

# Direkte Integration von Photovoltaikanlagen und Second-Life-Batteriespeichern in ein ÖPNV-Oberleitungsnetz durch Full-SiC DC/DC-Wandler

Von der Fakultät für  
Elektrotechnik, Informationstechnik und Medientechnik  
der Bergischen Universität Wuppertal  
genehmigte

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades  
„Doktor der Ingenieurwissenschaften“

von

Sascha Sebastian Kratz, M. Sc.

Tag der Prüfung: 29.07.2025

Hauptreferent: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Stefan Soter, Bergische Universität Wuppertal

Korreferent: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Benedikt Schmülling, Bergische Universität Wuppertal

## **Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek**

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie. Detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.d-nb.de> abrufbar.

© 2026 Sascha Sebastian Kratz

Alle Rechte, auch die der fototechnischen und elektronischen Speicherung und Wiedergabe vorbehalten. Die gewerbliche Nutzung der in diesem Produkt gezeigten Modelle und Arbeiten bedürfen der ausdrücklichen Genehmigung des Rechteinhabers.

## Danksagung

Die vorliegende Arbeit ist im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter von Herrn Prof. Dr.-Ing. Stefan Soter am Lehrstuhl für Elektrische Maschinen und Antriebe an der Bergischen Universität Wuppertal entstanden.

Ihm gilt vor allem mein Dank für die Möglichkeit der Promotion und dem damit verbundenen Vertrauen. Als Mitarbeiter an seinem Lehrstuhl bin ich Teil eines äußerst vielseitigen und talentierten Teams, das er mit viel Engagement aufgebaut und mit familiärer Atmosphäre zusammengehalten hat. Ich schätze sehr, dass ich ihn jederzeit mit offenem Ohr erreichen kann und er alle meine Entscheidungen und auch Fehler im Außenverhältnis stets ohne Ausnahme mitgetragen und mich in jeder Hinsicht unterstützt hat.

Bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Benedikt Schmülling möchte ich mich für die Erstellung des Zweitgutachtens und der Gespräche im Verlauf des BOB-Projektes bedanken.

Herrn Olaf Schumacher und Herrn Axel Flemm vom Verkehrsbetrieb der Stadtwerke Solingen GmbH danke ich dafür, dass sie mir jederzeit den vollen Zugriff auf das Solinger Überleitungsnetz ermöglicht haben.

Meinen aktuellen und ehemaligen Arbeitskollegen danke ich für den regen fachlichen und persönlichen Austausch sowie für die vielen unterhaltsamen Stunden beim wöchentlichen Kräfteressen am Kickertisch, die stets eine willkommene Abwechslung und Inspiration waren.

Darüber hinaus bedanke ich mich bei allen Studenten, welche mich durch ihre Tätigkeit im Rahmen ihrer Abschluss- und Hausarbeiten unterstützt haben.

Für das Korrekturlesen und viele anregende Gespräche sowie den fachlichen Austausch möchte ich mich bei meinem langjährigen Mentor Michael Reimann und meinem Freund Dr. Marc Papenheim bedanken.

Ich danke Dr. Benjamin Krüger, Robin Leuring und Josef Kirschner für die Unterstützung beim Erstellen der Grafiken.

Ein besonderer Dank gilt dem leider viel zu früh verstorbenen Herrn Paul Steffens, den ich im Rahmen meiner Doktorarbeit kennenlernen durfte. Ich habe ihn nicht nur als hochkompetenten Fachmann, sondern auch als wertvollen und inspirierenden Mentor sehr geschätzt. Mit seiner Expertise im Bereich Leistungselektronik und EMV hat er meine Arbeit maßgeblich geprägt.

Ein ganz besonderer Dank gilt meiner Freundin, meinen Freunden und meiner Familie, die immer ein offenes Ohr für mich hatten und mich während der gesamten Arbeit mit unermüdlicher Geduld und Unterstützung begleitet haben.

---

## Kurzfassung

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit der Entwicklung von Gleichspannungswandlern auf Basis von Siliziumkarbid-Halbleitern für die direkte Integration von Photovoltaikanlagen und Second-Life-Batteriespeichern in das Solinger Oberleitungsnetz für Trolleybusse im Rahmen eines vom Bund geförderten Forschungsprojektes. Das Entwicklungsziel liegt hierbei auf einem kompakten, effizienten und insbesondere serientauglichen Prototyp zur zeitnahen Verwendung entlang des Oberleitungsnetzes.

Die zu Beginn des Projektes durchgeführte Potenzialanalyse in Bezug auf die Stromerzeugung durch Photovoltaikanlagen entlang des Oberleitungsnetzes zeigt, dass rein bilanziell ausreichend Energie für den vollständig regenerativen Betrieb des öffentlichen Personennahverkehrs produziert werden kann. Die zusätzliche Einbindung von Second-Life-Batteriespeichern führt dabei zu einer Erhöhung des Eigenverbrauchs. „Second-Life“ bezeichnet hier die Nutzung von Traktionsbatterien aus Trolleybussen, deren Energiedichte auch nach mehrjährigem täglichen Betrieb für eine stationäre Zweitnutzung mit reduzierter Spitzenleistung ausreicht.

Basierend auf den technischen Anforderungen des Solinger Oberleitungsnetzes, typischen Photovoltaikinstallationen sowie den eingesetzten Batteriespeichern und unter Berücksichtigung der Eigenschaften von Siliziumkarbid-Halbleitern wird in der Arbeit eine Schaltungstopologie sowie ein kompaktes Gesamtkonzept für die beiden Gleichspannungswandler entwickelt. Die anschließende Darstellung der entwickelten Hardware sowie die Analyse der Prototypen zeigen, dass durch den Einsatz von Siliziumkarbid kompakte und produzierbare Gleichspannungswandler mit hohem Wirkungsgrad realisiert werden können und das Ziel des Forschungsprojektes damit erreicht wurde.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Motivation . . . . .	2
1.2	Stand der Technik . . . . .	4
1.3	Aufgabenstellung . . . . .	6
1.4	Struktur der Arbeit . . . . .	7
<b>2</b>	<b>Photovoltaikpotenzial in Solingen</b>	<b>8</b>
2.1	Auswahl geeigneter Standorte . . . . .	8
2.2	Simulation der potenziellen Standorte . . . . .	10
2.3	Bewertung der Ergebnisse . . . . .	10
<b>3</b>	<b>Charakteristik des Solinger Oberleitungsnetzes</b>	<b>13</b>
3.1	Fahrdraht . . . . .	14
3.2	Unterwerke . . . . .	14
3.3	Betriebsspannung . . . . .	17
3.4	Erdung des Oberleitungssystems . . . . .	18
3.5	Mögliche Betriebsfehler des Oberleitungssystems . . . . .	18
3.5.1	Erdschluss . . . . .	19
3.5.2	Überspannung . . . . .	19
3.5.3	Kurzschluss . . . . .	20
<b>4</b>	<b>Charakteristik eines photovoltaischen Systems</b>	<b>21</b>
4.1	Diskussion der Kennlinie eines PV-Arrays . . . . .	21
4.1.1	Variation 1 - Stufen oder Abfälle . . . . .	23
4.1.2	Variation 2 - Niedrigerer Strom . . . . .	23
4.1.3	Variation 3 - Niedrigere Spannung . . . . .	23
4.1.4	Variation 4 - Runderere Krümmung . . . . .	23
4.1.5	Variation 5 - Flacherer Anstieg im senkrechten Abschnitt . . . . .	23
4.1.6	Variation 6 - Steilerer Anstieg im waagerechten Abschnitt . . . . .	24
4.2	Erdung eines PV-Arrays . . . . .	24
4.3	Potentialinduzierte Degradation . . . . .	25
4.4	Mögliche Betriebsfehler eines PV-Systems . . . . .	26
4.4.1	Leckstrom . . . . .	26
4.4.2	Erdschluss . . . . .	26
4.4.3	Kurzschluss . . . . .	26
4.4.4	Überspannung . . . . .	27
4.4.5	Lichtbogen . . . . .	27

<b>5</b>	<b>Charakteristik der verwendeten Batteriespeicher</b>	<b>28</b>
5.1	Aufbau und Funktion einer Lithium-Ionen-Zelle . . . . .	28
5.2	Second-Life Nutzung von Batteriespeichern . . . . .	32
5.3	LFP Batteriespeicher . . . . .	34
5.4	LTO Batteriespeicher . . . . .	34
5.5	Mögliche Betriebsfehler der Batteriespeicher . . . . .	35
5.5.1	Alterung . . . . .	35
5.5.2	Erdschluss . . . . .	35
5.5.3	Kurzschluss . . . . .	36
<b>6</b>	<b>Anforderungen an die Gleichspannungswandler</b>	<b>37</b>
6.1	Leistungsklasse . . . . .	37
6.2	Galvanische Trennung . . . . .	38
6.3	Anschluss Oberleitungsnetz . . . . .	38
6.3.1	Betriebsbereich . . . . .	39
6.3.2	Isolationsüberwachung . . . . .	39
6.3.3	Betriebsfehler . . . . .	39
6.4	Anschluss Photovoltaik-Anlage . . . . .	40
6.4.1	Betriebsbereich . . . . .	40
6.4.2	Erdung . . . . .	41
6.4.3	Isolationsüberwachung . . . . .	42
6.4.4	MPP-Tracking . . . . .	44
6.4.5	Betriebsfehler . . . . .	44
6.4.6	Potentialinduzierte Degradation . . . . .	44
6.5	Anschluss Batteriespeicher . . . . .	45
6.5.1	Betriebsbereich . . . . .	45
6.5.2	Erdung . . . . .	46
6.5.3	Isolationsüberwachung . . . . .	46
6.5.4	Betriebsfehler . . . . .	47
6.6	Schnittstellen . . . . .	47
6.7	Erdung und Isolation . . . . .	47
6.8	Konstruktion, Produktion und Wartung . . . . .	48
6.9	Entwicklungsschwerpunkt SiC . . . . .	49
<b>7</b>	<b>Grundlagen der verwendeten Leistungshalbleiter</b>	<b>50</b>
7.1	Funktionsweise des Leistungs-MOSFETs . . . . .	53
7.1.1	Entwicklung des Schichtaufbaus für den Leistungs-MOSFET . . . . .	55
7.2	Wide-Bandgap-Leistungshalbleiter . . . . .	59
7.2.1	Figures of Merit zur Material- und Bauteilbewertung . . . . .	60
7.2.2	Herausforderungen in Bezug auf das Gehäusedesign . . . . .	63
7.2.3	Anforderungen an Gate-Treiber . . . . .	65
7.3	Leistungs-Dioden . . . . .	66
7.4	Erkenntnisse für die Hardware-Entwicklung . . . . .	69
<b>8</b>	<b>Auswahl der Schaltungstopologie und Dimensionierung</b>	<b>70</b>
8.1	Topologie für die Integration von Batteriespeichern . . . . .	70

8.1.1	Boost-Converter . . . . .	70
8.1.2	Buck-Converter . . . . .	72
8.1.3	Buck-Boost-Converter . . . . .	72
8.2	Topologie für die Integration von Photovoltaikanlagen . . . . .	74
8.2.1	Sperrwandler . . . . .	74
8.2.2	Durchflusswandler . . . . .	75
8.2.3	Gegentaktwandler . . . . .	76
8.2.4	Halbbrückenwandler . . . . .	77
8.2.5	Vollbrückenwandler . . . . .	77
8.2.6	Vollbrückenwandler, phasenverschoben . . . . .	79
8.2.7	Vollbrückenwandler, resonant . . . . .	80
8.3	Bestimmung einer geeigneten Schaltfrequenz . . . . .	85
8.4	Effizienzbewertung verfügbarer MOSFETs . . . . .	87
8.5	Dimensionierung der Leistungsinduktivitäten . . . . .	88
8.6	Dimensionierung des Resonanzkreises . . . . .	90
<b>9</b>	<b>Gesamtkonzept</b>	<b>94</b>
9.1	Integration von Photovoltaikanlagen . . . . .	94
9.1.1	Leistungsmodul . . . . .	94
9.1.2	Spannungsversorgung . . . . .	96
9.1.3	Isolationsüberwachung . . . . .	96
9.1.4	Steuereinheit . . . . .	96
9.2	Integration von Second-Life Batteriespeichern . . . . .	97
<b>10</b>	<b>Hardware Design der Prototypen</b>	<b>98</b>
10.1	Integration von Photovoltaikanlagen . . . . .	98
10.1.1	Leistungsmodul . . . . .	98
10.1.2	Isolationsüberwachung . . . . .	104
10.1.3	Steuereinheit . . . . .	107
10.1.4	Gehäusekonstruktion . . . . .	107
10.2	Integration von Second-Life Batteriespeichern . . . . .	110
10.2.1	Gleichspannungswandler . . . . .	110
10.3	Schaltungssimulation und 3D-Konstruktion . . . . .	113
10.4	Aufbau der Firmware . . . . .	115
<b>11</b>	<b>MPP-Tracking</b>	<b>116</b>
11.1	Perturb and Observe . . . . .	118
11.2	Incremental Conductance . . . . .	119
11.3	Fuzzy Logic . . . . .	121
11.4	Implementierung der Algorithmen . . . . .	125
<b>12</b>	<b>Inbetriebnahme der entwickelten Prototypen</b>	<b>126</b>
12.1	Testumgebung - Oberleitungsnetz . . . . .	127
12.2	Testumgebung - Photovoltaik . . . . .	127
12.3	Testumgebung - LFP Batteriespeicher . . . . .	128
12.4	Testumgebung - LTO Batteriespeicher . . . . .	130

12.5 Inbetriebnahmesoftware . . . . .	131
12.6 Effekt des Kelvin-Source-Anschluss . . . . .	132
12.7 Gleichspannungswandler zur Integration von Photovoltaikanlagen . . . . .	134
12.8 Gleichspannungswandler zur Integration von Batteriespeichern . . . . .	141
<b>13 Zusammenfassung</b>	<b>146</b>
<b>14 Ausblick</b>	<b>150</b>
<b>15 Nomenklatur</b>	<b>152</b>
15.1 Abkürzungsverzeichnis . . . . .	152
15.2 Symbolverzeichnis . . . . .	154

# Abbildungsverzeichnis

1.1	Schematische Darstellung der geplanten Oberleitungsinfrastruktur . . . . .	3
2.1	Mögliche Standorte für Photovoltaikanlagen . . . . .	9
3.1	Geografische Ausdehnung des Oberleitungsnetzes . . . . .	15
3.2	Vereinfachter Aufbau der Unterwerke . . . . .	16
3.3	48h-Verlauf des Betriebsverhaltens . . . . .	17
3.4	48h-Verlauf der negativen Fahrdrachtspannung gegen Erdpotential . . . . .	18
4.1	Strom-Spannungs-Kennlinie eines PV-Arrays mit möglichen Variationen	22
5.1	Aufbau einer Batteriezelle aus Lithium-Eisen-Phosphat und Graphit . . . . .	29
7.1	Darstellung der Betriebsgrenzen moderner Leistungshalbleiter . . . . .	51
7.2	n-Kanal Leistungs-MOSFET in VDMOS-Technologie . . . . .	53
7.3	Ersatzschaltbild eines n-Kanal Leistungs-MOSFET . . . . .	54
7.4	Schematische Darstellung eines n-Kanal Leistungs-MOSFET mit V, VD, U und SJ Schichtaufbau . . . . .	56
7.5	Halbbrückenweig mit Treiberschaltung . . . . .	66
7.6	Schichtaufbau der PIN-Diode und Schottky-Diode . . . . .	67
8.1	Schaltungstopologie eines Boost-Converters . . . . .	71
8.2	Schaltungstopologie eines Buck-Converters . . . . .	72
8.3	Schaltungstopologie zur Integration von Batteriespeichern . . . . .	72
8.4	Schaltungstopologie eines Sperrwandlers . . . . .	74
8.5	Schaltungstopologie eines Durchflusswandler . . . . .	75
8.6	Schaltungstopologie eines Gegentaktwandlers . . . . .	76
8.7	Schaltungstopologie eines Halbbrückenwandlers . . . . .	77
8.8	Schaltungstopologie eines Vollbrückenwandlers . . . . .	79
8.9	Betriebszustände des LLC-Resonanzwandlers . . . . .	81
8.10	Schaltungstopologie der Ausgangsstufe zur Interation von Photovoltaik- anlagen . . . . .	83
8.11	CISPR 11 Grenzwerte für Klasse A und B Geräte . . . . .	86
8.12	Ersatzschaltbild des Resonanzkreises zur Anwendung der FHA . . . . .	90
8.13	Übertragungsfunktionen des Resonanzkreises durch Variation der Güte	92
9.1	Gesamtkonzept - Integration von Photovoltaikanlagen . . . . .	95
9.2	Gesamtkonzept - Integration von Second-Life-Batteriespeichern . . . . .	97

10.1	Hardware der Eingangsstufe . . . . .	99
10.2	Hardware der Ausgangsstufe . . . . .	100
10.3	Vereinfachter Schaltplan der Gate-Treiber . . . . .	101
10.4	Vereinfachter Schaltplan der Auswerteschaltung . . . . .	102
10.5	Leistungsmodul für die Integration von Photovoltaikanlagen . . . . .	103
10.6	Ersatzschaltbild des Isolationswiderstandes . . . . .	104
10.7	Funktionsprinzip des adaptiven Messverfahrens . . . . .	105
10.8	Isolationsüberwachung - Integration von Photovoltaikanlagen . . . . .	106
10.9	Steuereinheit - Integration von Photovoltaikanlagen . . . . .	108
10.10	Gesamtaufbau - Integration von Photovoltaikanlagen . . . . .	109
10.11	Gesamtaufbau - Integration von Batteriespeichern . . . . .	110
10.12	Leistungsmodul - Integration von Batteriespeichern . . . . .	112
10.13	Gate-Treiber-Platine - Integration von Batteriespeichern . . . . .	112
10.14	Steuerplatine - Integration von Batteriespeichern . . . . .	113
10.15	CAD-Modell - Integration von Photovoltaikanlagen . . . . .	114
11.1	Kennlinien eines PV-Arrays mit homogener Bestrahlung . . . . .	116
11.2	Kennlinien eines PV-Arrays mit inhomogener Bestrahlung . . . . .	117
11.3	Ablaufdiagramm des Perturb and Observe Algorithmus . . . . .	118
11.4	Ablaufdiagramm des Incremental Conductance Algorithmus . . . . .	120
11.5	Ablaufdiagramm des Fuzzy-Regler Algorithmus . . . . .	121
11.6	Zugehörigkeitsfunktionen von $E(k)$ und $CE(k)$ . . . . .	122
11.7	Zugehörigkeitsfunktionen der Stellgröße $\Delta D$ . . . . .	124
12.1	EMV gerechte Tastköpfe . . . . .	127
12.2	LFP-Batteriespeicher . . . . .	129
12.3	LTO-Batteriespeicher . . . . .	131
12.4	Messaufbau - MOSFETs mit und ohne Kelvin-Source-Anschluss . . . . .	133
12.5	Messaufbau - Integration von Photovoltaikanlagen . . . . .	134
12.6	Schaltverhalten - Boost-Converter . . . . .	135
12.7	Schaltverhalten - Resonante Vollbrücke . . . . .	136
12.8	Schaltverhalten - Gleichrichter . . . . .	137
12.9	Wirkungsgrad - Boost-Converter . . . . .	138
12.10	Wirkungsgrad - Resonanten Vollbrücke mit Gleichrichter . . . . .	139
12.11	Wirkungsgrad - Integration von Photovoltaikanlagen . . . . .	140
12.12	Messaufbau - Integration von Batteriespeichern . . . . .	141
12.13	Schaltverhalten - Buck-Betrieb . . . . .	142
12.14	Schaltverhalten - Interleaved-Buck-Boost-Converter . . . . .	143
12.15	Phasenströme - Interleaved-Buck-Boost-Converter . . . . .	144
12.16	Wirkungsgrad - Interleaved-Buck-Boost-Converter . . . . .	145

# Tabellenverzeichnis

3.1	Geografische Eigenschaften der Buslinien in beschriebener Fahrtrichtung	14
6.1	Anforderungen an den Anschluss für das Oberleitungsnetz . . . . .	39
6.2	Anforderungen an den Anschluss für Photovoltaik-Anlagen . . . . .	41
6.3	Technische Anforderungen an Isolationsüberwachungsgeräte . . . . .	42
6.4	Veröffentlichte Grenzwerte für den Isolationswiderstand . . . . .	43
6.5	Anforderungen an den Anschluss für Batteriespeicher . . . . .	46
7.1	Gegenüberstellung der grundlegenden Materialparameter . . . . .	59

# Kapitel 1

## Einleitung

Die fortschreitende Industrialisierung und das damit verbundene Wachstum der Städte forderte in der zweiten Hälfte des 19. Jahrhunderts einen stetigen Ausbau der innerstädtischen Personenbeförderung. Dieser Bedarf an massentauglicher Fortbewegung ließ sich durch die zu dieser Zeit üblichen, durch Pferde oder Dampftraktion angetriebenen Fortbewegungsmittel nicht mehr bewältigen. [1]

Der Industrielle Werner von Siemens arbeitete aus diesem Grund an einem auf elektrischer Traktion basierenden Lösungsansatz und stellte am 29. April 1882 bei einer Jungfernfahrt auf dem Kurfürstendamm in Berlin-Halensee den ersten Oberleitungsbus der Welt vor. Das auf einem offenen Jagdwagen basierende Fahrzeug versorgte Siemens über eine zweipolige Oberleitung, auf der ein achträdiger Kontaktwagen als Stromabnehmer fuhr. An diesem hingen zwei Kupferkabel, die den Traktionsstrom an einem auf dem Fahrzeug montierten Mast hinunter zu den beiden Elektromotoren führten. Das Einhalten der Spur, entlang der etwa 540 m langen Versuchsstrecke steuerte der Fahrer über eine Lenkvorrichtung an der Vorderachse. Die notwendige Fahrdrachtspannung von 550 V Gleichspannung lieferte ein zu diesem Zweck aufgebautes Kraftwerk aus einer Kombination von Dampfmaschine und Dynamomaschine. [2]

Die schlechten Straßen sorgten in Verbindung mit den gängigen Holzrädern der Fahrzeuge für viele Störungen, so dass Siemens den Betrieb der Strecke nach kurzer Zeit einstellte. Mit der zeitgleichen Elektrifizierung der komfortableren schienengeführten Pferdebahn verlor der Oberleitungsbus vorerst an Beachtung. [2]

Anfang des zwanzigsten Jahrhunderts griffen Ingenieure und Unternehmer die Entwicklung des Oberleitungsbusses wieder auf und optimierten neben der Antriebstechnik und Stromversorgung insbesondere den Fahrgastkomfort. Aufgrund der höheren Leistungsfähigkeit im Vergleich zu gängigen Omnibussen mit Verbrennungsmotoren und der geringeren Geräuschemission gewann der Oberleitungsbus zunehmend Akzeptanz. In vielen Städten ersetzte er Straßenbahnen aufgrund des schnelleren und leiseren Betriebs sowie der deutlich geringeren Investitionskosten bei Erneuerung oder Erweiterung. [3]

Der zweite Weltkrieg hat vielen bestehenden Oberleitungsnetzen für Busse und Straßenbahnen beträchtliche Schäden zugefügt, so dass viele Betreiber die hohen Wiederaufbaukosten

gemieden und den Betrieb mit Dieselnissen wieder aufgenommen haben. Die Stadt Solingen in Nordrhein-Westfalen hat im zweiten Weltkrieg ebenfalls große Beschädigungen am Straßenbahnnetz erfahren und sich im Gegensatz zu anderen Gemeinden für einen provisorischen Teilwiederaufbau entschieden. Aufgrund der hohen Kosten für einen modernen zweigleisigen Ausbau des Straßenbahnnetzes entschied sich der Stadtrat im Januar 1952 für einen Umstieg auf Oberleitungsbusse. Diese Entscheidung fiel, trotz der hohen Investitionskosten für die Oberleitungsinfrastruktur, aufgrund der geringen Betriebs- und Treibstoffkosten sowie der längeren Lebensdauer von Oberleitungsbussen. [3] [4]

## 1.1 Motivation

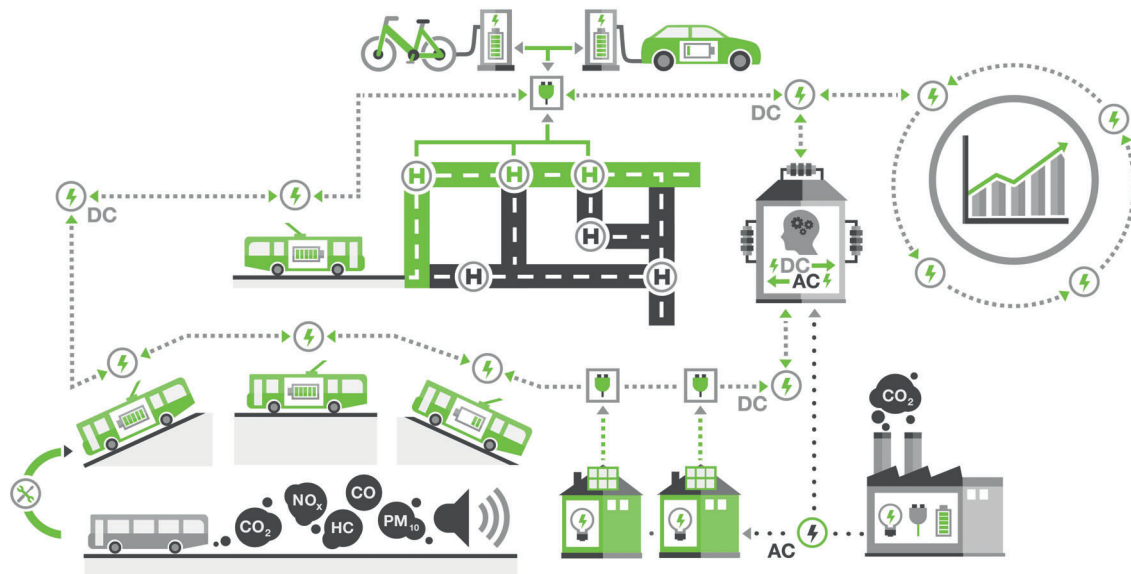
Aufgrund der hohen Investitionskosten in die Infrastruktur und die gesunkenen Kosten für Diesel bei gestiegenem Wirkungsgrad der Verbrennungsmotoren haben viele Gemeinden den Betrieb von Oberleitungsbussen eingestellt. Heute betreibt Solingen das größte von drei verbliebenen Oberleitungsbussystemen in Deutschland. Die Verkehrsbetriebe besitzen nach aktuell mehr als 65 Betriebsjahren in bergiger Umgebung einen großen Erfahrungsstand im Bereich der Oberleitungsbusse und versuchen den Betrieb stets auf dem modernsten Stand der Technik zu halten. Solingen betreibt auf Betriebshöhen von 103 m bis 268 m ein Oberleitungsnetz mit einer Fahrdrähtlänge von aktuell 107,2 km bei maximalen Steigungen von etwa 15 Prozent. Die insgesamt 94 Busse, von denen 50 rein elektrisch fahren, bedienen auf 245,7 km Linienlänge 27 Routen mit 528 Haltestellen und transportieren jährlich etwa 25 Millionen Fahrgäste. [5]

Die Entscheidung, den Oberleitungsbetrieb aufrechtzuerhalten, hat hauptsächlich umweltpolitische Gründe. Der Betrieb eines Oberleitungsnetzes spart aufgrund der höheren Effizienz der elektrischen Antriebe im Vergleich zu Dieselantrieben Primärenergie und unterstützt dadurch das Einhalten von Umweltschutzplänen der Gemeinden. Die zusätzliche Beschränkung auf erneuerbare Energielieferanten, welche die Stadt Solingen seit 2008 praktiziert, hilft, die Emission von Kohlenstoffdioxid und anderen Treibhausgasen zu senken und die Abhängigkeit von Öl zu reduzieren. Neben den umweltpolitischen Gründen erzeugen Oberleitungsbusse eine geringere Geräuschbelastung für Anwohner sowie Fahrgäste und liefern dadurch eine höhere Lebensqualität und positiveres Image für die Stadt. [5]

Die Elektrifizierung des öffentlichen Personennahverkehrs (ÖPNV) ist momentan in vielen deutschen Städten Bestandteil der Verkehrsplanung. Die Stadt Solingen plant die komplette Elektrifizierung des öffentlichen Personennahverkehrs. Gelingen soll dieses Ziel durch das Ersetzen der verbliebenen Dieselnisse durch Batteriebusse und einen intelligenten Ausbau der Oberleitungsstruktur, bei welchem diese als Ladeinfrastruktur nur sinnvolle Abschnitte des gesamten Liniennetzes abdecken muss. [5]

Im Rahmen des Forschungsprojektes „BOB Solingen - Mit dem Batterie-Oberleitungs-Bus (BOB) und der intelligenten Ladeinfrastruktur zum emissionsfreien ÖPNV“, macht die Stadt Solingen zusammen mit der Bergischen Universität Wuppertal und lokal ansässigen Unternehmen, gefördert durch das Bundesministerium für Verkehr und digitale Infrastruktur (BMVI), den nächsten großen Schritt. Das Ziel dieses Projektes ist die Entwicklung der

notwendigen technischen und wirtschaftlichen Grundlagen zur nahezu vollständigen Elektrifizierung des öffentlichen Personennahverkehrs einer Großstadt sowie dessen Versorgung aus regenerativen Energiequellen. Abbildung 1.1 stellt eine Skizze des Gesamtumfang des Forschungsprojektes dar. [5] [6]



**Abbildung 1.1:** Schematische Darstellung der geplanten Oberleitungsinfrastruktur

Die Projektvorhaben lassen sich anhand der definierten Ziele in verschiedene Kategorien einteilen. So gibt es Ziele, welche die Anpassung der Oberleitungsbustechnologie an die neuen Anforderungen behandeln, und andere, welche sich mit der notwendigen Anpassung der Oberleitungsinfrastruktur für den technologisch und wirtschaftlich optimalen Betrieb der BOB befassen. Die Verknüpfung dieser Teilgebiete erfolgt durch Projektvorhaben, welche die Konzeptualisierung und Entwicklung von Betriebs- und Regelungskonzepten des gesamten intelligenten Oberleitungssystems mit BOB beinhalten und dieses so zu einem „Smart Trolley System“ erweitern. Konkret fallen unter die Anpassung der Oberleitungsbustechnologie alle Ziele, die zu einer vollständigen Substitution der Dieselsebusse durch Batteriebusse führen. Neben der Inbetriebnahme der ersten BOB-Generation sind dies die Entwicklung eines lokalen Online-Parametersatzes zur Beschreibung der Einsatzflexibilität der Busse, die Entwicklung eines neuartigen Fahrerinformationssystems, die Erforschung eines optimierten Stromabnehmersystems zur Ladung der Traktionsbatterie im Stand, die Konstruktion eines sparsamen Heizungssystems für den Innenraum der Busse bei Betrieb ohne Oberleitung und die exakte Bestimmung der Restreichweite jedes Fahrzeuges bei unterschiedlichen Umgebungsbedingungen und unterschiedlicher Auslastung mit Fahrgästen. Auf Seiten der Bergischen Universität Wuppertal bearbeitet diese Ziele hauptsächlich der Lehrstuhl für Elektromobilität unter der Leitung von Prof. Dr.-Ing. Benedikt Schmölling. Der zweite Teilbereich, mit Zielen zur Anpassung der Oberleitungsinfrastruktur, beinhaltet die Entwicklung einer intelligenten bidirektionalen Kopplung des Oberleitungsnetzes an das öffentliche Energieversorgungsnetz, die direkte Einbindung von regenerativen Energiequellen, die Erforschung und Entwicklung von dezentralen Ladeinfrastrukturen für Elektrofahrzeuge

privater Nutzer, sowie die Integration von stationären Energiespeichern. Diese Aufgaben bearbeitet der Lehrstuhl für Elektrische Maschinen und Antriebe unter der Leitung von Prof. Dr.-Ing. Stefan Soter. Die verknüpfenden Ziele sind die Konzeptionierung von Regelungskonzepten zum energieeffizienten und ressourcenschonenden Betrieb des Oberleitungsnetzes und der BOB, zur Nutzung von Flexibilitäten und zur Herstellung eines optimierten Lastflusses, zur Schaffung neuer Vermarktungsoptionen der Energie im Oberleitungsnetz, zur Bewertung der Integration möglicher weiterer dezentraler Energieerzeuger, zur Teilnahme weiterer Wirtschaftsverkehre am Oberleitungsbetrieb (z.B. gewerbliche Fahrzeuge oder städtische Fahrzeuge mit Stromabnehmer und Batterie, wie Straßenreinigung oder Müllabfuhr) sowie die Entwicklung einer eichbaren Mess- und Abrechnungseinheit für Gleichströme im mobilen und stationären Betrieb. Diese Vorhaben bearbeitet der Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgungstechnik unter der Leitung von Prof. Dr.-Ing. Markus Zdrallek.

