der WEA, d. h. des Frequenzumrichters, in Abschnitt 7.2.1 das Netz aus drei idealen Spannungsquellen modelliert wurde, wird für das zuvor beschriebene Gesamtmodell eines Windparks (Bild 7.27) eine Netznachbildung benötigt, die bei Einspeisung oder Entnahme von Energie entsprechend mit Änderungen der Frequenz oder Spannungsamplitude reagiert. Ein Modell mit Frequenz- und Spannungsregelung basierend auf einem Synchrongenerator kann beispielsweise [97] entnommen werden. Die Nutzung der verteilten Simulation soll nun anhand eines solchen Modells [98], entsprechend Bild 7.28, bestehend aus zwei dieser Generatormodelle, die auf eine Last speisen, beschrieben werden [99].

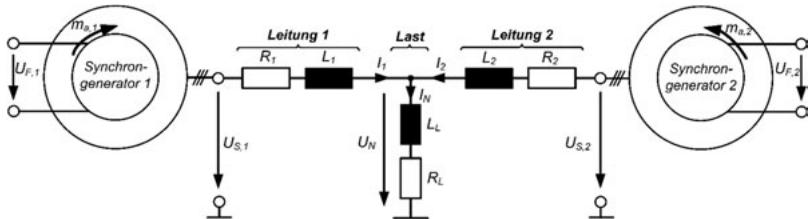


Bild 7.28: Vereinfachtes Modell zweier Generatoren die auf eine Last speisen

Aufgrund der gleichen Struktur der Generatormodelle wurde das Gesamtmodell in drei Teilmodelle aufgeteilt: Generator 1, Generator 2 sowie die Leitungen und die Last.

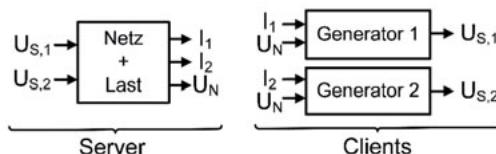


Bild 7.29: Teilmodelle

Zu erkennen ist, dass alle Modelle nur zwei Eingangsgrößen haben. Aufgrund der Modellierung in $\alpha\beta$ -Koordinaten bestehen die Größen jeweils aus einer α - und einer β -Komponente. Unter der Annahme der Verwendung von Fließkommazahlen mit doppelter Genauigkeit entspricht dies 8 Byte pro Variable und somit 32 Byte für die Ein- und Ausgänge. D. h. aufgrund dieser Struktur müssen zwischen den Modellen nur wenige Daten ausgetauscht werden, weshalb Bussysteme möglicherweise nicht optimal eingesetzt werden können. Technische Voraussetzungen und aktuell nutzbare Rechner- und Bussysteme für die verteilte Simulation wurden bereits in [99] untersucht. Dabei wurde ein erster Rechnerverbund mit vier Rechnern über Ethernet (1 Gbit) vernetzt. Der Nachteil dieser Verbindung war, dass der Datenaustausch über das Netzwerk den überwiegenden Anteil der Gesamtdauer der Simulation hatte. Aus diesem Grund wurden alternative Übertragungsmöglichkeiten untersucht. Hierzu wurde eine Übertragung mit einer PCIe basierten FPGA Erweiterungskarte „Raggedstone 2“ der Firma Enterpoint Ltd. (s. Bild 7.30 a, b) für einen (I)PC aufgebaut, in Betrieb genommen und für kleine Datenmengen optimiert.

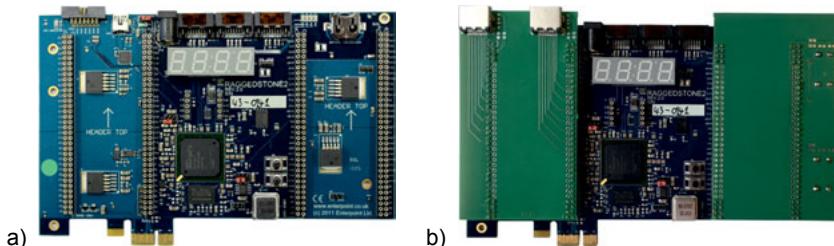


Bild 7.30: Basis für die Kommunikation

a) PCIe-Bus basierte FPGA-Erweiterungskarte
b) mit Adapterkarten zur Verbindung von zwei Rechnern

Das verwendete System war vom Konzept ähnlich dem Messsystem. Verwendung fanden ebenfalls das Betriebssystem GNU/Linux mit der Echtzeiterweiterung RTAI (s. Abschnitt 5.2.2). Aufgebaut wurde ein Testsystem bestehend aus zwei Rechnern, welche jeweils mit einer PCIe basierten FPGA Erweiterungskarte bestückt wurden. Bild 7.31 zeigt die Kommunikation zwischen den beiden Prozessoren (CPU) über den PCIe-Bus und die FPGAs.



Bild 7.31: Interprozessorkommunikation

Zur Messung der Datenumlaufzeit (engl. round trip time) wurde der in Bild 7.32 gezeigte Aufbau verwendet. Beim Senden der Daten wird die Systemzeit auf dem Server ermittelt. Die Daten werden dann zum Client übertragen und wieder zurückgesendet. Nach dem wieder Eintreffen der Daten auf dem Server wird erneut die Systemzeit ermittelt und die Differenz gebildet, welche der Datenumlaufzeit entspricht. Für die Messungen wurde ein Prüfstand mit zwei PCs, basierend auf den Prozessoren „Intel Core 2 Duo“ der Firma Intel mit einer Taktfrequenz von 3 GHz, aufgebaut.

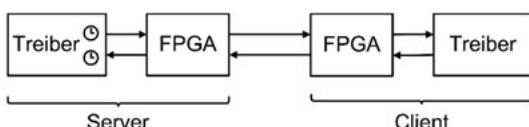


Bild 7.32: Messung der Zeit für den Datenumlauf

Ergebnis dieses Aufbaus war, dass die Datenumlaufzeit von einem 4 Byte Datenpaket 17 μ s benötigt. Jedes weitere angehängte 4 Byte Datenpaket erhöht die Übertragungszeit um 3,7 μ s. Für das zuvor genannte Beispiel, für das insgesamt 32 Byte übertragen werden müssen, ergibt sich somit eine Übertragungszeit von 42,9 μ s. Die Übertragung der Daten über eine Ethernet-Netzwerkkarte mit 1 GBit Übertragungsgeschwindigkeit auf dem gleichen Prüfstand ergab eine durchschnittliche Datenumlaufzeit von 107 μ s. Allerdings muss hier angemerkt werden, dass für die Zeitmessung die Struktur in Bild 7.33 verwendet wurde.

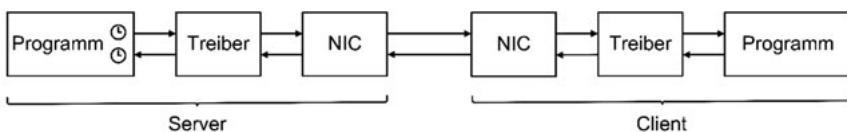


Bild 7.33: Messung der Paketumlaufzeit über ein Netzwerk

Die gemessene Zeit beinhaltet hier auch die Übertragung der Daten zu einem Benutzerprogramm. Dies wurde ebenfalls für die FPGA basierte Lösung ermittelt. Hier müssen weitere 24 μ s hinzugaddiert werden, sodass sich eine Paketumlaufzeit von 66,9 μ s ergibt. Dies bedeutet trotzdem eine Zeitersparnis von 40,1 μ s pro Datenpaket.

Für einen zweiten, moderneren Prüfstand bestehend aus 4 Rechnern mit jeweils einem 16 Kern Prozessor „Threadripper 1950x“ der Firma AMD und Netzwerkkarten mit einer Übertragungsgeschwindigkeit von 10 GBit konnten Übertragungszeiten von 36 μ s, entsprechend dem Aufbau in Bild 7.33, ermittelt werden. Anzumerken ist hier, dass die FPGA basierte Erweiterungskarte nur eine PCIe Übertragungsleitung, auch „Lane“ genannt, verwendet, während die Netzwerkkarte (10 Gbit) 4 PCIe-Lanes verwendet und damit aktuellere PC-Hardware benötigt. Der Geschwindigkeitsvorteil der FPGA basierten Lösung ergibt sich u.a., da die in einem basierten Netzwerk notwendigen Transport-Informationen [37] in den Datenpaketen entfallen können. Der Vorteil des Einsatzes von standardisierten Netzwerkkarten gegenüber dem Eigenbau ist ein einheitliches Kommunikationsprotokoll. Aus diesem Grund wird zukünftig der aktuelle Rechnerverbund mit einer Netzwerkverbindung mit einer Übertragungsrate von 10 Gbit verwendet. Dennoch könnte die Zeit für die Datenübertragung bei der Verwendung einer PCIe basierten FPGA Erweiterungskarte mit 4 Lanes weiter reduziert werden.

Neben dem Rechner und der Datenverbindung ist auch die Wahl des numerischen Lösers für die Differentialgleichung entscheidend [100], [101]. Wichtig bei der parallelen Abarbeitung der Teilmodelle ist, dass jedes Teilmodell mit der gleichen Schrittweite berechnet wird, damit zum Zeitpunkt des Datenaustausches alle Daten konsistent sind. Aus diesem Grund wurde ein Löser mit fester Schrittweite verwendet [81]. Der Rechnerverbund konnte bereits genutzt werden, um das Modell des zuvor genannten Beispielmodells zu simulieren. Die Aufteilung erfolgt dabei in einen Server und drei Clients. Die Teilmodelle des komplexen Gesamtmodells können auf den Server und von dort aus auf die Clients übertragen werden. Die besten numerischen Ergebnisse wurden dabei mit einem Löser fester Schrittweite ohne weitere Zwischenschritte, wie z.B. dem Verfahren von Euler, auch Vorwärts-Euler genannt [81], erzielt. Erste Zeitmessungen ergaben, dass durch den Einsatz der verteilten Simulation die Simulationszeit reduziert werden kann. Somit bietet der Rechnerverbund eine gute Grundlage für die Simulation komplexerer Modelle.

8 Modellbasierte Zustandsüberwachung

Im Folgenden wird ein am IALB erarbeitetes Modell beschrieben [75], welches die Restlebensdauer basierend auf Messdaten und zuvor im Labor bestimmten Parametern bestimmen soll. Es wird darauf hingewiesen, dass im Rahmen dieser Arbeit nur dessen echtzeitfähige Implementierung zur Erweiterung des Messsystems betrachtet wird. Die Methoden zur Bestimmung der Parameter und die Bewertung hinsichtlich der Berechnung der Restlebensdauer sind Gegenstand einer weiteren Arbeit. Da die Implementierung des Modells flexibel nutzbar sein soll, wird dieses parametrierbar umgesetzt. Somit haben die Werte der Parameter keinen Einfluss auf die Echtzeitfähigkeit und werden deshalb, soweit es der aktuelle Stand zulässt, referenziert. Weiterhin sollen die Ergebnisse der ausgewerteten Messdaten mit in das Konzept für die Zustandsüberwachung einfließen. Aus den Betriebsdaten der WEA ließen sich die Folgenden Informationen gewinnen:

- Der Gleichspannungszwischenkreis ist beim betrachteten WEA-Typ nur während des Betriebes der WEA geladen.
- Die Leistungshalbleiter, hier IGBTs, werden als Schalter eingesetzt, d. h. sie werden abwechselnd sperrend und leitend betrieben.
- Die durch den Durchlasswiderstand des IGBT entstehende Verlustleistung erwärmt den Chip und seine Umgebung, durch eine Kühlleinrichtung wird die Wärme abgeführt und eine Überhitzung verhindert.
- Temperaturänderungen im IGBT-Modul entstehen auch durch die Umgebung, d. h. andere Komponenten im Schaltschrank, in der WEA oder außerhalb und müssen ebenfalls berücksichtigt werden.

Diese Betriebseigenschaften werden im Folgenden berücksichtigt.

8.1 Beschreibung des Modells

Das folgende Konzept (Bild 8.1) berücksichtigt die Zustände des IGBT: sperrend und leitend [75]. Dabei wirken zwei unterschiedliche Effekte. Im sperrenden Zustand wirkt durch die angelegte Spannung die elektrische Feldstärke. Die Sperrfähigkeit wird u.a. durch die eindringende Feuchtigkeit beeinflusst. Das Zusammenwirken ergibt einen elektrochemischen Effekt. Im leitenden Zustand wirkt durch das wiederkehrende Erwärmen und Abkühlen und einem damit verbundenen Ausdehnen und Zusammenziehen der Materialien ein thermomechanischer Effekt. Zur Modellierung

der beiden Effekte werden Eingangsdaten benötigt, die im besten Fall nur aus den gemessenen Spannungen, Strömen sowie Temperaturen und Feuchte, denen ein IGBT-Modul ausgesetzt ist, abgeleitet werden sollen.

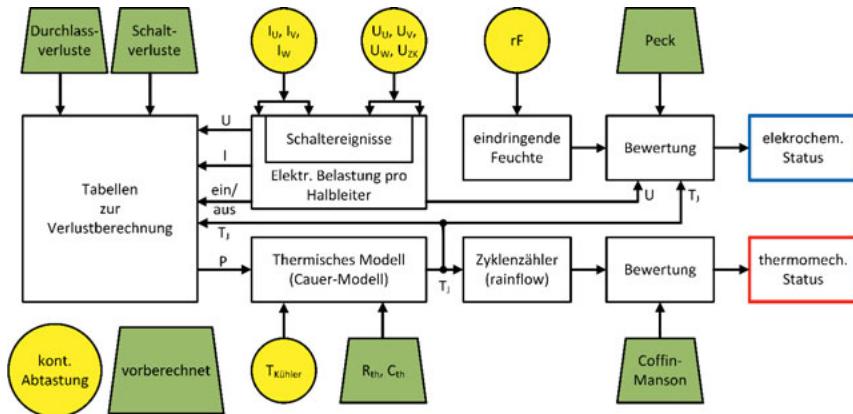


Bild 8.1: Modell zur Abschätzung der Restlebensdauer von Leistungs-halbleitern in WEA

Die Bewertung des elektrochemischen Status erfolgt auf Grundlage des Peck-Modells, der thermomechanische Status wird auf Grundlage des Coffin-Manson-Modells berücksichtigt. Wie Bild 8.1 zu entnehmen ist, werden dafür Parameter benötigt, die zuvor im Labor ermittelt werden. Weiterhin werden dafür die Sperrsichttemperatur und die Schaltereignisse der Leistungshalbleiter benötigt, die zum Teil auf Messwerten, weiteren Modellen und auch vorher bestimmten Parametern basieren. Die den Teilmodellen zugrundeliegenden mathematischen Beschreibungen und Algorithmen werden im Folgenden beschrieben.

8.1.1 Berechnung des Lebensdauerverbrauchs

Wie beschrieben, sollen bei der Implementierung zwei Schädigungseffekte berücksichtigt werden.

8.1.1.1 Berücksichtigung der thermomechanischen Beanspruchung

Aufgrund der Erwärmung während der IGBT leitet und des Abkühlens während der Sperrphase, kommt es zu mechanischen Spannungen zwischen den einzelnen Schichten, aus denen das IGBT-Modul aufgebaut ist. Um das Versagen des IGBTs aufgrund der durch die Spannungen hervorgerufenen Schäden zu beschreiben, wurde

im Rahmen des LESIT-Projektes [17], basierend auf dem Coffin-Manson-Modell, ein Modell für IGBTs entwickelt. Darauf aufbauend wird die Gleichung auch wie folgt geschrieben [18]:

$$N_f = \alpha \cdot \Delta T_J^\beta \cdot e^{\frac{E_A}{k_B \cdot T_{J,M}}} \quad (8.1)$$

N_f entspricht hier den Zyklen bis zum Versagen des IGBTs, α und β sind experimentell zu ermittelnde Anpassungsparameter, E_A ist die Aktivierungsenergie und k_B die Boltzmann-Konstante. Mit

$$\Delta T_J = T_{J,max} - T_{J,min} \quad (8.2)$$

wird die Amplitude eines Temperaturzyklus beschrieben, entsprechend folgt die mittlere Temperatur zu:

$$T_{J,M} = \frac{T_{J,max} + T_{J,min}}{2} \quad (8.3)$$

Auf die Bestimmung der Sperrschichttemperatur wurde bereits in Abschnitt 7.2.2.1 beschrieben. Auf die Ermittlung der Temperaturzyklen wird in Abschnitten 8.1.5 eingegangen. Es wird darauf hingewiesen, dass die Temperaturen in Kelvin angegeben werden müssen. Der Lebensdauerverbrauch eines einzelnen Zyklus wird angeben als [75]:

$$LV = \frac{1}{N_f} \quad (8.4)$$

Der gesamte Lebensdauerverbrauch ergibt sich als Summe des Lebensdauerverbrauchs der einzelnen Zyklen:

$$LV_{ges} = \sum LV_i \quad (8.5)$$

Entscheidend für die Implementierung ist, dass die Berechnung einer sich nicht ändernden Vorschrift folgt, somit immer die gleichen Befehle ausgeführt werden müssen, was bedeutet, dass die Berechnungszeit immer gleich ist. Zur Ermittlung der Parameter basierend auf Lastwechseltests (engl. power-cycle-test - PCT) und Erweiterungen zum Modell wird verwiesen auf [77].

8.1.1.2 Berücksichtigung elektrochemischer Prozesse

Im Folgenden soll kurz das Modell beschrieben werden, welches zur Berechnung des Lebensdauerverbrauchs aufgrund der Degradation hervorgerufen durch elektrochemische Prozesse im IGBT verwendet wurde.

Als Basis dient das sogenannte Peck-Model, entsprechend Gleichung (8.6), welches eine Erweiterung der Arrhenius-Gleichung zur Berücksichtigung der relativen Feuchte darstellt [102].

$$L = A \cdot RH^{-x} \cdot e^{\frac{E_A}{k_B T}} \quad (8.6)$$

Dabei ist L die Zeit bis zum Versagen eines Bauteils, RH die relative Luftfeuchte, T die Temperatur, E_A ist die Aktivierungsenergie und k_B ist die Boltzmann Konstante. Bei A und x handelt es sich um empirisch ermittelte Anpassungskonstanten [19]. Betrachtet man die Lebensdauer eines Bauteils unter zwei verschiedenen Bedingungen und bildet das Verhältnis entsprechend Gleichung (8.7), so wird dies als Beschleunigungsfaktor a_f bezeichnet.

$$a_f = \frac{L_1}{L_2} = \left(\frac{RH_2}{RH_1} \right)^x \cdot e^{\frac{E_A}{k_B} \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right)} \quad (8.7)$$

Zur Anpassung an die elektrochemischen Bedingungen in einem IGBT wurde Gleichung (8.7) zur Berücksichtigung der anliegenden Spannung erweitert zu Gleichung (8.8) [19], [20].

$$a_f = \frac{L_1}{L_2} = \left(\frac{RH_2}{RH_1} \right)^x \cdot e^{\frac{E_A}{k_B} \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right)} \cdot \left(\frac{U_2}{U_1} \right)^y \quad (8.8)$$

Der Lebensdauerverbrauch LV für eine Zeitspannung t bezogen auf die Lebensdauer L, wird nun definiert als [75]:

$$LV = \frac{t}{L} \quad (8.9)$$

Durch Substitution mit $L_1=L_{\text{Ref}}$ und $L_2=L$ folgt für den Beschleunigungsfaktor a_f [75]:

$$a_f = \frac{L_{\text{Ref}}}{L} = \left(\frac{RH}{RH_{\text{Ref}}} \right)^x \cdot e^{\frac{E_A}{k_B} \left(\frac{1}{T_{\text{Ref}}} - \frac{1}{T} \right)} \cdot \left(\frac{U}{U_{\text{Ref}}} \right)^y \quad (8.10)$$

Somit lässt sich der Beschleunigungsfaktor bei gegebenen Referenzwerten L_{Ref} , RH_{Ref} , T_{Ref} und U_{Ref} bezogen auf eine Lebensdauer L unter den Bedingungen RH, T und U berechnen. An dieser Stelle wird darauf hingewiesen, dass der Beschleunigungsfaktor a_f in Gleichung (8.10) aus [75] reziprok zur Definition in [19] ist.

Dies hat bei der Implementierung den Vorteil, dass die am IGBT anliegende Spannung U ohne zusätzliche Prüfungen verwendet werden kann, in [19] wird die Spannung im Nenner berücksichtigt. Die Spannung U ist gleich null, wenn der Zwischenkreis entladen ist oder gleich der Zwischenkreisspannung U_{ZK} . Gleichung (8.10) lässt sich nun in Gleichung (8.9) einsetzen:

$$LV = \frac{t}{L} = t \frac{a_f}{L_{Ref}} \quad (8.11)$$

Hierbei handelt es sich um eine zeitkontinuierliche Darstellung. Für die Implementierung auf einem digitalen Signalprozessor mit zeitdiskreter Abtastung muss eine zeitdiskrete Darstellung verwendet werden. Entsprechend [75] berechnet sich der Lebensdauerverbrauch dann entsprechend Gleichung (8.12).

$$LV = \frac{\Delta t}{L_{Ref}} \sum_{i=0}^n a_f[i] \quad (8.12)$$

Oder für die Implementierung geschrieben als Gleichung (8.13).

$$LV[k] = LV[k-1] + \frac{\Delta t}{L_{Ref}} a_f[k] \quad (8.13)$$

Mit Δt gleich der Abtastzeit und $a_f[k]$ entsprechend Gleichung (8.14).

$$a_f[k] = \left(\frac{RH[k]}{RH_{Ref}} \right)^x \cdot e^{\frac{E_A}{k_B} \left(\frac{1}{T_{Ref}} - \frac{1}{T[k]} \right)} \cdot \left(\frac{U[k]}{U_{Ref}} \right)^y \quad (8.14)$$

Die Referenzwerte werden in einem „Temperatur-Feuchte-Spannung“-Test (engl. Temperature-Humidity-Bias – THB), für jedes IGBT ermittelt [20]. Die relative Feuchte $RH[k]$ und die Spannung $U[k]$ können durch Messung erfasst werden. Weiterhin wird die Temperatur des Halbleiters benötigt, die wie zuvor bei der Konzepterstellung für das Messsystem beschrieben (s. Abschnitt 4.1), nicht immer direkt zugänglich ist. Eine mögliche Lösung wurde in Abschnitt 7.2.2.1 beschrieben. Weiterhin muss die Berücksichtigung der Spannung $U[k]$ diskutiert werden. Wird beispielsweise ein Frequenzumrichter mit zwei Spannungsniveaus zur Einspeisung von Energie ins elektrische Netz verwendet, so werden die IGBTs in einem Brückenzweig abwechseln leitend und sperrend geschaltet, d. h. die Zwischenspannung fällt abwechselnd über den beiden IGBTs ab. So ist im Sperrzustand des IGBTs der Beschleunigungsfaktor entsprechend Gleichung (8.14) zu berechnen und nach Gleichung (8.13) aufzuaddieren. Ist der Zwischenkreis geladen, aber kein Pulsmuster erzeugt, ist zu berücksichtigen, wie die IGBTs angesteuert werden. Werden beispielsweise alle oberen

oder unteren IGBTs geschlossen, so entspricht dies dem zuvor beschriebenen Betriebsfall und der Lebensdauerverbrauch kann entsprechend berechnet werden. Werden alle Leistungshalbleiterschalter geöffnet, so kann aufgrund der Reihenschaltung der IGBTs von einer gleichmäßigen Spannungsaufteilung [103] nicht ausgegangen werden. Dieser Betriebsfall muss gesondert betrachtet werden. Da bei den betrachteten WEA der Zwischenkreis entladen wird, sobald diese abschalten, wird dies hier nicht weiter berücksichtigt. Abschließend wird daraufhin gewiesen, dass die Feuchtigkeit zunächst in das Modul eindringen muss. Dies ist Gegenstand aktueller Forschung und eine Ergänzung des Modells (s. Bild 8.1) wurde bereits in [77] vorgenommen.

8.1.2 Ermittlung der Schaltereignisse

Wie aus der Beschreibung des Modells (Bild 8.1) zur Abschätzung der Restlebensdauer zu entnehmen, ist die Kenntnis über die Schaltereignisse von entscheidender Bedeutung, da diese mittelbar oder unmittelbar Verwendung in den beiden zuvor beschriebenen Modellen finden. Aus diesem Grund soll im Folgenden untersucht und diskutiert werden, wie die Schaltereignisse allgemeingültig ermittelt werden können.

Werden zunächst die Messdaten berücksichtigt, d. h. die Netz- und die Zwischenkreisspannung, so kann deren Nutzung ausgeschlossen werden, da zwischen dem Leistungsteil des Umrichters und dem Netz ein Filter verbaut ist. Dieser hat die Aufgabe den Strom und ggf. auch die Spannung zu glätten, sodass möglichst ein sinusförmiger Verlauf entsteht und der Einfluss des Schaltens reduziert wird. Eine Messung der verketteten Spannungen der Brückenzweigpotentiale ist nicht zielführend, da beispielweise bei einem Umrichter mit zwei Spannungsniveaus bereits zwei Kombinationen der Schaltzustände existieren, um die verketteten Spannungen zu null einzustellen, was keinen Rückschluss auf die sperrenden und leitenden Halbleiterschalter ermöglicht. Bei einem Umrichter mit drei Spannungsniveaus und Neutralpunkt-Klemmung (s. Abschnitt 3) gibt es bereits drei Möglichkeiten, die verketteten Spannungen zu null einzustellen. Weiterhin ergeben sich beim Umrichter mit drei Spannungsniveaus bezogen auf die Ausgangsspannung weitere redundante Schaltzustände [33]. Somit bleibt nur die direkte Erfassung der Gate-Ansteuersignale der IGBTs. Diese müssten aber im Vergleich zur Schaltfrequenz mit einer wesentlich höheren Abtastrate erfasst werden oder die Signale müssten über Komparatoren eine

Zeiterfassung steuern. Beide Methoden setzen eine Modifikation der Gate-Ansteuerung voraus und sind zwar technisch umsetzbar, stellen aber einen Eingriff in das bestehende System dar. Zudem muss berücksichtigt werden, dass die Erfassung der Gate-Ansteuersignale eine weitere Ungenauigkeit erzeugt. Da die zuvor betrachteten Modelle zur Abschätzung der Restlebensdauer auf statischen Verfahren beruhen, sind weitere Ungenauigkeiten möglichst zu vermeiden. Die genaueste Information über die Ansteuerung der IGBTs lässt sich aus der Steuerung des Umrichters entnehmen, denn hier werden basierend auf den Stellgrößen der Regler die Pulsmuster berechnet. Für die weitere Implementierung der Zustandsüberwachung sind die Informationen über die Schaltereignisse somit als bekannt vorausgesetzt.

8.1.3 Berechnung der Schaltverluste

Die allgemeine Bestimmung der Schaltverluste wurde bereits im Abschnitt 7.2.2.2 beschrieben. Da davon ausgegangen wurde, dass die notwendigen Parameter aus einem Datenblatt entnommen werden können, muss daraufhin gewiesen werden, dass diese dort meist graphisch als Kennlinien dargestellt und nicht als mathematische Gleichung formuliert sind. Wie bereits beschrieben, wird die Kollektor-Emitter-Spannung in Abhängigkeit vom Kollektor-Strom und die Verlustenergie in Abhängigkeit vom Kollektor-Strom benötigt. Aus diesem Grund wurden für die Implementierung Tabellen vorgesehen, in denen Stützstellen für die jeweiligen Zusammenhänge abgespeichert werden. Aus diesen Stützstellen können dann durch lineare Interpolation die benötigten Werte gewonnen werden. Sind mehrere Kurven, beispielweise für verschiedene Temperaturen angegeben, so muss auch zwischen diesen Kurven interpoliert werden. Das Auffinden des durch die Stützstellen begrenzten Intervalls und die Interpolation auch in zwei Dimensionen ist ausführlich in [104] beschrieben und soll aus diesem Grund hier nicht wiederholt werden. Für die Implementierung ist zu berücksichtigen, dass der Zugriff auf eine Tabelle mit monoton steigenden oder fallenden Werten durch fortlaufende Halbierung des Suchbereichs in maximal $\log_2(n)$ Schritten möglich ist, wobei n die Anzahl der Einträge beschreibt. Die Interpolation der gesuchten Werte aus den Stützstellen folgt genau bestimmten Berechnungen und ist somit echtzeitfähig implementierbar.

8.1.4 Berechnung des thermischen Modells

Das thermische Modell zur Bestimmung der Sperrsichttemperatur wurde bereits in Abschnitt 7.2.2.1 beschrieben. Unabhängig von der Abbildung des thermischen

Verhaltens des IGBT als ein- oder dreidimensionales Modell sind die Berechnungsschritte immer die gleichen. Somit ist eine echtzeitfähige Implementierung möglich, nur die Berechnungsdauer muss bestimmt werden. Je nach zur Verfügung stehender Rechenleistung kann das Modell detaillierter ausfallen oder muss ggf. reduziert werden.

8.1.5 Bestimmung der Temperaturzyklen

Um die thermomechanischen Belastungen im IGBT-Modul zu berücksichtigen, wurde zuvor eine Berechnungsgrundlage basierend auf dem Coffin-Manson-Modell verwendet. Um die darin benötigten Temperaturzyklen der Sperrsicht bestimmen zu können, wurde im vorangegangenen Abschnitt ein thermisches Modell des Aufbaus eines IGBT-Moduls erstellt. Um nun die Schädigung zu berechnen, müssen die Temperaturzyklen bestimmt werden [105]. Hierzu wird ein Zählverfahren genutzt, das auch als Rainflow-Algorithmus bekannt ist [106]. Der Name leitet sich aus der anschaulichen Erklärung ab, dass Regenwasser über Dächer abfließt. Der für die Arbeit implementierte Algorithmus basiert auf [107] und berücksichtigt ebenfalls die Filterung von Temperaturänderungen unterhalb eines Schwellwertes, wie beispielsweise in [108] vorgeschlagen.