Die in dieser Dissertation veröffentlichten Arbeiten stellen mit der Integration von dezentralen erneuerbaren Energien und Energiespeichern ein konkretes Teilvorhaben des vorgestellten Forschungsprojektes dar.

## 1.2 Stand der Technik

Mit der direkten Integration von Photovoltaikanlagen und Second-Life-Batteriespeichern umfasst diese Dissertation ein breites Themenspektrum. Der Stand der Technik zu Beginn der Arbeit ist an dieser Stelle deshalb nur in konzentrierter Form dargestellt und wird in den Kapiteln für die einzelnen Teilbereiche vertieft.

Der Einsatzbereich der entwickelten DC/DC-Wandler ist das Solinger Oberleitungsnetz, eine über 100 km lange Fahrdrachinfrastruktur mit einer Nenn-Gleichspannung von 600 V. Die Speisung dieser Infrastruktur erfolgt über verteilte Mittelspannungstransformatoren mit nachgeschalteten Sechs-Puls-Gleichrichtern. Die Besonderheit der Solinger Infrastruktur ist die fehlende Erdung der Speisespannung. Dies erfordert zwar eine aufwendige und damit teure Isolationsüberwachung des Gesamtsystems, bietet aber eine höhere Verfügbarkeit des Systems. Die Vorstellung des Solinger Oberleitungsnetzes erfolgt in Kapitel 3.

Das Thema Photovoltaik hat in der Solinger Infrastruktur zu Beginn der Arbeiten noch keine Relevanz. Der geringe, durch die Stadtwerke Solingen selbst erzeugte Anteil an Sonnenstrom fließt über einen marktüblichen Wechselrichter in das Niederspannungsnetz. Die Deklaration dieser Anlagen als Energiequelle für das Oberleitungsnetz bedeutet, dass der Strom aus dem Niederspannungsnetz über einen Ortsnetztransformator zunächst in das Mittelspannungsnetz (10 kV) fließt und anschließend über den zuvor genannten Mittelspannungstransformator mit nachgeschaltetem Gleichrichter in das Oberleitungsnetz. Dies ergibt einen Gesamtwirkungsgrad von etwa 90 %, wohingegen die direkte Einspeisung über einen Gleichspannungswandler Wirkungsgrade von geschätzten 97 % ermöglicht und damit ein enormes Energiesparpotential für die Solinger Stadtwerke bietet. Die angestrebte vollständige regenerative Versorgung des ÖPNV in Solingen lässt sich zum Zeitpunkt dieser Arbeit folglich nur rein bilanziell durch zugekauften Wind- bzw. Sonnenstrom ermöglichen.

Dementsprechend hat auch die Speicherung der regenerativ erzeugten Energie keinen großen Stellenwert im Solinger Oberleitungsnetz. Zu Beginn der Arbeiten betreiben die Stadtwerke Solingen weder stationäre Batteriespeicher noch mobile in Form von Batterie-Oberleitungs-Bussen. Die Anschaffung und Erprobung erster Batterie-Oberleitungs-Busse ist erst im Verlauf des Forschungsprojektes erfolgt. Darüber hinaus stellt einer der Industriepartner ausrangierte und als Second-Life-Batteriespeicher konfektionierte Batterien aus Batterie-Oberleitungs-Bussen zur Verfügung. Eine detaillierte Vorstellung dieser Batteriespeicher ist in Kapitel 5 zu finden.

Vom Solinger Oberleitungsnetz abgesehen, verzeichnet die Photovoltaik einen kontinuierlichen Ausbau privater und gewerblicher Anlagen. Die Leistung privater Anlagen liegt hier zwischen 5 kWp und 15 kWp. Diese Leistung wird größtenteils über einen einzelnen Wechselrichter mit mehreren Eingängen direkt ins Niederspannungsnetz eingespeist. Jeder Eingang verfügt hierbei über die notwendige Hardware für ein eigenes MPP-Tracking (siehe Kapitel 11), einem Verfahren zur kontinuierlichen Einspeisung der maximalen Leistung. Die maximale Eingangsspannung liegt bei 1000 V. Es gibt erste Bestrebungen, diese Spannung, insbesondere für Wechselrichter mit Leistungen oberhalb von 15 kW, auf 1500 V zu erhöhen; konkrete Produkte gibt es aber aufgrund fehlender Normung noch nicht. Verfügbare Produkte basieren auf Silizium-Halbleitern in Form von MOSFETs und IGBTs. Die verwendeten Topologien sind entweder einstufig, mit einer Vollbrücke zwischen Photovoltaikmodulen und Netzspannung, oder aber zweistufig, mit vorgeschaltetem DC/DC-Wandler und Kondensator-Zwischenkreis. Die Anbindung erfolgt in beiden Fällen entweder mit oder ohne Transformator. Den größeren Marktanteil halten hierbei die transformatorlosen Wechselrichter, weil sie bei geringen Kosten und Gewicht einen höheren Wirkungsgrad ermöglichen. Zum sicheren Betrieb dieser Wechselrichter ist jedoch eine kontinuierliche Fehlerstromüberwachung erforderlich.

Die zunehmende Verbreitung von Batteriespeichern, insbesondere in Form von Traktionsbatterien, wirft die Frage der Entsorgung auf. Die Batterien aus Elektroautos enthalten wertvolle Rohstoffe, wie unter anderem Aluminium und Stahl im Gehäuse sowie Lithium, Kobalt, Mangan oder Nickel in der Batteriezelle. Grundsätzlich steigt zwar die Verwertungsquote dieser Rohstoffe, jedoch ist der Prozess insgesamt aufgrund des hohen Energieaufwandes und der geringen Skalierung sehr teuer. Aus diesem Grund gibt es bereits zu Beginn dieser Arbeit vereinzelte Ansätze, das Recycling mehrere Jahre hinauszuzögern. Einer dieser Ansätze ist die in Kapitel 5 vorgestellte Nutzung als stationärer Batteriespeicher. Ein Beispielprojekt hierfür ist das Johan Cruijff Stadion in Amsterdam. Dieses verfügt über einen stationären Batteriespeicher mit einer Gesamtkapazität von 3 MWh, basierend auf Nissan-Leaf-Batterien. In Kombination mit den Solarmodulen auf dem Dach des Stadions können hier Großveranstaltungen vollständig regenerativ betrieben werden. Zu Beginn des Solinger Forschungsprojektes existieren darüber hinaus kaum weitere relevante Projekte in diesem Bereich, insbesondere nicht im Anwendungsgebiet des öffentlichen Personennahverkehrs.

Basierend auf diesem Stand der Technik hat sich die im nachfolgenden Kapitel beschriebene Aufgabenstellung abgeleitet.

### 1.3 Aufgabenstellung

Effiziente Gleichspannungswandler sind seit vielen Jahren fester Bestandteil der Forschung im Bereich der Leistungselektronik, so dass das mit Silizium mögliche Maximum nahezu erreicht ist. Weitere Steigerungen lassen sich daher nur durch den Einsatz neuer Halbleitermaterialien erreichen. Aus Gesprächen, Exponaten und Veröffentlichungen auf Fachmessen ergibt sich der Eindruck, dass für den geplanten Leistungsbereich insbesondere Halbleiter aus Siliziumkarbid großes Verbesserungspotential aufweisen. Da sich diese erst in der Markteinführung befinden, bestehen viele bereits vorgestellte Geräte größtenteils aus hoch integrierten Sonderlösungen, welche primär die Grenzen der Machbarkeit untersuchen. Dies erschwert die Entwicklung eines kostengünstigen, in Serie produzierbaren Siliziumkarbid-Gleichspannungswandlers, da die Anzahl der verfügbaren Halbleiterchips und Gehäuse gering ist und zukunftssichere Varianten schwer erkennbar sind. Neben diesen ökonomischen Fragen sind für den industriellen Einsatz grundlegende elektrische Aspekte, wie die optimale Ansteuerung der neuen Halbleiter, unklar und im Rahmen dieser Dissertation zu untersuchen.

Die Versorgungseinrichtungen des in den 1950er Jahren umgebauten Oberleitungsnetzes der Stadt Solingen besteht zum Start des Forschungsprojektes aus Technik, welche größtenteils mindestens 25 Jahre alt ist. Von den neueren Unterwerken abgesehen, existieren von vielen Installationen nur unvollständige beziehungsweise mündlich überlieferte Dokumentationen. Vor Beginn der Entwicklung der Gleichspannungswandlers muss folglich eine detaillierte Analyse des aktuellen Standes der Technik erfolgen. Mit Hilfe der gewonnenen Erkenntnisse und den Vorschriften aus geltenden Normen für Oberleitungssysteme, Photovoltaikinstallationen und Batteriespeicher lassen sich anschließend die grundlegenden Anforderungen definieren. Hierbei ist insbesondere der für Oberleitungssysteme ungewöhnliche, nicht geerdete Aufbau der Solinger Infrastruktur entscheidend, welcher spezielle Forderungen an Schutzeinrichtungen stellt.

Neben der Hardwareentwicklung und grundlegenden Inbetriebnahme der Schaltung ist die Entwicklung einer zuverlässigen Reglerstruktur entscheidend. Der Gleichspannungswandler für die Integration von Photovoltaikanlagen muss am Eingang ein effizientes Maximum Power Point Tracking (MPPT) bieten und die erzeugte Leistung in jedem Betriebspunkt mit möglichst hohem Wirkungsgrad an das Oberleitungsnetz abgeben. Letzteres gilt ebenfalls für den Gleichspannungswandler zur Integration der stationären Batteriespeicher und wird in beiden Fällen in Folge der volatilen Belastung des Netzes durch Busse und den damit verbundenen Spannungseinbrüchen am Einspeisepunkt erschwert. Darüber hinaus muss die Software eine kontinuierliche Überwachung des Leistungsflusses und Abschaltung im Fehlerfall sowie den sicheren Betrieb in Bezug auf den Personenschutz realisieren.

Die regenerative Energieversorgung durch dezentrale Photovoltaikanlagen in Kombination mit der Integration von stationären Energiespeichern innerhalb der Unterwerke bewirkt eine langfristig ökonomisch sinnvolle Ressourcenschonung. Zusätzlich ermöglichen beide Vorhaben über dies neue Betriebskonzepte und Geschäftsfelder im Bereich der regenerativen Energieversorgung.

## 1.4 Struktur der Arbeit

Im Anschluss an die vorausgegangene Einleitung in das Thema dieser Dissertation folgt in Kapitel 2, zur Bewertung des Forschungsvorhabens, eine Analyse des Photovoltaikpotentials in Solingen. Es beschreibt die Auswahl geeigneter Standorte sowie die Simulation der Jahreserträge und diskutiert die Ergebnisse der Analyse. Kapitel 3 gibt einen Überblick über die technischen Rahmenbedingungen des Solinger Oberleitungsnetzes. In Kapitel 4 sind die relevanten Eigenschaften von Photovoltaik-Systemen dargestellt und Kapitel 5 betrachtet das Konzept der Second-Life-Nutzung von Batterien und der dafür verwendeten Batteriespeicher. Auf diesen Erkenntnissen und weiteren Vorgaben des Verkehrsbetriebes sowie diversen Normen und Vorschriften basieren die in Kapitel 6 dargestellten Anforderungen an die geplanten Gleichspannungswandler. Kapitel 7 gibt zunächst einen Einblick in die Entwicklung und Funktionsweise moderner Leistungshalter und zeigt anschließend die Vorteile und Herausforderungen in Bezug auf die Verwendung von Halbleitern aus Siliziumkarbid.

Der zweite Teil dieser Arbeit beinhaltet die konkrete Umsetzung des Forschungsvorhabens, welche mit der Herleitung der Schaltungstopologie für die Leistungselektronik der Gleichspannungswandler in Kapitel 8 beginnt. Das Gesamtkonzept der Gleichspannungswandler mit allen benötigten Teilkomponenten und deren Interaktion beschreibt Kapitel 9. Darauf basierend stellt Kapitel 10 die entwickelte Hardware dar, während Kapitel 11 die grundsätzlich möglichen sowie die implementierten Algorithmen zur Nachführung des optimalen Arbeitspunktes der Photovoltaikanlage beschreibt. Kapitel 12 demonstriert die Ergebnisse der Inbetriebnahme der entwickelten Komponenten. Abschließend liefert Kapitel 13 eine Zusammenfassung des vorgestellten Projektes und gibt einen Ausblick über mögliche Folgeprojekte.

# Kapitel 2

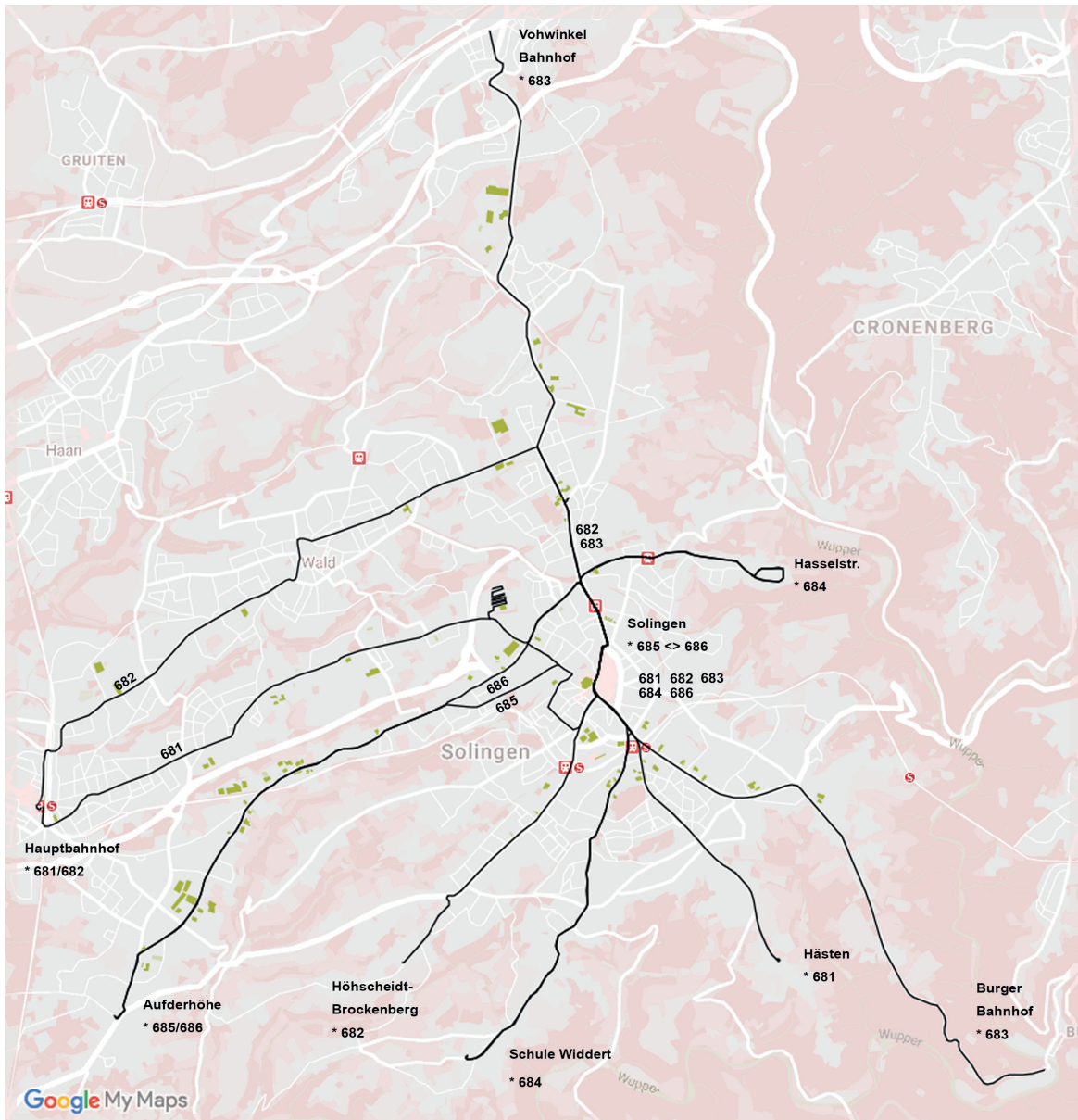
## Photovoltaikpotenzial in Solingen

Durch den kontinuierlichen Ausbau der erneuerbaren Energieversorgung kann Deutschland im Jahr 2017 zum Start des Forschungsprojektes bereits 33,3 % der Bruttostromerzeugung durch Windkraft (16,3 %), Biomasse (6,9 %), Photovoltaik (6,1 %), Wasserkraft (3,1 %) bzw. Hausmüll (0,9 %) decken [7]. Innerhalb des Zeitraumes von 2007 bis 2017 hat sich insbesondere die installierte Leistung der Photovoltaikanlagen von 4.170 MWp auf 42.394 MWp mehr als verzehnfacht [8]. Im weltweiten Vergleich steht Deutschland im Jahr 2017 an vierter Stelle hinter China (131,1 GW), den USA (51 GW) und Japan (49 GW) [9].

Innerhalb Deutschlands ist in Bezug auf die installierte Anlagenleistung ein deutliches Süd-Nord-Gefälle zu erkennen. Die Bundesländer mit der größten installierten Leistung im Jahr 2017 sind Bayern mit 11.895 MWp, Baden-Württemberg mit 5.516 MWp und Nordrhein-Westfalen mit 4.647 MWp [10]. Der dritte Platz Nordrhein-Westfalens in diesem Ranking zeigt das grundsätzliche Potenzial für photovoltaische Energieversorgung am Projektstandort Solingen. Eine detaillierte Analyse zur Bewertung des Nutzen der geplanten Integration von Photovoltaikanlagen in das Solinger Oberleitungsnetz ist nachfolgend dargestellt und beginnt mit der Auswahl geeigneter Standorte, an denen eine Einbindung von Photovoltaikanlagen grundsätzlich infrage kommt.

### 2.1 Auswahl geeigneter Standorte

Die schrittweise Auswahl geeigneter Standorte für Photovoltaikanlagen basiert auf einer Gebäudesichtung mit Hilfe der interaktiven Kartensoftware „Google Earth“. Ausgehend vom Oberleitungsnetz erfolgt zunächst die Markierung aller möglichen Dachflächen unter Einhaltung der vorher definierten Rahmenbedingungen. Diese definieren einen maximalen Abstand der Gebäude zum Fahrdrabt von ungefähr 300 m, wobei die Kabelführung über möglichst wenig Fremdgrundstücke verlaufen soll. Darüber hinaus sollen die Gebäude eine nutzbare Dachfläche von mindestens 350 m<sup>2</sup> mit geringer Bebauung durch Schornsteine, Dachfenster oder ähnliche Dachaufbauten aufweisen.



**Abbildung 2.1:** Mögliche Standorte für Photovoltaikanlagen

Das Resultat dieses Markierungsvorganges sind 101 mögliche Standorte (siehe Abbildung 2.1), deren Bewertung in Bezug auf die Eignung als Photovoltaikstandort im zweiten Schritt erfolgt. Die Begutachtung vor Ort ermöglicht eine genaue Aussage über die Dachart, die Ausrichtung der Dachfläche, die Dachdeckung und insbesondere über mögliche Schattenwürfe oder sonstige nicht vernachlässigbare Umstände. Die 91 als uneingeschränkt und fünf als eingeschränkt geeignet eingestuft Standorte liegen im Durchschnitt in 70 m Entfernung zur Oberleitung und weisen insgesamt eine nutzbare Dachfläche von 297.136 m<sup>2</sup> auf. Die als ungeeignet eingestuft Standorte haben bereits Photovoltaikinstallationen, sind zum Abriss geplant oder extrem verschattet.

## 2.2 Simulation der potenziellen Standorte

Die Simulation der als geeignet eingestuften Standorte erfolgt mit Hilfe der Simulationssoftware „PV\*Sol premium“ zur Auslegung und Optimierung von Photovoltaikanlagen. Die Planung und Simulation einer Anlage beginnt mit dem Erzeugen einer dreidimensionalen Abbildung des Gebäudes und dem Markieren aller vorhandenen Dachaufbauten. Die für diesen Schritt notwendigen Gebäudeabmessungen lassen sich aus Google Earth mit Hilfe der Messfunktion und einfachen geometrischen Zusammenhängen extrahieren. Unter Berücksichtigung der vorgeschriebenen Mindestabstände kann der Anwender im zweiten Schritt die freie Dachfläche mit PV-Modulen belegen und eine Verschattungsanalyse zur Ermittlung der jährlichen prozentualen Direkteinstrahlungsminderung durchführen. Neben der Optimierung der Dachflächenbelegung lässt sich damit die optimale Verschaltung der Module in Bezug auf den Anlagenwirkungsgrad erreichen. Anschließend erfolgt die Ertragsanalyse der geplanten Anlage.

Die Ertragsanalyse basiert auf stündlich aufgelösten Klimadaten für den Standort Solingen (Breitengrad:  $51^{\circ}10'25''$  Längengrad:  $7^{\circ}5'3''$ ) aus den Jahren 1981 bis 2010. Solingen hat im Jahresdurchschnitt ein horizontales Strahlungsangebot von  $1050\text{--}1125\text{ kWh/m}^2$ , welches die Software automatisch auf die tatsächlich bestrahlte Fläche umrechnet und zusätzlich die indirekte Bestrahlung berücksichtigt. Das Ausmaß der indirekten Strahlung ist über den Albedo-Faktor gegeben, welcher ein Maß für die Reflexion am betrachteten Untergrund ist [11]. Mögliche Werte für den Albedo-Faktor liegen zwischen 0 und 1, wobei 0 keinerlei und 1 vollständige Reflexion bedeutet. Typische Werte für die betrachtete Region sind ca. 0,10 bis 0,30 für Siedlungen, Wiesen, Wälder und Landwirtschaft bzw. 0,75 bis 0,95 für Neuschnee.

Ein weiterer entscheidender Faktor zur Beeinflussung der Ertragsanalyse ist das gewählte Photovoltaikmodul. Die Simulationen im Rahmen dieser Analyse erfolgen mit einem durchschnittlichen PV-Modul, dessen Auswahl aus einer Aufstellung diverser auf dem Markt befindlicher Module verschiedener Preisklassen resultiert. Das repräsentative Modul ist das AXIpower AC 270P mit einer Peakleistung von  $165,77\text{ W/m}^2$  und einem Wirkungsgrad von 16,6 %. Das leistungsstärkste Modul aus der Aufstellung hat im Vergleich dazu eine Peakleistung von  $214,43\text{ W/m}^2$  und einen Wirkungsgrad von 21,4 %. Die genannten Werte entsprechen den Messwerten bei standardisierten Testbedingungen (Einstrahlung  $1000\text{ W/m}^2$ ,  $25\text{ }^{\circ}\text{C}$  Umgebungstemperatur, Luftmasse AM 1,5). Das gewählte Modul aus mittlerer Preis- und Leistungsklasse soll eine realistische Potenzialanalyse liefern, welche in Bezug auf die Ertragsanalyse bewusst nicht das bestmögliche Ergebnis zeigt.

## 2.3 Bewertung der Ergebnisse

Die nachfolgend präsentierten Ergebnisse basieren auf der Anwendung der zuvor beschriebenen Arbeitsschritte auf die 91 als uneingeschränkt geeignet bewerteten Standorte. Für jeden Standort liegt hierbei mindestens eine Simulation mit dachparalleler Photovoltaikanlage vor; für Flachdächer gibt es noch eine weitere mit aufgeständerter Anlage. Eine Besonderheit

stellt der Parkplatz vor einer OBI-Filiale dar, dessen Simulation auf einer großflächigen Bebauung mit Solarcarports beruht. Von der Stromproduktion abgesehen liefern Solarcarports den Vorteil eines überdachten, vor Sonne und Regen geschützten Parkplatzes mit optionaler Ladestation für Elektrofahrzeuge.