Bild 8.2 zeigt hierfür ein Beispiel. Der Temperaturverlauf über die Zeit aufgetragen (links), bestehend aus Minima und Maxima, wird um 90° gedreht (rechts). Bei jedem Minium und jedem Maximum wird nun ein neuer Fluss gestartet. Identifiziert werden können nun halbe und volle Zyklen. So endet ein Fluss, der bei einem Maximum begonnen hat, wenn das nächste Maximum größer ist. Für ein Minium muss ein kleineres Minimum folgen. Beispiele dafür sind die beendeten Flüsse A und B in Bild 8.2, wobei es sich hier um halbe Zyklen handelt. Entsprechend gilt weiter, dass ein Fluss so lange weiterfließt, bis sich ein entsprechendes weiteres größeres Maximum oder kleineres Minium ergibt. Beispiele dafür sind die angefangenen Flüsse bei 1, 2 und 3. Trifft aber ein neu gestarteter Fluss auf einen weitergeführten, wird dieser abgeschlossen. Dabei handelt es sich dann um einen vollen Zyklus. Beispiele dafür sind die Markierungen C und D.

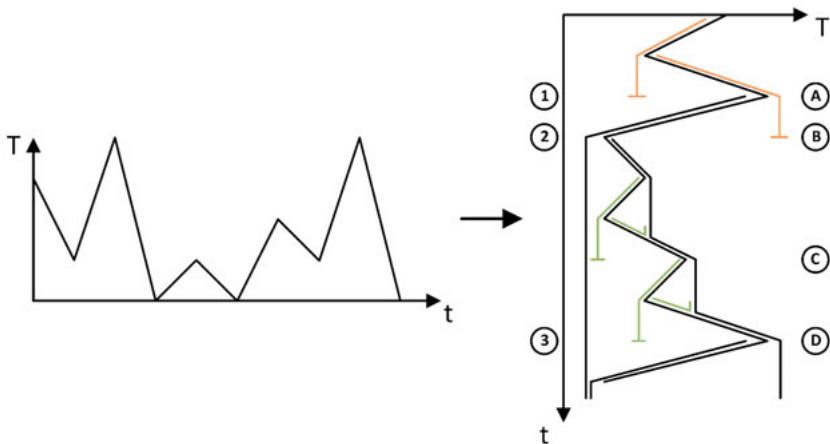


Bild 8.2: Funktionsweise des Rainflow-Algorithmus

Wird ein Zyklus erkannt, so wird die Temperaturdifferenz und die Schädigung anhand der Formel berechnet (s. Abschnitt 8.1.1.1). Wird nur ein halber Zyklus erkannt, so wird nur die Hälfte der Schädigung berücksichtigt. Zu erkennen ist, dass Extremwerte, welche bisher nicht zu einem abgeschlossenen Zyklus führen, zwischengespeichert werden müssen, d. h. sie werden auf einem Stapel abgelegt [56]. Solch ein Stapel (engl. stack) bietet die Möglichkeit Werte hinzuzufügen, wodurch die Anzahl der Elemente auf dem Stapel um eins inkrementiert wird. Entsprechend kann das zuletzt hinzugefügte Element wieder heruntergenommen werden, wodurch die Anzahl um eins dekrementiert wird.

Im Folgenden soll nun die Echtzeitfähigkeit des Algorithmus beurteilt werden. Bild 8.3 beschreibt nun entsprechend [107] und [108] das Auffinden eines Maximums und das Abschließen eines ggf. gefundenen Zyklus. Der Algorithmus für das Auffinden eines Minimums ist von der Struktur her identisch und muss deshalb nicht zusätzlich betrachtet werden. Die Variable $T[k]$ enthält beispielsweise den aktuellen Wert der Sperrsichttemperatur. T_{ref} wird zum Zwischenspeichern der Extremwerte benutzt. Die Variable S beschreibt einen Schwellwert zur Filterung von Temperaturschwankungen. Die Stapel zum Speichern der Minima und Maxima werden mit S_{Min} und S_{Max} bezeichnet. Entsprechend geben die Variablen $S_{Min_Elemente}$ und $S_{Max_Elemente}$ die Anzahl der Werte auf dem jeweiligen Stapel wieder.

Für die echtzeitfähige Implementierung ist nun entscheidend, dass die Zeit zur Abarbeitung begrenzt ist. Folgt man dem hinterlegten Pfad, zeigt dieser den von der Berechnungszeit her längsten Ablauf. Entscheidend ist hier, dass eine Schleife auftritt, die zunächst keine definierte Anzahl von Durchläufen beschreibt, was zu einer undefinierten Bearbeitungszeit führen kann. Bei der weiteren Betrachtung tritt dies aber nicht auf, da die Stapel in der Anzahl der speicherbaren Werte begrenzt sind. Dies ergibt sich aus der Begrenzung des Speichers des verwendeten IPCs, auf dem das Modell zur Berechnung der Restlebensdauer implementiert wird.

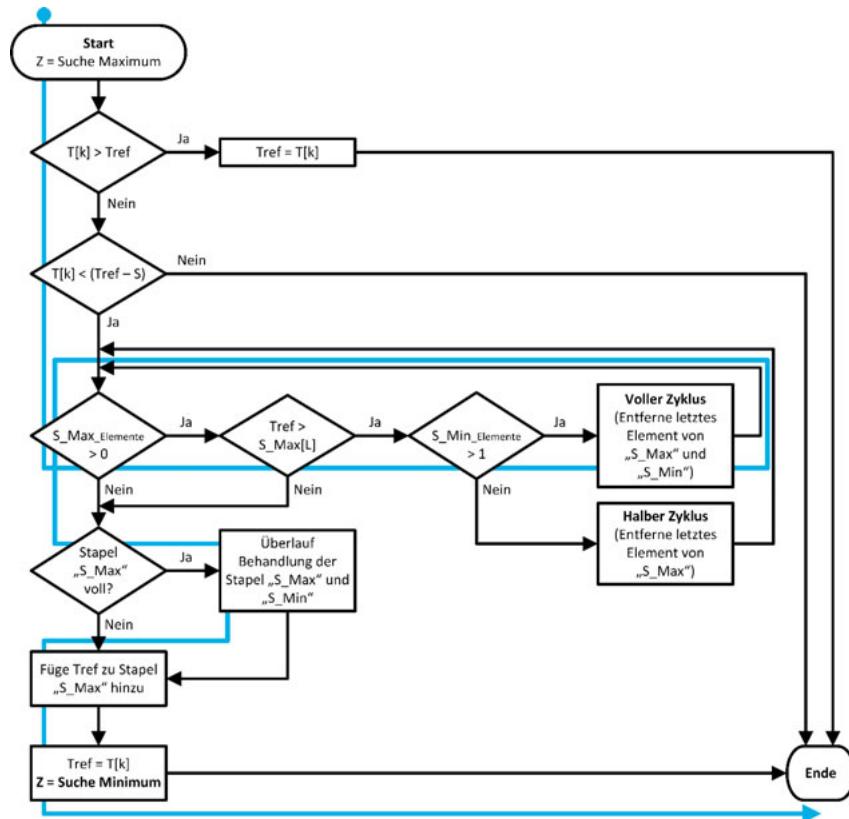


Bild 8.3: Längster Pfad zur Bestimmung eines Maximums und Bearbeitung halber und voller Temperaturzyklen

Somit ist festzulegen, wie viele Werte die Stapel aufnehmen können müssen. Dies ist abhängig davon, wie viele Extremwerte gespeichert werden sollen, die Teil noch nicht

abgeschlossener Temperaturzyklen sind. Somit ist zu klären, wodurch diese Extremwerte entstehen. In [108] wurden verschiedene Temperaturverläufe und die daraus resultierende Belegung des Stapels beim Einsatz eines Umrichters in einem Hybridfahrzeug untersucht. Dies soll hier am Beispiel der Messdaten, die in den WEA aufgezeichnet wurden und aus Ergebnissen der Simulation ebenfalls betrachtet werden (s. Bild 8.4). Entscheidend sind die Minima und Maxima. Die Maxima ergeben sich durch die Verluste während des Betriebs der WEA. Berücksichtigt man bei den Messungen eine endliche Auflösung und den wiederkehrenden Betrieb unter Nennbedingungen, so ist damit die Sperrsichttemperatur im zuvor beschriebenen thermischen Modell auf einen Maximalwert begrenzt. Auch wenn durch Degradation im realen IGBT die Temperatur höher wird, wird dies im Modell nicht berücksichtigt. Somit kann es hier zu wiederkehrenden Maximalwerten kommen. Die Minima ergeben sich, wie aus den Messwerten zu entnehmen ist (s. Abschnitt 7.1.2), wenn die WEA nicht in Betrieb ist und die Temperatur an der Sperrsicht durch die Umgebung beeinflusst wird. Entsprechend sind im Winter die geringsten Temperaturen zu erwarten. Während also durch den Betrieb die absoluten Maxima häufiger auftreten können, sind die Minima bei der betrachteten WEA abhängig von der Umgebung.

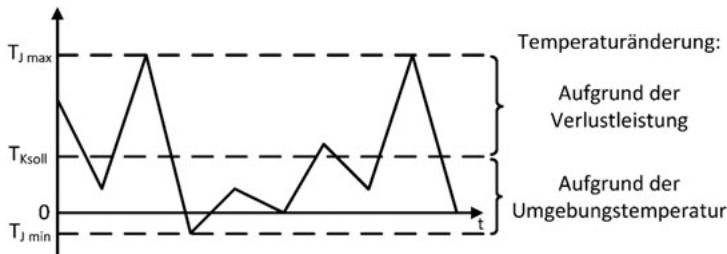


Bild 8.4: Zu erwartende Temperatur an der Sperrsicht eines IGBT

Als Ergebnis kann festgehalten werden, dass es bei einem begrenzten Stapel zu nicht abgeschlossenen Zyklen kommen kann. In [108] wurde vorgeschlagen, ab überschreiten einer Schwelle von Werten auf dem Stapel Zyklen abzuschließen, ohne den gesamten Stapel abzuräumen, da dies einen vernachlässigbaren Einfluss auf die Berechnung der Restlebensdauer hat. D. h., neben dem Bestimmen der Parameter, die die Lebensdauer eines IGBT beschreiben, ist weiterhin der Einfluss des Algorithmus zur Reduktion der Elemente auf dem Stapel auf die Gesamtgenauigkeit zu berücksichtigen.

An dieser Stelle kann festgehalten werden, dass der Algorithmus zum Bestimmen der Temperaturzyklen echtzeitfähig implementierbar ist. Da die Bearbeitungszeit aber von der maximalen Anzahl der Elemente, die auf dem Stapel ablegbar sind, abhängt, kann eine Begrenzung wiederum einen Einfluss auf die Genauigkeit der Abschätzung der Restlebensdauer haben. Da es vorkommen kann, dass nicht abgeschlossene Zyklen durch das Reduzieren des Stapels nicht exakt berücksichtigt werden.

8.2 Umsetzung und Integration der Zustandsüberwachung

Nachdem der theoretische Hintergrund der einzelnen Teile des Modells erarbeitet wurde, erfolgte dessen Implementierung. Die Echtzeitfähigkeit konnte bereits durch Betrachtung der zu implementierenden Berechnungen und Abläufe nachgewiesen werden. Zu überprüfen blieb noch, ob die Algorithmen auch auf gängigen Rechnersystemen ausgeführt werden können. Deshalb wurde zunächst wie geplant der IPC des Messsystems verwendet. Nach dem Test auf dem Messsystem wurde das Modell von einem Projektpartner auf seiner Steuerung implementiert. Die Ergebnisse werden im Folgenden beschrieben.

8.2.1 Implementierung auf dem Messsystem

Nachdem die theoretischen Grundlagen erarbeitet wurden, wurde das Modell zur Abschätzung der Restlebensdauer zunächst auf dem Messsystem implementiert, bevor es auf der Steuerung eines realen Umrichtersystems umgesetzt wurde. Die Umsetzung auf dem IPC des Messsystems, dem die X86 Mikroprozessor-Architektur [56] zugrunde liegt, bot mehr Freiheiten als die spätere Umsetzung auf einer speicherprogrammierbaren Steuerung (SPS).

Somit soll der Wertebereich der zuvor beschriebenen Funktionen unter Berücksichtigung der kleinsten Schädigung (basierend auf den zugrunde gelegten Parametern) berechnet werden.

Für das Coffin/Manson-Modell (s. Abschnitt 8.1.1.1) ergibt sich beispielsweise für einen Temperaturhub von 10 °C bei einer mittleren Temperatur von 5 °C entsprechend Gleichung (8.4) bei Anwendung der Anpassungsparameter $\alpha=302500$ und $\beta=5,039$ aus [77] eine Schädigung von $LV_{CM} = 9,3 \cdot 10^{-30}$.

Für das Peck-Modell (s. Abschnitt 8.1.1.2) ergibt sich basierend auf einem angenommenen THB-Test mit $T=85$ °C, $RH=85\%$, der Spannung U bei 85% der Sperrspannung von 1700 V und einer angenommenen Testdauer von 1000 Stunden

sowie den minimalen Parametern aus den Feldmessung, d. h. einer Temperatur $T=10\text{ }^{\circ}\text{C}$, einer relativen Feuchte $RH=5\%$, einer Spannung $U=955\text{ V}$ und $\Delta t=T_A=20\text{ }\mu\text{s}$, entsprechend Gleichung (8.11) mit den Anpassungsparametern $x=2,66$ und $y=2,1$ aus [19] eine Schädigung von $LV_{Peck} = 3,2 \cdot 10^{-24}$.

Diese Werte müssen berechnet, zwischengespeichert und addiert werden. Nativ, d. h. direkt von der arithmetische-logischen Einheit (ALE), werden auf X86 kompatiblen Prozessoren 32- und 64-bit Fließkommazahlen nach IEEE 754 [109] unterstützt. Um dem Wertebereich gerecht zu werden, wurde der Datentyp „double“ verwendet, was einer Fließkommazahl mit doppelter Genauigkeit entspricht und 8 Byte (64 Bit) pro Variable im Speicher belegt. Mit einer Anzahl von $p=53$ Bit für die Mantisse ergibt sich entsprechend Gleichung (8.16) eine Genauigkeit von 15-16 Stellen [56].

$$10^x = 2^p = 2^{53} \quad (8.15)$$

$$x = \log_{10}(2^{53}) = 53 \cdot \log_{10}(2) \approx 15,955 \quad (8.16)$$

Die mit doppelter Genauigkeit kleinste darstellbare Zahl ist $2,23 \cdot 10^{-308}$, was für die jeweils zuvor abgeschätzten kleinsten Lebensdauerverbräuche der Modelle ausreichend ist. Allerdings ist dieser Datentyp für das Aufsummieren bis zum Ende der Lebenszeit und damit einem Lebensdauerverbrauch von $LV=1$ nicht geeignet, da hier die Genauigkeit bzw. die Anzahl der Stellen nicht ausreichend ist. Um das Problem zu lösen, könnten die Werte in mehreren Fließkomma-Variablen addiert und gespeichert werden. Nach Erreichen einer bestimmten Zehnerpotenz wird das Ergebnis zur Variablen mit dem jeweils übergeordneten Wertebereich addiert. Alternativ können Variabtentypen mit höherer Genauigkeit verwendet werden. Beispielsweise hat der Fließkommadatentyp mit 128 Bit (IEEE 754-2008) eine Genauigkeit von 34 Stellen.

Die hier gewählte Implementierung ist auch auf DSPs und SPS übertragbar. Waren SPS früher eigenständige Mikrocontroller basierte Systeme, so werden heute ebenfalls sogenannte Soft-SPS eingesetzt, welche überwiegend auf IPCs mit X86 kompatiblen Prozessoren ausgeführt werden [37]. Steht auf einem Zielsystem keine native Unterstützung für Fließkommazahlen der geforderten Genauigkeit zur Verfügung können diese Funktionen meist nachgebildet werden, was jedoch die Berechnungsdauer erhöhen kann.

8.2.1.1 Modularisierung

Entsprechend Bild 8.1 lässt sich die Implementierung des Modells zu Abschätzung der Restlebensdauer sehr gut modularisieren (s. Bild 8.5). Somit ist auch die Erweiterung des Messsystems zu einem Zustandsüberwachungssystem gut umsetzbar. Das Kommunikationsmodul (s. Abschnitt 5.2.4), welches zunächst nur zur Speicherung der Messdaten genutzt wurde, kann somit weiterhin Verwendung finden. Hinzukommt das Programm zur Berechnung der Restlebensdauer. Dieses ist wie zuvor weiter unterteilt. Bei einer Abtastung der Gate-Signale der IGBTs müssten aus den Messdaten die Schaltereignisse rekonstruiert werden, ansonsten wird, wie zuvor diskutiert, davon ausgegangen das diese bekannt sind (s. Abschnitt 8.1.2). Unter Verwendung der Schaltereignisse und Zuhilfenahme von Informationen über die Schalt- und Durchlassverluste eines IGBTs kann die Verlustleistungsberechnung durchgeführt werden. Die berechneten Verlustleistungen für den IGBT und die integrierte Diode sind die Eingangsgrößen für das thermische Netzwerk, mit welchem die Temperatur der Sperrschicht berechnet wird. Unter Verwendung der Messdaten, der Schaltereignisse und der Sperrschichttemperaturen können dann, entsprechen der Modelle nach Coffin-Manson und Peck, die Restlebensdauern für die thermomechanischen und elektrochemischen Beanspruchungen getrennt berechnet werden.

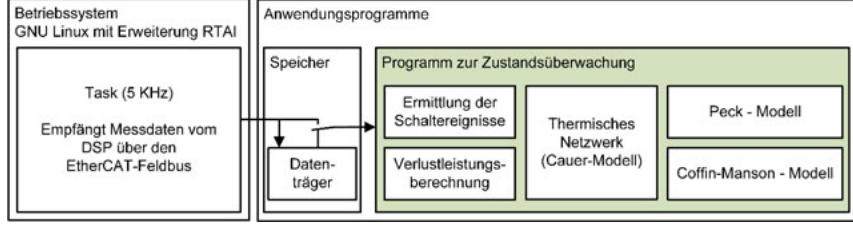


Bild 8.5: Software-Module des Condition Monitoring Systems

Die Implementierung des Programms zur Berechnung der Restlebensdauer als Benutzerprogramm hat, im Vergleich zur Implementierung als Modul für den Betriebssystemkern, den Vorteil, dass auch zwischengespeicherte Daten leicht über ein zusätzliches Modul geladen werden können. Diese können mit dem Messsystem aufgezeichnete Daten sein oder Daten, die aus einer Simulation heraus generiert wurden.

8.2.1.2 Messung der Laufzeit

Nachdem das Modell zur Abschätzung der Lebensdauer von Leistungshalbleitern implementiert worden ist, sollte die Laufzeit bestimmt werden, um eine Aussage zur Echtzeitfähigkeit, in Bezug auf die Abtastfrequenz mit 50 kHz, treffen zu können. Zunächst können die Module einzeln untersucht werden. Hier ist zu unterscheiden zwischen Modulen mit konstanter Befehlsanzahl, d. h. Module mit Berechnungen, die immer auf die gleiche Weise ablaufen und Modulen mit unterschiedlichen Laufzeiten, dies betrifft Module mit Verzweigungen des Programmflusses, wie z. B. dem Rainflow-Algorithmus. Auch die Abarbeitung eines Programms kann variieren. Dies hängt von den Zwischenspeichern (engl. cache) und der Tatsache ab, dass im Prozessor Optimierungen hinsichtlich der Laufzeit zur optimalen Ausnutzung durchgeführt werden [56].

Auf einem IPC existieren zwei grundlegend verschiedene Möglichkeiten, die zur Abarbeitung von Berechnungen, vergangene Zeit zu bestimmen. Es können interne Zähler oder Uhren im IPC verwendet werden oder es werden digitale Signale über eine E/A-Karte aus dem IPC heraus geleitet und die Zeitdifferenz zwischen zwei Ereignissen mit einem Oszilloskop gemessen. Letztere Methode konnte nicht genutzt werden, da keine geeignete Schnittstelle zur Verfügung stand.

Bei der Nutzung interner Zähler und Uhren muss zunächst festgelegt werden, was gemessen werden soll und welche Ereignisse Einflüsse auf diese haben. Es soll die Zeitdifferenz zwischen einem Zeitpunkt t_1 , zu Beginn der Ausführung und einem Zeitpunkt t_2 , zum Ende der Ausführung des Unterprogramms bestimmt werden. Ein Einfluss auf die Bearbeitungszeit kann beispielsweise die Übertragung der Ausführung eines Prozesses auf einen anderen Prozessorkern haben. Nicht zu vermeiden sind Programmunterbrechungen zur Systemwartung (system maintenance interrupts - SMI) [110]. Weiterhin wird bei der Zeitmessung zwischen der Messung der Prozesslaufzeit, der Systemzeit und der Benutzerzeit unterschieden [111]. Die Prozesslaufzeit misst die Zeit vom Start bis zum Ende eines Prozesses, die Systemzeit gibt die Zeit an, welche bei Aufruf von Betriebssystemfunktionen durch die CPU verstrichen ist, und die Benutzerzeit gibt die Zeit an, wie lange der Prozessor mit dem Abarbeiten des Prozesses im Benutzerbereich beschäftigt war. Da die Abarbeitung der Module des Modells keine betriebssystemspezifischen Komponenten enthalten, soll hier also die vom Prozessor benötigte Benutzerzeit gemessen werden.

Für die Berechnung der Verlustleistung, des thermischen Netzwerkes, des Coffin-Manson sowie Peck-Modells wurden auf dem IPC des Messsystems eine durchschnittliche Gesamtberechnungszeit von $1,52 \mu\text{s}$ ermittelt. Verglichen mit der Abtastzeit von $20 \mu\text{s}$ ist dies ausreichend, um eine echtzeitfähige Berechnung zu ermöglichen. Vereinzelt wurden höhere Berechnungszeiten im Bereich mehrerer hundert Mikrosekunden gemessen, dies ist durch die mögliche Unterbrechung des Prozesses durch das Betriebssystem zu erklären. Um dies zu umgehen, kann die Abarbeitung ebenfalls als Echtzeitaufgabe ausgeführt werden, wie es im Folgenden Beispiel umgesetzt wurde.

8.2.2 Implementierung auf der Steuerung eines Frequenzumrichters

Nachdem der Algorithmus im Rahmen der Arbeit auf dem Messsystem implementiert und getestet wurde, erfolgte die Umsetzung durch einen Projektpartner auf der SPS seines Umrichtersystems [112]. Bei der SPS handelt es sich um die Industriesteuerung SIMOTION der Firma Siemens. Zeitmessungen ergaben laut dem Abschlussbericht eine Erhöhung der Prozessorauslastung um 3 % gegenüber dem Standardprogramm zu Steuerung und Regelung eines Frequenzumrichters. Dies bedeutet, dass auch auf einer industriell eingesetzten SPS das Modell zur Abschätzung der Restlebensdauer integrierbar ist. Bild 8.6 zeigt eine mögliche Ergänzung der Visualisierung der Restlebensdauer als Balkendiagramm. Dabei ist wichtig, dass sowohl der Lebensdauerverbrauch aufgrund der thermomechanischen als auch der elektrochemischen Belastungen einzeln dargestellt, da diese unabhängig voneinander betrachtet werden.

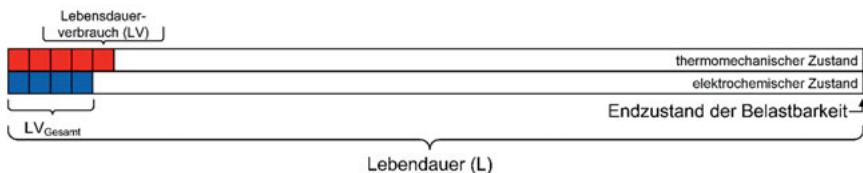


Bild 8.6: Mögliche Visualisierung der Restlebensdauer

Es wird daraufhin gewiesen, dass auf dem System des Projektpartners durch deren eigene Implementierung die Informationen über die Schaltzeiten der IGBTs als Teil der Regelung zur Verfügung standen, sodass hier keine zusätzliche Messung und

Rekonstruktion stattfinden musste. Dies vereinfacht die Implementierung und die Zeit zur Berechnung des gesamten Modells.

8.3 Einsatz- und Integrationsmöglichkeiten

Einsatzmöglichkeiten für derartige Zustandsüberwachungssysteme sind überall dort gegeben, wo Frequenzumrichter eingesetzt werden. Geht man zurück auf die ursprüngliche Idee des Projektes „WEA-Retrofit“, welches dieser Arbeit hauptsächlich zugrunde liegt, seien hier zunächst allgemein Umrichter in WEA auf dem Festland und auf See (s. Bild 2.1) genannt. Die Frequenzumrichter und damit die Leistungshalbleiter werden je nach Hersteller im Turmfuss oder der Gondel der WEA untergebracht. Neben den Belastungen durch den regulären Betrieb, sind die Leistungshalbleiter ohne Klimatisierung wie gezeigt zusätzlich den Umgebungsbedingungen ausgesetzt.

Aber nicht nur Über Tage ergeben sich Umgebungsbedingungen, welche eine zusätzliche Belastung für Leistungshalbleiter darstellen. Auch in Bergwerken, d. h. Untertage, sind Feuchtigkeit und Wärme zu berücksichtigende Parameter [113], [114]. Bild 8.7 zeigt einen Umrichtermotor der Firma Breuer-Motoren. In dem Umrichtermotor sind Antrieb, Frequenzumrichter sowie ein Mikrorechner zur Steuerung und Regelung integriert. Eingesetzt werden solche Antriebe mit integriertem Frequenzumrichter in Bergwerken zum Antrieb von Kettenkratzförderern und Transportbändern [36], [115].



Bild 8.7: Umrichtermotor zum Einsatz in Förderanlagen Untertage (Quelle: Breuer-Motoren GmbH & Co. KG, Bochum)

Wie bereits gezeigt, ist es möglich, das Modell zur Abschätzung der Restlebensdauer auf der Steuerung eines Frequenzumrichters zu implementieren. Ist dies nicht möglich, weil die Implementierung in Bezug auf Speicher und Rechenleistung zu umfangreich ist, oder, weil das bestehende Programm nicht geändert werden darf, so gibt es folgende Möglichkeiten zur Integration.

Als eigenständiges System würde die Zustandsüberwachung basierend auf dem Messsystem umgesetzt werden. Die Messung der Zwischenkreisspannung und der Lastströme könnte wie bisher weiterhin genutzt werden. Auch die Messung der Feuchte im Schaltschrank könnte so beibehalten werden. Ergänzt werden müssten Messaufnehmer für die Temperatur an allen IGBT-Modulen. Dies kann aber leicht ohne großen Aufwand und ohne Erhöhung der Kanalanzahl über einen Multiplexer realisiert werden. D. h. die zusätzlichen Messaufnehmer für die Temperatur bzw. der Ausgang ihrer Messumformer werden fortlaufend nacheinander auf den A/D-Umsetzer für die Temperatur geschaltet. Hinzugefügt werden muss ebenfalls eine Erfassung der Gate-Ansteuersignale (s. Bild 8.8 a). Hierzu müsste eine herstellerspezifische Adaptierung erfolgen. Die Erfassung kann mit dem DSP oder dem FPGA erfolgen. Somit wären alle Eingangsgrößen für das Modell zur Abschätzung der Restlebensdauer verfügbar ohne notwendige Änderungen an der bestehenden Anlage. Die zusätzlichen Messaufnehmer bieten den Vorteil, dass sie für eine größere Bandbreite als die zur Regelung der WEA, installierten ausgelegt werden können.

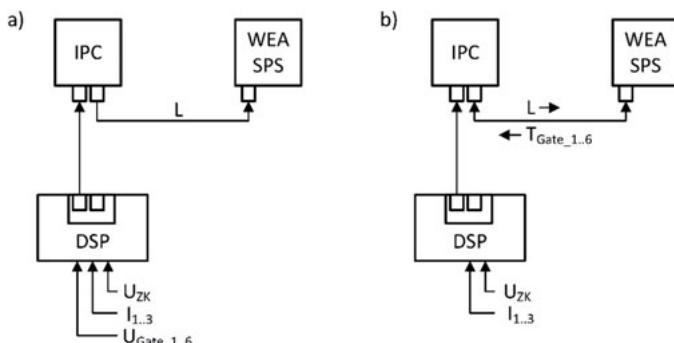


Bild 8.8: Anschlussmöglichkeiten der Zustandsüberwachung

Ist es möglich, die Schaltzeiten aus einer bestehenden Steuerung synchronisiert über ein Bussystem an den IPC des Zustandsüberwachungssystems zu übertragen, kann

die Erfassung der Gate-Signale entfallen (s. Bild 8.8 b). Dies könnte entsprechend der Lösung in [64] umgesetzt werden, hier wurde das im Rahmen der Arbeit gebaute Messsystem in eine übergeordnete Steuerung eingebunden. Alle anderen Sensoren könnten beibehalten werden. Dies würde minimale Änderungen in der Steuerung der WEA bedeuten und wäre beispielweise eine Möglichkeit, das Zustandsüberwachungssystem beim Test neuer Frequenzumrichter einzusetzen, ohne das Modell komplett neu implementieren zu müssen. Eine dritte Variante wäre beispielweise, alle Messgrößen aus der Steuerung einer WEA zum IPC des Zustandsüberwachungssystems über einen Datenbus zu übertragen. Hier besteht hohe Flexibilität aufgrund der Verwendung des EtherCAT-Feldbusses, da dieser eine Vielzahl von Schnittstellen unterstützt. Das im Rahmen der Arbeit aufgebaute Zustandsüberwachungssystem könnte somit wie bisher als Datenlogger fungieren. Die Anzeige der Restlebensdauer kann je nach Umsetzung über den IPC erfolgen oder die Ergebnisse können an die Steuerung der WEA zurückgesendet und dort visualisiert und weiterverarbeitet werden.