Insgesamt ermöglichen die 91 Standorte bei dachparallelen Anlagen eine Photovoltaikleistung von 25.113 kWp und 15.998 kWp bei aufgeständerter Bauweise. Mit den hinterlegten Umweltbedingungen aus den Jahren 1981 bis 2010 ergibt das einen Jahresertrag von 18,8 Millionen kWh für dachparallele Anlagen und 13,1 Millionen kWh für aufgeständerte. Der größere spezifische Jahresertrag (kWh je kWp) bei aufgeständerten Anlagen resultiert aus ihrem größeren Wirkungsgrad aufgrund des günstigeren Einfallswinkels. Die ökonomischen Gesichtspunkte der beiden Montagearten sind im Rahmen dieser Analyse nicht berücksichtigt. Die dachparallele Montage hat zwar einen leicht geringeren Wirkungsgrad, ermöglicht aber bei gleicher Dachfläche eine deutlich größere Generatorfläche. Dies steigert den Jahresertrag, fordert aber höhere Installationskosten durch mehr Module und Umrichter. Der größere Wirkungsgrad der aufgeständerten Montage geht bei gleicher Dachfläche stets mit einer kleineren Generatorfläche einher, weil die einzelnen Modulreihen aufgrund der gegenseitigen Abschattung in ausreichendem Abstand stehen müssen. Hier liegt die Entscheidung beim Investor, ob die Optimierung der Anlage in Bezug auf den Jahresertrag oder den spezifischen Jahresertrag erfolgt. [148]

Sowohl die aufgeständerte als auch die dachparallele Installation von PV-Modulen liefert in der Simulation Jahreserträge, welche deutlich über dem Verbrauch des Oberleitungsbetriebes liegen. Die letzte verfügbare Messung ergab einen Gesamtverbrauch im Zeitraum Oktober 2016 bis September 2017 von ca. 7,96 Millionen kWh pro Jahr, dessen Versorgung zu 62,5 % Kohle-, Kern- und Gaskraftwerke decken. Die Simulation hat gezeigt, dass die 14 größten Standorte diesen Bedarf decken können. Rein bilanziell ließen sich die Busse folglich zu 100 % aus erneuerbaren Energien betreiben. In der Praxis ist dies aufgrund fehlender Speichermöglichkeiten zum jetzigen Zeitpunkt nicht möglich, da der Strombedarf über den gesamten Tages- und Jahresverlauf verteilt ist. Langfristig kann an dieser Stelle die geplante Integration von stationären Speichern und die Anbindung von Elektrofahrzeugen als mobile Energiespeicher Abhilfe verschaffen. [148]

Die zusätzlich mit Eigentümern bzw. Pächtern der Objekte durchgeführte Akzeptanzanalyse hat grundsätzlich eine positive Grundeinstellung gegenüber dem Einspeisen von Photovoltaikenergie ins Oberleitungsnetz gezeigt. Die Mehrheit der befragten Unternehmen setzen aktuell noch keine regenerativen Energiequellen ein und zeigen großes Interesse an einer Kooperation mit den Stadtwerken Solingen. Anreize zur Kooperation sind ein hohes Umweltbewusstsein der Unternehmen, der Wunsch die Energiewende zu fördern, die nachhaltige Verwendung ungenutzter Ressourcen, ein gewisses Prestige als Vorreiter in Solingen und die geplante Vergütung des erzeugten Stromes. Neben Vergütungsmodellen, wie Miete der Dachfläche bzw. Leasing der Anlage oder die Abrechnung pro kWh, sind auch geldwerte Vorteile, wie rabattierte Energie, Fahrkarten oder Werbung auf den Bussen vorstellbar. [148]

Nicht nur die Betrachtung der technischen Aspekte, sondern auch die Befragung der Eigentümer bzw. Pächter zeigen positive Ergebnisse in Bezug auf das Gesamtvorhaben, großflächig Photovoltaikenergie ins Überleitungsnetz einzuspeisen und in stationären Batteriespeichern zu puffern. Die durchgeführten Analysen bestätigen das Forschungsvorhaben insofern, als dass es zum Einen in Bezug auf die Energiebilanz sinnvoll ist und zum Anderen von den Bürgern gewünscht. Insbesondere Letzteres führt zu einer langfristigen Verwendung der im Rahmen des Projektes erzielten Lösungen.

# Kapitel 3

## Charakteristik des Solinger Oberleitungsnetzes

Das Solinger Oberleitungsnetz ist zum Start des Forschungsprojektes mit einer Fahrdrahtlänge von 107,2 km das größte in Deutschland. Entlang der gesamten Strecke verteilt stehen im Abstand von etwa 4 km Unterwerke zur Versorgung der Oberleitung. Jedes dieser Unterwerke verfügt direkt am Mast über einen händisch zu betätigenden Brückenschalter, mit dem sich das Unterwerk bei Störungen, Wartungsarbeiten oder geplanten Lastflussänderungen überbrücken lässt. Darüber hinaus existieren zwischen den Unterwerken und an strategisch sinnvollen Stellen Trennschalter, welche ein Auftrennen des Netzes in unabhängige Segmente erlauben. Im Regelfall ist das Netz jedoch lediglich in drei Segmente aufgeteilt. Der Fahrdraht ist an den Stellen der Brücken- bzw. Trennschalter durch Trennstellen aus Holz oder anderen isolierenden Materialien verbunden. An ausgewählten Stellen sind anstatt der Trennstellen teurere unipolare oder bipolare Diodentrenner verbaut, welche eine kontinuierliche Energieversorgung der Busse beim Überfahren der Trennstellen ermöglichen.

An den Enden des sternförmig angeordneten Netzes befinden sich Wendeschleifen zur Fahrrichtungsumkehr, da die Oberleitungsbusse hauptsächlich Einrichtungsfahrzeuge sind. Eine Ausnahme stellt die zum jetzigen Zeitpunkt außer Betrieb befindliche Drehscheibe in Solingen-Untenburg dar. Abseits von den Endpunkten erfolgen Wechsel auf andere Oberleitungszüge durch ferngesteuerte Luftweichen. Diese lassen sich entweder durch Induktionsschleifen oder per Funk durch den Busfahrer umlegen.

Die geografische Ausdehnung des Oberleitungsnetzes sowie die Standorte der Unterwerke, Trennschalter und Brückenschalter zeigt Abbildung 3.1. Innerhalb des Netzes betreiben die Stadtwerke Solingen die sechs Oberleitungslinien 681, 682, 683, 684, 685 und 686. Die Strecke der Linie 681 verläuft vom Hauptbahnhof über Merscheid nach Hästen. Ebenfalls am Hauptbahnhof startet die Linie 682 und führt über Wald nach Höhscheid-Brockenberg. Die Linie 683 startet am Bahnhof in Wuppertal Vohwinkel und endet in Solingen Untenburg. Die Strecke der Linie 684 verläuft von der Hasselstraße bis zur Schule in Widdert. Die Linien 685 und 686 verlaufen auf zwei Routen von Aufderhöhe zum Graf-Wilhelm Platz.

Linie	Länge	Höhenmeter		max. Steigung		Ø Steigung	
681	11,20 km	+232 m	-119 m	+11,9 %	-12,6 %	+2,5 %	-2,4 %
682	13,00 km	+239 m	-183 m	+18,8 %	-16,5 %	+2,7 %	-2,4 %
683	14,10 km	+287 m	-355 m	+18,1 %	-21,3 %	+3,9 %	-4,0 %
684	8,39 km	+141 m	-130 m	+13,1 %	-13,0 %	+2,6 %	-2,9 %
685	11,40 km	+198 m	-112 m	+7,5 %	-6,8 %	+2,4 %	-1,9 %
686	12,50 km	+221 m	-146 m	+12,5 %	-11,2 %	+2,4 %	-2,3 %

**Tabelle 3.1:** Geografische Eigenschaften der Buslinien in beschriebener Fahrtrichtung

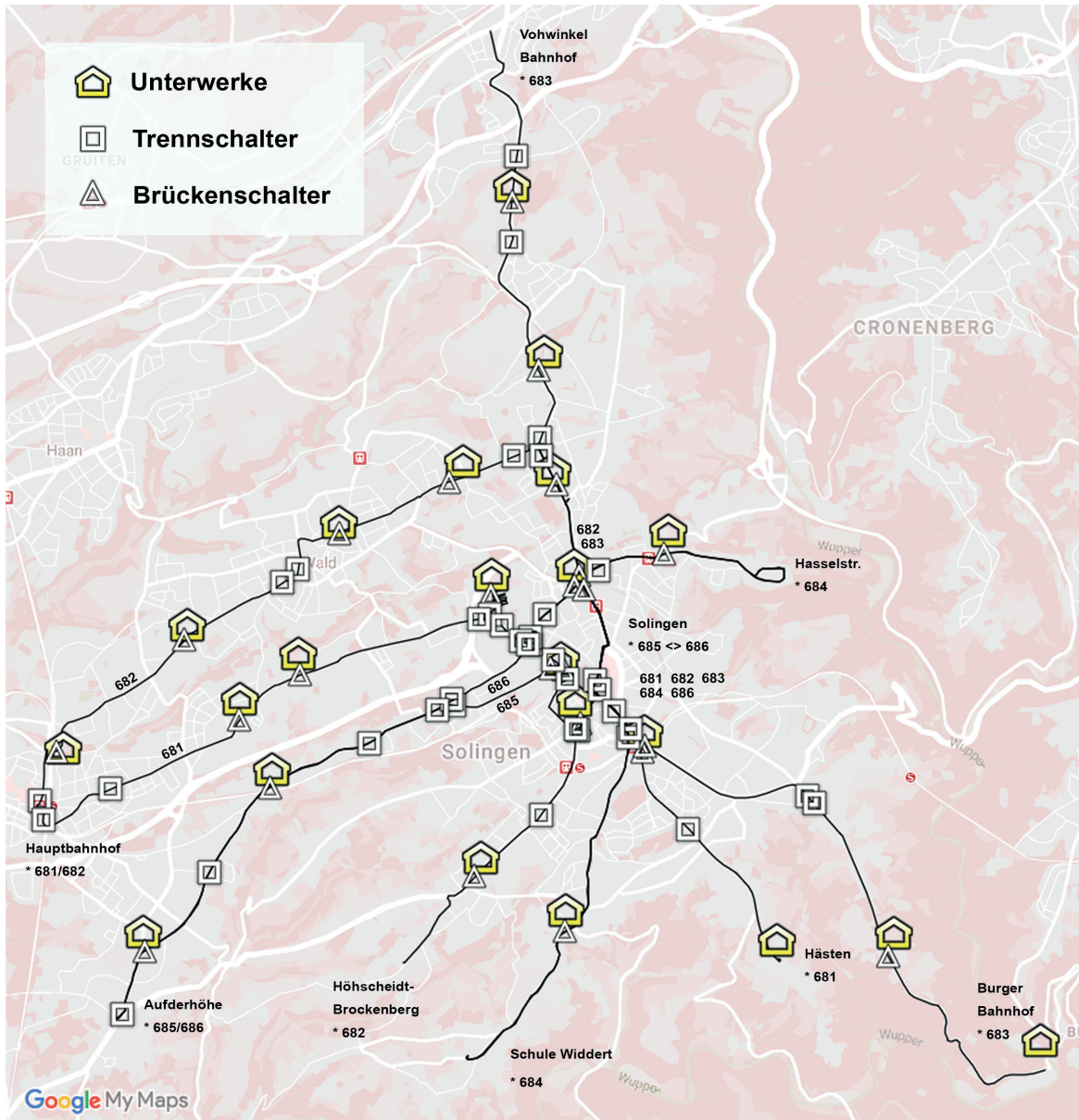
### 3.1 Fahrdraht

Der zweipolige Fahrdraht des gleichstromführenden Oberleitungsnetzes besteht aus einem Rillendraht aus reinem Kupfer bzw. verschiedenen Kupfer-Legierungen. Die erlaubten Legierungen, sowie deren Nennquerschnitte und Mindest-Bruchlasten sind durch die DIN VDE 0115-602 [121] festgelegt. In Solingen variieren die verbauten Querschnitte innerhalb des Netzes je nach Baujahr zwischen  $80 \text{ mm}^2$  und  $100 \text{ mm}^2$ . Der Nennabstand zwischen positivem und negativem Fahrdraht beträgt 600 mm. Die Oberleitung ist circa alle 25 m durch Stahlseile abgespannt. Diese sind an Masten aus Beton bzw. Stahl oder an Wandrosetten von Gebäuden befestigt. An den Stahlseilen sind über Isolatoren spezielle Halteklammern montiert, welche in die Einkerbungen des Fahrdrahts greifen und diesen so fixieren. In Ländern mit Rechtsverkehr ist der linke Draht meist der positive Pol und der rechte Draht der negative Pol. In Solingen sind die Versorgungszuleitungen sogar teilweise farblich markiert: rot für positiv und blau für negativ.

Die Mindesthöhe der Oberleitung liegt bei 4,5 m gemessen von der Fahrbahnoberkante. In Ausnahmefällen, wie beispielsweise bei Unterführungen, Hausdurchfahrten oder Tunnel, ist die vorgeschriebene Mindesthöhe bei Anbringung einer Kennzeichnung auf 4,2 m reduziert. Diese genannten Werte ergeben sich aus dem festgelegten Lichtraumprofil für den öffentlichen Straßenverkehr. Ein Lichtraumprofil definiert den von Bebauung freizuhaltenden Querschnittsbereich von Verkehrswegen. Hierbei ist immer das größtzulässige Fahrzeug einschließlich seiner Ladung und allen aus seiner Kinematik abzuleitenden Randbedingungen zu berücksichtigen [130].

### 3.2 Unterwerke

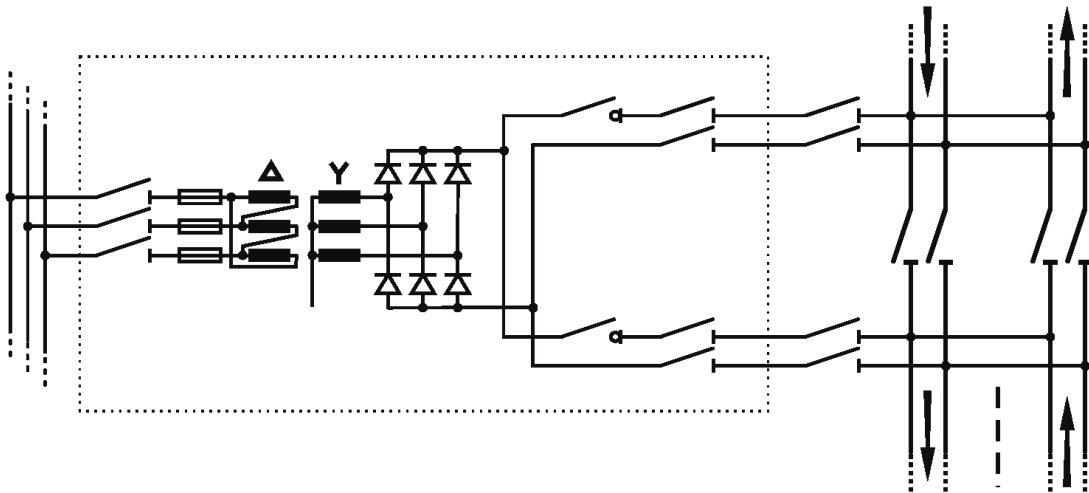
Wie aus Abbildung 3.1 ersichtlich, stehen im gesamten System gleichmäßig verteilt 22 Unterwerke zur Versorgung der Oberleitung. Die Position der Unterwerke ist auf dem Fahrdraht durch ein Schild markiert und lässt sich meist anhand der umfangreich bestückten Streckenmasten erkennen. Alle Unterwerke besitzen mindestens einen Versorgungsstrang für die Oberleitung. Einige Unterwerke nahe der Stammstrecke in der Innenstadt, auf der sich alle Linien treffen, verfügen über mehrere parallele Stränge. Jeder dieser Versorgungsstränge



**Abbildung 3.1:** Geografische Ausdehnung des Oberleitungsnetzes

verfügt über einen Mittelspannungstransformator, welcher zunächst eine Wechselspannung mit einer Nennspannung von 525 V liefert. Ein nachgeschalteter Sechs-Puls Gleichrichter erzeugt daraus eine lastabhängige Gleichspannung von ungefähr 550 V bis 750 V. Das Aufschalten der gleichgerichteten Spannung auf den Fahrdrabt erfolgt über die in Abbildung 3.2 dargestellten Abschalteinrichtungen.

Jedes Unterwerk verfügt über einen Einspeisemast mit Mastschaltern (Brückenschalter und zwei Speiseschaltern), welche sich nur händisch vor Ort bedienen lassen. Die Speiseschalter ermöglichen das Trennen des Unterwerkes vom Oberleitungsnetz. Der Brückenschalter ermöglicht die Verbindung der zwei, durch einen Streckentrenner, isolierten Streckenabschnitte, welche am Unterwerk aufeinander treffen. Ein Streckenabschnitt bezeichnet die, in



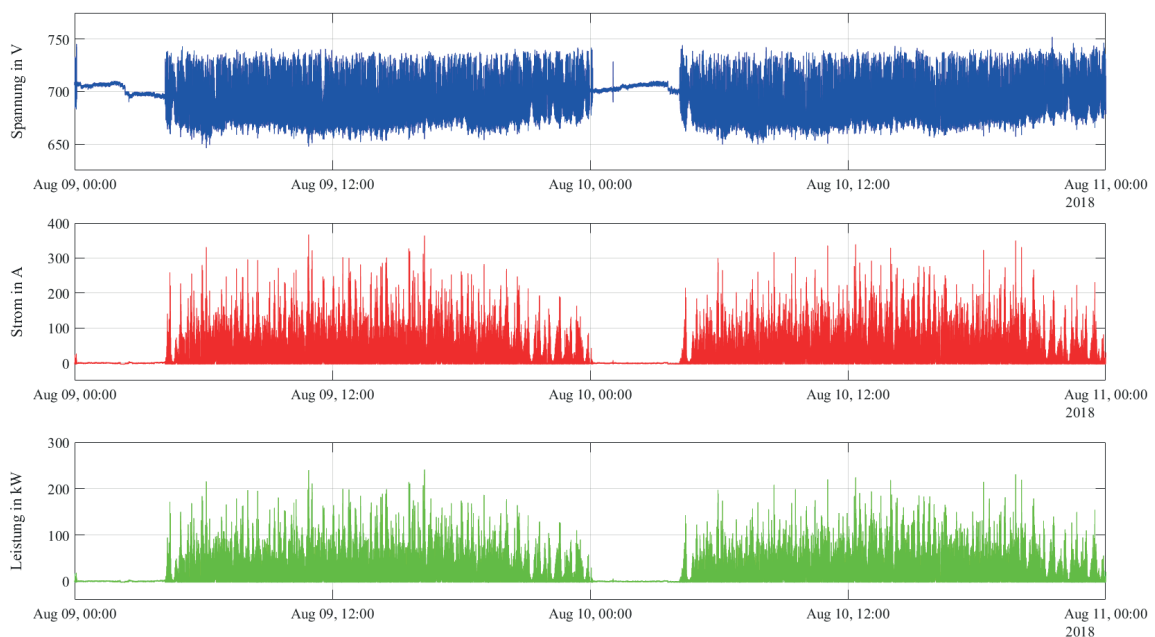
**Abbildung 3.2:** Vereinfachter Aufbau der Unterwerke

gleichmäßigen Abständen durch Kabelbrücken parallel geschalteten, Fahrdrahtpaare für beide Fahrtrichtungen, welche sich zwischen zwei Unterwerken befinden. Mastschalter können aufgrund ihrer speziellen mechanischen Konstruktion den vollen Kurzschlussstrom abschalten und den entstehenden Lichtbogen zuverlässig löschen.

Die beiden von der Oberleitung abgehenden Versorgungsleitungen für jeden Streckenabschnitt sind im Unterwerk jeweils über Trennschalter und Lasttrennschalter an die Gleichstromsammelschiene am Ausgang des Gleichrichters angeschlossen. Im geschlossenen Zustand sind die beiden Streckenabschnitte folglich über das Unterwerk verbunden. Bei geöffneten Schaltern, wie es bei Wartungsarbeiten üblich ist, lässt sich die Verbindung der beiden Streckenabschnitte über einen externen Mastschalter (Brückenschalter) wiederherstellen. Trennschalter sind motorisch betriebene Trenneinrichtungen, welche die Verbindung nur im stromlosen Zustand unterbrechen dürfen. Lasttrennschalter sind stets in der positiven Stromschiene verbaut und sind in der Lage, den Stromfluss unter Last zu schalten und Lichtbögen zu unterdrücken. Mögliche Gründe für das Auslösen der Lasttrennschalter sind Kurzschlüsse oder Trennerfahrten. Diese meinen das Überfahren eines Streckentrenners bei großem Laststrom des Busses, wobei die Fahrer grundsätzlich dazu angehalten sind, dies zu vermeiden. Aufgrund der hohen Lastströme beim Überfahren der Trennstelle können Lichtbögen auftreten, welche beim Stromabriss eine große Stromänderung hervorrufen und damit den Lasttrennschalter auslösen. Ein weiterer Trennschalter sowie ein Lasttrennschalter befinden sich in der Zuleitung des Transformators.

### 3.3 Betriebsspannung

Die zugelassenen Betriebsspannungen von O-Bus-Anlagen reguliert die DIN VDE 0115-102 [113]. Die Solinger O-Busanlage ist auf eine Nennspannung  $U_n$  von 600 V ausgelegt. Nach Norm liegt damit die niedrigste Dauerspannung  $U_{\min 1}$ , ebenso wie die niedrigste nicht permanente Spannung  $U_{\min 2}$  bei 400 V. Die höchste erlaubte Dauerspannung  $U_{\max 1}$  beträgt 720 V und die höchste nicht permanente Spannung  $U_{\max 2}$  800 V. Spannungen zwischen  $U_{\max 1}$  und  $U_{\max 2}$  dürfen nur unter nicht permanenten Bedingungen, wie Nutzbremnungen oder das Schalten von Spannungsregelsystem auftreten und dabei nicht länger als fünf Minuten anhalten. Größere Spannungen als  $U_{\max 2}$  dürfen nur im Fall von transienten Überspannungen oder Blitzeinschlägen für wenige Millisekunden auftreten (siehe Anhang A aus DIN VDE 0115-107-2 [115]).



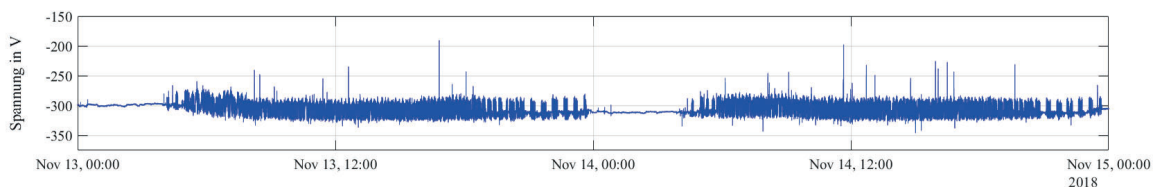
**Abbildung 3.3:** 48h-Verlauf des Betriebsverhaltens, gemessen am Unterwerk Schlagbaum

Grundsätzlich ist zu berücksichtigen, dass die Betriebsspannung Schwankungen ausgesetzt ist, welche hauptsächlich aus wechselnden Traktionslasten resultieren. Darüber hinaus ist mit einer, durch Traktions-, Hilfsbetrieblasten, Stromrichter bzw. das öffentliche Netz erzeugter, Verzerrung der Spannung zu rechnen, die sich in einem breitbandigen Störspektrum widerspiegelt. Der Informative Abschnitt der Norm gibt Auskunft über die Dauer und Wahrscheinlichkeit von Spannungseinbrüchen und -unterbrechungen. Spannungseinbrüche haben in der Regel eine Dauer von weniger als einer Sekunde und zeigen ein Absinken der Spannung auf maximal die halbe Nennspannung. Kurzzeitunterbrechungen treten pro Jahr einige dutzend bis mehrere hundert Male auf und gehen meist aus dem Abschalten und Wiedereinschalten von Streckenschaltern hervor. Dieser Vorgang dauert in ca. 70 % der Fälle weniger als zehn Sekunden. Langzeitunterbrechungen hingegen sind jährlich nur einige Male zu erwarten.

### 3.4 Erdung des Oberleitungssystems

Oberleitungssysteme für Busse fallen unter die DIN VDE 0115 Normenreihe für Bahnanwendungen. DIN VDE 0115-3 [112] unterscheidet zwischen Gleich- bzw. Wechselstromnetzen, welche mit oder ohne Erdung ausgeführt sind. Der Fokus dieser Norm liegt auf durch einen einzigen Fahrdrabt versorgte Bahnanlagen, bei denen entweder Fahrschienen oder Stromschienen den Rückstrom führen. Ein Oberleitungsbus hingegen benötigt aufgrund der isolierenden Reifen immer zwei Fahrdrähte. In der Regel verfügen Busse zwar über einen Schleifkontakt, dieser reicht für den Traktionsstrom aber aufgrund der instabilen Erdverbindung und des häufig hohen Widerstandes nicht aus und dient nur der Erdung der Fahrgastzelle.

In den meisten installierten Oberleitungssystemen für Busse ist einer der beiden Fahrdrähte dauerhaft geerdet. Das Solinger Oberleitungsnetz hingegen stellt ein in Bezug auf das Potential schwebendes System dar, welches nur durch parasitäre Elemente einen bestimmten Wert gegen Erde annimmt. Dieser entspricht, wie in Abbildung 3.4 zu sehen, grundsätzlich der halben Betriebsspannung, kann jedoch vereinzelt für kurze Zeit verschoben sein. Nicht geerdete Anlagen haben grundsätzlich eine höhere Betriebssicherheit und Zuverlässigkeit, weil von einzelnen Erdschlüssen keine Gefahr für den Menschen ausgeht und sie den Busbetrieb nicht beeinflussen. Allerdings erfordern nicht geerdete Anlagen nach Norm eine für das Gesamtsystem aufwendige und teure Isolationsüberwachung zwischen den beiden Fahrdrähten und Erde. Darüber hinaus ist eine bipolare Freischaltung der Fahrdrähte einzelner Speiseabschnitte gefordert, wodurch sich Aufwand und Kosten für Trenneinrichtungen verdoppeln.



**Abbildung 3.4:** 48h-Verlauf der negativen Fahrdrabtspannung gegen Erdpotential, gemessen am Unterwerk Schlagbaum

### 3.5 Mögliche Betriebsfehler des Oberleitungssystems

Das Solinger Oberleitungssystem stellt eine über große Distanzen ausgedehnte Infrastruktur dar, welche nicht zuletzt aufgrund der freien Zugänglichkeit diverse Betriebsfehler ermöglicht. Nachfolgend sind die am häufigsten dokumentierten Betriebsfehler des Oberleitungssystems beschrieben und mögliche Ursachen diskutiert. Die Reihenfolge der Betriebsfehler ist nach absteigender Auftrittswahrscheinlichkeit sortiert.

### 3.5.1 Erdschluss

Beim Erdschluss handelt es sich um eine niederimpedante Verbindung zwischen einem der beiden stromführenden Fahrdrähte und dem Erdpotential. Erdschlüsse können direkt an der Oberleitung oder innerhalb der Unterwerke auftreten. Das Solinger Oberleitungsnetz stellt, wie in Abschnitt 3.4 beschrieben, ein ungeerdetes System dar. Ein einpoliger Erdschluss ist folglich stets unkritisch, weil ein Fehlerstromkreis erst mit dem zweiten Fehler auf dem Leiter mit gegensätzlicher Polarität zustande kommt.

In der Praxis treten einpolige Erdschlüsse, insbesondere bei ungünstigen Witterungsverhältnissen, regelmäßig auf. So verringert sich im Solinger Oberleitungsnetz der grundsätzlich hohe Isolationswiderstand gegenüber Erde bei starkem Niederschlag um mehrere Zehnerpotenzen. Die Folge sind große Ableitströme und ein regelmäßiges Ansprechen der Isolationsüberwachung. Erdschlussfehler innerhalb der Unterwerke sind grundsätzlich möglich, treten jedoch sehr selten auf.

### 3.5.2 Überspannung

Eine Überspannung liegt vor, wenn die Oberleitungsspannung die nach Norm zulässige höchste nicht permanente Spannung übersteigt (siehe 3.3). Mögliche Ursachen sind Schaltüberspannungen durch das Abschalten von großen Strömen in induktiven Schaltkreisen (SEMP - switching electromagnetic pulse) sowie direkte, nahe oder ferne Blitzeinschläge (LEMP - lightning electromagnetic pulse). Ersteres tritt häufig durch den abreißen Kontakt zwischen Fahrdraht und Stromabnehmer des Busses oder durch ein Auslösen der Lasttrennschalter im Unterwerk auf und erzeugt in der Regel eine Überspannung zwischen den beiden stromführenden Leitern. Blitzeinschläge hingegen erzeugen, bei nicht geerdeten Anlagen, aufgrund der geringen Distanz zwischen den beiden Fahrdrähten und den in der Regel auftretenden Überschlüssen eine symmetrische Überspannung gegenüber Erde.

Zur Reduktion der beschriebenen Überspannungen sind im Oberleitungsnetz in regelmäßigen Abständen zwischen beiden Fahrdrähten und jeweils gegen Erde Metalloxid-Varistoren (MOV) als Überspannungsableiter verbaut. Varistoren können, aufgrund ihres spannungsabhängigen Widerstandes, auftretende Überspannungen effektiv ohne Funkenstrecke reduzieren und gleichzeitig auch den Folgestrom begrenzen. Die im Oberleitungsnetz verbauten Zinkoxid-Varistoren vom Typ PSP 1/10/III von ACER VOLTAGE s.r.o. sind gegenüber Alternativen aus Siliziumkarbid deutlich schneller und somit effektiver in der Absorption transienter Überspannungen, welche durch den Oberleitungsbusbetrieb regelmäßig auftreten. Die Anforderungen an Überspannungsableiter und deren Verteilung im Versorgungsnetz ist der DIN VDE 0115-526 Teil 1 bis 3 [118] [119] [120] zu entnehmen.

### **3.5.3 Kurzschluss**

Ein Kurzschluss ist eine niederimpedante Verbindung zwischen den beiden stromführenden Fahrdrähten. Dieser Fehler kann direkt an der Oberleitung, innerhalb der Unterwerke, auf den Bussen oder in sonstiger angeschlossenen Leistungselektronik auftreten. In der Realität tritt dieser Fehler sehr selten auf, kann jedoch vielfältige Ursachen haben. Einige Beispiele dafür sind umgestürzte Bäume, Bauarbeiten nahe der Oberleitung, beschädigte Isolationen oder defekte Halbleiter. Im Falle eines Kurzschlusses schalten die Lasttrennschalter den entsprechenden Speiseabschnitt spannungsfrei.