Zuletzt wird darauf hingewiesen, dass die verwendete Mikrorechnerkarte zu Erfassung der Messdaten bereits für die Ansteuerung von zwei Umrichtern mit zwei Spannungsniveaus oder einem Umrichter mit drei Spannungsniveaus konzipiert wurde. Eine direkte Integration der Zustandsüberwachung in die am Institut verwendeten Frequenzumrichter wäre somit ebenfalls umsetzbar. Alle notwendigen Messdaten und der Zugriff auf die Schaltereignisse sind direkt gegeben. Die dazu notwendige Erweiterung der Datenübertragung wurde bereits in [98] umgesetzt.

9 Zusammenfassung & Ausblick

Gegenstand der Arbeit war es, die realen Bedingungen, unter denen Leistungshalbleiter in Frequenzumrichtern in WEA betrieben werden, aufzuzeichnen und auszuwerten. Im Weiteren wurde ein Modell zur Abschätzung der Restlebensdauer von Leistungshalbleitern implementiert. Hierbei wurden Erkenntnisse, die aus der Auswertung der Messdaten gewonnen wurden, genutzt.

Zunächst wurde dafür ein allgemeines Messkonzept erstellt. Festgelegt wurde, dass zumindest die Netzspannungen und -ströme, die Zwischenkreisspannung, die Temperatur der Leistungshalbleiterschalter sowie die Temperatur und die Feuchte im Schaltschrank des Frequenzumrichters aufgezeichnet werden müssen. Um das Konzept an verschiedene WEA anpassen zu können, wurde eingeplant, dass die Datenerfassungs- und die Datenablageeinheit getrennt voneinander aufgestellt werden sollen. Basierend auf diesem Messkonzept wurde im Rahmen der Arbeit ein flexibles und erweiterbares Messsystem konzipiert und erfolgreich aufgebaut. Die dabei Verwendung findende synchronisierte Kombination des IPC für die Datenablage und des DSP zur Datenerfassung über den EtherCAT-Feldbus ist eine der Neuerungen dieser Arbeit. Mit dem Messsystem können sowohl die geforderten elektrischen Größen wie Strom und Spannungen als auch Umgebungsgrößen wie Temperatur und Feuchte erfasst werden. Eine Anpassung erfolgt dabei durch den Einsatz verschiedener Messaufnehmer und entsprechend angepasster Messumformer. Im Weiteren wurde das Messkonzept für WEA mit doppeltgespeistem Asynchrongenerator konkretisiert. D. h., es wurden passende Messaufnehmer und Messumformer für diesen Anlagentyp ausgewählt und beschafft. Nachdem das Messsystem und alle Messmittel erfolgreich installiert waren, wurden über einen Zeitraum von etwa 2,5 Jahren Messdaten erhoben. Dabei hat sich das aufgebaute Messsystem bewährt und es hat sich gezeigt, dass es den Ansprüchen der Umgebung in einer WEA gerecht wird. Erfasst wurden die Netzspannungen und -ströme, die Zwischenkreisspannung des Frequenzumrichters, die Temperatur am Kühlkörper nahe einem IGBT-Modul sowie die Temperatur und Feuchte im Schaltschrank des Frequenzumrichters. Die Abtastung der Spannungen und Ströme erfolgte dabei mit 50 kHz, die Temperaturen und relative Feuchte wurden mit 1 Hz erfasst. Die Messdaten wurden zunächst auf einem Datenträger des Messsystems zwischengespeichert und dann in regelmäßigen Abständen von den WEA zur weiteren

Auswertung abgeholt. Im Rahmen der Auswertung sind im Strom wiederkehrende Ereignisse gefunden worden. Beispielweise der Anstieg des Stromes beim Vorladen des Zwischenkreises. Dies sind aber typische Vorgänge und somit keine außergewöhnlichen Ereignisse. Gefundene Einbrüche in der Spannung konnten mit einem Simulationsmodell näherungsweise nachgebildet werden. Die Auswertung der Temperatur am Kühlkörper der IGBTs ergab, dass diese auch Temperaturzyklen, z.B. durch Tag-/Nachtwechsel, ausgesetzt sind. Hier konnten Temperaturen bis runter auf 0 °C gemessen werden. Die höchste Temperatur ergab sich aufgrund der aktiven Kühlung zu 42 °C. Die Auswertung der relativen Feuchte ergab Werte im Bereich von 5 % bis 60 % relativer Feuchte. Die Ergebnisse zeigen, dass die Leistungshalbleiter in diesen Windenergieanlagen, im Vergleich zu Traktionsanwendungen, keinen extremen Bedingungen ausgesetzt sind. Das darüber hinaus in den Messdaten bisher keine außergewöhnlichen Effekte gefunden wurden, kann daran liegen, dass der Windpark bereits ca. 8 Jahre in Betrieb war, als die Messungen an den WEA gestartet wurden. Frühhausfälle waren somit nicht mehr zu erfassen. Neben der bisher erfolgten grundlegenden Auswertung werden die erhobenen Messdaten aktuell und zukünftig weitere Verwendung finden. Neben der Auswertung der einzelnen Messgrößen sollte zukünftig eine Auswertung aller Messdaten im Zusammenhang durchgeführt werden. Gegenstand einer weiteren Arbeit ist es, die Modelle zur Abschätzung der Restlebensdauer zu verbessern. Dies bedeutet beispielweise, die Parameter für die im Rahmen dieser Arbeit implementierten Modelle zu bestimmen und die Modelle mit den erhobenen Messdaten zu testen. Darüber hinaus werden die erhobenen Messdaten der Datenbank des Fraunhofer IWES hinzugefügt.

Nach der Auswertung der Messdaten wurde das Messsystem um eine echtzeitfähige Implementierung eines zuvor am IALB erstellten Modells zur Abschätzung der Restlebensdauer von Leistungshalbleitern zu einem Zustandsüberwachungssystem ergänzt. Durch Analyse der einzelnen Algorithmen des gesamten Modells konnte nachgewiesen werden, dass das Modell echtzeitfähig implementierbar ist. Entsprechende Messungen der Laufzeit der erstellten Module konnten dies bestätigen. Die Implementierung des Modells auf dem Messsystem und der Nachweis der Echtzeitfähigkeit war ein weiterer Kernpunkt dieser Arbeit. Zudem bildet das in der Arbeit vorgestellte Zustandsüberwachungssystem die Basis für weitere Forschungsarbeiten auf dem Gebiet der modellbasierten Restlebensdauerabschätzung für Leistungshalbleiter. Aufgrund des flexibel und offen gestalteten

Messsystems sowie der offenen und parametrierbaren Implementierung der Software können auch zukünftig Erweiterungen und Änderungen problemlos durchgeführt werden. Ein Beispiel für die Erweiterung des Modells ist die Modellierung des Eindringens der Feuchte in ein IGBT-Modul. Dies ist Gegenstand aktueller Forschung. Weiterin wird die Degradation des Halbleiterbauelements noch nicht im Modell berücksichtigt. Auch dieser Ansatz bietet die Grundlage für weitere Forschungsarbeiten. Zukünftige Modelle können als weitere Module problemlos in die bereits existierende Software integriert werden. Darüber hinaus kann das Zustandsüberwachungssystem aufgrund der flexiblen Datenschnittstellen auch in bestehende Systeme eingebunden werden.

Mit dem Aufbau des Messsystems wurde über das Projekt hinaus die Basis für eine industrietaugliche Kommunikationsbasis geschaffen. Es ist somit möglich, auch mehrere Mikrorechnerkarten über den EtherCAT-Feldbus an einen IPC anzubinden. Diese Lösung wird als Grundlage für weitere Prüfstände am IALB genutzt. Aufgrund des Einsatzes der am IALB entwickelten Komponenten wie z. B. der Mikrorechnerkarte in den WEA über einen Zeitraum von ca. 2,5 Jahren durchgängig (24/7) hat sich gezeigt, dass diese neben dem Kurzzeitbetrieb im Labor auch für den industriellen Langzeitbetrieb problemlos einsetzbar sind.

Darüber hinaus ist auch das Messsystem selbst in weiteren Projekten fest eingeplant. Hier zu nennen ist beispielweise das Projekt „HiPE-WiND“. Ziele dieses Projektes sind u. a. multimodale Untersuchungen an Frequenzumrichtern. Die Frequenzumrichter sollen sowohl elektrischen als auch klimatischen Belastungen ausgesetzt werden, um somit unter reproduzierbaren Laborbedingungen die Auswirkungen auf die Lebensdauer der gesamten Komponenten zu erforschen. Auch hier sind elektrische Größen wie Spannung und Strom sowie Temperatur und Feuchte zu erfassen, wofür das im Rahmen dieser Arbeit aufgebaute Messsystem ausgelegt ist.

10 Literaturverzeichnis

10.1 Fachliteratur

- [1] HOLZKE, WILFRIED ; BRUNKO, ALEXANDER ; GROKE, HOLGER ; KAMINSKI, NANDO ; ORLIK, BERND: *WEA-Retrofit - Herstellerunabhängiges Retrofitting und Restlebensdauerbewertung der Leistungselektronik von Windenergieanlagen mit doppeltgespeistem Asynchrongenerator, Teilvorhaben: Modellbildung, Feldmessungen und Laborversuche zur Restlebensdauerbewertung von WEA-Leistungselektronik : Schlussbericht : Berichtszeitraum: 01.12.2014 bis 31.07.2018.* Bremen : Universität Bremen, 2018
- [2] WITTEL, HERBERT ; MUHS, DIETER ; JANNASCH, DIETER ; VOßIEK, JOACHIM: *Roloff/Matek Maschinenelemente.* 19. überarbeitete und erweiterte Auflage. Wiesbaden : Vieweg+Teubner, 2009 — ISBN 978-3-8348-0689-5
- [3] HAU, ERICH: *Windkraftanlagen - Grundlagen, Technik, Einsatz, Wirtschaftlichkeit.* 5. Aufl. Berlin Heidelberg : Springer, 2014 — ISBN 978-3-642-28876-0
- [4] PFAFFEL, SEBASTIAN ; FAULSTICH, STEFAN ; ROHRIG, KURT: Performance and Reliability of Wind Turbines: A Review. In: *Energies* Bd. 10 (2017), Nr. 11, S. 1904
- [5] SPINATO, FABIO ; TAVNER, PETER J. ; VAN BUSSEL, G. ; KOUTOULAKOS, E.: Reliability of wind turbine subassemblies. In: *IET Renewable Power Generation* Bd. 3 (2008), Nr. 4
- [6] BUENO GAYO, JUAN: RELIAWIND - Reliability-focused research on optimizing Wind Energy system design, operation and maintenance: Tools, proof of concepts, guidelines & methodologies for a new generation (2011). — Grant Agree number: 212 966, FP7-ENERGY-2007-1-RTD
- [7] FISCHER, KATHARINA ; WENSKE, JAN: Towards reliable power converters for wind turbines: Field-data based identification of weak points and cost drivers. In: *EWEA 2015 Paris, Europe's Premier Wind Energy Event, Scientific Proceedings : EWEA Annual Conference and Exhibition.* Paris, Fance, 2015, S. 117–120

- [8] FISCHER, KATHARINA ; PELKA, KAROLINE ; BARTSCHAT, ARNE ; TEGTMEIER, BERND ; CORONADO, DIEGO ; BROER, CHRISTIAN ; WENSKE, JAN: Reliability of Power Converters in Wind Turbines: Exploratory Analysis of Failure and Operating Data From a Worldwide Turbine Fleet. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* Bd. 34 (2019), Nr. 7
- [9] ADOLF STURM ; RUDOLF FÖRSTER: *Maschinen- und Anlagendiagnostik für die zustandsbezogene Instandhaltung*. Stuttgart : Teubner, 1990
— ISBN 3519063336
- [10] TANDON, N. ; YADAVA, G. S. ; RAMAKRISHNA, K. M.: A comparison of some condition monitoring techniques for the detection of defect in induction motor ball bearings. In: *Mechanical Systems and Signal Processing* Bd. 21 (2007), Nr. 1, S. 244–256
- [11] KRÜGER, THOMAS: *Regelungsverfahren für Windkraftanlagen zur Reduktion der mechanischen Belastungen*. Kassel, Gesamthochschule Kassel, 1998
- [12] JOOST, MATTHIAS: *Regelung elastisch gekoppelter Mehrmassensysteme, Fortschritts-Berichte VDI Reihe 8 - Meß-, Steuerungs- und Regelungstechnik*. Düsseldorf : VDI Verlag GmbH, 2018. — Dissertation, Universität Bremen
— ISBN 978-3-18-526308-8
- [13] JOOST, MATTHIAS ; HOLZKE, WILFRIED ; MEHLER, CHRISTIAN ; ORLIK, BERND: Observer based stress reducing control of elastically coupled multi-mass systems. In: *13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM 2012*. Brasov : Transilvania University of Brasov, Faculty of electrical Engineering and Computer Science, 2012
— ISBN 978-1-4673-1653-8, S. 1093–1099
- [14] MEHLER, CHRISTIAN: *Regelungstechnische Minimierung dynamischer Belastungen in Antriebssträngen von Windenergieanlagen, Fortschritts-Berichte VDI Reihe 21 - Elektrotechnik*. Düsseldorf : VDI Verlag GmbH, 2014.
— Dissertation, Universität Bremen — ISBN 978-3-18-341321-8
- [15] DANNEHL, JÖRG ; HANIGOVSKY, NORBERT ; DWIVEDI, SANJEET KUMAR ; BURGHARDT, MICHAEL: Drive as a sensor and condition-based monitoring. In: *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, PCIM Europe 2019*,

- Nürnberg. Berlin, Offenbach : VDE VERLAG, 2019 — ISBN 978-3-8007-4938-6, S. 149–154
- [16] WU, RUI ; BLAABJERG, FREDE ; WANG, HUAI ; LISERRE, MARCO ; IANNUZZO, FRANCESCO: 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
- [17] HELD, MARCEL ; JACOB, PETER ; NICOLETTI, GIOVANNI ; SCACCO, P. ; POECH, MAX-HERMANN: Fast Power Cycling Test for IGBT Modules in Traction Application. In: *Proceedings of Second International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. Singapore, 1997 — ISBN 0-7803-3773-5
- [18] JUNGHAENEL, MARION ; SCHMIDTH, RALF ; STOBEL, JAN ; SCHEUERMANN, UWE: Investigation on Isolated Failure Mechanisms in Active Power Cycle Testing. In: *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, PCIM Europe 2015, Nürnberg*. Berlin, Offenbach : VDE VERLAG — ISBN 978-3-8007-3924-0, S. 251–258
- [19] ZORN, CHRISTIAN ; KAMINSKI, NANDO: Temperature-humidity-bias testing on insulated-gate bipolartransistor modules - failure modes and acceleration due to high voltage. In: *IET Power Electronics* Bd. 8 (2015), Nr. 12
- [20] ZORN, CHRISTIAN: *Alterung von Leistungshalbleitermodulen im Temperatur-Feuchte-Spannungs-Test*. Bremen, Universität Bremen, Dissertation, 2019
- [21] KUHN, HARALD ; MERTENS, AXEL: On-line Junction Temperature Measurement of IGBTs based on Temperature Sensitive Electrical Parameters. In: *13th European Conference on Power Electronics and Applications*. Barcelona (Spain), 2009
- [22] DENK, MARCO ; BAKRAN, MARK-M.: Junction Temperature Measurement during Inverter Operation using a TJ-IGBT-Driver. In: *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, PCIM Europe 2015, Nürnberg*. Berlin, Offenbach : VDE VERLAG, 2015 — ISBN 978-3-8007-3924-0, S. 818–825

- [23] BAKER, NICK ; MUNK-NIELSEN, STIG ; IANNUZZO, FRANCESCO ; LISERRE, MARCO: IGBT Junction Temperature Measurement via Peak Gate Current. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* Bd. 31 (2016), Nr. 5
- [24] GHIMIRE, PRAMOD ; PEDERSEN, KRISTIAN BONDERUP ; VEGA, ANGEL RUIZ DE ; RANNESTAD, BJORN ; MUNK-NIELSEN, STIG ; THØGERSEN, PAUL BACH: A real time measurement of junction temperature variation in high power IGBT modules for wind power converter application. In: *CIPS 2014; 8th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*, 2014, S. 1–6
- [25] GHIMIRE, PRAMOD ; DE VEGA, ANGEL RUIZ ; BĘCZKOWSKI, SZYMON ; RANNESTAD, BJØRN ; MUNK-NIELSEN, STIG ; THØGERSEN, PAUL: Improving Power Converter Reliability. In: *IEEE Industrial Electronics Magazine* Bd. 8 (2014), Nr. 3
- [26] BĘCZKOWSKI, SZYMON ; GHIMIRE, PRAMOD ; DE VEGA, ANGEL RUIZ ; MUNK-NIELSEN, STIG ; RANNESTAD, BJØRN ; THØGERSEN, PAUL: Online Vce measurement method for wear-out monitoring of high power IGBT modules. In: *15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. Lille, France, 2013 — ISBN 978-1-4799-0116-6
- [27] GHIMIRE, PRAMOD ; BĘCZKOWSKI, SZYMON ; MUNK-NIELSEN, STIG ; RANNESTAD, BJØRN ; THØGERSEN, PAUL BACH: A review on real time physical measurement techniques and their attempt to predict wear-out status of IGBT. In: *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2013, S. 1–10
- [28] DENK, MARCO ; BAKRAN, MARK-M.: Health-Monitoring of IGBT power modules using repetitive half-sinusoidal power losses. In: *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, PCIM Europe 2016, Nürnberg*. Berlin, Offenbach : VDE VERLAG, 2016 — ISBN 978-3-8007-4186-1, S. 1055–1062
- [29] GONZALEZ-HERNANDO, FERNANDO ; SAN-SEBASTIAN, JON ; GARCIA-BEDIAGA, ASIER ; ARIAS, MANUEL ; IANNUZZO, FRANCESCO ; BLAABJERG, FREDE: Wear-Out Condition Monitoring of IGBT and mosfet Power Modules in Inverter Operation. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* Bd. 55 (2019), Nr. 6, S. 6184–6192

- [30] TWELE, J. ; GASCH, R. (Hrsg.): *Windkraftanlagen: Grundlagen, Entwurf, Planung und Betrieb*. 4. Aufl. Wiesbaden : Vieweg+Teubner Verlag, 2005 — ISBN 978-3-322-99446-2
- [31] LEONHARD, WERNER: *Regelung elektrischer Antriebe*. 2. Aufl. Berlin, Heidelberg, New York : Springer, 2000 — ISBN 978-3-642-57328-6
- [32] XU, DEHONG ; BLAABJERG, FREDE ; CHEN, WENJIE ; ZHU, NAN: *Advanced Control of Doubly Fed Induction Generator for Wind Power Systems*. 1. Aufl. Hoboken, New Jersey : Wiley-IEEE Press, 2018
- [33] WU, BIN: *High-Power Converters and AC Drives*. Hoboken, New Jersey : John Wiley & Sons, Inc., 2006 — ISBN 978-0-471-73171-9
- [34] ARRILLAGA, JOS ; Liu, Y. H. ; WATSON, NEVILLE R.: *Flexible Power Transmission: The HVDC Options*. 1. Chichester, England ; Hoboken, NJ : Wiley, 2007 — ISBN 978-0-470-05688-2
- [35] LUTZ, JOSEF: *Halbleiter-Leistungsbauelemente: Physik, Eigenschaften, Zuverlässigkeit*. 2. Aufl. Berlin Heidelberg : Springer-Verlag, 2012 — ISBN 978-3-642-29795-3
- [36] HOLZKE, WILFRIED ; ADLER, JOHANNES ; PAASCH, WILLI ; RAFFEL, HOLGER ; ORLIK, BERND: Operation and control of a three-level medium-voltage NPC inverter with TI F28M35 microcontroller. In: *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, PCIM Europe 2015, Nürnberg* : VDE VERLAG, 2015 — ISBN 978-3-8007-3924-0, S. 1393–1400
- [37] GEVATTER, H.-J. ; GRÜNHAUPT, U. (Hrsg.): *Handbuch der Mess- und Automatisierungstechnik in der Produktion, VDI-Buch, Mess- und Automatisierungstechnik in der Produktionstechnik*. 2. Aufl. Berlin Heidelberg : Springer-Verlag, 2006 — ISBN 978-3-540-21207-2
- [38] KALTSCHEIM, M. ; STREICHER, W. ; WIESE, A. (Hrsg.): *Erneuerbare Energien: Systemtechnik, Wirtschaftlichkeit, Umweltaspekte*. 4. Aufl. Berlin Heidelberg : Springer-Verlag, 2006 — ISBN 978-3-540-28205-1
- [39] HEUCK, KLAUS ; DETTMANN, KLAUS-DIETER ; SCHULZ, DETLEF: *Elektrische Energieversorgung: Erzeugung, Übertragung und Verteilung elektrischer*

- Energie für Studium und Praxis.* 8. Aufl. Wiesbaden : Vieweg+Teubner Verlag, 2010 — ISBN 978-3-8348-9761-9
- [40] SCHWAB, ADOLF J.: *Elektroenergiesysteme: Erzeugung, Übertragung und Verteilung elektrischer Energie.* 5. Aufl. Berlin : Springer Vieweg, 2017 — ISBN 978-3-662-55316-9
- [41] FÜHRER, ARNOLD ; HEIDEMANN, KLAUS ; NERRETER, WOLFGANG: *Grundgebiete der Elektrotechnik: Band 1: Stationäre Vorgänge.* 6. Aufl. München : Carl Hanser, 1997 — ISBN 978-3-446-19067-2
- [42] TIETZE, ULRICH ; SCHENK, CHRISTOPH: *Halbleiter-Schaltungstechnik.* 12. Aufl. Berlin Heidelberg New York : Springer, 2002 — ISBN 978-3-540-42849-7
- [43] GÖRNER, STEFAN: *Grundlagen der Elektronik. Halbleiter, Bauelemente und Schaltungen.* 7. Auflage. Aachen : Shaker, 2008 — ISBN 978-3-8265-8825-9
- [44] MÜHL, THOMAS: *Einführung in die elektrische Messtechnik: Grundlagen, Messverfahren, Anwendungen.* 4., aktualisierte u. erw. Aufl. Wiesbaden : Springer Vieweg, 2014 — ISBN 978-3-8348-0899-8
- [45] DYER, STEPHEN A.: *Wiley Survey of Instrumentation and Measurement.* 1. Aufl. New York : Wiley-IEEE Press, 2001 — ISBN 978-0-471-39484-6
- [46] ZIEGLER, SILVIO ; WOODWARD, ROBERT C. ; Iu, HERBERT HO-CHING ; BORLE, LAWRENCE J.: Current Sensing Techniques: A Review. In: *IEEE Sensors Journal* Bd. 9 (2009), Nr. 4, S. 354–376
- [47] FÜHRER, ARNOLD ; HEIDEMANN, KLAUS ; NERRETER, WOLFGANG: *Grundgebiete der Elektrotechnik: Band 2: Zeitabhängige Vorgänge.* 6. Aufl. München : Carl Hanser Verlag, 1998 — ISBN 3-446-19068-6
- [48] ROGOWSKI, W. ; STEINHAUS, W.: Die Messung der magnetischen Spannung. In: *Archiv für Elektrotechnik* Bd. 1 (1912), Nr. 4, S. 141–150
- [49] WARD, D.A. ; EXON, J.L.A.T.: Using Rogowski coils for transient current measurements. In: *Engineering Science and Education Journal* Bd. 2 (1993), Nr. 3, S. 105–113
- [50] BERNHARD, F. (Hrsg.): *Technische Temperaturmessung: Physikalische und meßtechnische Grundlagen, Sensoren und Meßverfahren, Meßfehler und*

- Kalibrierung, VDI-Buch.* Berlin Heidelberg : Springer-Verlag, 2004
— ISBN 978-3-642-62344-8
- [51] WERNECKE, ROLAND: *Industrielle Feuchtemessung: Grundlagen, Messmethoden, technische Anwendungen*. 1. Aufl. Weinheim : Wiley-VCH, 2003 — ISBN 978-3-527-30285-7
- [52] LANGE, JÖRG ; LANGE, TATJANA: *Mathematische Grundlagen der Digitalisierung - Kompakt, visuell, intuitiv verständlich*. Wiesbaden : Springer Vieweg, 2019
— ISBN 978-3-658-26685-1
- [53] PLAßMANN, WILFRIED ; SCHULZ, DETLEF: *Handbuch der Elektrotechnik - Grundlagen und Anwendungen für Elektrotechniker*. 7. Wiesbaden : Springer Vieweg, 2016 — ISBN 978-3-658-07048-9
- [54] KAMMEYER, KARL DIRK ; KROSCHEL, KRISTIAN: *Digitale Signalverarbeitung*. 4., vollständig überarbeitet und erweiterte Auflage. Stuttgart : B. G. Teubner, 1998 — ISBN 3-519-36122-1
- [55] LEONHARD, WERNER: *Digitale Signalverarbeitung in der Meß- und Regelungstechnik, Teubner Studienbücher Technik*. 2. Aufl. Wiesbaden : Vieweg+Teubner Verlag, 1988 — ISBN 978-3-519-16120-2
- [56] TANENBAUM, ANDREW S.: *Rechnerarchitektur - Von der digitalen Logik zum Parallelrechner*. 6. Aufl. Hallbergmoos : Pearson Deutschland, 2014
— ISBN 978-3-86894-238-5
- [57] LUTZ, HOLGER ; WENDT, WOLFGANG: *Taschenbuch der Regelungstechnik*. 4. Frankfurt am Main : Harri Deutsch, 2002 — ISBN 3-8171-1668-3
- [58] WÖRN, HEINZ ; BRINKSCHULTE, UWE: *Echtzeitsysteme - Grundlagen, Funktionsweisen, Anwendungen*. Berlin Heidelberg New York : Springer, 2005
— ISBN 978-3-540-20588-3
- [59] TANENBAUM, ANDREW S.: *Computerarchitektur - Strukturen, Konzepte, Grundlagen*. 5. Aufl. München : Pearson Studium, 2005 — ISBN 978-3-8273-7151-5
- [60] FIEDLER, JÖRG ; WOLLERT, JÖRG: *Automatisieren mit dem PC*. 2. Aufl. Berlin Heidelberg : Springer, 1998 — ISBN 978-3-540-63271-9

- [61] TANENBAUM, ANDREW S.: *Moderne Betriebssysteme*. 3. Aufl. München : Pearson Studium, 2009 — ISBN 978-3-8273-7019-8
- [62] QUADE, JÜRGEN ; MÄCHTEL, MICHAEL: *Moderne Realzeitsysteme kompakt: Eine Einführung mit Embedded Linux: Praxis und Theorie mit Embedded Linux*. 1., Auflage. Heidelberg : dpunkt.verlag GmbH, 2012 — ISBN 978-3-89864-830-1
- [63] CORBET, JONATHAN ; RUBINI, ALESSANDRO ; KROAH-HARTMAN, GREG: *Linux Device Drivers*. 3. Aufl. Sebastopol : O'REILLY Media, 2005 — ISBN 978-0-596-00590-0
- [64] REIMANN, RENÉ ; HOLZKE, WILFRIED ; MENZEL, STEFFEN ; ORLIK, BERND: Synchronisation of a Distributed Measurement System. In: *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, PCIM Europe 2019, Nürnberg*. Berlin, Offenbach : VDE VERLAG, 2019 — ISBN 978-3-8007-4938-6, S. 2031–2038
- [65] SALOMON, DAVID ; MOTTA, GIOVANNI: *Handbook of Data Compression*. 5. Aufl. London : Springer-Verlag, 2010 — ISBN 978-1-84882-902-2
- [66] BARRETT, DANIEL J. ; SILVERMAN, RICHARD E. ; BYRNES, ROBERT G.: *SSH, The Secure Shell: The Definitive Guide*. 2. Aufl. Sebastopol, CA : O'Reilly and Associates, 2005 — ISBN 978-0-596-00895-6
- [67] MARENBACH, RICHARD ; NELLES, DIETER ; TUTTAS, CHRISTIAN: *Elektrische Energietechnik: Grundlagen, Energieversorgung, Antriebe und Leistungselektronik*. 2. Aufl. : Springer Vieweg, 2013 — ISBN 978-3-8348-1740-2
- [68] LEONHARD, W.: *Statistische Analyse linearer Regelsysteme, Teubner Studienbücher Technik*. Wiesbaden : Vieweg+Teubner Verlag, 1973 — ISBN 978-3-519-02046-2
- [69] ZORN, CHRISTIAN ; KAMINSKI, NANDO ; PITON, MICHEL: Impact of Humidity on Railway Converters. In: *PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2017, S. 1–8

- [70] BINDER, ANDREAS: *Elektrische Maschinen und Antriebe: Grundlagen, Betriebsverhalten*. 2. Aufl. Berlin : Springer Vieweg, 2017 — ISBN 978-3-662-53240-9
- [71] KUIPERS, JACK B.: *Quaternions and Rotation Sequences: A Primer With Applications to Orbits, Aerospace and Virtual Reality*. Princeton, N.J : Princeton University Press, 1999 — ISBN 978-0-691-10298-6
- [72] BRONSTEIN, ILJA N. ; MÜHLIG, HEINER ; MUSIOL, GERHARD ; SEMENDJAJEW, KONSTANTIN A.: *Taschenbuch der Mathematik*. 4. Aufl. Frankfurt am Main : Harri Deutsch, 1999 — ISBN 3-8171-2004-4
- [73] FÖLLINGER, OTTO: *Regelungstechnik: Einführung in die Methoden und ihre Anwendung*. 10., durchgesehene Auflage 2008. Heidelberg u.a. : VDE VERLAG, 2008 — ISBN 978-3-7785-2970-6
- [74] VÖLKER, THORSTEN: *Regelung unsymmetrisch belasteter Inselnetze durch unabhängige Wechselrichter im Parallelbetrieb*, Zugl.: Bremen, Univ., Diss., 2009
- [75] HOLZKE, WILFRIED ; BRUNKO, ALEXANDER ; GROKE, HOLGER ; KAMINSKI, NANDO ; ORLIK, BERND: A condition monitoring system for power semiconductors in wind energy plants. In: *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, PCIM Europe 2018, Nürnberg*. Berlin, Offenbach : VDE VERLAG — ISBN 978-3-8007-4646-0, S. 470–476
- [76] KLOSE, BRIGITTE: *Meteorologie: Eine interdisziplinäre Einführung in die Physik der Atmosphäre*, Springer-Lehrbuch. 3. Aufl. Berlin Heidelberg : Springer Spektrum, 2016 — ISBN 978-3-662-43621-9
- [77] BRUNKO, ALEXANDER ; HOLZKE, WILFRIED ; GROKE, HOLGER ; ORLIK, BERND ; KAMINSKI, NANDO: 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. P.1-P.9
- [78] RAFFEL, HOLGER: *Realisierung eines Quasi-Direktumrichters durch eine hochdynamische Zwischenkreisspannungsregelung*, Zugl.: Bremen, Univ., Diss., 2003