# Kapitel 4

## Charakteristik eines photovoltaischen Systems

Ein photovoltaisches System (PV-System) bezeichnet nach DIN VDE 0126-7 [123] eine „Baugruppe von Komponenten, die elektrische Energie durch Umwandlung von Solarenergie erzeugen und liefern“. Komponenten sind in diesem Fall sowohl elektrischer als auch mechanischer Art, wie beispielsweise: PV-Module, PV-Paneele, Stromrichter, Schutzeinrichtungen, Freischalter, Leitungen, Stützkonstruktionen, Fundamente, etc.

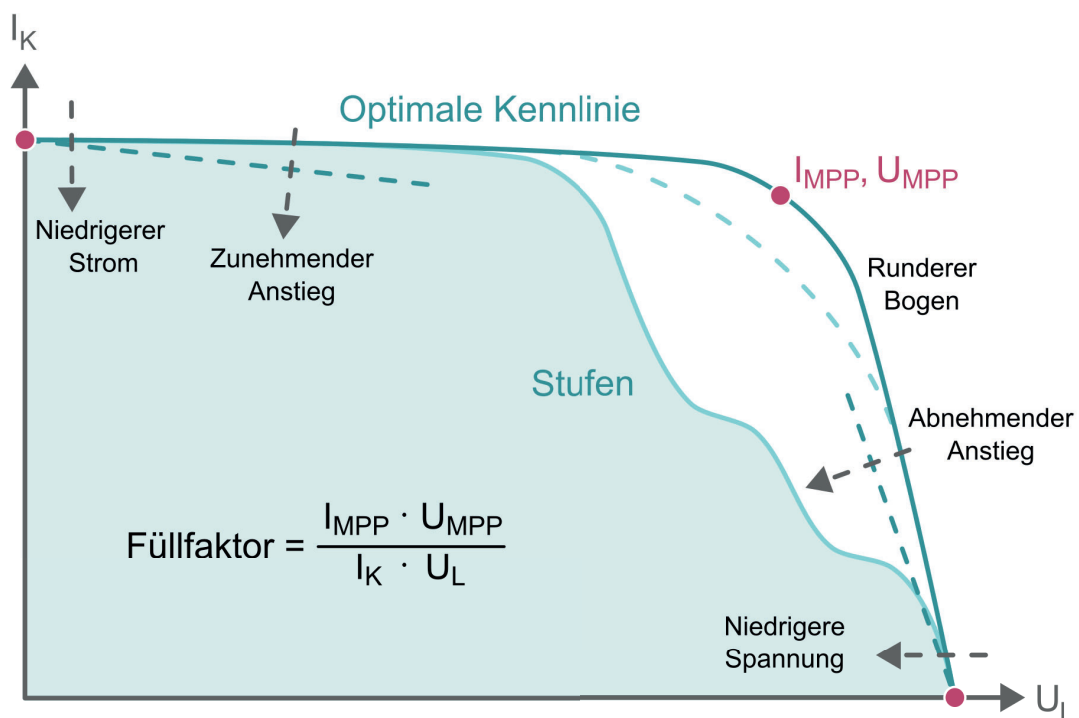
Das Adjektiv „photovoltaisch“ bezieht sich auf den photovoltaischen Effekt, welcher das Verhalten einer Übergangsschicht aus P-Halbleiter und N-Halbleiter unter Einfluss von Photonenbestrahlung bezeichnet. Die einfallenden Photonen erhöhen die Energie der im Valenzband befindlichen Elektronen und ermöglichen somit deren Übergang in das Leitungsband. Die infolgedessen frei beweglichen Elektronen erfahren aufgrund des elektrischen Feldes der Übergangsschicht eine Beschleunigung, die eine Ladungstrennung respektive elektrische Spannung erzeugt. Der für diesen Effekt notwendige Energiebetrag ist abhängig von den jeweiligen Dotierungen. Eine umfangreiche Beschreibung des photovoltaischen Effektes ist in diverser Sekundärliteratur ([12], [13], [123]) zu finden.

Dieses Kapitel gibt einen Überblick über die für die geplante Entwicklung des Gleichspannungswandlers relevanten Aspekte eines PV-Systems. Es beschreibt die resultierende Kennlinie von in Reihe geschalteten PV-Modulen und erläutert die Ursachen möglicher Abweichungen. Anschließend diskutiert es mögliche Betriebsfehler sowie erlaubte Konfigurationen der Erdung und den damit verbundenen Effekt der potentialinduzierten Degradation.

### 4.1 Diskussion der Kennlinie eines PV-Arrays

Die Kennlinie eines PV-Arrays mit homogener Einstrahlung besteht grundsätzlich aus drei Bereichen. Ausgehend vom Kurzschlussstrom  $I_K$  fällt der Strom mit zunehmender Spannung zunächst leicht ab. Bei etwa 70 bis 90 % der Leerlaufspannung  $U_L$  weist die Kennlinie eine Krümmung auf. In diesem Bereich befindet sich der Betriebspunkt, an dem das PV-Array

die maximale Leistung liefert. Dieser Punkt wird als Maximum Power Point (MPP) bezeichnet und durch den Strom  $I_{MPP}$  sowie die Spannung  $U_{MPP}$  beschrieben. An die Krümmung angeschlossen fällt der Strom mit steigender Spannung steil ab, bis er bei Leerlaufspannung den Minimalwert erreicht. Der Wert der Leerlaufspannung steigt mit zunehmender Einstrahlungsstärke bzw. sinkender Temperatur und kann von dem im Moduldatenblatt spezifiziertem Wert abweichen. Die Form der Krümmung ist von der verwendeten Zelltechnologie und Fertigungstechnik abhängig. Kristalline Siliziumzellen zeigen im Vergleich zu Dünnschichtmodulen beispielsweise eine deutlich schärfere Krümmung. Insgesamt ist die Kennlinie von diversen Faktoren, wie Abschattung, Verschmutzung, Bestrahlungsstärke, Temperatur, etc. abhängig. Abbildung 4.1 zeigt basierend auf der DIN VDE 0126-23-1 [128] eine ideale Kennlinie mit homogener Einstrahlung und mögliche Abweichungen, welche nachfolgend erläutert sind.



**Abbildung 4.1:** Strom-Spannungs-Kennlinie eines PV-Arrays mit möglichen Variationen (Eigene Darstellung, basierend auf [128])

Die in der Strom-Spannungs-Kennlinie dargestellten und nachfolgend erläuterten Variationen beziehen sich auf eine Abweichung zwischen den theoretischen, aus den Moduldatenblättern entnommenen, und den bei der Prüfung des zugehörigen PV-Arrays gemessenen Werten. Neben den beschriebenen Gründen können Abweichungen immer auch aus falschen Parametern der Leistungselektronik oder Messfehlern bzw. anderen Messbedingungen resultieren.

### 4.1.1 Variation 1 - Stufen oder Abfälle

Ausgebildete Stufen oder Abfälle in der Strom-Spannungs-Kennlinie weisen auf eine partielle Verschattung, Verschmutzung bzw. Abdeckung des PV-Arrays hin. Die betroffenen Module liefern keine Spannung und können nur noch einen verringerten Strom leiten. Der in diesem Fall hohe Innenwiderstand der Module hat zur Folge, dass die internen antiparallelen Bypass-Dioden den Stromfluss übernehmen und die Module vor Überhitzung und Defekten schützen. Das Überbrücken eines Moduls ist mit einer geringeren Leistungsabgabe des PV-Arrays verbunden. Ähnliche Effekte können durch beschädigte Module oder kurzgeschlossene Bypass-Dioden auftreten.

### 4.1.2 Variation 2 - Niedrigerer Strom

Ein niedrigerer Strom des PV-Arrays resultiert hauptsächlich durch eine gleichmäßige Verschmutzung bzw. Verschattung, welche die Einstrahlung homogen reduziert und so den möglichen Gesamtstrom verringert.

### 4.1.3 Variation 3 - Niedrigere Spannung

Mögliche Ursachen für eine niedrigere Spannung sind leitende bzw. kurzgeschlossene Bypass-Dioden, eine erhebliche gleichmäßige Abschattung ganzer Module sowie die potentialinduzierte Degradation (siehe Abschnitt 4.3). Grundsätzlich ist die Spannung stark temperaturabhängig, so dass Abweichungen in beide Richtungen auftreten können. Erhebliche Abweichungen einzelner Stränge basieren meist auf Problemen mit den internen Bypass-Dioden.

### 4.1.4 Variation 4 - Rundere Krümmung

Die Ausprägung der Krümmung der Kennlinie kann sich mit zunehmendem Alter der PV-Module verändern. Ein optisch ähnlicher Effekt kann allerdings auch auftreten, wenn sich die Steigungen der beiden anderen Abschnitte aufgrund von Fehlern verändern. Dies ist stets zusätzlich zu überprüfen.

### 4.1.5 Variation 5 - Flacherer Anstieg im senkrechten Abschnitt

Die Steigung im senkrechten Abschnitt zwischen  $U_{MPP}$  und  $U_L$  zeigt eine Abhängigkeit vom Reihenwiderstand des PV-Arrays. Ein höherer Widerstand sorgt hierbei für einen flacheren Kennlinienabfall. Dieser kann durch Schäden an der PV-Verkabelung oder unterdimensionierten Kabeln auftreten. Auch Fehler an Verbindungen zwischen PV-Modulen bzw. ein erhöhter interner Modul-Reihenwiderstand kann die Ursache sein. Erhöhte Modul-

Reihenwiderstände treten durch hochohmige Kurzschlüsse am Modul bzw. Anschlusskasten, Produktionsfehler oder Korrosion auf.

#### 4.1.6 Variation 6 - Steilerer Anstieg im waagerechten Abschnitt

Die Steigung im waagerechten Abschnitt zwischen  $I_K$  und  $I_{MPP}$  kann sich durch parallele Strompfade im PV-Modul oder durch kegelförmigen Verschmutzung verändern. Die aufgrund von punktuellen Fehlern in den PV-Zellen entstehenden parallelen Strompfade können zu gefährlichen Überhitzung führen. Kleine Stufen und Abfälle im waagerechten Abschnitt können durch unterschiedliche Kurzschlussströme der einzelnen PV-Module im PV-Array entstehen. Ein deutlich ausgeprägter stufenartiger Verlauf deutet auf eine großflächige Abschattung des PV-Arrays hin. In vereinzelt Fällen können ähnliche Effekte auch durch geringen Schattenwurf oder Schrägschattenmuster auf einige Module auftreten.

## 4.2 Erdung eines PV-Arrays

Der Begriff „Erdung“ beschreibt die Erzeugung einer niederohmigen und niederinduktiven Verbindung zwischen einem Betriebsmittel und dem elektrischen Potential des Erdbodens. Diese Verbindung kann als Schutzerdung, Blitzschutzerdung oder Funktionserdung gefordert sein. Die Schutzerdung erfüllt nach DIN VDE 0100-540 [102] den Zweck Menschen und Tiere vor einem elektrischen Schlag zu schützen. Darüber hinaus stellt die Blitzschutzerdung eine zusätzliche Brandschutzmaßnahme dar, indem sie das sichere Ableiten eines Blitzstromes beim Einschlag in leitende Teile der Anlage ermöglicht. Die Funktionserdung ist nach DIN VDE 0100-200 [98] eine Erdung, die aus anderen Zwecken, als der elektrischen Sicherheit Verwendung findet. [16]

Als Teil der Gebäudeinstallation (für freistehende Systeme gelten andere Bestimmungen) müssen nach geltender Norm alle metallenen Anlagenteile über einen Schutzpotentialausgleichsleiter bzw. Schutzleiter an die Haupterdungsschiene des Gebäudes angeschlossen sein, wobei nicht verbundene Einzelteile der Anlage durch einen örtlichen konstruktiven Potentialausgleich zu verbinden sind. Als metallene Anlagenteile gelten alle Tragkonstruktionen, Kabeltrassen, Leitungsschutzrohre oder Stromrichtergehäuse, allerdings keine Modulrahmen, da die Module Geräte der Schutzklasse II darstellen und folglich keinen Schutzleiter benötigen. Der geforderte Querschnitt und die farbliche Kennzeichnung sind in DIN VDE 0100-410 [99] bzw. DIN VDE 0100-510 [100] festgelegt. Allgemein soll die Schutzerdung im Fehlerfall das Auftreten von hohen Berührungsspannungen an elektrisch leitfähigen Komponenten verhindern. Beispielhafte Fehlerfälle sind mangelhafte Kabelisolationen, leitfähige Verbindungen durch Feuchtigkeit oder ähnliche Schäden.

Die notwendigen Blitzschutzmaßnahmen sind in der DIN VDE 0185-305-3 [108] definiert und schreiben neben der Erdung der metallenen Anlagenteile zusätzlich die Erdung der Rahmen der PV-Module vor. In der Praxis sind die Modulrahmen häufig nur hochohmig über die eloxierte Aluminiumoberfläche und die verwendeten Halteklammern geerdet. Eine explizite Erdung findet nur dort Verwendung, wo aufgrund der Umrichtercharakteristik die

kapazitiven Ableitströme so groß sind, dass die Gefahr eines elektrischen Schlages besteht. Neben den Maßnahmen für direkte Blitzeinschläge liefert die Norm auch Empfehlungen bezüglich der möglichen Probleme durch entfernte Blitzeinschläge. Zur Reduktion von induzierten Spannungen in Leitungen und Anlagenteilen sollten Leiterschleifen möglichst klein ausfallen. Das bedeutet, dass Potentialausgleichsleiter möglichst parallel und in engem Kontakt zu sämtlichen Gleich- und Wechselstromkabeln zu verlegen sind.

Die Funktionserdung beschreibt in DIN VDE 0100-200 [98] die Erdung, die als funktioneller Teil der Anlage für den regulären Betrieb notwendig ist. Mögliche Gründe für eine Funktionserdung sind das sichere Ableiten von Störströmen, die Verminderung von Störeinkopplungen in elektrische Anlagenteile oder die Vermeidung von potentialinduzierter Degradation (PID). Die einseitige Erdung des PV-Generators fällt ebenfalls unter den Begriff der Funktionserdung und spielt insbesondere unter Berücksichtigung der PID eine große Rolle (siehe 4.3).

Im Allgemeinen lässt sich der Anschluss des PV-Generators als nicht geerdetes oder geerdetes System ausführen. Die beiden stromführenden Leiter des PV-Generators in einem nicht geerdeten System sind nur kapazitiv mit dem Erdpotential verbunden und können dadurch theoretisch jedes beliebige Potential gegen Erde annehmen. Durch Erdung einer der beiden PV-Generator Anschlüsse lässt sich das nicht geerdete System in ein geerdetes System überführen. Diese Wahlfreiheit besteht nur mit galvanisch getrennten Stromrichtern. Bei Verwendung von transformatorlosen Stromrichtern besteht durch die galvanische Verbindung zwischen Gleich- und Wechselstromnetz bauartbedingt ein definiertes Potential gegen Erde, welches sich im Mittel auf die Hälfte der Spannung des PV-Generators einstellt. Eine Erdung einer der beiden stromführenden Leiter führt daher stets zu einem Kurzschluss der Ausgangsstufe des Stromrichters und ist daher nicht möglich. In der Praxis liegt diese Konfiguration aufgrund der modernen transformatorlosen Stromrichter am häufigsten vor.

### 4.3 Potentialinduzierte Degradation

Die potentialinduzierte Degradation (PID) bezeichnet einen Effekt, welcher PV-Module durch Leckströme vom Modulrahmen in die PV-Zelle teilweise irreversibel beschädigt und damit eine deutliche Reduktion der Leistungsfähigkeit verursacht. Die Ausprägung der Leckströme ist abhängig von der anliegenden Spannung zwischen PV-Modul und dem aus Sicherheitsgründen geerdeten Aluminiumrahmen, der verwendeten Zelltechnologie, der Betriebstemperatur sowie dem verwendeten Isolationsmaterial. Für Zellen mit p-dotiertem Basismaterial entstehen die kritischen Leckströme durch eine positive Spannung und für die verbreiteteren PV-Zellen mit n-dotiertem Basismaterial durch eine negative Spannung. Die Hauptfolgen kontinuierlicher Leckströme sind die begünstigte Einlagerung von Ionen in das Siliziumkristallgitter und die damit verbundene Erzeugung lokaler Kurzschlüsse sowie die zunehmende Ausbreitung von elektrischen Feldern, welche das wirksame Feld der Raumladungszone schwächen. Beides sorgt für eine Minderung der effektiven Spannung des PV-Moduls und damit einer Reduktion der maximalen Leistungsfähigkeit [17].

## 4.4 Mögliche Betriebsfehler eines PV-Systems

Ein PV-System stellt eine komplexe Installation dar, welche viele verschiedene Installations- und Betriebsfehler ermöglicht. Besonders kritisch ist hierbei die ständig variierende Leistungsabgabe, welche das sichere Detektieren von Fehlerströmen und die Definition angemessener Grenzwerte häufig erschwert. Zusätzlich besteht die Gefahr, dass elektrisch verbundene Versorgungsnetze, Energiespeicher oder Generatoren die Fehlerströme verstärken. Im nachfolgenden sind die häufigsten Betriebsfehler von PV-Systemen beschrieben und mögliche Ursachen diskutiert. [14] [15]

### 4.4.1 Leckstrom

Ein Leckstrom ist ein von der PV-Zelle über den Rahmen oder die Oberfläche abfließender Strom, welcher nicht zur Energieerzeugung beiträgt. Mögliche Ursachen für Leckströme sind Schäden bzw. Alterungseffekte an PV-Modulen, Isolationsmaterialien oder Dichtungen. Eine zunehmende Umgebungsfeuchtigkeit begünstigt die Ausbreitung von Leckströmen. Insbesondere durch Regen bzw. Kondenswasser erhöhte Feuchtigkeit in Anschlussdosen stellt eine häufige Quelle dar. Die Fehlerströme sind meist lokal begrenzt und zeigen in Bezug auf die Amplitude eine Abhängigkeit von der Einstrahlungsstärke. Kontinuierliche Leckströme können den ursprünglichen Defekt verstärken und sich zu einem niederohmigen Erdschluss oder Kurzschluss entwickeln. Neben einer erhöhten Gefahr für Brände und elektrische Schläge stellen Leckströme die Ursache für den in Abschnitt 4.3 beschriebenen Effekt der potentialinduzierten Degradation dar.

### 4.4.2 Erdschluss

Ein Erdschluss beschreibt eine niederimpedante Verbindung zwischen einem stromführenden Leiter und dem Erdpotential. Dieser Fehler kann direkt am PV-Array, an den angeschlossenen Schaltkreisen oder in der Leistungselektronik auftreten. Zur Vermeidung von zusätzlichen Kreisströmen über das Erdungssystem ist eine sternförmige Erdung sinnvoll. Für die Betrachtung von Erdschlüssen ist grundsätzlich zwischen nicht geerdeten und geerdeten Systemen zu unterscheiden (siehe Abschnitt 4.2). Für ein ungeerdetes System kann der erste Erdschluss je nach Wechselrichter unkritisch sein, weil ein Fehlerstromkreis erst mit einem zweiten Fehler auf dem Leiter gegensätzlicher Polarität zustande kommt. In einem geerdetem System hingegen sorgt bereits der erste Erdschlussfehler für einen Fehlerstromkreis.

### 4.4.3 Kurzschluss

Ein Kurzschluss stellt eine niederimpedante Verbindung zwischen zwei stromführenden Leitern mit unterschiedlichem Potential dar. Dieser Fehler kann direkt am PV-Array, an den angeschlossenen Schaltkreisen oder in der Leistungselektronik auftreten. Dieser Fehler ist

insbesondere bei Installationen mit vielen parallelen PV-Arrays oder integrierten Speichersystemen gefährlich, da dies aufgrund fehlender bzw. defekter Sperrdioden zu einem kritisch hohen Kurzschlussstrom führen kann.

#### 4.4.4 Überspannung

Eine Überspannung liegt vor, wenn die Spannung an den Anschlüssen des PV-Generators die maximal zulässige Systemspannung der angeschlossenen Leistungselektronik übersteigt. Bei einer korrekt ausgelegten PV-Anlage treten diese Überspannungen ausschließlich in Folge von Blitzeinschlägen auf. Neben dem direkten Einschlag können auch nahe bzw. ferne Blitzeinschläge und daraus resultierende induzierte Spannungen Probleme hervorrufen. Grundsätzlich sind PV-Arrays in Hinblick auf Blitzeinschläge besonders gefährdet, weil sie meist große freistehende oder kleine, jedoch hoch gelegene Flächen darstellen. Mangelhafter Blitzschutz erhöht folglich die Gefahr für Schäden an elektrischen Anlagenteilen und das Auftreten von Bränden bei direkten Einschlägen. Die notwendigen Maßnahmen für den Blitzschutz definiert die DIN VDE 0185-305 in den Teilen 1 bis 4 [106] [107] [108] [109] für die Allgemeinen Grundsätze, das Risiko-Management, den Schutz von baulichen Anlagen und Personen, sowie elektrische und elektronische Systeme in baulichen Anlagen.

#### 4.4.5 Lichtbogen

Ein Lichtbogen stellt einen, bei ausreichend hoher elektrischer Potentialdifferenz auftretenden, Spannungsdurchschlag durch ein gasförmiges Medium dar. Der resultierende Stromfluss erzeugt ein Plasma mit freien Ladungsträgern, so dass sich die Leitfähigkeit des gasförmigen Mediums drastisch erhöht und der Stromfluss aufrecht erhalten bleibt. In Abhängigkeit des Mediums erzeugt dieser Effekt neben hochfrequenten Wellen auch infrarote, sichtbare und ultraviolette Strahlung. Innerhalb eines PV-Systems können serielle oder parallele Lichtbögen auftreten. Ursachen für serielle Lichtbögen sind unter anderem defekte Lötstellen, korrodierte Verbindungselemente oder lockere Schraubverbindungen. Parallele Lichtbögen treten sowohl zwischen den stromführenden Leitern, als auch zwischen Leiter und Erde auf und entstehen beispielsweise durch Alterungseffekte oder mechanische Beschädigungen an Leitungsisolationen. Im Gegensatz zu Wechselstromsystemen findet in Gleichstromsystemen keine automatische Löschung des Lichtbogens statt.

Lichtbögen sind stets als Brandgefahr zu sehen, weshalb ein frühzeitiges Erkennen wünschenswert ist. Entsprechende Schutzeinrichtungen messen den Spannungs- und Stromverlauf über die Zeit und trennen das PV-Array im Fehlerfall von der Leistungselektronik. Bewertungskriterien sind die durch Lichtbögen überlagerten hochfrequenten Ströme oder die bei parallelen Lichtbögen abfallende Spannung und die Differenz zwischen Hin- und Rückstrom. Grundsätzlich ist zu beachten, dass das Trennen des PV-Arrays nur serielle Lichtbögen löscht und aufgrund der bei Lastabfall steigenden Spannung parallele Lichtbögen verstärkt. Letztere lassen sich nur durch das Kurzschließen der Generatorspannung löschen, was jedoch in großen PV-Systemen mit mehreren parallelen PV-Arrays zu kritisch hohen Kurzschlussströmen führt.

# Kapitel 5

## Charakteristik der verwendeten Batteriespeicher

Die in diesem Projekt verwendeten wiederaufladbaren Batteriespeicher basieren auf einer Reihen- und Parallelschaltung vieler einzelner Lithium-Ionen-Zellen, deren Aufbau schematisch in Abbildung 5.1 dargestellt ist. Die einzelne Lithium-Ionen-Zelle besteht aus zwei Elektroden mit einer dazwischenliegenden Membran (Separator), welche die galvanische Trennung der positiven und negativen Elektrode gewährleistet. Diese bestehen aus einem Kollektor zur Anbindung des externen Stromkreises und einem Aktivmaterial zum Einlagern von Lithium-Ionen ( $\text{Li}^+$ ). Das freie Volumen in der Zelle ist mit einem Elektrolyt gefüllt. Nachfolgend werden grundlegend zunächst die Bestandteile und anschließend die Funktionsweise der elektrochemischen Energieumwandlung beim Lade- und Entladevorgang der Zelle erläutert.

### 5.1 Aufbau und Funktion einer Lithium-Ionen-Zelle

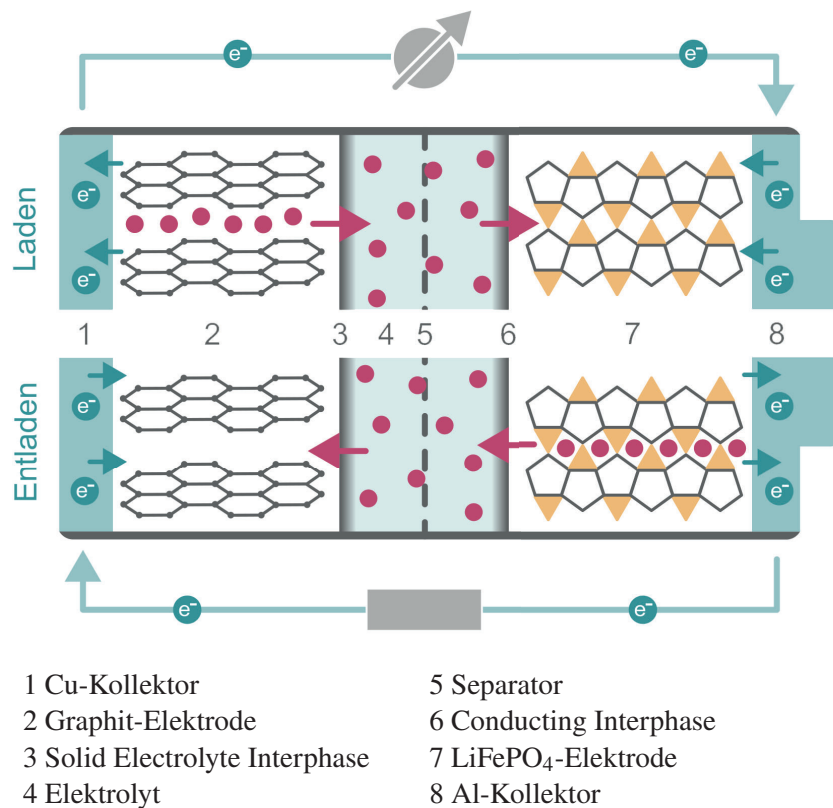
Die beiden Anschlüsse der Lithium-Ionen-Zelle bildet ein Folienkollektor aus Kupfer an der negativen und einer aus Aluminium an der positiven Elektrode. Auf dieser Folie ist an beiden Elektroden ein Schichtmaterial aufgebracht, welches Lithium-Ionen durch Aufnahme eines Elektrons einlagern (Reduktion) und durch Abgabe eines Elektrons (Oxidation) freigeben kann. Die Qualität dieser beiden Reaktionen ist von der Lithium-Ionen-Leitfähigkeit im Kristallgitter und damit von der chemischen Struktur abhängig. Die chemischen Verbindungen lassen sich hierbei in Olivine, Schichtoxide und Spinelle aufteilen. Olivine, wie Lithium-Eisen-Phosphat<sup>1</sup> ermöglichen eine eindimensionale Lithium-Ionen-Leitung. Schichtoxide, wie Lithium-Cobalt-Oxid<sup>2</sup>, Lithium-Nickel-Mangan-Kobalt-Oxid<sup>3</sup>, Lithium-Nickel-Kobalt-Aluminium-Oxid<sup>4</sup> oder die Kohlenstoffverbindung Graphit ermög-

<sup>1</sup> $\text{LiFePO}_4$

<sup>2</sup> $\text{LiCoO}_2$

<sup>3</sup> $\text{LiNi}_{0,33}\text{Mn}_{0,33}\text{Co}_{0,33}\text{O}_2$

<sup>4</sup> $\text{LiNi}_{0,80}\text{Co}_{0,15}\text{Al}_{0,05}\text{O}_2$



**Abbildung 5.1:** Aufbau einer Batteriezelle aus Lithium-Eisen-Phosphat und Graphit (Eigene Darstellung, basierend auf [19])

lichen eine zweidimensionale Lithium-Ionen-Leitung. Spinelle, wie Lithium-Mangan-Oxid<sup>5</sup> oder Lithium-Titan-Oxid<sup>6</sup> ermöglichen eine dreidimensionale Lithium-Ionen-Leitung. Neben diesen industriell gängigen Materialien sind viele weitere denkbar und Bestandteil der aktuellen Forschung. Die Zuordnung dieser Materialien zur negativen bzw. positiven Elektrode basiert auf der Elektrochemischen Spannungsreihe. Materialien mit niedrigem Potential eignen sich für die negative und Materialien mit hohem Potential für die positive Elektrode. Die resultierende Potentialdifferenz der beiden Materialien ergibt die theoretische Leerlaufspannung der Lithium-Ionen-Zelle. Darüber hinaus bestimmt die Wahl des Materials unter anderem die Energiedichte, Leistungsdichte, Lebensdauer und Sicherheit einer Lithium-Ionen-Zelle.