- [79] GROKE, HOLGER: *Regelung eines permanentmagneterregten Transversalflussgenerators für direkt angetriebene Windenergieanlagen*, Zugl.: Bremen, Univ., Diss., 2013
- [80] SCHRÖDER, DIERK: *Leistungselektronische Schaltungen - Funktion, Auslegung und Anwendung*. 2. Berlin Heidelberg : Springer, 2008 — ISBN 978-3-540-69300-0
- [81] CELLIER, FRANÇOIS E. ; KOFMAN, ERNESTO: *Continuous System Simulation*. New York : Springer Science+Business Media, 2006 — ISBN 978-0-387-26102-7
- [82] VASCA, FRANCESCO ; IANNELLI, LUIGI: *Dynamics and Control of Switched Electronic Systems: Advanced Perspectives for Modeling, Simulation and Control of Power Converters*. London, Dordrecht, Heidelberg, New York : Springer, 2012 — ISBN 978-1-4471-2885-4
- [83] SCHLIENZ, ULRICH: *Schaltnetzteile und ihre Peripherie: Dimensionierung, Einsatz, EMV, Vieweg Praxiswissen*. 3. Aufl. Wiesbaden : Vieweg+Teubner Verlag, 2007 — ISBN 978-3-8348-0239-2
- [84] IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems. In: *IEEE Std 519-1992* (1993), S. 1–112
- [85] LUDBROOK, A.: Proposed revisions to IEEE 519 commutation notch limits. In: *2001 Power Engineering Society Summer Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.01CH37262)*. Bd. 2, 2001, S. 804–808 Bd.2
- [86] GHANDEHARI, REZA ; SHOULAIE, ABBAS: Evaluating Voltage Notch Problems Arising from AC/DC Converter Operation. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* Bd. 24 (2009), Nr. 9, S. 2111–2119
- [87] BARROS, JULIO ; DE APRAIZ, MATILDE ; DIEGO, RAMON I.: Voltage notch detection and analysis using wavelets. In: *2008 IEEE Conference on Virtual Environments, Human-Computer Interfaces and Measurement Systems*, 2008, S. 151–155
- [88] BAHMAN, AMIR SAJJAD ; MA, KE ; GHIMIRE, PRAMOD ; IANNUZZO, FRANCESCO ; BLAABJERG, FREDE: A 3-D-Lumped Thermal Network Model for Long-Term Load Profiles Analysis in High-Power IGBT Modules. In: *IEEE Journal of*

- Emerging and Selected Topics in Power Electronics* Bd. 4 (2016), Nr. 3, S. 1050–1063
- [89] MA, KE ; HE, NING ; BLAABJERG, FREDE ; ANDRESEN, MARKUS ; LISERRE, MARCO: Frequency-domain thermal modelling of power semiconductor devices. In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, S. 2124–2131
- [90] LIENIG, JENS ; BRUEMMER, HANS: *Elektronische Gerätetechnik: Grundlagen für das Entwickeln elektronischer Baugruppen und Geräte*. Berlin Heidelberg : Springer Vieweg, 2014 — ISBN 978-3-642-40961-5
- [91] NICOLAI, ULRICH ; WINTRICH, ARENDT: Determining switching losses of SEMIKRON IGBT modules, SEMIKRON (2014). — Application Note AN 1403
- [92] RAO, NOMAN ; CHAMUND, DINESH: Calculating power losses in an IGBT Module, DYNEX (2014). — Application Note AN6156-1
- [93] BARTRAM, MARKUS: *IGBT-Umrichtersysteme für Windkraftanlagen: Analyse der Zyklenbelastung, Modellbildung, Optimierung und Lebensdauervorhersage*, Aachener Beiträge des ISEA. Aachen : Shaker, 2006 — ISBN 978-3-8322-5039-3
- [94] KOLAR, JOHANN W. ; DROFENIK, UWE: A General Scheme for Calculating Switching- and Conduction-Losses of Power Semiconductors in Numerical Circuit Simulations of Power Electronic Systems. In: *International Power Electronics Conference, IPEC-Niigata*, 2005
- [95] KRÜGER, MARCEL ; BEYER, MICHAEL: *Herstellerunabhängiges Retrofitting und Restlebensdauerbewertung der Leistungselektronik von Windenergieanlagen mit doppeltgespeistem Asynchrongenerator (WEA-Retrofit)* : Abschlussbericht zum Verbundprojekt : Teilprojekt: Softwaremodul zu Belastungen der Leistungselektronik von Winenergieanlagen in einer Gesamtsituation : Berichtszeitraum: 01.12.2014-31.07.2018 : Laufzeit des Vorhabens: 01.12.2014-31.07.2018. Bad Doberan : Windrad Engineering GmbH, 2018
- [96] CRASTAN, VALENTIN: *Elektrische Energieversorgung 1 - Netzelemente, Modellierung, stationäres Verhalten, Bemessung, Schalt- und Schutztechnik*. 3. Aufl. Berlin Heidelberg Dordrecht London New York : Springer, 2012 — ISBN 978-3-642-22345-7

- [97] LEONHARD, WERNER: *Regelung in der elektrischen Energieversorgung*. Stuttgart : B. G. Teubner, 1980 — ISBN 978-3-519-06109-0
- [98] MATTHIES, DAVID ; HOLZKE, WILFRIED ; REIMANN, RENÉ ; ORLIK, BERND: Practical Validation of a New Control Strategy for Wind Turbines by the Use of a Central PC for Model Calculation. In: *PCIM Europe 2019 - International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management* : VDE VERLAG, 2019 — ISBN 978-3-8007-4938-6, S. 1565–1572
- [99] HOLZKE, WILFRIED ; MATTHIES, DAVID ; ORLIK, BERND: Distributed simulation of wind farm grids. In: *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, PCIM Europe 2019, Nürnberg*. Berlin, Offenbach : VDE VERLAG, 2019 — ISBN 978-3-8007-4938-6, S. 1989–1996
- [100] HAIRER, ERNST ; NØRSETT, SYVERT P. ; WANNER, GERHARD: *Solving Ordinary Differential Equations I - Nonstiff Problems*. 2. Aufl. Berlin Heidelberg : Springer, 2008 — ISBN 978-3-540-56670-0
- [101] HAIRER, ERNST ; WANNER, GERHARD: *Solving Ordinary Differential Equations II - Stiff and Differential-Algebraic Problems*. 2. Aufl. Berlin Heidelberg : Springer, 1996 — ISBN 978-3-540-60452-5
- [102] PECK, D. STEWART: Comprehensive Model for Humidity Testing Correlation. In: *24th International Reliability Physics Symposium*, 1986, S. 44–50
- [103] WINTRICH, ARENDT ; NICOLAI, ULRICH ; TURSKY, WERNER ; REIMANN, TOBIAS: *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. 1.,. Ilmenau : ISLE, 2015 — ISBN 978-3-938843-85-7
- [104] PRESS, WILLIAM H. ; TEUKOLSKY, SAUL A. ; VETTERLING, WILLIAM T. ; FLANNERY, BRIAN P.: *Numerical Recipes 3rd Edition: The Art of Scientific Computing*. 3. Aufl. Cambridge, UK ; New York : Cambridge University Press, 2007 — ISBN 978-0-521-88068-8
- [105] ASTM: *Standard Practices for Cycle Counting in Fatigue Analysis*, 1997. — Designation E 1049 - 85

- [106] RYCHLIK, I.: A new definition of the rainflow cycle counting method. In: *International Journal of Fatigue* Bd. 9 (1987), Nr. 2, S. 119–121
- [107] MUSALLAM, MAHERA ; JOHNSON, C. MARK: An Efficient Implementation of the Rainflow Counting Algorithm for Life Consumption Estimation. In: *IEEE Transactions on Reliability* Bd. 61 (2012), Nr. 4
- [108] DENK, MARCO ; BAKRAN, MARK-M.: Efficient online-algorithm for the temperature cycle recording of an IGBT power module in a hybrid car during inverter operation. In: *8th International Conference on Integrated Power Electronics Systems, CIPS 2014, Nürnberg*. Berlin, Offenbach : VDE VERLAG, 2014 — ISBN 978-3-8007-3578-5
- [109] GOLDBERG, DAVID: What Every Computer Scientist Should Know About Floating-point Arithmetic. In: *ACM Comput. Surv.* Bd. 23 (1991), Nr. 1, S. 5–48
- [110] MESSMER, HANNS-PETER ; DEMBOWSKI, KLAUS: *PC Hardwarebuch - Aufbau, Funktionsweise, Programmierung*. 7. München : Addison-Wesley, 2003 — ISBN 3-8273-2014-3
- [111] WOLF, JÜRGEN: *Linux-Unix-Programmierung: Das umfassende Handbuch*. 2. Aufl. Bonn : Rheinwerk Computing, 2006 — ISBN 3-89842-749-8
- [112] KRÄMER, STEVEN ; JAHNS, MARKUS ; NEUFELD, PETER: *WEA-Retrofit - Verbundvorhaben: Herstellerunabhängiges Retrofitting und Restlebensdauerbewertung der Leistungselektronik von Windenergieanlagen mit doppeltgespeistem Asynchrongenerator, Teilvorhaben: Aufbau und Umsetzung einer herstellerunabhängigen Retrofitlösung der Leistungselektronik für Windenergieanlagen : Berichtszeitraum: 01.12.2014 bis 31.07.2018*. Rethem : Freqcon GmbH, 2019
- [113] WIRTSCHAFTVEREINIGUNG BERGBAU: *Das Bergbau Handbuch*. 5., Aufl. Essen : Glückauf, 1994 — ISBN 978-3-7739-0567-3
- [114] MCPHERSON, M. J.: *Subsurface Ventilation and Environmental Engineering* : Springer Netherlands, 1993 — ISBN 978-0-412-35300-0
- [115] JOOST, MATTHIAS ; HOLZKE, WILFRIED ; DAHLMANN, UWE ; PAASCH, WILLI ; RAFFEL, HOLGER ; ORLIK, BERND: Modelling and control of a chain scraper for mining applications. In: *International Exhibition and Conference for Power*

Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, PCIM Europe 2019, Nürnberg. Berlin, Offenbach : VDE VERLAG, 2019
— ISBN 978-3-8007-4938-6, S. 1923–1930

Betreute studentische Arbeitsvorhaben

- [S1] KOOP, JAN-CHRISTIAN; STÜVEN, MARCEL: *Entwicklung und Inbetriebnahme einer FPGA basierten A/D-Wandlertkarte zur schnellen Messwertspeicherung.* Bremen, Universität Bremen, Bachelorarbeit, 2014
- [S2] BEHRENS, SÖREN: *Regelung der Zwischenkreisspannung bei einem 3-Level Wechselrichter in NPC-Topologie durch Modifikation des Vektormodulators.* Bremen, Universität Bremen, Studienarbeit, 2015
- [S3] YVON, FOUMENA EVINA REGIS: *Datenreduktion, Visualisierung und Analyse von Netzspannungs-Messdaten.* Bremen, Universität Bremen, Bachelorarbeit, 2015
- [S4] BEHRENS, SÖREN: *Aufbau und Inbetriebnahme eines Prüfstandes für einen 3-Level Umrichter in NPC-Topologie und Regelung der Zwischenkreisspannung mit TI F28M35 Mikrocontroller.* Bremen, Universität Bremen, Diplomarbeit, 2015
- [S5] DOMGUIA GUIEGUE, DOMINIQUE: *Simulation von elektrischen Netzen unter Matlab/Simulink mit TCP/IP gekoppelten Rechner.* Bremen, Universität Bremen, Studienarbeit, 2016
- [S6] REIMANN, RENÉ: *Implementierung von Reglern auf einem DSP mit Hilfe des Matlab Embedded Coder.* Bremen, Universität Bremen, Bachelorarbeit, 2016
- [S7] SCHRADER, PHILIP: *Strommessung an Windenergieanlagen mit Rogowski-Spulen.* Bremen, Universität Bremen, Bachelorarbeit, 2016
- [S8] AHMED, RIZWAN: *Implementation of Processor in the loop and verification with feedback control of an asynchronous machine.* Bremen, Universität Bremen, Masterthesis, 2016

- [S9] ENGEL, RENÉ; JACOB, DENNIS; SCHONEBERG, JAN; SCHLOßMÜLLER, LUKAS: *Entwicklung einer Frequenzumrichter-Bedieneinheit mit Raspberry Pi und Qt5*. Bremen, Universität Bremen, Software-Projektarbeit, 2016
- [S10] KOOP, JAN-CHRISTIAN; STÜVEN, MARCEL: *Implementierung einer FPGA-basierten Messwertanalyse*. Bremen, Universität Bremen, Projektarbeit, 2016
- [S11] XIONG, YE: *Development of a distributed windfarm grid model for simulation on a multi computer system*. Bremen, Universität Bremen, Projektarbeit, 2016
- [S12] WALKER, EDUARD: *Simulation eines Windparknetzes*. Bremen, Universität Bremen, Bachelorarbeit, 2016
- [S13] HINZ, ROBIN: *Erstellung eines Programms für das Android-Betriebssystem zur seriellen Kommunikation über eine Bluetooth-Funkverbindung*. Bremen, Universität Bremen, Vertiefungsprojekt, 2017
- [S14] LAL, ESHWAR: *Evaluation of PC based realtime simulation of dynamic systems for HIL applications usinig RTAI Linux*. Bremen, Universität Bremen, Masterthesis, 2017
- [S15] KAEWKHAM, YUWAPORN: *Regelung des hydraulischen Pitch-Antriebes der Krogmann 15/50 Windenergieanlage*. Bremen, Universität Bremen, Bachelorarbeit, 2017
- [S16] VOGT, CHRISTOPH: *Implementierung eines SPI-Bus basierten Datentransportes unter Berücksichtigung fester Zeitvorgaben*. Bremen, Universität Bremen, Projektarbeit, 2017
- [S17] REIMANN, RENÉ: *Synchronisation von Messsystemen mit der Zeitinformation des globalen Positionsbestimmungssystems (GPS)*. Bremen, Universität Bremen, Projektarbeit, 2017
- [S18] PARSI, ALKYA: *Development of a distributed simulation environment with ethernet linked computers to reduce calculation time of simulations*. Bremen, Hochschule Bremen, Masterthesis, 2017

- [S19] ÖRNEK, BÜNYAMIN: *Auswertung von Netzspannungs- und Netzstrom-Messdaten*. Bremen, Universität Bremen, Bachelorarbeit, 2017
- [S20] EL AJLOUI, SAMIR; BLOCK, MARIUS; STACHE, BJÖRN: *Erstellung einer Bedieneinheit und Temperaturüberwachung für einen Datenlogger mit einem Raspberry Pi*. Bremen, Universität Bremen, Vertiefungsprojekt, 2017
- [S21] DE HAAS, KEVIN: *Echtzeitfähige Implementierung eines Modells zur Abschätzung der Restlebensdauer von Leistungshalbleitern in Frequenzumrichtern*. Bremen, Universität Bremen, Diplomarbeit, 2017
- [S22] REHMAN, UMAIR: *Optimization of a processor-in-the-loop (PIL) system and enhancement of the simulation model*. Bremen, Universität Bremen, Projektarbeit, 2017
- [S23] KOOP, JAN-CHRISTIAN: *PCIe basierte Inter-Prozessor-Kommunikation implementiert in einem Xilinx Spartan 6 FPGA*. Bremen, Universität Bremen, Masterarbeit, 2017
- [S24] STÜVEN, MARCEL: *Entwicklung eines Analysewerkzeuges zur Auswertung von Mess- und Umweltdaten von Windenergieanlagen*. Bremen, Universität Bremen, Masterarbeit, 2017
- [S25] XIONG, YE: *FPGA based optimization of the data transfer to the ET1100 EtherCAT fieldbus controller*. Bremen, Universität Bremen, Masterthesis, 2017
- [S26] GHAFOOR, SARMAD: *Distributed simulation of windfarm grids using OpenMP and SIMD instructions*. Bremen, Universität Bremen, Masterthesis, 2017
- [S27] KANDZIOR, MARCO: *Modellierung und Simulation des dynamischen Verhaltens von Kettenförderern*. Bremen, Universität Bremen, Projektarbeit, 2018
- [S28] LUTZEN, HAUKE: *Simulation eines Windparks mit Netzanbindung*. Bremen, Universität Bremen, Projektarbeit, 2018

- [S29] REIMANN, RENÉ: *Synchronisation von mehreren Messzellen über den EtherCAT-Feldbus und das globale Positionsbestimmungssystem (GPS)*. Bremen, Universität Bremen, Masterarbeit, 2018
- [S30] WALKER, EDUARD: *Ausbreitung von Netzfehlern in einem Windparknetz*. Bremen : Universität Bremen, Masterprojekt, 2018
- [S31] HOPFMÜLLER, STEPHAN; MOHR, JAN: *Entwicklung eines Netzwerkbrückenprogramms mit Qt5*. Bremen, Universität Bremen, Projektarbeit, 2018
- [S32] YVON, FOUMENA EVINA REGIS: *Modell eines Kettenfördersystems*. Bremen, Universität, Projektarbeit, 2018
- [S33] KANDZIOR, MARCO: *Implementierung der Regelung von rückspeisefähigen 3-Level-Umrichtern für Kettenkratzerförderer und Validierung in einem Processor-in-the-loop Aufbau*. Bremen, Universität Bremen, Masterarbeit, 2018
- [S34] REDMANN, FLORIAN: *Simulation eines Dreimassensystems zur Nachbildung eines Kettenkratzerförderers*. Bremen, Universität Bremen, Projektarbeit, 2018
- [S35] SHAHZAD, ZOHAIB: *Solving ordinary differential equations with graphics processing units using OpenCL*. Bremen, Universität Bremen, Masterproject, 2019
- [S36] FORTMANN, TOBIAS; KUHLMANN, PATRICK; SCHWARZ, LEMAR: *Entwicklung eines Systems zur Prüfstandsicherheit auf EtherCAT Basis*. Bremen, Universität Bremen, Projektarbeit, 2019
- [S37] DRECKMANN, KAI PHILIPP: *Auswertung eines Resolvers zur Bestimmung der Rotorlage mit einem TI-Concerto Mikrocontroller für die Regelung von Antrieben*. Bremen, Universität Bremen, Masterarbeit, 2019
- [S38] Mielach, Antonio; Borowski, Philipp: *Inbetriebnahme eines 300 kVA Umrichters*. Bremen, Universität Bremen, Masterprojekt, 2019

- [S39] REDMANN, FLORIAN: Optimierung der Regelung eines 3-Level-Umrichters für rückspeisefähige Antriebssysteme und simulatorischer Nachweis der Funktion. Bremen, Universität Bremen, Masterarbeit, 2019
- [S40] MATSCHKOWSKI, JANA: Konzepte und Realisierungsmöglichkeiten zur systematischen Auswertung und Analyse einer großen Messdatenmenge. Bremen, Universität Bremen, Masterarbeit, 2019
- [S41] SHAHZAD, ZOHAIB: Evaluation of heterogenous computing and state of the art programming languages for the distributed simulation of dynamic systems. Bremen, Universität Bremen, Masterthesis, 2020

Veröffentlichungen des Autors

Jahr	Autoren, Titel, Veröffentlichungsdaten
2012	MATTHIAS JOOST, WILFRIED HOLZKE, CHRISTIAN MEHLER, BERND ORLIK: <i>Observer based stress reducing control of elastically coupled multi-mass systems</i> . 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM 2012, Brasov (Romänien)
2015	WILFRIED HOLZKE, JOHANNES ADLER, WILLI PAASCH, HOLGER GROKE, BERND ORLIK: <i>Operation and control of a three-level medium-voltage NPC inverter with TI F28M35 microcontroller</i> . PCIM Europe 2015, Nürnberg
2016	HOLGER GROKE, WILFRIED HOLZKE, NANDO KAMINSKI, BERND ORLIK: <i>Lifetime Prediction of Power Electronics in Wind Energy Plants</i> . Wind Europe Summit 2016, Hamburg
2018	WILFRIED HOLZKE, ALEXANDER BRUNKO, HOLGER GROKE, NANDO KAMINSKI, BERND ORLIK: <i>A condition monitoring system for power semiconductors in wind energy plants</i> . PCIM Europe 2018, Nürnberg
2019	WILFRIED HOLZKE, DAVID MATTHIES, BERND ORLIK: <i>Distributed simulation of wind farm grids</i> . PCIM Europe 2019, Nürnberg

MATTHIAS JOOST, WILFRIED HOLZKE, UWE DAHLMANN, WILLI PAASCH,
HOLGER RAFFEL, BERND ORLIK: *Modelling and control of a chain scraper
for mining application*. PCIM Europe 2019, Nürnberg

RENÉ REIMANN, WILFRIED HOLZKE, STEFFEN MENZEL, BERND ORLIK:
Synchronisation of a Distributed Measurement System.
PCIM Europe 2019, Nürnberg

DAVID MATTHIES, WILFRIED HOLZKE, RENÉ REIMANN, BERND ORLIK: *Practical
Validation of a New Control Strategy for Wind Turbines by the Use of a
Central PC for Model Calculation*. PCIM Europe 2019, Nürnberg

ALEXANDER BRUNKO, WILFRIED HOLZKE, HOLGER GROKE, BERND ORLIK,
NANDO KAMINSKI: *Model-Based Condition Monitoring of Power
Semiconductor Devices in Wind Turbines*. EPE 2019, Genua (Italien)

2020 WILFRIED HOLZKE, FLORIAN REDMANN, MATTHIAS JOOST, HOLGER RAFFEL,
BERND ORLIK: *Novel Stabilization Algorithm for the DC-Link of a 3-Level
NPC Converter with Active Front End*. PCIM Europe 2020, Nürnberg

SÖREN BEHRENS, WILFRIED HOLZKE, HOLGER RAFFEL, BERND ORLIK: *Real-
Time Hardware-in-the-Loop Rotor for a Wind Turbine Nacelle Test Bench*.
PCIM Europe 2020, Nürnberg

10.2 Datenblätter

- [D1] Analog Devices: *AD7656 250 kSPS, 6-Channel, Simult. Sampling Bipolar 16-Bit ADC*. URL <https://www.analog.com/en/products/ad7656.html>. – abgerufen am 26.04.2020 - Datenblatt
- [D2] Texas Instruments: *TMS320F28335 Digital Signal Controller*. URL <http://www.ti.com/product/TMS320F28335/technicaldocuments>. – abgerufen am 26.04.2020 - Datenblätter
- [D3] Beckhoff: *EtherCAT Slave Controller – Section I, Technology: EtherCAT Protocol, Physical Layer, EtherCAT Processing Unit, FMMU, SyncMan., SII EEPROM, Distributed Clocks*. URL https://download.beckhoff.com/download/Document/io/ethercat-development-products/ethercat_esc_datasheet_sec1_technology_2i3.pdf – abgerufen am 26.04.2020 - Datenblatt
- [D4] Beckhoff: *EtherCAT Slave Controller – Section II, Register Description: Register overview and detailed description*. URL https://download.beckhoff.com/download/Document/io/ethercat-development-products/ethercat_esc_datasheet_sec2_registers_2i9.pdf. – abgerufen am 26.04.2020 – Datenblatt
- [D5] Beckhoff: *ET1100 - EtherCAT Slave Controller – Section III, Hardware Description: Pinout, Interface description, electrical and mechanical specification, ET1100 features and registers*. URL https://download.beckhoff.com/download/Document/io/ethercat-development-products/ethercat_et1100_datasheet_v2i0.pdf - abgerufen am 26.04.2020 - Datenblatt
- [D6] Beckhoff: *ET1111-0142 EtherCAT Piggy Back Controller Boards*. – URL https://download.beckhoff.com/download/Document/io/ethercat-development-products/beckhoff_fb1111-014x_v22.pdf - abgerufen am 26.04.2020 - Datenblatt
- [D7] Xilinx: Spartan 6 FPGA. URL <https://www.xilinx.com/products/silicon-devices/fpga/spartan-6.html>. – abgerufen am 26.04.2020 – Produktinformation und Datenblätter

- [D8] Trenz Elektronic: TE0600 GigaBee FPGA Module. URL <https://wiki.trenz-electronic.de/display/PD/TE0600+Resources> – abgerufen am 26.04.2020
– Datenblätter
- [D9] Analog Devices: 12 Bit 10 MHz Monolithic A/D Converter. URL https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9221_9223_9220.pdf – abgerufen am 26.04.2020 - Datenblatt
- [D10] Raspberry PI. URL <https://www.raspberrypi.org/documentation/> - abgerufen am 26.04.2020 – Dokumentation zur Hardware und Software

10.3 Software

- [L1] GNU/Linux Distribution „Gentoo“: <https://www.gentoo.org> – abgerufen am 26.04.2020
- [L2] Betriebssystem Kernel „Linux“: <https://www.linux.org> – abgerufen am 26.04.2020
- [L3] Echtzeit erweiterung „RTAI“: <https://www.rtai.org> – abgerufen am 26.04.2020
- [L4] EtherLab-Master der Ingenieurgemeinschaft IgH GmbH Essen: <http://www.etherlab.org> – abgerufen am 26.04.2020
- [L5] EtherLab-Master Quellen: <https://sourceforge.net/projects/etherlabmaster/> – abgerufen am 26.04.2020
- [L6] Blitzortung.org: <http://www.blitzortung.org> – abgerufen am 26.04.2020

Änderungen

Nach Auflage der Gutachter wurden gegenüber dem begutachteten Exemplar folgende Änderungen vorgenommen:

- Bild 3.6 und Beschreibung eingefügt
- Bild 5.13 und Beschreibung eingefügt
- Bild 6.9 a-d und Beschreibung eingefügt
- Bild 7.3 und Beschreibung eingefügt
- Abschnitt 7.2.1 um weitere Betrachtung der beobachteten Effekte ergänzt
- Auszüge aus Abschnitt 8.1.4 in neuen Abschnitt 7.2.2.1 verschoben
- Auszüge aus Abschnitt 8.1.3 in neuen Abschnitt 7.2.2.2 verschoben
- In Abschnitt 7.2.2.1 Bild 7.23 und Bild 7.24 sowie die Gleichungen zur Berechnung des Übertragungsverhaltens eingefügt

Lebenslauf

Persönliche Daten

Wilfried Holzke

Geb. am 12.07.1976 in Bremerhaven

Verheiratet, deutsch

Schulbildung

Jun. 1996	Abitur an der Gymnasialen Oberstufe Bürgermeister-Schmidt Gymnasium - Bremerhaven
-----------	--

Zivildienst

Jul. 1996 – Jul. 1997	Zentralkrankenhaus Reinkenheide Bremerhaven
-----------------------	---

Studium

Okt. 1998 – Jun. 2010	Studium an der Universität Bremen Abschluss als Diplom-Ingenieur
-----------------------	---

Nebentätigkeiten

Jan. 2001 – Jun. 2010	IT-Service für kleine Unternehmen und Privatpersonen
Aug. 2005 – Nov. 2009	Veranstaltungstechnik - Firma Kühl-Beschallung, Ritterhude

Wissenschaftliche Tätigkeit

seit Jul. 2010	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für elektrische Antriebe, Leistungselektronik und Bauelemente (IALB) der Universität Bremen
seit Jul. 2016	Doktorand am Institut für elektrische Antriebe, Leistungselektronik und Bauelemente (IALB) der Universität Bremen

Werden Sie Autor im VDI Verlag!

Publizieren Sie
in „Fortschritt-
Berichte VDI“



Veröffentlichen Sie die Ergebnisse Ihrer interdisziplinären technikorientierten Spitzenforschung in der renommierten Schriftenreihe **Fortschritt-Berichte VDI**. Ihre Dissertationen, Habilitationen und Forschungsberichte sind hier bestens platziert:

- **Kompetente Beratung und editorische Betreuung**
- **Vergabe einer ISBN-Nr.**
- **Verbreitung der Publikation im Buchhandel**
- **Wissenschaftliches Ansehen der Reihe Fortschritt-Berichte VDI**
- **Veröffentlichung mit Nähe zum VDI**
- **Zitierfähigkeit durch Aufnahme in einschlägige Bibliographien**
- **Präsenz in Fach-, Uni- und Landesbibliotheken**
- **Schnelle, einfache und kostengünstige Abwicklung**

PROFITIEREN SIE VON UNSEREM RENOMMEE!
www.vdi-nachrichten.com/autorwerden

VDI verlag

Die Reihen der Fortschritt-Berichte VDI:

- 1 Konstruktionstechnik/Maschinenelemente
- 2 Fertigungstechnik
- 3 Verfahrenstechnik
- 4 Bauingenieurwesen
- 5 Grund- und Werkstoffe/Kunststoffe
- 6 Energietechnik
- 7 Strömungstechnik
- 8 Mess-, Steuerungs- und Regelungstechnik
- 9 Elektronik/Mikro- und Nanotechnik
- 10 Informatik/Kommunikation
- 11 Schwingungstechnik
- 12 Verkehrstechnik/Fahrzeugtechnik
- 13 Fördertechnik/Logistik
- 14 Landtechnik/Lebensmitteltechnik
- 15 Umwelttechnik
- 16 Technik und Wirtschaft
- 17 Biotechnik/Medizintechnik
- 18 Mechanik/Bruchmechanik
- 19 Wärmetechnik/Kältetechnik
- 20 Rechnerunterstützte Verfahren (CAD, CAM, CAE CAQ, CIM ...)
- 21 Elektrotechnik
- 22 Mensch-Maschine-Systeme
- 23 Technische Gebäudeausrüstung

ISBN 978-3-18-342121-3