Der Separator muss die beiden Elektroden räumlich voneinander abgrenzen und, bei gleichzeitig möglichst hoher Durchlässigkeit für Lithium-Ionen, für deren galvanische Trennung zur Vermeidung von Kurzschlüssen sorgen. Diese sicherheitskritische Funktionalität stellt hohe Anforderungen an das verwendete Material. So muss beispielsweise eine hohe mechanische Festigkeit bzw. Durchstoßfestigkeit und Dimensionsstabilität auch über viele Temperaturzyklen gegeben sein. Darüber hinaus muss es eine hohe chemische Stabilität

<sup>5</sup>LiMn<sub>2</sub>O<sub>4</sub>

<sup>6</sup>Li<sub>4</sub>Ti<sub>5</sub>O<sub>12</sub>

gegenüber dem Elektrolyt aufweisen und diesen gleichzeitig für eine hohe Lithium-Ionen-Durchlässigkeit sehr gut aufnehmen können. Das Material muss eine hohe und insbesondere homogene Porosität bei jedoch definierter maximaler Porengröße aufweisen, weil sonst Kurzschlüsse der Elektroden-Materialien möglich sind. Viele weitere Anforderungen, wie nicht zuletzt die industrielle Verarbeitbarkeit, erschweren die Materialauswahl.

Der Elektrolyt ermöglicht den Lithium-Ionen-Transport zwischen den beiden Elektroden durch den Separator und sollte dementsprechend über viele Zyklen bei einem weiten Betriebstemperaturbereich eine hohe Lithium-Ionen-Leitfähigkeit aufweisen. Darüber hinaus ist nicht nur die Kompatibilität mit den übrigen Materialien der Lithium-Ionen-Zelle, sondern sind auch weitere Themen, wie beispielsweise die Sicherheit und Umweltverträglichkeit, relevant. Die am häufigsten industriell verwendete Form ist ein flüssiger Elektrolyt, welcher grundsätzlich aus den drei Komponenten Lösungsmittel, Leitsalz und Additiven besteht. Die Kombination aus Lösungsmittel und Leitsalz muss eine hohe Löslichkeit bei hoher Konzentration und niedriger Viskosität aufweisen. Dabei muss der Wassergehalt sehr gering sein, weil ansonsten ungewünschte und schädliche Nebenreaktionen ablaufen. Die hinzugefügten Additive können durch die Bildung von Schutzschichten wie der Solid Electrolyte Interphase (SEI) Schicht an der negativen bzw. der Conducting Interphase Schicht an der positiven Elektrode zur höheren Lebensdauer der Lithium-Ionen-Zelle beitragen. Neben flüssigen Elektrolyten existieren Polymer-Elektrolyten mit geringerer Leitfähigkeit und Feststoff-Elektrolyten auf Basis von keramischen Verbindungen. Diese ermöglichen in der Theorie höhere Energiedichten und eine erhöhte Sicherheit, weisen jedoch bei realen Betriebstemperaturen eine zu geringe Ionenleitfähigkeit und damit nicht ausreichende Leistungsdichte für kommerzielle Anwendungen auf.

Der Lade- und Entladevorgang der Lithium-Ionen-Zelle basiert auf einer Verlagerung der Lithium-Ionen zwischen den beiden Elektroden-Materialien und der damit einhergehenden Erhöhung bzw. Absenkung der chemischen Energie in dem jeweiligen Material. Das Anlegen einer positiven Spannung von der positiven zur negativen Elektrode, welche oberhalb der aktuellen Zellspannung liegt, führt zum Laden der Lithium-Ionen-Zelle. Die äußere Spannung sorgt in der positiven Elektrode für die Oxidation von Elektronen aus der Lithiumverbindung und deren Ableitung zur negativen Elektrode. Zeitgleich wandern ebenfalls die resultierenden Lithium-Ionen zur Aufrechterhaltung des Ladungsausgleichs im Inneren der Zelle über den Elektrolyten durch den Separator zur negativen Elektrode. Dort lagern sich die Elektronen durch Reduktion mit den Lithium-Ionen als Lithium in das Elektrodenmaterial ein. Dies kann theoretisch solange erfolgen, bis das Elektrodenmaterial vollständig belegt ist und keine weiteren Lithium-Ionen aufnehmen kann. Nach Entfernen der externen Spannungsquelle bleibt die interne Potentialdifferenz als von außen messbare Zellspannung erhalten. Das Entladen erfolgt durch Schließen des äußeren Stromkreises über eine Last oder durch Anlegen einer Spannung unterhalb der Zellspannung. Das Material an der negativen Elektrode einer geladenen Zelle besitzt aufgrund des eingelagerten Lithiums eine hohe potenzielle Energie, da die Lithium-Ionen und Elektronen in einem instabilen Zustand sind. Darum neigt die negative Elektrode dazu Elektronen abzugeben, um in einen stabileren Zustand mit niedrigerer potenzieller Energie zu gelangen. Wenn dies durch den geschlossenen äußeren Stromkreis möglich ist, wandern die aus der Bindung verbleibenden Lithium-Ionen ebenfalls zur Aufrechterhaltung des Ladungsausgleichs im Inneren der Zelle

zur positiven Elektrode. An dieser kann durch Reduktion die Einlagerung der Elektronen und Lithium-Ionen-Paare im Material erfolgen, bis auch diese Schicht gesättigt ist.

Auf Anwenderebene ist das Laden der Zellen mittels Constant-Current/Constant-Voltage (CC/CV) Verfahren empfohlen. Bei diesem Verfahren ist das Ladegerät auf die Ladeschlussspannung und den maximal gewünschten Ladestrom begrenzt. Zu Beginn des Ladevorganges, wenn die Zelle einen geringen Ladezustand („State-of-Charge“, SOC) besitzt, arbeitet das Ladegerät strombegrenzt und lädt die Zelle mit dem eingestellten Ladestrom. Mit zunehmender Zellspannung steigt bei konstantem Ladestrom und konstantem Innenwiderstand der Zelle die benötigte Ladespannung an. Ist die zuvor eingestellte Ladeschlussspannung erreicht, sinkt mit steigender Zellspannung die Differenz zur Ladespannung und damit über den Innenwiderstand auch der Ladestrom. Bis zum Ende des Ladevorganges arbeitet das Ladegerät nun mit konstanter Spannung und einem gegen Null sinkenden Ladestrom. Während sich das Laden von Einzelzellen vergleichsweise einfach gestaltet, ist beim Laden von mehreren in Reihe geschalteten Lithium-Zellen zwingend ein Batteriemanagementsystem (BMS) erforderlich. Aufgrund der komplexen Zellchemie und verschiedener Alterungseffekte ist es möglich, dass sich die anliegende Ladespannung ungleichmäßig auf die in Reihe geschalteten Lithium-Zellen verteilt. Zur Vermeidung dieses Effektes überwacht ein BMS die einzelnen Zellspannungen kontinuierlich und sorgt für den zyklischen Ausgleich der Zellspannungen („Balancing“ der Zellen). Hierbei entlädt das BMS gezielt Zellen, die oberhalb einer vorher festgelegten Differenz zu der geringsten gemessenen Zellspannung liegen. Dieser Vorgang kann während des Ladevorganges oder für eine höhere Genauigkeit in einer kurzen zyklischen Unterbrechung des Ladevorganges stattfinden. Grundsätzlich ermöglicht dieses Verfahren das gleichmäßige Laden aller Zellen bis zur Ladeschlussspannung und somit eine deutliche Erhöhung der nutzbaren Kapazität einer Batterie mit BMS gegenüber einer Batterie ohne BMS. Darüber hinaus kann das BMS die Temperaturen, Spannungen und Ströme der Lithium-Ionen-Zellen überwachen und so vor dauerhafter Schädigung durch Übertemperatur, Tiefentladung oder Überströmen schützen und somit die Lebensdauer und Sicherheit einer Batterie erhöhen.

Reale Lithium-Ionen-Zellen existieren in verschiedenen Bauformen. Die am häufigsten angebotenen stellen Rundzellen, prismatische Zellen und Pouch-Bag- oder Soft-Pack-Zellen dar. Rundzellen weisen eine zylindrische Form mit jeweils einem Batteriekontakt an den beiden Stirnflächen auf. Die Zelle bietet eine hohe mechanische Stabilität, ist kostengünstig zu produzieren und erreicht eine vergleichsweise hohe Lebensdauer. Aus diesem Grund findet sie eine hohe Verwendung bei Konsumgütern. Eine gängige Lithium-Rundzelle stellt die 18650 mit 18 mm Durchmesser und 65 mm Länge dar. Prismatische Zellen sind rechteckige Zellen mit gleichermaßen robustem Gehäuse. Die Batteriekontakte sind häufig nebeneinander auf einer der Stirnflächen der quaderförmigen Zelle angeordnet. Dies ermöglicht die Aneinanderreihung vieler Zellen und einfache Verbindung mit Metallbügeln, was insbesondere für große stationäre Batteriespeicher interessant ist. Pouch-Bag-Zellen sind flexible Zellen, deren Gehäuse aus einer Folie besteht. Sie weisen dadurch geringe mechanische Stabilität auf, ermöglichen aber verschiedenste Bauformen. Das geringe Gehäusevolumen dieser Zellen sorgt überdies für sehr hohe Energiedichten, weshalb sie zunehmend Relevanz für Traktionsbatterien erlangen. [18] [19] [20]

## 5.2 Second-Life Nutzung von Batteriespeichern

Den ersten Lebenszyklus der hier betrachteten Traktionsbatterien stellt die Nutzung in elektrisch betriebenen Fahrzeugen dar. Die Bestimmung der Dauer des ersten Lebenszyklus gestaltet sich schwierig. Ein entscheidender Wert ist die verbleibende Restkapazität, deren Reduktion auf dem thermischen und mechanischen Stress der Batterie im Betrieb des Fahrzeuges resultiert. Insbesondere der Temperaturanstieg beim schnellen Laden und Entladen der Batterie und die damit einhergehenden Volumenänderung beschädigt zunehmend die internen Strukturen der Lithium-Ionen-Zellen und mindert dadurch die Restkapazität und Leistungsabgabe. Repetitive Überströme der Batterie, wie sie insbesondere beim Beschleunigen aus dem Stand auftreten, können diesen Effekt noch begünstigen. Einen Hinweis auf das Ende des ersten Lebenszyklus liefern die Hersteller der Elektrofahrzeuge, die je nach Fahrzeug eine Restkapazität von 70 % bis 80 % innerhalb der ersten sechs bis acht Jahre garantieren. Die Autoren von [21] gehen davon aus, dass die meisten Fahrzeughalter trotz deutlich reduzierter Kapazität keinen Tausch der Batterie veranlassen. Der Lebenszyklus soll deshalb erst nach der durchschnittlichen Nutzungsdauer eines Fahrzeugs von etwa 15 Jahren enden. Die Betreiber von Lastkraftwagen und Oberleitungsbussen hingegen rechnen mit einem reduzierten ersten Lebenszyklus der Traktionsbatterien von etwa fünf bis sieben Jahren.

Aufgrund der Verknappung wichtiger Rohstoffe folgt auf den ersten Lebenszyklus bislang üblicherweise das Recycling, bei dem der Fokus zum heutigen Stand auf den teuren Materialien, wie Aluminium, Nickel oder Kobalt liegt und selten auf dem günstigeren Lithium oder Graphit. Der Recycling-Prozess greift auf viele verschiedene Schritte zurück, die teilweise redundant erfolgen müssen. Der erste Schritt ist die Vorbehandlung, deren Ziel die Reduktion der noch gespeicherten Restenergie ist. Diese Deaktivierung des Batteriesystems kann durch elektrisches Entladen, das Verdampfen des Elektrolyten oder durch chemische Prozesse erfolgen. Im Anschluss folgt die Demontage des Gehäuses, der elektrischen Verbindungen sowie der eingebauten Leiterplatten und die Zuführung dieser Komponenten in das gängige Elektroschrottreycling. Für die nachfolgende Zerkleinerung der Batteriezellen gibt es Trocken- und Nassverfahren, wobei grundsätzlich auf die Vermeidung von chemischen Reaktionen, Gasen, Säuren und Stäuben zu achten ist. Die zerkleinerten Materialien durchlaufen dann einen Sortierungs- bzw. Separationsprozess durch verschiedene Mal- bzw. Siebe-Verfahren. Das Reinigen und Veredeln der sortierten Materialien erfolgt durch hydro-metallurgische bzw. pyrometallurgische Prozesse. Der erstgenannte Prozess basiert auf einer Laugung durch verschiedenste Säuren, der zweite auf thermisch angeregten Redoxreaktionen. Alternativ existieren nach der Vorbehandlung Verfahren, die den Elektrolyt mittels  $\text{CO}_2$  wiedergewinnen und die Zellen im Anschluss zerkleinern und aufgrund der physikalischen Eigenschaften der Materialien trennen. Grundsätzlich sind die verschiedenen Recycling-Verfahren kritisch in Hinblick auf die gesundheitlichen Risiken, die Umweltfreundlichkeit, die Treibhausgasemissionen, den Energieaufwand, die Kosten und die Qualität des recycelten Materials zu beurteilen. So existieren in Deutschland Verfahren, die zwar nach eigenen Angaben 96 % des Batteriespeichers recyceln, aber insbesondere für  $\text{LiFePO}_4$ -Zellen noch einen höheren  $\text{CO}_2$ -Fußabdruck als die Herstellung besitzen. [22]

Da die Traktionsbatterien am Ende ihrer automotiven Lebensdauer noch eine relativ hohe Restkapazität vorweisen, stellt eine Second-Life-Nutzung von Batteriespeichern eine sinnvolle Alternative zu dem noch in der Optimierung befindlichen Recyclingprozess dar. Die durch die Second-Life-Nutzung erlangte Verlängerung der gesamten Lebensdauer reduziert die durchschnittlichen Kosten der Traktionsbatterien, weil es zu einer Aufteilung der Produktionsaufwände zwischen erster und zweiter Anwendung kommt. Wesentlich ist hierbei die Degradation der Batterie in beiden Anwendungsbereichen, was derzeit ein zentrales Thema in der Forschung darstellt. Bezogen auf die ausgewählte Second-Life-Anwendung zeigt [21], dass je nach Entladungstiefe und verwendetem Betriebsbereich des Speichers eine Verlängerung der Lebensdauer um fünf bis 25 Jahre möglich ist.

Mögliche in der Regel stationäre Second-Life-Anwendungen entstehen im Bereich der privaten Haushalte, Industrie, Versorgungsunternehmen und Netzbetreibern. Die privaten Haushalte und Industrieunternehmen können durch stationäre Speicher den Anteil der selbstgenutzten Photovoltaikenergie erhöhen. Der durchschnittlich zu zahlende Strompreis setzt sich aus dem sehr günstigen selbsterzeugten Strom und dem vom Versorgungsunternehmen zugekauften Strom zusammen. Mit zunehmendem Anteil des selbsterzeugten Stroms sinkt der durchschnittlich zu zahlende Strompreis. In Kombination mit flexiblen Stromtarifen lässt sich der Strom nachts günstig einkaufen und tagsüber verbrauchen. Auch die Aufnahme von Spitzenlasten aus dem Netz, z. B. durch industrielle Prozesse, lässt sich mit Hilfe von Energiespeichern deutlich reduzieren. Eine insbesondere für kritische Infrastrukturen, wie beispielsweise Krankenhäuser, wichtige Anwendung stellt die unterbrechungsfreie Stromversorgung im Falle eines Netzausfalls dar. Hier können Batteriespeicher die bislang genutzten Diesel-Generatoren ergänzen oder zum Teil vollständig ersetzen. Auf der Ebene der Versorgungsunternehmen und Netzbetreiber können stationäre Speicher grundlegende Netzanforderungen, wie die Frequenz- und Spannungsstabilität gewährleisten. Aber auch das Bereitstellen von schnellen Reserven zur Spitzenlastabdeckung, Überbrückung von Kraftwerksausfällen und Schutz vor Instabilität im Netz, oder das Ermöglichen eines Schwarzstarts, nach großflächigem Netzausfall sind denkbar. An strategisch sinnvollen Stellen eingesetzt, können Batteriespeicher den notwendigen Netzausbau reduzieren, indem sie Spitzenlasten übernehmen und damit die Überlastung von Netzkomponenten, wie Umspannwerken vermeiden. Aber auch auf der Ebene der Versorgungsunternehmen und Netzbetreiber stellt die Speicherung von intermittierenden Energiequellen, wie Photovoltaik- und Windkraftanlagen die wichtigste Anwendung dar. Intermittierend bedeutet in diesem Fall, dass die Stromproduktion auf Zeiten mit genügend Sonneneinstrahlung und Wind begrenzt ist, was zu starken Schwankungen in der Energieerzeugung führt, denen ausreichend Speicherkapazität entgegen wirken kann. Die gleiche Absicht soll die in dieser Arbeit vorgestellte Hardware ermöglichen. Der überschüssige in den Sonnenstunden regenerativ erzeugte Strom soll in den gebrauchten Traktionsbatterien gespeichert und in Zeiten mit geringer bzw. ohne Sonneneinstrahlung zur Versorgung der Oberleitungsbusse dienen. [23]

### 5.3 LFP Batteriespeicher

Der zur Verfügung gestellte LFP-Batteriespeicher basiert auf Lithium-Zellen mit Lithium-Eisen-Phosphat ( $\text{LiFePO}_4$ ) als Material für die positive Elektrode und Graphit für die negative Elektrode. Lithium-Eisen-Phosphat beinhaltet im Vergleich zu anderen Materialien keine Schwermetalle und ist deshalb kostengünstiger, bietet dafür allerdings auch eine geringere Zellspannung bezogen auf die Graphit-Elektrode. Daraus resultiert eine etwas geringere mittlere erreichbare spezifische Kapazität [ $\text{mAh/g}$ ] und somit geringere mittlere spezifische Energie [ $\text{Wh/kg}$ ]. Die deutlichen Vorteile des Materials liegen in der deutlich höheren Zyklenzahl bis zum Erreichen einer Restkapazität von etwa 80 % der nominalen Kapazität [ $\text{Ah}$ ] und der hohen spezifischen Leistung [ $\text{W/kg}$ ]. In der Anwendung zeigt dieser Batteriespeicher eine hohe Lade- und Entladeakzeptanz über weite Bereiche des Ladezustands bei flacher Spannungskennlinie und somit konstanter Leistung [ $\text{W}$ ]. Der Erhalt dieser Eigenschaften auch bei tiefen Temperaturen bis zu  $-30\text{ }^\circ\text{C}$  und die erhöhte Sicherheit aufgrund der chemischen und thermischen Stabilität ermöglichen vielfältige Anwendungsbereiche. Das Graphit als negative Elektrode hat den Nachteil, dass es ab dem ersten Zyklus Lithium-Ionen in die Solid Electrolyte Interphase Schicht aufnimmt, dies den möglichen Stromtransport reduziert, damit den Innenwiderstand der Zelle erhöht, was einen Kapazitätsverlust bewirkt. Hohe Ströme und tiefe Temperaturen begünstigen diesen Effekt und führen zur weiteren Abscheidung von metallischem Lithium und dem Aufbrechen der Graphit-Struktur, was die elektrische Anbindung an den Kollektor und damit erneut den Innenwiderstand der Zelle beeinträchtigen kann. In Verbindung mit der vergleichsweise großen Volumenänderung der beiden Elektroden beim Laden und Entladen und dem damit verbundenen mechanischen Stress ist dieser Lithium-Ionen-Zelle nur eine begrenzte Hochstromfähigkeit zuzuordnen. Aufgrund der hohen Sicherheit und langen Lebensdauer bietet die Kombination dieser Materialien gute Eigenschaften für stationäre Energiespeicher, bei denen Energiedichte und Hochstromfähigkeit in der Regel nicht die höchste Priorität haben. [20]

### 5.4 LTO Batteriespeicher

Der zur Verfügung gestellte LTO-Batteriespeicher basiert auf Lithium-Zellen mit Lithium-Eisen-Phosphat ( $\text{LiFePO}_4$ ) als Material für die positive Elektrode und Lithium-Titan-Oxid ( $\text{Li}_4\text{Ti}_5\text{O}_{12}$ ) für die negative Elektrode. Dementsprechend besitzt dieser Batteriespeicher die oben beschriebenen Vorteile des Lithium-Eisen-Phosphats ohne die Alterungseffekte und Nachteile der Graphit-Elektrode. In der Anwendung zeigt sich dies durch eine sehr flache Spannungskennlinie und daraus resultierenden konstanten Leistung über den gesamten SOC-Bereich. Die sehr gute Lithium-Ionen-Leitfähigkeit ermöglicht hohe Lade- und Entladeraten und somit hohe spezifische Leistungen für Hochstrom-Anwendungen über einen weiten Betriebstemperaturbereich von  $-40\text{ }^\circ\text{C}$  bis  $70\text{ }^\circ\text{C}$ . Der Nachteil dieser Kombination liegt in der geringeren Zellspannung und dadurch etwa 60 % geringeren spezifischen Energie im Gegensatz zum LFP-Batteriespeicher. Somit eignet sich dieser Speicher insbesondere dort, wo große Ströme bei gleichzeitig hoher Sicherheit gefordert sind und die Energiedichte geringe Priorität hat. [20]

## 5.5 Mögliche Betriebsfehler der Batteriespeicher

Stationäre Batteriespeicher sind komplexe Systeme, welche verschiedene Betriebsfehler ermöglichen, von denen die wahrscheinlichsten nachfolgend dargestellt sind.

### 5.5.1 Alterung

Die verwendeten Batteriespeicher basieren auf gebrauchten Zellen und zeigen deshalb bereits erste Alterungseffekte, welche im sich im zweiten Lebenszyklus verstärken können. In der Anwendung stellen sich diese Effekte hauptsächlich durch einen zunehmenden Kapazitätsverlust und einen ansteigenden Innenwiderstand mit entsprechend resultierender Leistungsminderung dar. Während des Ladevorgangs wandern die Lithium-Ionen durch den Separator und lagern sich in dem Schichtmaterial der negativen Elektrode ein. Hierbei können, beispielsweise weil das Schichtmaterial lokal vollständig belegt ist, einzelne Lithium-Ionen als metallisches Lithium auf der Oberfläche der Elektrode verbleiben. Dieser irreversible Effekt namens Lithium-Plating sorgt zunächst für einen Kapazitätsverlust der Zelle und kann, wenn Dendrite (nadelartige Lithium-Strukturen) durch den Separator wachsen, zu sicherheitskritischen Kurzschlüssen führen. Hohe Ladeströme und tiefe Temperaturen erhöhen dieses Risiko. Ein ähnlicher Effekt ist an der SEI-Schicht zu beobachten, welche den direkten Kontakt des Elektrolyten mit der negativen Elektrode verhindern soll. Im Verlauf der Lebensdauer lagern sich auf dieser Schicht Lithium-Ionen aus dem Elektrolyten ab und bilden eine zusätzliche Deckschicht. Die abgelagerten Lithium-Ionen stehen nicht mehr für die elektrochemischen Reaktionen zur Verfügung und reduzieren damit die Kapazität der Zelle. Gleichzeitig bedeutet eine dickere SEI-Schicht einen höheren Stofftransportwiderstand für die verbleibenden Lithium-Ionen und somit einen höheren Innenwiderstand der Zelle. Ein weiterer Alterungseffekt ist der mechanische Stress durch schnelle Lade- bzw. Entladevorgänge und die damit einhergehenden großen Temperaturwechsel der aktiven Materialien. Gleiches gilt grundsätzlich auch für hohe Lagerungs- und Betriebstemperaturen der Zellen. Der mechanische Stress schädigt das Material und kann dadurch beispielsweise die Anbindung des aktiven Materials an die beiden Kollektoren der Lithium-Ionen-Zelle schädigen und somit eine drastische Erhöhung des Innenwiderstandes verursachen. Alterungseffekte, die ausschließlich bei metallischem Lithium als Material für die negative Elektrode auftreten, wie die Bildung von Lithium-Dendriten, sind an dieser Stelle nicht berücksichtigt. [18] [19]

### 5.5.2 Erdschluss

Ein Erdschluss ist eine niederimpedante Verbindung zwischen einem stromführenden Leiter und dem Erdpotential. Dieser Fehler kann innerhalb des Batteriespeichers, an den angeschlossenen Schaltkreisen oder in der Leistungselektronik auftreten. Grundsätzlich sind die meisten Batteriespeicher ungeerdete Systeme, weshalb der erste Erdschluss je nach angeschlossener Leistungselektronik unkritisch sein kann, weil ein Fehlerstromkreis erst mit einem zweiten Fehler auf dem Leiter gegensätzlicher Polarität zustande kommt.

### **5.5.3 Kurzschluss**

Ein Kurzschluss ist eine niederimpedante Verbindung zwischen zwei stromführenden Leitern mit unterschiedlichem Potential. Dieser Fehler kann durch defekte Zellen innerhalb des Batteriespeichers, an den angeschlossenen Schaltkreisen oder in der Leistungselektronik auftreten. Dieser Fehler stellt eine besonders große Gefahr dar, weil die Batterie schnell überhitzen und sich im schlimmsten Fall entzünden kann.

# Kapitel 6

## Anforderungen an die Gleichspannungswandler

Die Gleichspannungswandler für die direkte Integration von PV-Anlagen und stationären Batteriespeichern in das Solinger Oberleitungsnetz müssen als Schnittstelle zwischen den drei Systemen gleichermaßen deren geltenden Normen und Vorschriften einhalten. Dieses Kapitel beschreibt die verschiedenen Anforderungen im Detail und dient als Pflichtenheft für die gesamte Entwicklung. Es geht zunächst auf die Anforderungen für die Ein- und Ausgangsseite der energieübertragenden Leistungselektronik ein und betrachtet nachfolgend die notwendigen Schnittstellen und Komponenten des Gesamtsystems.

### 6.1 Leistungsklasse

Der Gleichspannungswandler für die direkte Integration von PV-Anlagen soll in Zukunft, entlang der Oberleitung, Energie aus PV-Anlagen von größeren Privat- oder Industriegebäuden einspeisen. Jeder Einspeisepunkt benötigt dafür einen Abgriff von der Oberleitungsspannung, dessen Realisierung an bereits bestehenden Stützmasten am kostengünstigsten ist. Die leitungsgebundene Verbindung zum Gleichspannungswandler erfolgt durch die Luft oder, bei größeren Distanzen, durch das Erdreich. Neben diesen Kosten für die Anbindung entstehen weitere für Schutz- und Messtechnik, wie beispielsweise Überspannungsableiter, Sicherungen, Kabelüberwachungseinrichtungen, Isolationswächter oder Stromzähler. Aus der Summe dieser Kosten haben die Stadtwerke Solingen eine, ökonomisch sinnvolle, untere Grenze der Peak-Leistung von etwa 50 kW festgelegt. Für die obere Grenze gibt es zunächst keine Vorgabe des Projektpartners. Im Allgemeinen bietet es sich allerdings an, die Gesamtleistung der PV-Anlage auf mehrere Stromrichter aufzuteilen. Dies erhöht die Ausfallsicherheit und mindert potentielle Ertragsverluste. Die parallel durchgeführte Marktanalyse von PV-Wechselrichtern bestätigt diese Aussage. Die Nennleistung zur weiteren Konzeption und Dimensionierung des Gleichspannungswandlers liegt demnach, unter Berücksichtigung der Handhabung und Montage, bei 50 kW.

Der Gleichspannungswandler für die direkte Integration von stationären Batteriespeichern soll in Zukunft Batteriespeicher innerhalb der 24 Unterwerke an das Oberleitungsnetz anbinden. Die Anbindung erfolgt vergleichsweise simpel, da sowohl die Unterwerke als auch die Batteriespeicher im Gegensatz zu den PV-Modulen bereits alle notwendigen Sicherheitseinrichtungen vorweisen. Die notwendige Leistung des Gleichspannungswandlers resultiert aus dem maximal spezifizierten Lade- und Entladestrom der Batteriespeicher und dem gewünschten Einsatzzweck im Oberleitungsnetz, der die Zwischenspeicherung von Photovoltaik-Energie dargestellt. Zur Erhöhung der Ausfallsicherheit ist jedem Batteriespeicher ein eigener Gleichspannungswandler mit einer maximalen Leistung von etwa 30 kW zugewiesen.

## 6.2 Galvanische Trennung

Die galvanische Trennung ist ein Konzept, das zwei Stromkreise voneinander entkoppelt und eine elektrische Signal- bzw. Energieübertragung nur über elektromagnetische und optische Kopplung erlaubt. Dies ist innerhalb der Gleichspannungswandler an verschiedenen Stellen aus Gründen des Personenschutzes aber auch zur Unterdrückung von Störungen und ungewollten Stromschleifen notwendig. Für den Leistungspfad ist die galvanische Trennung aus technischer Sicht grundsätzlich nicht notwendig. Das Solinger Oberleitungsnetz, die PV-Anlage und der Batteriespeicher sind jeweils ungeerdete Systeme, die zusätzlich mit Isolationswächtern ausgestattet sind. Einfache Erdschlussfehler lassen sich folglich schnell erkennen und beheben sowie gegebenenfalls abschalten. Für die Batteriespeicher, die ausschließlich innerhalb der Unterwerke stehen, ist dieses Maß an Sicherheit, aus Sicht der Stadtwerke Solingen, ausreichend. Für die entlang der Strecke an Gebäuden, die nicht im Besitz der Stadtwerke Solingen sind, montierten Gleichspannungswandler allerdings nicht. Hier fordern die Stadtwerke als zusätzlichen Schutzmechanismus die galvanische Trennung von Oberleitungsnetz und PV-Anlage. Die obligatorische Trennung von Oberleitungsnetz und Gleichspannungswandler im Brandfall, mittels manuellen Trennschalters am Mast, kann dadurch jedoch nicht entfallen.

## 6.3 Anschluss Oberleitungsnetz

Die beiden geplanten Gleichspannungswandler sind direkt mit dem Solinger Oberleitungsnetz (siehe Kapitel 3) verbunden und müssen vorrangig die dafür geltenden Normen einhalten. Die nachfolgenden Abschnitte beschreiben die für die Auslegung der Gleichspannungswandler relevanten Daten und definieren die zu erfüllenden Anforderungen.

### 6.3.1 Betriebsbereich

Der Betriebsbereich der Ausgangsseite der Gleichspannungswandler entspricht den in Kapitel 3.3 zugelassenen Betriebsspannungen der O-Bus-Anlage. Der Ausgangsstrom von 18,2 A für den Gleichspannungswandler zur Integration von Photovoltaikanlagen errechnet sich aus der maximalen Eingangsleistung je MPPT-Eingang von 10 kWp und der minimalen zulässigen Dauerspannung der O-Bus-Anlage von 550 V. Für den Gleichspannungswandler zur Integration von Batteriespeichern ergibt sich der Ausgangsstrom von 40,9 A aus der maximalen Lade- und Entladeleistung von 22,5 kWp und der minimalen zulässigen Dauerspannung der O-Bus-Anlage von 550 V. Diese Berechnung ist ohne Sicherheitszuschläge gültig, da in der Praxis kaum Spannungen unter 600 V auftreten und die bidirektionalen Unterwerke die Spannung in Zukunft auf einen festen Wert knapp unter 700 V regeln. Der langfristige maximale Ausgangsstrom liegt folglich unterhalb des für die Dimensionierung der Hardware verwendeten Stroms.

Die resultierenden Anforderungen an die Ausgangsseite der Gleichspannungswandler sind in Tabelle 6.1 zusammengefasst.

Anforderung	Wert
Spannung (min. / dauerhaft)	550 V
Spannung (max. / dauerhaft)	720 V
Spannung (max. / <5 Minuten)	800 V
Strom / MPPT-Eingang (max.)	18,2 A
Strom / Batteriespeicher (max.)	40,9 A

**Tabelle 6.1:** Anforderungen an den Anschluss für das Oberleitungsnetz

### 6.3.2 Isolationsüberwachung

Das Solinger Oberleitungsnetz ist ein in Bezug auf das Erdpotential schwebendes System (siehe Abschnitt 3.4) und muss daher über eine umfangreiche Erdschlussüberwachung verfügen. Diese ist aktuell in jedem Unterwerk realisiert und stellt eine ausreichende Alarmierung der Leitwarte im Fehlerfall sicher. Zukünftige Einspeisepunkte für PV-Anlagen und Batteriespeicher sollen aus diesem Grund vorerst ohne zusätzliche Überwachungstechnik auskommen. Ein anstehender Fehler nahe einer dieser Einspeisepunkte würde demnach von der örtlich am nächsten installierten Isolationsüberwachung detektiert.

### 6.3.3 Betriebsfehler

Die häufigsten Betriebsfehler des Oberleitungsnetzes sind nach Kapitel 3.5 die einseitige Erdung sowie das Auftreten von Überspannungen und Kurzschlüssen. Im Normalbetrieb stellt sich als Potentialdifferenz zwischen den beiden Fahrdrähten und dem Erdpotential

jeweils die halbe Betriebsspannung ein. Für den Fall, dass einer der beiden Fahrdrähte aufgrund eines Fehlers geerdet ist, verschiebt sich diese auf die volle Betriebsspannung. Daraus ergibt sich für den Gleichspannungswandler die Anforderung, dass die Schaltkreise der Fahrdrähte gegenüber geerdeten Komponenten auf die volle Betriebsspannung ausgelegt sein müssen. Mögliche Überspannungen sind durch externe Schutzmaßnahmen begrenzt, so dass der gängige Überspannungsschutz für geringe Leistungen aus Transildioden und kleinen Varistoren ausreichend ist. Kurzschlüsse und damit einhergehende Netzausfälle muss der Gleichspannungswandler ausreichend schnell erkennen und das Einspeisen unterbrechen.

## 6.4 Anschluss Photovoltaik-Anlage

Der geplante Gleichspannungswandler ist mit einem photovoltaischen System (siehe Kapitel 4) verbunden und muss vorrangig die dafür geltenden Normen einhalten. Die nachfolgenden Abschnitte beschreiben die für die Auslegung des Gleichspannungswandlers relevanten Daten und definieren die zu erfüllenden Anforderungen.

### 6.4.1 Betriebsbereich

Die maximale Spannung eines PV-Arrays ist, wie in Kapitel 4.1 beschrieben, von vielen verschiedenen Faktoren abhängig und lässt sich nicht auf standardisierte Werte beschränken. Der geplante Gleichspannungswandler ist für den universellen Einsatz an bereits vorhandenen, aber auch zukünftigen PV-Anlagen gedacht. Aus diesem Grund kann die Festlegung des notwendigen Eingangsspannungsbereiches nicht anhand bestehender PV-Anlagen, sondern hauptsächlich durch verfügbare Komponenten erfolgen.

Die Analyse des PV-Marktes zu Beginn des Projektes zeigt, dass die meisten PV-Module, Wechselrichter und Installationskomponenten auf eine maximale Spannung von 1000 V ausgelegt sind. Die maximale Eingangsspannung des Gleichspannungswandlers soll dementsprechend aus Kompatibilitätsgründen 1000 V betragen. Auf Systemebene ermöglicht eine Erhöhung der Generatorspannung, bei konstanter Nennleistung, eine Reduktion des Stromes und somit eine Reduktion der Gesamtverluste der PV-Installation. Die maximale Systemspannung ist stets als Leerlaufspannung des Stromkreises anzusehen und von der maximalen MPP-Spannung (siehe 6.4.4) zu unterscheiden. Generell liegt die MPP-Spannung eines PV-Moduls bei etwa 80 % der Leerlaufspannung, wodurch sich eine maximale MPP-Spannung von 800 V ergibt. Dies ist die höchste Spannung, bei welcher der Gleichspannungswandler die Eingangsnennleistung aufnehmen können muss.

Die untere Grenze der Betriebsspannung ist die Start-Eingangsspannung, bei der ein Betrieb des Gleichspannungswandlers möglich ist. In konventionellen Wechselrichtern ist dieser Wert durch den sinnvollen Betriebsbereich der Eingangstopologie und der darauf ausgelegten Anlaufspannung des Schaltnetzteils zur Erzeugung der Steuerspannungen begrenzt. Für den geplanten Gleichspannungswandler ist lediglich die Eingangstopologie begrenzend, da die Erzeugung der Steuerspannung aus dem Oberleitungsnetz erfolgt (siehe Kapitel 9.1.2). Wie detailliert in Abschnitt 10.1.2 beschrieben, besteht die Eingangstopologie des

Gleichspannungswandlers aus einem Hochsetzsteller. Dieser ermöglicht grundsätzlich geringe Eingangsspannungen, weist aber mit sinkender Spannung zunehmend höhere Verluste auf. In der Praxis ist es nicht sinnvoll, den Gleichspannungswandler bei Spannungen unter 20 % der maximal zulässigen Spannung von 1000 V, also 200 V zu betreiben.

Neben der unteren Grenze der Betriebsspannung ist auch der MPP-Spannungsbereich nach unten begrenzt. Eine entscheidende Begrenzung stellt der Quotient aus Eingangsnennleistung und maximal zulässigem Eingangsstrom des Gleichspannungswandlers dar. Mit konstanter Eingangsnennleistung ermöglicht ein höherer Eingangsstrom eine geringere MPP-Spannung der PV-Anlage, erzeugt jedoch zunehmende Systemverluste und reduziert die Anzahl verfügbarer Bauteile. Die untere MPP-Eingangsspannung ist daher aufgrund der verwendeten Bauteile und dem Vorteil höherer Systemspannungen auf 625 V begrenzt.

Die resultierenden Anforderungen an die Eingangsseite des Gleichspannungswandlers sind in Tabelle 6.2 zusammengefasst.

Anforderung	Wert
Eingangsleistung (max.)	50 kW
Spannung (MPP)	625 V bis 800 V
Spannung (min.)	200 V
Spannung (max.)	1000 V
Dauerstrom / MPPT-Eingang	16 A
Kurzschlussstrom / MPPT-Eingang	20 A
MPPT-Eingänge	5

**Tabelle 6.2:** Anforderungen an den Anschluss für Photovoltaik-Anlagen

Anzumerken ist, dass derzeitige Beobachtungen der PV-Branche auf eine Erhöhung der maximalen Systemspannung auf 1500 V hindeuten, was dem Grenzwert der Niederspannungsdefinition nach DIN VDE 100 entspricht. Eine weitere Erhöhung setzt die Anpassung diverser Normen für Photovoltaikinstallationen voraus, wovon aktuell nicht auszugehen ist. Aufgrund, zum Zeitpunkt der Arbeit, fehlender notwendiger Komponenten für die erhöhte Systemspannung von 1500 V ist der Gleichspannungswandler auf die gängige Systemspannung von 1000 V begrenzt.

## 6.4.2 Erdung

Die verschiedenen Ausführungen zur Erdung von PV-Anlagen zeigt Kapitel 4.2. Der geplante Gleichspannungswandler ermöglicht, aufgrund der geforderten galvanischen Trennung zwischen dem Oberleitungsnetz und der PV-Anlage, grundsätzlich jede beliebige Ausführung der Erdung. In Anlehnung an die gängige Installationspraxis für PV-Anlagen ähnlicher Leistungsklasse sind beide stromführende Leiter zur PV-Anlage innerhalb des Gleichspannungswandlers nicht geerdet.

### 6.4.3 Isolationsüberwachung

Die isolierte Ausführung der PV-Anlage (siehe 6.4.2) und das damit entstandene IT-Netz erfordert nach DIN VDE 0100-410 [99] eine Isolationsüberwachung. Dies ermöglicht eine höhere Anlagenzuverlässigkeit, eine höhere Betriebssicherheit, einen höheren Brandschutz, eine Verbesserung des Unfallschutzes infolge begrenzter Berührungsströme sowie eine frühzeitige Erkennung von möglichen Gefährdungen.

Die geforderte Isolationsüberwachung der PV-Anlage misst kontinuierlich den Widerstand zwischen den beiden stromführenden Leitern und dem Erdpotential. Unterschreitet einer der beiden Widerstände einen, je nach Anwendung definierten, Grenzwert, ist von einem ersten Fehler die Rede. Aufgrund der allpoligen Isolation, führt ein erster Fehler zu keinerlei Beeinträchtigung der Anlage, so dass eine Betriebsunterbrechung vorerst nicht notwendig ist. Im Vergleich zu einpolig geerdeten Anlagen, besitzen allpolig isolierte Anlagen folglich einen höheren Zuverlässigkeitsgrad und somit reduzierte Ausfallkosten. Die kontinuierliche Überwachung bietet darüber hinaus einen Informationsvorsprung, der das frühzeitige Erkennen und Beheben von Gefährdungen ermöglicht und somit ein hohes Maß an Sicherheit garantiert. Die Überwachung der Isolation verhindert gefährliche Kurzschlüsse sowie daraus resultierende Fehlerlichtbögen als Brandursache und erhöht den Schutz gegen direktes Berühren durch das rechtzeitige Warnen vor gefährlich hohen Berührungsströmen.

Die Anforderungen für Isolationsüberwachungsgeräte in IT-Netzen bis 1000 V AC und 1500 V DC definiert die DIN VDE 0413-8 [110]. Das Ziel der Norm ist die Entwicklung von Isolationsüberwachungsgeräten, die in der Lage sind, den Isolationswiderstand des angeschlossenen IT-Systems auf symmetrische sowie unsymmetrische Fehler zu überwachen und eine Meldung zu geben, wenn der Isolationswiderstand zwischen dem Netz und dem Erdpotential unter einen vorher festgelegten Grenzwert fällt. Ergänzend fordert die DIN VDE 0100-530 [101], dass die Isolationsüberwachungsgeräte stets für die höchste Systemspannung bemessen sind und zudem bestenfalls eine Unterbrechung der Messanschlüsse melden. Die Norm weist zusätzlich darauf hin, dass die Überwachung von gekoppelten IT-Netzen grundsätzlich nur durch ein einziges Gerät erfolgen sollte.

Anforderung	Wert
Ansprechzeit ( $t_{an}$ )	$\leq 100$ s bei $0,5 R_{an}$ sowie $C_e = 1 \mu F$
Messspannungsscheitelwert ( $U_m$ )	$\leq 120$ V bei $1,1 U_n$ & $1,1 U_S$ & $R_F = \infty$
Messtrom ( $I_m$ )	$\leq 10$ mA bei $R_F = 0$
Wechselstrominnenwiderstand ( $Z_i$ )	$\geq 30 \Omega/V$ Netzennspannung, mindestens $15 k\Omega$
Gleichstrominnenwiderstand ( $R_i$ )	$\geq 30 \Omega/V$ Netzennspannung, mindestens $1,8 k\Omega$
dauernd zulässige Nennspannung	$\leq 1,15 U_n$
prozentuale Ansprechsicherheit	$\pm 15$ % vom Sollansprechwert $R_{an}$

**Tabelle 6.3:** Technische Anforderungen an Isolationsüberwachungsgeräte

Die gesammelten detaillierten technischen Anforderungen sind in Tabelle 6.3 aufgelistet.

Die Bestimmung des konkreten Ansprechwertes für den Isolationswiderstand ist umstritten, weil die verschiedenen anzuwendenden Normen, wie in Tabelle 6.4 dargestellt, unterschiedliche Grenzwerte für den Isolationswiderstand liefern.

Norm	Isolationswiderstand
DIN VDE 0100-600	100 $\Omega/V$
DIN VDE 0105-100	50 $\Omega/V$
DIN VDE 0126-14-2	$U_{DC(max)} / 30 \text{ mA}$
DIN VDE 0126-23-1	1000 $\Omega/V$ min. 500 $\Omega/V$
DIN VDE 0413-8	30 $\Omega/V$

**Tabelle 6.4:** Veröffentlichte Grenzwerte für den Isolationswiderstand

Für eine PV-Anlage mit einer Systemspannung von maximal 1000 V ergeben sich Ansprechwerte von 30 k $\Omega$  bis 500 k $\Omega$ . Hierbei ist zu beachten, dass der Fehlerstrom und somit die Unfallgefahr mit abnehmendem Ansprechwert steigt. Von den aufgelisteten Normen scheint die DIN VDE 0126-14-2 [127] als Richtlinie für Besondere Anforderungen an Wechselrichter an dieser Stelle die geeignetste zu sein. Ihr zufolge gilt ein Ansprechwert von

$$R_{an} = \frac{U_{DC(max)}}{30 \text{ mA}} = \frac{1000 \text{ V}}{30 \text{ mA}} = 33 \text{ k}\Omega \quad (6.1)$$

Aufgrund der zu erwartenden Messtoleranzen bei der Ermittlung des Isolationswiderstandes ist eine Erhöhung der geforderten Ansprechwerte um 50 % ratsam. Der geforderte Ansprechwert für die benötigte Isolationsüberwachung beträgt folglich 50 k $\Omega$ .

In der Praxis stellt das Einhalten der Grenzwerte für den Isolationswiderstand mit Anlagengrößen oberhalb von 10 kWp ein zunehmendes Problem dar. Der Grund hierfür ist die großflächige Verbindung von PV-Modulen und dem damit einhergehenden Parallelschalten vieler Isolationswiderstände. Nach DIN VDE 0126-23-1 [128] und DIN VDE 0126-23-2 [129] liegt der geforderte Isolationswiderstand für Solarzellen bei 40 M $\Omega$  pro m<sup>2</sup>. Dieser Widerstandsbelag sorgt schon bei mittlerer Anlagengröße für Isolationswiderstände, welche in der Größenordnung der vorgeschriebenen Ansprechwerte liegen. Eine mögliche Lösung für dieses Problem ist die Erhöhung des einzuhaltenden Widerstandsbelages. Da der geringe Widerstandsbelag in Verbindung mit schlechten Modulwirkungsgraden auch schon bei kleineren Anlagen Probleme bereitet, hat die Solarindustrie zusammen mit der Berufsgenossenschaft BG ETEM im Jahr 2010 eine neue Festlegung der Ansprechwerte vorgeschlagen. Dieser Vorschlag sieht einen leistungsabhängigen Ansprechwert von 2000 k $\Omega \cdot$  kW geteilt durch die installierte Generatorleistung in kW mit einer unteren Begrenzung von 200 k $\Omega$  vor. [24]

### 6.4.4 MPP-Tracking

Die Kennlinie in Reihe geschalteter PV-Module ist von vielen verschiedenen Faktoren abhängig, deren detaillierte Beschreibung in Kapitel 4.1 erfolgt. Mit konstanten Betriebsbedingungen existiert auf der Strom-Spannungs-Kennlinie stets ein Punkt, an dem die elektrische Leistung als Produkt aus Strom und Spannung der PV-Module maximal ist (Maximum Power Point - MPP). Dieser Punkt kann sich mit veränderten Betriebsbedingungen in beliebigem Ausmaß verschieben. Der fortgesetzte Betrieb eines Wechselrichters abseits des MPP ist mit wirtschaftlichen Verlusten verbunden und daher zu vermeiden. Moderne PV-Umrichter verfügen aus diesem Grund über Algorithmen, die den Arbeitspunkt des Systems nachführen, damit dieser sich dem MPP bestmöglich nähert. Dieses Verfahren wird als MPP-Tracking (MPPT) bezeichnet. Grundsätzlich existieren diverse unterschiedliche MPPT-Verfahren. Kapitel 11 gibt einen Überblick über die gängigsten Verfahren und beschreibt die für den Gleichspannungswandler implementierten Verfahren.

### 6.4.5 Betriebsfehler

Die möglichen Betriebsfehler eines PV-Systems sind detailliert in Kapitel 4.4 beschrieben. Nachfolgend sind die möglichen Auswirkungen der Fehler dargestellt und daraus notwendige Anforderungen für den sicheren Betrieb des Gleichspannungswandlers an fehlerbehafteten PV-Arrays abgeleitet. Auftretende Leckströme innerhalb der PV-Installation haben auf den Gleichspannungswandler keinen Einfluss und sind daher nicht berücksichtigt. Erdschlüsse können in geerdeten Systemen einem Kurzschluss gleichen und Fehlerströme hervorrufen oder in ungeerdeten Systemen zunächst keine direkte Auswirkung haben. Neben der geforderten Einrichtung zur Erkennung eines Erdschlusses (siehe 6.4.3) müssen die Schaltkreise des Gleichspannungswandlers in Bezug auf die Spannungsfestigkeit gegenüber Erde auf die maximale Systemspannung ausgelegt sein. Ein externer Kurzschluss hat zur Folge, dass die Spannung des PV-Generators stark absinkt. Der Gleichspannungswandler muss diesen Fehler erkennen und den Betrieb für die Dauer des Fehlers einstellen. Überspannungen treten in Folge von Blitzeinschlägen auf und sind grundsätzlich durch den extern installierten Blitzschutz der Anlage beschränkt. Innerhalb des Gleichspannungswandlers reichen daher Schutzsysteme für geringe Leistungen, wie Transildioden und kleinen Varistoren. Anstehende Lichtbögen können beim Abreißen in Verbindung mit der Induktivität der installierten Leitungen Überspannungen erzeugen. Das Erkennen eines Lichtbogens durch Fourier-Analyse des Stromflusses ermöglicht das schnelle Unterbinden des Fehlers durch kurzzeitiges Absenken des PV-Generator-Stroms, um somit den Lichtbogen zu löschen.

### 6.4.6 Potentialinduzierte Degradation

Der Effekt der potentialinduzierten Degradation (siehe 4.3) tritt in der Praxis aufgrund der bauartbedingten hohen Spannung zwischen PV-Modul und Erdpotential, insbesondere bei der Verwendung von transformatorlosen Stromrichtern, auf. Da diese Stromrichter, abgesehen von großen PV-Kraftwerken, am häufigsten Verwendung finden, verfügen moderne

Solarzellen über verschiedene Mechanismen zur Minimierung der kritischen Leckströme. Im Gegensatz zu transformatorlosen Stromrichtern ist der geplante Gleichspannungswandler gegenüber dem Erdpotential vollständig isoliert, weshalb dauerhaft keine niederimpedante Spannung zur Erzeugung von Leckströmen anliegen kann. Die potentialinduzierte Degradation ist im Rahmen der Entwicklungsarbeit demnach nicht zu berücksichtigen.

## 6.5 Anschluss Batteriespeicher

Der Eingang des geplanten Gleichspannungswandlers ist mit einem Second-Life Batteriespeicher (siehe Kapitel 5) verbunden und muss vorrangig die dafür geltenden Normen einhalten. Die nachfolgenden Abschnitte beschreiben die für die Auslegung des Gleichspannungswandlers relevanten Daten und definieren die zu erfüllenden Anforderungen.

### 6.5.1 Betriebsbereich

Der im Rahmen dieser Arbeit vorgestellte Gleichspannungswandler für die Integration von stationären Batteriespeichern ist insbesondere auf die von dem Projektpartner zur Verfügung gestellten Batterietröge mit LFP- und LTO-Modulen ausgelegt. Der detaillierte Aufbau dieser Module ist im Rahmen der Inbetriebnahme in Kapitel 12.3 und 12.4 erläutert. Die Nennspannung der beiden Batteriespeicher beträgt 501,6 V (LFP) bzw. 496,8 V (LTO) und die Ladeschlussspannung 547,2 V (LFP) bzw. 583,2 V (LTO). Der laut Datenblatt spezifizierte kontinuierliche Ladestrom liegt bei 60 A (LFP) bzw. 50 A (LTO) und der kontinuierliche Entladestrom bei 300 A (LFP) bzw. 50 A (LTO). Für wenige Sekunden sind darüber hinaus deutlich höhere Ströme spezifiziert. Eine Auslegung, welche ausschließlich auf der Spezifikation der beiden Batteriespeicher beruht, führt zu einem für die geplante Anwendung deutlich überdimensionierten und unwirtschaftlichen Gleichspannungswandler. Im ersten Schritt der Modifikation des Solinger Oberleitungsnetzes sollen die Batteriespeicher über wenige Stunden verteilt Energie aufnehmen und in den Abendstunden gleichermaßen wieder abgeben. Hierbei sollen die Batteriespeicher, nach gemeinsamer Absprache, beim Laden und Entladen maximal mit dem Strom belastet werden, welcher es ermöglicht, den gesamten Batteriespeicher innerhalb von zwei Stunden vollständig zu laden bzw. zu entladen (0,5C). Die im Datenblatt angegebene Kapazität liegt bei 60 Ah (LFP) bzw. 20 Ah (LTO) und der daraus resultierende Strom bei 30 A (LFP) bzw. 10 A (LTO). Der tatsächlich mögliche Lade- bzw. Entladestrom ist vom aktuellen Zustand der Batterie unter Berücksichtigung diverser Parameter und einem vom Hersteller festgelegten Algorithmus abhängig. Der jeweils aktuelle Wert ist Bestandteil der zyklischen Kommunikation mit dem Batteriespeicher. Eine Überschreitung des übermittelten Wertes führt zum direkten Abschalten der Batterie. Aufgrund der Tatsache, dass die genaue Lade- bzw. Entladekurve nicht bekannt ist, der Ladestrom jedoch mit zunehmender Spannung und der Entladestrom mit sinkender Spannung mit hoher Wahrscheinlichkeit abnimmt, ist zum Erreichen der Anforderung ein größerer Strom erforderlich als zuvor berechnet. Aufgrund der vielen Unbekannten in diesem System ist der erste Entwurf des Gleichspannungswandlers auf einen maximalen Strom von 50 A ausgelegt. Ebenfalls unklar ist die von dem Batteriespeicher minimal zugelassene Entla-

deschlussspannung. Der rechnerische Wert aufgrund der verwendeten Batteriezellen liegt bei etwa 330 V (LFP) bzw. 324 V (LTO). Grundsätzlich ermöglicht die verwendete Topologie auch deutlich niedrigere Eingangsspannungen. Da dies aber mit einem zunehmend geringeren Wirkungsgrad verbunden ist, liegt das angenommene Minimum bei 300 V.

Die resultierenden Anforderungen an die Eingangsseite des Gleichspannungswandlers sind in Tabelle 6.5 zusammengefasst.

Anforderung	Wert
Eingangsleistung (max.)	30 kW
Spannung (min.)	300 V
Spannung (max.)	600 V
Strom (max.)	50 A
Eingänge	1

**Tabelle 6.5:** Anforderungen an den Anschluss für Batteriespeicher

## 6.5.2 Erdung

Beide Pole des angeschlossenen Batteriespeichers haben keine galvanische Verbindung zum Erdpotential. Damit dieser Zustand erhalten bleibt, sind beide stromführenden Leiter zum Batteriespeicher innerhalb des Gleichspannungswandlers nicht geerdet.

## 6.5.3 Isolationsüberwachung

Die von dem Projektpartner zur Verfügung gestellten Batteriespeicher stellen ein schwebendes System in Bezug auf das Erdpotential dar, für das die Normen eine kontinuierliche Überwachung des Isolationswiderstandes fordern. Aus diesem Grund hat der Projektpartner, wie in den Abschnitten 12.3 und 12.4 dargestellt, innerhalb des Batterietroges eine Isolationsüberwachung verbaut. Dies verletzt die Anforderung aus Kapitel 6.3.2, welche vorerst keine zusätzliche Überwachungstechnik für das Oberleitungsnetz bzw. galvanisch verbundenen Komponenten vorschreibt. Ob es im Betrieb zu der befürchteten gegenseitigen Störung der vorhandenen Überwachungseinrichtungen kommen kann, ist allerdings noch nicht abschließend geklärt. Grundsätzlich ermöglicht die zusätzliche interne Isolationsüberwachung in Kombination mit der allpoligen Abschaltung des Batteriespeichers eine gezielte Isolationswiderstandsmessung der einzelnen Batterieträge mit angepasstem Schwellwert und damit eine frühzeitige Feststellung von ungewollten Zuständen. Der aktuelle Zustand der Isolationsüberwachung ist Bestandteil der zyklisch übermittelten Betriebszustände.

### 6.5.4 Betriebsfehler

Die möglichen Betriebsfehler des Batteriespeichers sind detailliert in Kapitel 5.5 beschrieben. Die Alterung von Batteriezellen hat auf den Gleichspannungswandler keinen Einfluss und wird daher nicht berücksichtigt. Erdschlüsse eines Batteriepoles haben zunächst keine direkte Auswirkung und lassen sich durch die installierte Schutzeinrichtung (siehe Kapitel 6.5.3) erkennen. Entscheidend ist hier jedoch, dass die Schaltkreise des Gleichspannungswandlers eine ausreichende Spannungsfestigkeit gegenüber dem Erdpotential aufweisen. Ein Kurzschluss innerhalb der Batterie führt zum starken Absinken der Spannung an den Anschlüssen. Der Gleichspannungswandler muss diesen Fehler erkennen und den Betrieb einstellen, um eine weitere Belastung der Batterie zu unterbinden. Gleiches gilt für Kurzschlüsse außerhalb des Batterietrages, mit dem Vorteil der zeitnahen Abschaltung durch Sicherungen. Mit Überspannungen am Batterieanschluss ist innerhalb der Unterwerke nicht zu rechnen, weshalb innerhalb des Gleichspannungswandlers Schutzsysteme für geringe Leistungen, wie Transildioden und kleine Varistoren ausreichen.

## 6.6 Schnittstellen

Neben den Leistungsanschlüssen und der Erdung benötigen die Gleichspannungswandler Schnittstellen zur Kommunikation. Hierfür ist bei beiden Gleichspannungswandlern eine Ethernet-Schnittstelle vorgesehen, welche zum einen zyklisch die wichtigsten Betriebsparameter an die Leitwarte sendet und zum anderen Zugriff auf das interne Parameterinterface zur Konfiguration und erweiterten Überwachung aller Komponenten der Gleichspannungswandler ermöglicht. Der Gleichspannungswandler zur Integration von Photovoltaik-Anlagen verfügt zusätzlich über vier 24 V Steuerleitungen zur direkten Verbindung mit der Leitwarte. Diese sollen Pulse zum Zählen der eingespeisten Energiemenge sowie ein Betriebszustandssignal zur Leitwarte bereitstellen und die Abschaltung bzw. Leistungsreduktion der PV-Anlage ermöglichen. Da diese Anbindung nur an vereinzelt Standorten möglich bzw. gewünscht ist, ermöglicht die Ethernet-Schnittstelle diese Funktionalität ebenfalls.

## 6.7 Erdung und Isolation

Die Gleichspannungswandler arbeiten sowohl auf der Eingangs- als auch auf der Ausgangsseite mit ungeerdeten Systemen. Alle berührbaren Komponenten müssen jedoch aus Gründen des Personenschutzes geerdet sein.

## 6.8 Konstruktion, Produktion und Wartung

Der geplante Gleichspannungswandler zur Integration von Photovoltaik-Anlagen soll gängigen Photovoltaik-Wechselrichtern nachempfunden sein und eine ähnliche Montage an der Hauswand ermöglichen. Als Basis dient demnach ein großer Kühlkörper, welcher die Leistungselektronik trägt und gleichzeitig genügend Stabilität für die Befestigungspunkte bietet. Die nach unten gerichtete Gehäusesseite soll alle notwendigen Anschlüsse und Schalter aufnehmen. Dazu gehören die Anschlussstecker und Freischalter für die PV-Arrays, die Anschlussklemmen für das Oberleitungsnetz sowie die Kommunikationsleitungen für die Leitwarte. Die sonstigen Gehäusesseiten sollen von einem Kunststoff-Spritzguss-Gehäuse gebildet werden, welches von oben auf den Kühlkörper und die untere Seitenwand aufgesetzt und seitlich verschraubt ist. Ein in diesen Deckel integriertes Display soll den aktuellen Betriebszustand und Live-Daten darstellen. Für die Erdung des Gleichspannungswandlers soll der Kühlkörper entsprechende Anschraubmöglichkeiten bieten.

Der geplante Gleichspannungswandler zur Integration von Batteriespeichern soll ebenfalls eine Wandmontage, allerdings ausschließlich innerhalb von Gebäuden, ermöglichen. Die Konstruktion kann folglich deutlich einfacher sein. Den Stadtwerken Solingen schwebt eine stabile Basisplatte mit Blechdeckel vor und möglichst auf einer Seite befindliche Anschlüsse. Ein in den Deckel integriertes Display soll den aktuellen Betriebszustand und Live-Daten darstellen. Die Erdung des Gerätes soll über die Montageplatte erfolgen.

Der Gleichspannungswandler soll in Zukunft die direkte Einspeisung von Photovoltaik-Anlagen und Batteriespeichern an diversen Standorten bzw. innerhalb der Unterwerke ermöglichen. Für die Entwicklung ergibt sich daraus, dass die einzelnen Komponenten bis hinunter auf Bauteilebene möglichst gut beschaffbar bzw. in Bezug auf mechanische Bestandteile mit dem gängigem Maschinenpark produzierbar sind. Das Entwicklungsziel ist in diesem Fall explizit nicht das Austesten des technisch Machbaren in Bezug auf den Wirkungsgrad und die Leistungsdichte dieser Anwendung, sondern die Entwicklung von in Kleinserien produzierbaren Gleichspannungswandlern. Aus diesem Grund liegt ein besonderer Fokus auf der Gestaltung der Gesamtkonstruktion und der Einhaltung geltender Normen in Bezug auf elektrische Sicherheit und Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV).

Neben der Produktion sind auch möglicherweise notwendige Wartungsarbeiten der Gleichspannungswandler zu berücksichtigen. Der Fokus sollte hierbei auf dem einfachen Reinigen von Filtern oder Lüftern und dem schnellen Austausch von defekten Komponenten der Leistungselektronik liegen. Hier ist ein gut strukturierter, modularer Aufbau mit leicht zugänglichen Befestigungspunkten und schnell lösbaren Verbindungen anzustreben. Aufgrund der typischen Montage an einer Hauswand sollen insbesondere bei dem Gleichspannungswandler für die Integration von Photovoltaik-Anlagen wechselbare Komponenten möglichst leicht und von einer Person allein zu tauschen sein.

## 6.9 Entwicklungsschwerpunkt SiC

Die aktuellen Entwicklungen der Halbleiterbranche deuten darauf hin, dass zukünftig neue Halbleitermaterialien wie Siliziumkarbid (SiC) und Galliumnitrid (GaN) den Markt für Leistungselektronik dominieren werden. Aus diesem Grund liegt einer der Entwicklungsschwerpunkte auf der ausschließlichen Verwendung von SiC- oder GaN-Halbleitern. Kapitel 7 gibt zunächst einen Einblick in die Entwicklung und Funktionsweise moderner Leistungsschalter und Dioden und geht anschließend auf die Besonderheiten von Halbleitern auf Basis von SiC und GaN ein.

# Kapitel 7

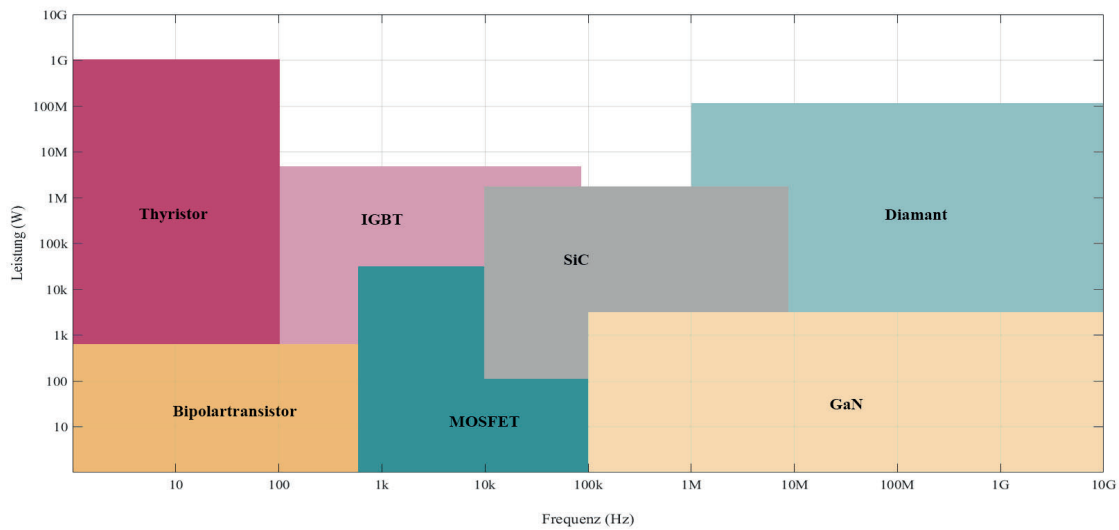
## Grundlagen der verwendeten Leistungshalbleiter

Den Grundstein der heute in allen Bereichen der Elektrotechnik eingesetzten Leistungselektronik legt Ferdinand Braun im Jahr 1874 mit der Entdeckung des Gleichrichtereffektes. Etwa 30 Jahre später erhält Greenlead Whittier Pickard das erste Patent auf eine Siliziumdiode und weitere 15 Jahre später baut Ernst Presser den ersten funktionierenden Selengleichrichter. Die zugehörige Theorie und die physikalischen Zusammenhänge liefert Walter Schottky im Jahr 1939. Den ersten steuerbaren Transistor erfindet Shockley mit Bardeen und Brattain im Jahr 1947 und mit Ebers und Moll zehn Jahre später den ersten Thyristor. Mit diesem Bauteil lassen sich erstmalig größere Leistungen schalten. Die fehlende Abschaltmöglichkeit des Thyristors beschleunigt die Entwicklung des GTO-Thyristors (gate turn-off), des IGC-Thyristors (integrated gate-commutated) und des MC-Thyristor (MOS controlled thyristor). Eines der wichtigsten Bauelemente der modernen Leistungselektronik beschreibt Yamagami erstmals im Jahr 1968. Der erstmalige Aufbau eines funktionierenden IGBT (insulated-gate bipolar transistor) gelingt Baliga allerdings erst 14 Jahre später. Dieser Schalter gilt heute als Basis der Leistungselektronik und findet in unzähligen Applikationen Verwendung. [25]

Die heutigen Bestrebungen im Bereich der Halbleiterentwicklung sind getrieben durch den Gedanken der Ressourcenschonung und Umweltverträglichkeit. Neben der kontinuierlichen Verringerung des Materialeinsatzes und des benötigten Energiebedarfs für die Fertigung sind insbesondere die Erhöhung der Schalteistung und des Wirkungsgrades im Fokus der Entwicklung. Weitere Ziele sind die Erweiterung des Betriebstemperaturbereiches, die Vereinfachung der Ansteuer- und Schutzschaltungen, die Erhöhung der Lebensdauer, Robustheit und Zuverlässigkeit sowie die ganzheitliche Kostenreduktion.

Grafik 7.1 veranschaulicht die aktuellen Betriebsgrenzen und Einsatzgebiete moderner Leistungshalbleiter unter Berücksichtigung der Leistung und Schaltfrequenz.

Die Gruppe der Thyristoren beinhaltet den Triac, Thyristor, GTO-, MC-, IGC- und LT-Thyristor (light triggered). Wie oben erwähnt ist der GTO-Thyristor die abschaltbare Weiterentwicklung des Thyristors. Während der Ansteueraufwand für den GTO-Thyristor vergleichsweise hoch ist, ermöglicht der MC-Thyristor eine einfache spannungsgesteuerte An-



**Abbildung 7.1:** Darstellung der Betriebsgrenzen moderner Leistungshalbleiter (Eigene Darstellung, basierend auf [26])

steuerung aufgrund der integrierten MOSFET-Stufe. Der Nachteil dieses Bauteils besteht in der aufwendigen Fertigung. Der IGC-Thyristor fordert einen mittleren Beschaltungsaufwand, ermöglicht aber höhere maximale Pulsfrequenzen und zeigt bessere Schaltzeiten bei Reihenschaltungen. Der LT-Thyristor eliminiert aufgrund der Ansteuerung per Lichtimpuls unterschiedliche Laufzeiten durch verschiedene Steuerleitungslängen und bietet prinzipbedingt eine galvanische Trennung. Deshalb findet er heute insbesondere Anwendung in Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragungsanlagen mit einer Reihenschaltung mehrerer Thyristoren. Aufgrund der verschiedenen Spezialisierungen in der Gruppe der Thyristoren ermöglichen sie den größten Leistungsbereich von einigen hundert Watt bis in den Gigawatt-Bereich. Die maximal nutzbare Schaltfrequenz liegt für den Großteil der Thyristoren bei etwa 100 Hz, wodurch das Einsatzgebiet hauptsächlich auf Anwendungen am Versorgungsnetz beschränkt ist.

Der BJT (bipolar junction transistor) deckt kleinere Leistungen bis etwa 800 W und Schaltfrequenzen bis 40 kHz ab. Aufgrund der hohen Transkonduktanz, dem Verhältnis von Eingangsspannung zu Ausgangsstrom, eignet sich der BJT für diverse analoge Verstärkerschaltungen. Im Audiobereich, insbesondere bei Audioverstärkern, spielen die höheren Frequenzen des hörbaren Spektrums (bis etwa 20 kHz) eine wichtige Rolle.

Die Gruppe der IGBT umfasst verschiedene Bauarten und Generationen von reinen Silizium-IGBTs und Kombinationen aus Silizium IGBTs mit Siliziumcarbid-Freilaufdioden. IGBTs ermöglichen Leistungen bis in den zweistelligen Megawatt-Bereich und Schaltfrequenzen bis ungefähr 100 kHz. Mit diesem Arbeitsbereich lassen sich im industriellen Einsatz eine Vielzahl von Anwendungen abdecken, weshalb der IGBT heute der meistverwendete Leistungshalbleiter ist. Beispielhafte Anwendungsgebiete sind industrielle Umrichter, unterbrechungsfreie Spannungsversorgungen, Traktionsumrichter in der Bahntechnik oder Wechselrichter im Bereich der erneuerbaren Energieversorgung.

Der MOSFET (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor) ermöglicht Leistungen bis 10 kW und bei deutlich weniger Leistung Schaltfrequenzen bis zu mehreren hundert Kilohertz. Typische Anwendungen sind die Automobil-Branche, Power-Factor-Correction, Schaltnetzteile, Umrichter, Audioverstärker oder Konsumgüter.

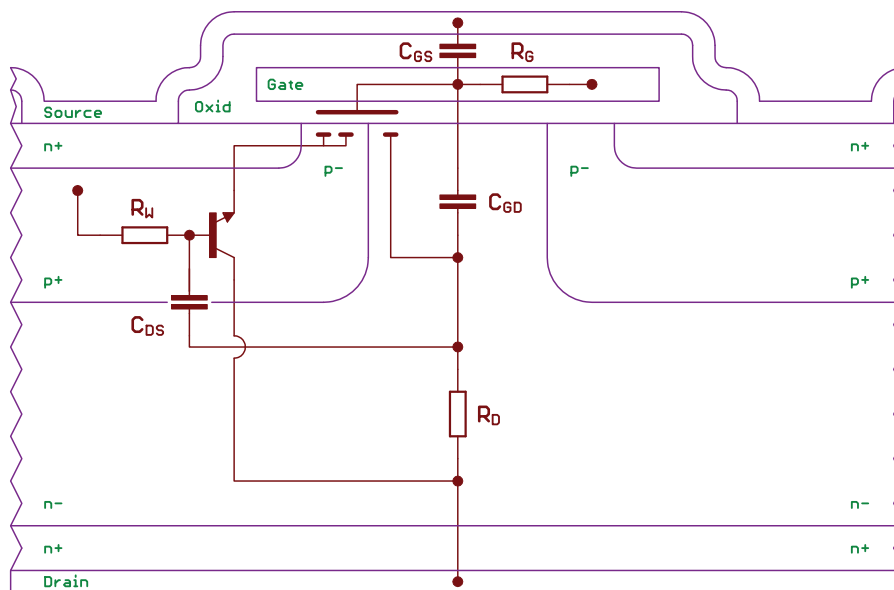
SiC (Siliziumkarbid), GaN (Galliumnitrid) und Diamant sind die modernsten Werkstoffe für Leistungshalbleiter und aktuell Gegenstand vieler Forschungs- und Entwicklungsvorhaben. Mit diesen Wide-Bandgap Halbleitern (siehe 7.2) lassen sich prognostizierte Leistungen bis in den Megawatt-Bereich und Schaltfrequenzen bis in den zweistelligen Gigahertz-Bereich umsetzen. Aufgrund der vielen Vorteile dieser neuen Technologien, insbesondere der deutlich geringeren Verluste, sind sie grundsätzlich für alle Anwendungen denkbar. Aktuell finden insbesondere SiC und GaN zunehmend Anwendung im Bereich der Elektromobilität, bei Traktionsumrichtern in der Bahntechnik und bei großen Photovoltaikanlagen. Leistungshalbleiter aus Diamant, GaAs (Galliumarsenid) oder Graphen haben den Materialdaten zufolge ein sehr großes Potenzial auch für hohe Betriebsspannungen, lassen sich bislang jedoch noch nicht zuverlässig produzieren.

Grundsätzlich zeigt die Grafik, dass mit zunehmender Schaltfrequenz die maximale Leistung der Bauteile abnimmt. Bei hohen Schaltfrequenzen nimmt der Anteil der Ein- und Ausschaltvorgänge an der Gesamtperiode prozentual zu. Dadurch steigen die Schaltverluste, da während der Übergangsphasen gleichzeitig Strom und Spannung am Bauteil anliegen. Da die Schaltverluste demnach abhängig von diesen beiden Größen sind, sinkt die maximale Schaltleistung mit zunehmender Frequenz. Hinzu kommt, dass die schnell schaltenden Bauteile aufgrund ihrer Technologie immer kleinere Strukturen benötigen, welche im Vergleich zu großen Bauteilen eine schlechteren Wärmeableitfähigkeit besitzen. Die Verschaltung mehrerer diskreter Halbleiterchips zu Modulen oder Scheiben mit großen Kühlflächen schafft hier Abhilfe, ist aber aufgrund parasitärer Effekte, wie Zuleitungsinduktivitäten, begrenzt.

Für die im Rahmen dieser Dissertation behandelten Gleichspannungswandler bietet sich die Verwendung der neuen SiC-MOSFETs an. Diese bieten gegenüber GaN eine höhere Spannungsfestigkeit, was die Anzahl der Leistungshalbleiter und die damit einhergehende Komplexität der Schaltung reduziert. Die höheren Schaltfrequenzen ermöglichen kleinere induktive Bauelemente im gesamten System und dadurch kleinere Bauformen und geringeres Gewicht bei gleicher Leistung. Durch geringere Schalt- und Durchlassverluste lassen sich der Systemwirkungsgrad erhöhen und kleinere Kühlkörper verwenden. Dies spart langfristige Betriebskosten, so dass sich der größere Investitionsbedarf meist innerhalb der ersten Betriebsjahre amortisiert. Von den technischen und betriebswirtschaftlichen Vorteilen abgesehen, zeigen die aktuellen Fachzeitschriften und Fachmessen, dass die Industrie die SiC-Technologie zunehmend akzeptiert und in vielen Anwendungen erprobt. Dieser Trend spricht dafür, dass die SiC-Technologie in wenigen Jahren als Stand der Technik im gesamten Markt verbreitet sein wird.

## 7.1 Funktionsweise des Leistungs-MOSFETs

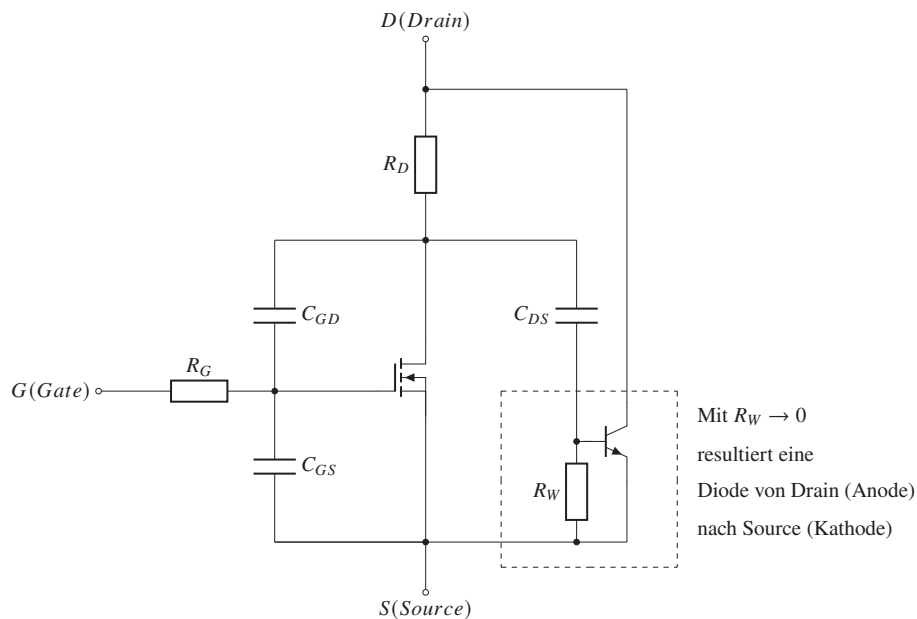
Die unten dargestellten Grafiken zeigen das vereinfachte Schnittbild eines n-Kanal Leistungs-MOSFET in VDMOS-Technologie (Vertical Diffused MOS) mit zugehörigem Ersatzschaltbild. Die Bezeichnung VDMOS resultiert aus dem vertikalen Aufbau, in welchem der Strom von oben nach unten durch das Bauteil fließt und dem zweifachen Diffusionsprozess für die  $p^+$ - und  $n^+$ -Wannen. Von unten nach oben besteht das Bauteil aus einem gut leitenden  $n^+$ -Substrat mit rückseitiger Metallisierung als Drain-Kontakt. Darauf befindet sich das  $n^-$ -Gebiet, dessen Dicke und Dotierung die Spannungsfestigkeit des Bauelements bestimmt. Eine direkte Metallisierung der  $n^-$ -Schicht hat einen Metall-Halbleiter-Kontakt (Schottky-Kontakt) zur Folge, welcher ungewünschte Effekte hervorruft. Innerhalb der  $n^-$ -Schicht befinden sich in gleichbleibendem Abstand diffundierte  $p^+$ -Wannen mit ebenfalls diffundierten  $n^+$ -Gebieten. Die Metallisierung für den Source-Kontakt schließt beide Bereiche in der Mitte der Wannen kurz, wodurch der im Schichtaufbau entstandene npn-Transistor dauerhaft unwirksam ist und als parasitäre Inversdiode verbleibt. An den Außenkanten der Wannen befindet sich der dünne leitende Kanal. Oberhalb des Kanals befindet sich eine isolierende Oxid Schicht mit aufgebrachtener Gate-Elektrode. Ein vollständiger Leistungs-MOSFET besteht aus einer flächigen Parallelschaltung dieser Einzelzellen.



**Abbildung 7.2:** n-Kanal Leistungs-MOSFET in VDMOS-Technologie (Eigene Abbildung, basierend auf [26])

Der MOSFET kann vier Betriebszustände einnehmen, welche sich aus der Polarität der Drain-Source-Spannung  $U_{DS}$  und dem Anlegen einer Gate-Source-Spannung  $U_{GS}$  ergeben. Im Vorwärts-Blockierbetrieb mit positiver Spannung  $U_{DS}$  und mit ausreichend niedriger Spannung  $U_{GS}$  sperrt der MOSFET. Mit Anlegen einer positiven Gate-Source-Spannung, welche die Schwellenspannung des jeweiligen MOSFETs überschreitet, beginnt der Vorwärts-Durchlassbetrieb. Die positiv geladene Gate-Elektrode zieht die negativen Ladungsträger

der  $p^+$ -Wanne unter das Gate-Oxid und ermöglicht somit einen n-leitenden Kanal vom  $n^+$ -Source-Gebiet über die  $n^-$ -Zone bis in das  $n^+$ -Drain-Gebiet. Mit zunehmender Einschalt-dauer breitet sich der Stromfluss im gesamten MOSFET aus, so dass das  $n^-$ -Gebiet mit Ladungsträgern überflutet wird und dadurch ein niederohmiges Verhalten zeigt. Mit negativer Drain-Source-Spannung und fehlender Gate-Source-Spannung befindet sich der MOSFET im Rückwärts-Blockierbetrieb und ermöglicht einen Stromfluss über die parasitäre Inversdiode aus  $p^+$ -Wanne und n-Gebiet. Diese Dioden haben meist hohe Vorwärtsspannungen und ein träges Schaltverhalten, weshalb sie innerhalb der meisten Derivate durch parallele Dioden überbrückt sind. Der Rückwärts-Durchlassbetrieb lässt sich durch Anlegen einer positiven Gate-Source-Spannung erreichen und entspricht prinzipiell dem Vorwärts-Durchlassbetrieb mit invertierter Stromrichtung.



**Abbildung 7.3:** Ersatzschaltbild eines n-Kanal Leistungs-MOSFET

Für eine detaillierte Betrachtung des Einschaltverhaltens dient das dargestellte Ersatzschaltbild des MOSFETs. Den Ausgangszustand stellt ein gesperrtes Bauteil ohne angelegte Gate-Spannung und einer positiven Drain-Source-Spannung dar. Das Anlegen einer Gate-Spannung bewirkt das Aufladen des Kondensators  $C_{GS}$  über den internen Gate-Widerstand  $R_G$ . Mit Erreichen der Schwellspannung beginnt der Kanal zu leiten und  $U_{DS}$  zu sinken. Zeitgleich muss sich der, auf die zuvor angelegte Sperrspannung aufgeladene, Kondensator  $C_{GD}$  entladen, was einen zusätzlichen Gate-Strom erfordert. Mit steigender Leitfähigkeit der  $n^-$ -Schicht des MOSFETs vergrößert sich die wirksame Kapazität  $C_{GD}$ . Dieser als Miller-Effekt bezeichnete Zusammenhang führt zu einer erhöhten Belastung am Gate, so dass der gesamte Strom in den Kondensator  $C_{GD}$  fließt und der Anstieg der Gate-Source-Spannung abflacht oder sich im schlimmsten Fall invertiert. Mit zunehmend abgeschlossener Umladung des Kondensators  $C_{GD}$  kann der Gate-Strom wieder in  $C_{GS}$  fließen und  $U_{GS}$  auf die extern angelegte Spannung ansteigen. Die aus Gate-Elektrode und Source-Gebiet bestehende Gate-Kapazität  $C_{GS}$  sowie die aus Drain- und Source-Anschluss bestehende Drain-Source-Kapazität  $C_{DS}$  sind während des Schaltvorgangs annähernd konstant.

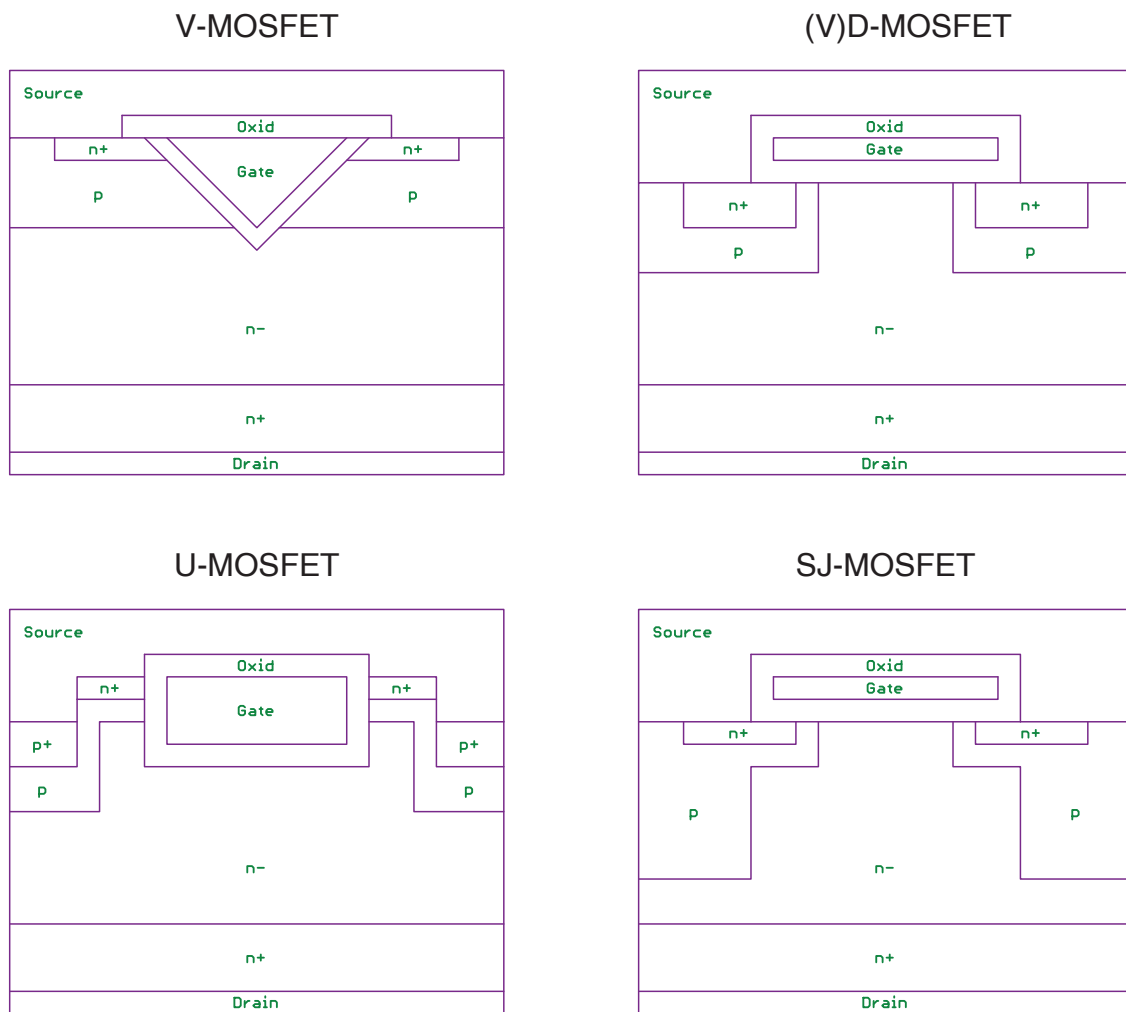
Im Vergleich zu dem Planar-MOSFET, bei dem der Drain- und Source-Anschluss in einer Ebene liegen, ermöglicht dieser Aufbau bei gleicher Chipfläche deutlich größere Sperrspannungen und Ströme. Die maximale Sperrspannung eines Planar-MOSFETs ist proportional zu der Länge des leitenden Kanals, der maximale Strom zu seiner Querschnittsfläche. Die Vergrößerung der beiden Werte ist folglich mit einer direkten Änderung des Flächenbedarfes verbunden. Bei der vertikalen Struktur bestimmt im Gegensatz dazu lediglich die Dicke, bzw. Dotierung der  $n^-$ -Schicht die maximale Spannungsfestigkeit. Der maximale Strom ist ebenfalls proportional zur Querschnittsfläche des leitenden Kanals; die Flächennutzung ist in der vertikalen Struktur jedoch deutlich besser. Dessen ungeachtet existieren aufgrund der besseren Transkonduktanz diverse Leistungs-MOSFETs in planarer Bauweise für Anwendungen unter 100 V im Bereich der Hochfrequenztechnik mit großer Leistung (Mobilfunk, Radio, Radar, etc.). Bei einem Schaltnetzteil spielt diese Eigenschaft keine Rolle, da sich die Bauteile nicht im Verstärker-, sondern ausschließlich im Schalterbetrieb befinden. [27] [28] [29] [30] [44]

### 7.1.1 Entwicklung des Schichtaufbaus für den Leistungs-MOSFET

Der oben beschriebene VDMOS-Schichtaufbau entspricht dem ersten gut produzierbaren und insbesondere langzeitstabilen Schichtaufbau für Leistungs-MOSFETs aus den frühen 1980er Jahren. Wenige Jahre zuvor sind die ersten nicht-planaren Leistungs-MOSFETs in Form der V-MOSFETs auf den Markt gekommen (Abbildung 7.4). Der Name resultiert aus der chemisch geätzten Nut für das thermisch gewachsene Gate-Oxid und die aus Metall oder polykristallinem Silizium bestehenden Gate-Elektrode. Die spezielle Gate-Kontur erzwingt einen hauptsächlich vertikalen Stromfluss, was im Gegensatz zum planaren Schichtaufbau zu einem kleineren Durchlasswiderstand  $R_{DS(on)}$  führt. Ein überwiegender Nachteil dieser Gate-Kontur ist jedoch die tief in der  $n^-$ -Schicht liegende Spitze mit Gate-Potential, die eine lokal erhöhte elektrische Feldstärke und damit eine geringere Durchbruchspannung  $U_{BR}$  zur Folge hat. Im Bereich der Fertigung bereiten das Erzeugen und Säubern der v-förmigen Aussparung, das Züchten eines stabilen Gate-Oxides auf den chemisch geätzten Oberflächen, das Füllen der Aussparung mit der Gate-Elektrode und das Bedecken der unebenen Struktur mit der Source-Metallisierung große Probleme. Das Resultat ist ein in Bezug auf die Langzeitstabilität unzuverlässiges Bauteil, weshalb die Produktion in großen Stückzahlen ausbleibt. [31]

Auf dem V-MOSFET aufbauend hat der Leistungs-MOSFET bis zum heutigen Stand der Technik unzählige Entwicklungsschritte durchlaufen. Den V-MOSFET und die aktuell manifestierten und erhältlichen Technologien zeigt Abbildung 7.4. Das gemeinsame Motiv der nachfolgend gemäß [31] und [32] beschriebenen Weiterentwicklungen sind die sukzessive Reduktion des Durchlasswiderstandes und der wirksamen parasitären Kapazitäten, die Erhöhung der Spannungsfestigkeit, die Verkleinerung der benötigten Chipfläche sowie die Verbesserung der Zuverlässigkeit des Halbleiterschalters.

Die Weiterentwicklung des V-MOSFETs ist der oben beschriebene VD-MOSFET, dessen Fertigung ohne die kritischen Ätzprozesse auskommt und eine Produktion von zuverlässigen Bauteilen in großen Stückzahlen ermöglicht. Der Nachteil des angepassten Schichtaufbaus



**Abbildung 7.4:** Schematische Darstellung eines n-Kanal Leistungs-MOSFET mit V, VD, U und SJ Schichtaufbau

liegt in der JFET-Region (junction field effect transistor) unterhalb des Gates. Zwischen den eingelassenen P-Gebieten und der  $n^-$ -Schicht direkt unter dem Gate bilden sich Raumladungszonen aus und sorgen so für eine Abschnürung des Bereichs und damit Erhöhung des JFET-Widerstands  $R_{JFET}$  als entscheidender Summand des Durchlasswiderstands. Optimierungsmaßnahmen in Bezug auf die Gate-Dimensionierung und Dotierung bzw. deren Gradient im Bauelement tragen zur Minimierung dieses Widerstands bei.

Die Weiterentwicklung des VD-MOSFETs ist der U-MOSFET bzw. Trench-Gate-MOSFET. Der Trench-Gate-MOSFET besitzt einen chemisch geätzten rechteckigen Graben mit isolierender Gate-Oxidschicht, eine innen liegende Gate-Elektrode aus polykristallinem Silizium sowie einer Oxidfüllung zur Planarisierung der Oberfläche.. Die Anordnung des Gates als tiefer Graben zwischen den beiden p-Gebieten eliminiert den zuvor beschriebenen parasitären JFET und ermöglicht dadurch einen geringeren Zellenabstand, einen gleichmäßigeren vertikalen Stromfluss und deutliche Reduktion des Gesamtwiderstands des MOSFETs. Dis-

krete Kleinspannungs-MOSFETs mit 1,3 bis 1,9 Millionen Zellen pro Quadratcentimeter erscheinen erstmals im Jahr 1994 auf der Electronica in München. Darauf aufbauend führen viele kleinere Abänderungen zu einer kontinuierlichen Verbesserung des Bauteils. So führt das Abschirmen des Gates durch eine dicke Oxidschicht auf der Unterseite sowie die Einführung von tief reichenden p-Gebieten beispielsweise zu einer deutlich höheren Immunität gegen injizierte Ladungsträger und Lawinendurchbrüche. Tief reichende p-Gebiete zeigen allerdings erneut Abschnüreffekte in Bezug auf den Drain-Strom in der n<sup>-</sup>-Schicht, wodurch die Miniaturisierung der Zellen beschränkt wird. Optimierte Designs besitzen deshalb auf der gesamten Fläche nur vereinzelt Zellen mit tief reichendem p-Gebiet, zeigen aber die gleiche schützende Wirkung. Diese Entwicklungen ermöglichen 5 Millionen Zellen pro Quadratcentimeter und können den Durchlasswiderstand ungefähr halbieren.

Die Durchlasswiderstände sind nun so klein, dass sie in einer Größenordnung mit den Widerständen der Bond-Drähte und Anschlussleitungen liegen, was zwingend zu neuen Gehäusen führen muss. Gleichzeitig ermöglichen Fabriken für kleinere Strukturgrößen und besseren Herstellungsverfahren das Steigern der Zelldichte auf ungefähr 100 Millionen Zellen pro Quadratcentimeter. Damit fällt der Durchlasswiderstand erneut, so dass nun der Widerstand des Substrates eine entscheidende Rolle einnimmt und dünnere Substrate sowie hochdotierte Wafer Abhilfe schaffen müssen. Nachteilige Effekte zeigen die mit der Zelldichte linear ansteigenden und das Schaltverhalten definierenden Kapazitäten  $C_{GS}$  und  $C_{GD}$ . Beide erhöhen die Schaltverluste des MOSFETs und insbesondere die Miller-Kapazität  $C_{GD}$  birgt die Gefahr des parasitären Wiedereinschaltens (siehe Kapitel 7.2.3). Dickere Oxidschichten und aufgeteilte bzw. abgeschirmte Gate-Strukturen ermöglichen deutlich kleinere Rückwirkungskapazitäten, verringern das effektive elektrische Feld am Gate und erhöhen die Durchschlagsfestigkeit.

Mit der Entdeckung der Superjunction-Technologie, welche auf dem Prinzip des Ladungsausgleichs beruht, fällt der Durchlasswiderstand erstmals unter das Silizium-Limit. Diese Struktur hat abwechselnde tiefe p- und n-Schichten mit begrenzter Ladung, welche in Sperrrichtung vollständig verarmt sind. Dies führt bei gleicher Dicke der n<sup>-</sup>-Schicht zu einer deutlich höheren Spannungsfestigkeit und ermöglicht damit dünnere Schichten und geringere Durchlasswiderstände. Bereits beschriebene Techniken zur Erhöhung der Durchschlagsfestigkeit lassen sich gleichermaßen anwenden, ermöglichen zudem aber noch kleinere Kapazitäten und somit besseres Schaltverhalten. Nachteilig wirkt sich nur die aufgrund der Verarmung deutlich größere Varianz der Kapazität  $C_{DS}$  aus, da dies bei ungünstigem Layout zu Oszillationen, Instabilitäten und EMV-Störungen führen kann. Durch die vielen Verbesserungen einzelner Aspekte der Superjunction-Technologie findet sie heute in allen modernen Silizium-MOSFETs mit hoher Spannungsfestigkeit Verwendung. [33]

Der Durchlasswiderstand des VD-MOSFETs, ohne Berücksichtigung des Gehäuses, lässt sich vereinfacht als Reihenschaltung von konzentrierten eindimensionale Elementen beschreiben:

$$R_{DS(on)} = R_{CS} + R_{N+} + R_{CH} + R_A + R_{JFET} + R_D + R_{SUB} + R_{CD} \quad (7.1)$$

Von Source nach Drain stellt  $R_{CS}$  den Übergangswiderstand von Metall auf Silizium,  $R_{N+}$  den Widerstand des n-dotierten Source-Gebietes,  $R_{CH}$  den Kanalwiderstand,  $R_A$  den Widerstand der Strom-Sammelregion zwischen Kanal und JFET-Bereich,  $R_{JFET}$  den Widerstand des parasitären JFET zwischen den beiden p-dotierten Wannsen,  $R_D$  den Widerstand der n-Schicht,  $R_{SUB}$  den Widerstand des Drain-Substrates und  $R_{CD}$  den Übergangswiderstand von Silizium auf Metall am Drain dar. Für den Vergleich verschiedener MOSFET-Technologien eignet sich die Reduktion des Durchlasswiderstands auf die Elemente  $R_{CH}$  und  $R_D$ , welche proportional zur Gate- bzw. Kanal-Dimensionierung und der Spannungsfestigkeit sind. Mit steigender Sperrspannung dominiert  $R_D$  gegenüber  $R_{CH}$  aufgrund der Abhängigkeit zwischen Sperrspannung, Dotierungs-Konzentration und Dicke der n-Schicht. Für den U-MOSFET entfällt der Widerstand  $R_{JFET}$ . Eine detaillierte Herleitung und Berechnung der einzelnen Komponenten für die verschiedenen Schichtaufbauten liefern [31], [34] und [35].

Mit Berücksichtigung des Gehäuses kommen weitere Widerstandskomponenten hinzu. Dies sind die parasitären Widerstände des Gehäuses in Form der Anschlussbeine, der Metallisierungen, der Stromverteilung und der internen Bond-Drähte. Insbesondere die Bond-Drähte sind kritisch, weil ihr Draht aufgrund des geringen Leiterquerschnitts während des Betriebs des MOSFETs eine starke Temperaturerhöhung zeigt und dadurch ihr Widerstand ansteigt. Je nach Gehäuse und Chipfläche des MOSFETs kann der Bond-Draht-Widerstand aufgrund dieses Anstiegs einen hohen prozentualen Anteil am Gesamtwiderstand einnehmen. Neue Fertigungsmethoden nutzen großflächige Kupferclips und eine Sandwich-Bauweise für die interne Kontaktierung der aktiven Chipfläche und reduzieren den resistiven Einfluss des Gehäuses dadurch deutlich. Dies ermöglicht im zweiten Schritt die Verwendung von weniger aktiver Chipfläche für den gleichen resultierenden Gesamtwiderstand des MOSFETs sowie einen besseren Füllfaktor in Bezug auf das Gehäusevolumen und damit geringere Herstellungskosten. Die optimierte Ausnutzung des verfügbaren Gehäusevolumens ist ein entscheidendes Ziel, da mehr aktive Chipfläche stets mit geringerem Gesamtwiderstand einhergeht und dadurch weniger Verlustwärme im Bauteil entsteht. [36]

In vielen Anwendungen ist die Reduktion des Durchlasswiderstands des Leistungs-MOSFET das primäre Ziel der Entwickler zur Optimierung der Verluste. Dieser Ansatz ist jedoch nicht in jeder Anwendung zielführend. So gibt es beispielsweise Anwendungen, in denen ein minimaler Durchlasswiderstand entscheidend ist und andere, in denen das Erreichen maximaler Schaltfrequenzen und damit eine geringe Gate-Kapazität entscheidend ist. Diese beiden Ziele stehen bereits im Konflikt, da eine größere Chipfläche zwar einen kleineren Gesamtwiderstand, aber auch eine größere Fläche der Gate-Struktur und damit eine größere Gate-Kapazität zur Folge hat. Aufgrund dieses Grundproblems existieren auf dem Markt eine Vielzahl von verschiedenen MOSFETs, die je nach Generation, Hersteller und Anwendung in Bezug auf ihren Schichtaufbau für einzelne Bauteilparameter optimiert sind. Eine detaillierte Betrachtung dieser Thematik führt an dieser Stelle zu weit, findet sich jedoch für die im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Topologien und Bauteile in [137].

## 7.2 Wide-Bandgap-Leistungshalbleiter

Leistungshalbleiter aus Silizium sind seit vielen Jahren der Stand der Technik und erreichen, durch die kontinuierliche Weiterentwicklung eine zunehmend höhere Effizienz. Dennoch ist Leistungsfähigkeit von Silizium aufgrund der physikalischen Eigenschaften begrenzt. Abhilfe schaffen neue Wide-Bandgap-Leistungshalbleiter, die sich zum Zeitpunkt dieser Arbeit in der Markteinführung befinden. Der entscheidende und namensgebende Unterschied zu den bewährten Halbleitern aus Silizium ist die Bandlücke  $E_g$ , welche die Energiedifferenz zwischen dem Valenz- und dem Leitungsband angibt. Elektronen sind innerhalb eines Materials in unterschiedlichen Energiezuständen, auch Energiebändern, angeordnet, die durch Wechselwirkungen der Elektronen mit dem Kristallgitter entstehen. Das höchste vollständig besetzte Energieband ist das Valenzband, in welchem die Elektronen lokal fixiert die chemischen Bindungen zwischen den Atomen im Kristallgitter bilden und dadurch wenig Beweglichkeit aufweisen. Das nächsthöhere Energieband ist das Leitungsband, welches im Ursprungszustand wenige, jedoch frei bewegliche Elektronen enthält. Durch Strahlungsmechanismen können Elektronen aus dem Valenzband zusätzliche Energie erhalten und in das Leitungsband übergehen. Eine niedrige Bandlücke begünstigt diesen Übergang, was für einen MOSFET beispielsweise bedeuten kann, dass mit zunehmender Betriebstemperatur ein erhöhter ungewollter Sperrstrom fließt oder die Schaltfähigkeit nachlässt. Aus diesem Grund gibt es ein Bestreben nach Wide-Bandgap-Halbleitern, also Materialkombinationen mit Bandlücken oberhalb von 2 eV.

Die zum Zeitpunkt dieser Arbeit vielversprechendsten Materialien sind SiC und GaN, deren grundlegende Materialparameter, entnommen aus [37], in Tabelle 7.1 im Vergleich zu Silizium dargestellt und nachfolgend erläutert werden. [27]

Materialeigenschaft	$E_B$	$V_{sat}$	$\mu_e$	$\mu_h$	$\epsilon_r$	$E_g$	$\lambda$	$T_{crit}$
Einheiten	$\frac{V}{cm}$	$\frac{cm}{s}$	$\frac{cm^2}{Vs}$	$\frac{cm^2}{Vs}$	1	eV	$\frac{\mu m}{cmK}$	$^{\circ}C$
Si	$0,3 \cdot 10^6$	$1,0 \cdot 10^7$	1400	600	11,8	1,1	1,5	150
4H-SiC	$3,0 \cdot 10^6$	$2,7 \cdot 10^7$	900	100	9,7	3,3	2,7	1300
GaN	$3,0 \cdot 10^6$	$2,7 \cdot 10^7$	1250	200	9,5	3,5	2,7	500

**Tabelle 7.1:** Gegenüberstellung der grundlegenden Materialparameter

Die dargestellten Halbleitereigenschaften sind so gewählt, dass eine Beschreibung des Widerstands, der parasitären Kapazitäten, der thermischen Leitfähigkeit und der maximalen Betriebstemperatur möglich ist, was den entscheidenden Auswahlkriterien für einen MOSFET in einer spezifischen Anwendung entspricht. Innerhalb eines Halbleiterbauteils erzeugen die angelegten Spannungen elektrische Felder, die die freien Ladungsträger beschleunigen. Die kritische Feldstärke  $E_B$  beschreibt die Feldstärke, die Ladungsträger so stark beschleunigt, dass bei der Kollision mit der Kristallstruktur weitere Ladungsträgerpaare entstehen. Diese Größe ist bei SiC und GaN um eine Zehnerpotenz größer als bei Silizium bei zusätzlich höherer Sättigungsdriftgeschwindigkeit  $V_{sat}$ , welche die maximale Bewegungsgeschwindigkeit der Elektronen im Halbleitermaterial angibt. Für den MOSFET bedeutet das, dass für identische Sperrspannungen eine deutlich dünnere n<sup>-</sup>-Schicht und somit auch ein stark

reduzierter Durchlasswiderstand möglich ist. Die reduzierte Leitfähigkeit der Wide-Bandgap-Materialien, welche sich in den Ladungsträgermobilitäten für Elektronen  $\mu_e$  und Löcher  $\mu_h$  zeigen, hebt diesen Vorteil in gewissem Maße wieder auf. Der bei SiC und GaN deutlich größere Unterschied zwischen der Elektronen- und Löchermobilität zeigen, dass der p-Kanal-MOSFET, verglichen mit dem n-Kanal MOSFET, wesentlich schlechtere Eigenschaften besitzt. Aus diesem Grund ist diese Ausführung bei neuen Materialien noch irrelevanter als bei Silizium. Die geringere relative Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$  reduziert die parasitären Kapazitäten und ermöglicht in Kombination mit geringeren Baugrößen schnellere Schaltvorgänge. Der Wärmeleitkoeffizient  $\lambda$  in Verbindung mit der maximalen Betriebstemperatur  $T_{crit}$  gibt einen Hinweis auf die thermische Belastbarkeit. Der hohe Wärmeleitkoeffizient der Wide-Bandgap-Materialien ermöglicht das Abführen von großen Verlustleistungen aus dem Halbleiter. Die kritische Betriebstemperatur liegt über dem Schmelzpunkt einiger Metalle und zeigt, dass für SiC und GaN die Metallisierung und der Einbau in das Gehäuse die Maximaltemperatur festlegen und nicht mehr der Halbleiter selbst. [27] [28]

Die parasitäre Body-Diode in SiC-MOSFETs weist im Vergleich zu herkömmlichen Si-MOSFETs eine deutlich höhere Vorwärtsspannung und damit höhere Verluste auf. Dies liegt insbesondere an der größeren Bandlücke von SiC, die zu einer höheren intrinsischen Sperrschichtspannung und damit auch zu einer höheren Vorwärtsspannung führt. Zudem verläuft die Rekombination von Elektronen und Löchern weniger effizient, da SiC eine geringere intrinsische Ladungsträgerkonzentration aufweist und die große Bandlücke den Übergang zwischen Leitungs- und Valenzband erschwert. Dies bedeutet, dass die Body-Dioden von SiC-MOSFETs insbesondere in Anwendungen mit hohen Schaltfrequenzen deutliche Nachteile aufweisen, die ggf. durch externe Leistungsdioden kompensiert werden müssen. Bei GaN-MOSFETs tritt dieser Nachteil nicht auf, da diese aufgrund eines anderen Schichtaufbaus typischerweise keine Body-Diode besitzen. [27]

Die im vorherigen Kapitel betrachtete Entwicklung des Schichtaufbaus scheint sich im Bereich der Wide-Bandgap-Halbleiter ebenso zu vollziehen. Die ersten MOSFET-Generationen der verschiedenen Hersteller zeigen den bekannten und sehr robusten VDMOS Schichtaufbau. Der Übergang hin zu moderneren Anordnungen zeigt die gleichen Probleme in Bezug auf Stabilität und Kontrollierbarkeit der Feldstärke wie auch bei Silizium. Es ist jedoch davon auszugehen, dass modernere Anordnungen sehr schnell Marktreife erreichen werden.

### 7.2.1 Figures of Merit zur Material- und Bauteilbewertung

Im vorhergehenden Kapitel wurden verschiedene Halbleitermaterialien und die daraus resultierenden Eigenschaften von Leistungsbauteilen qualitativ verglichen. Um diese Bewertung zu ergänzen und objektivieren zu können, stehen kombinierte Bewertungsgrößen zur Verfügung, die sogenannten Figures of Merit (FOM). Sie ermöglichen eine quantitative Einschätzung, die über den rein qualitativen Vergleich hinausgeht. Der Vergleich erfolgt, mit einer Ausnahme, auf Basis der jeweiligen Material- oder Bauteilparameter. Durch die Berechnung der FOMs auf beiden Ebenen lässt sich abschätzen, inwieweit ein konkretes Bauteil das theoretische Potenzial des zugrunde liegenden Materials ausschöpft. Abweichungen zwischen den beiden Ergebnissen gehen meist auf den konkreten Schichtaufbau zurück, welcher in

den FOMs selbst nicht berücksichtigt wird. Nachfolgend sind die vier ältesten und immer noch relevanten FOMs für Leistungshalbleiter beschrieben. Diese betrachten jeweils ein Optimierungsproblem von zwei konkurrierenden Parametern, die kombiniert Einfluss auf das Gesamtverhalten des Bauteils besitzen.

Die von Johnson bereits 1965 in seiner Veröffentlichung „Physical limitations on frequency and power parameters of transistors“ [38] vorgestellte FOM ist im Bereich der Forschung an der Bipolar Junction Transistor (BJT)-Technologie entstanden. Dennoch ist diese Berechnung auch für modernere Werkstoffe gedacht und wurde bereits in der Erstveröffentlichung an einem der ersten MOSFET-Prototypen demonstriert. Die FOM beschreibt die Abwägung zwischen einer hohen Spannungsfestigkeit oder aber einer hohen maximalen Schaltfrequenz des Bauteils. Ersteres erfordert dicke Substrate, während zweiteres das Gegenteil, also dünne Substrate zur Reduktion der Kollisionen von Ladungsträgern erfordert. Laut Johnson resultieren aus der Berechnung über Materialparameter deutlich bessere Ergebnisse als über Bauteilparameter, was den Vorteil hat, dass diese Materialwerte auch mit größter Optimierung nicht erreichbar sind und die FOM somit einen guten Referenzwert auch lange nach der Definition bietet. Die Spannung  $U_B$  in der Gleichung ist die Durchbruchspannung und  $f_T$  die Cut-off-Frequenz des Bauteils. Das stellt, ähnlich wie bei BJT-Transistoren, die Schaltfrequenz dar, bei welcher der MOSFET nicht mehr als Verstärker arbeitet.

Johnson FOM aus Materialparametern:

$$JFOM = \frac{E_C \cdot sat}{2\pi} \quad (7.2)$$

Johnson FOM aus Bauteilparametern:

$$JFOM = U_B \cdot f_T \quad (7.3)$$

Die von Baliga in „Semiconductors for high-voltage, vertical channel field effect transistors“ [39] beschriebene FOM betrachtet die Leitverluste eines MOSFETS. Alle weiteren Verlustmechanismen, wie Umlade-, Gate- und Rückwärtsleitverluste fließen in dieser FOM nicht ein. Somit kann diese insbesondere als Erstauswahlkriterium für Anwendungen mit geringen Schaltfrequenzen dienen.

Baliga FOM aus Materialparametern:

$$BFOM = \epsilon_r \cdot \mu \cdot E_g^3 \quad (7.4)$$

Baliga FOM aus Bauteilparametern:

$$BFOM = \frac{U_B^2}{R_{DS,on}} \quad (7.5)$$

Eine weitere von Baliga in „Power semiconductor device figure of merit for high frequency applications“ [40] veröffentlichte FOM betrachtet den Konflikt zwischen der Eingangskapazität und dem Durchlasswiderstands des MOSFETs. Die Reduktion des Durchlasswiderstands durch Parallelisierung vieler MOSFET-Zellen führt zu einer proportionalen Vergrößerung der Gate-Fläche und damit höheren Eingangskapazität und umgekehrt. Die Grundüberlegung dieser FOM ist also eine Frage der Flächenoptimierung. Durch den Wurzelterm ist ersichtlich, dass die FOM auf Basis von Materialparametern zusätzlich von der gewünschten Gate-Spannung im eingeschalteten Zustand  $U_{GS,on}$  und der Durchbruchspannung des Bauteils abhängig ist. Die ausschließlich auf Bauteilparametern basierende FOM ist vom Durchlasswiderstand  $R_{DS,on}$  und der Eingangskapazität  $C_{iss}$  abhängig.

Baliga Hochfrequenz FOM aus Materialparametern:

$$BHFFOM = \frac{\mu \cdot E_{crit}^2}{2} \cdot \sqrt{\frac{U_{GS,on}}{U_B^3}} \quad (7.6)$$

Baliga Hochfrequenz FOM aus Bauteilparametern:

$$BHFFOM = \frac{1}{R_{DS,on} \cdot C_{iss}} \quad (7.7)$$

In der Veröffentlichung berechnet Baliga die Verluste und stellt eine Formel für die Fläche mit minimalen Verlusten über die Material- und angestrebten Bauteilparametern auf. Die daraus abgeleitete Formel für die resultierenden Verluste ermöglicht eine erste Verlustanalyse in Bezug auf die zu erwartenden Schaltverluste. Die Formel lautet:

$$P_{loss,min} = 2 \cdot I_{rms} \cdot U_{GS,on} \cdot \sqrt{\frac{f}{BHFFOM}} \quad (7.8)$$

Die von Keyes in „Figure of merit for semiconductors for high speed switches“ [41] definierte FOM lässt sich als einzige nur über Materialparameter berechnen und ist ein Kennwert für das Wärmeableitverhalten in Bezug auf Schaltvorgänge. Der zugrunde liegende Gedanke besteht in der Limitierung der Schaltfrequenz aufgrund unzureichenden Abtransports der Verlustleistung, was im Endeffekt eine Frage der Leistungsdichte darstellt. Die reale Leistungsdichte ist von vielen weiteren Faktoren und dem Aufbau des Leistungshalbleiters inklusive Gehäuse abhängig.

Keyes FOM aus Materialparametern:

$$KFOM = \lambda \cdot \sqrt{\frac{c \cdot V_{sat}}{4 \cdot \pi \cdot \epsilon_r}} \quad (7.9)$$

Unter Hinzunahme der abzuführenden Leistung  $P$ , der zulässigen Temperaturerhöhung  $\Delta T_m$  und eines Formfaktors für den Halbleiter  $\beta$  berechnet sich die minimale Abkühlzeit, auch als Delayzeit  $t_D$  bezeichnet, zwischen zwei verlustbehafteten Schaltvorgängen mit:

$$t_D = \frac{\beta \cdot P}{KFOM \cdot \Delta T_m} \quad (7.10)$$

Diese vier FOMs ermöglichen einen Material- und Bauteilvergleich hinsichtlich der Leit- und Schaltverluste, der Schaltfrequenz sowie der thermischen Belastbarkeit. Die Anwendung der FOMs auf die in Tabelle 7.1 aufgelisteten Halbleitermaterialien Si, SiC und GaN verdeutlicht die Ergebnisse des im vorherigen Kapitel dargestellten qualitativen Vergleichs der Eigenschaften. Eine detaillierte Diskussion sowie die Anwendung der FOMs auf konkrete Leistungshalbleiter liefert [153].

## 7.2.2 Herausforderungen in Bezug auf das Gehäusedesign

Ein wesentlicher Faktor zum Erreichen der kontinuierlich geforderten Erhöhung der Effizienz bei gleichzeitiger Reduktion des Volumens einer Leistungselektronik ist die verwendete Schaltfrequenz. Mit zunehmender Schaltfrequenz, insbesondere bei Verwendung von SiC-Halbleitern, steigt jedoch der Einfluss von parasitären Induktivitäten bzw. Kapazitäten aufgrund der kleineren Strukturen, was zu einer Verstärkung von unerwünschten Effekten führt. Diese lassen sich zwar durch die Fortschritte im Bereich der Halbleitertechnik begrenzen, bedürfen aber zur effektiven Unterdrückung eine optimierte Gehäusekonstruktion. Die vielversprechendsten Optimierungsansätze sind die Reduktion der internen Leitungswiderstände und Leitungsinduktivitäten sowie die Erhöhung der Wärmeableitung durch Vergrößerung der wirksamen Halbleiterfläche.

Die gängigen bedrahteten MOSFETs im TO-220 oder TO-247 Gehäuse bestehen in der Regel aus einem sogenannten Leadframe, einer metallischen Trägerstruktur, die sowohl zur mechanischen Fixierung des Halbleiterchips als auch zur elektrischen Kontaktierung dient. Der Leadframe trägt den Halbleiterchip und fungiert gleichzeitig als Drain-Anschluss des Endproduktes. Die elektrischen Anschlüsse für Gate und Source werden über Bonddrähte realisiert, die aus Aluminium, Kupfer oder Gold bestehen. Ihre Befestigung erfolgt durch verschiedene Bondverfahren, typischerweise Ultraschall- oder Thermosonic-Bonden. Der Drahtdurchmesser der Bonddrähte variiert in Abhängigkeit von der erforderlichen Stromtragfähigkeit und Schaltfrequenz, da der Skin-Effekt bei hohen Frequenzen den effektiven Leiterquerschnitt beeinflusst. In leistungsstarken Modulen mit niedriger Schaltfrequenz kommen teilweise Drähte mit bis zu einem Millimeter Durchmesser zum Einsatz. Ein mögliches Optimierungspotential liegt in der Kombination aus Drahtdurchmesser und Anzahl paralleler Drähte. Bedrahtete Gehäuse ermöglichen durch geschraubte oder geklammerte Verbindungen eine einfache thermische Anbindung an den Kühlkörper und gelten seit Jahrzehnten als bewährter Standard in der Leistungselektronik.

Die neuen Wide-Bandgap-Halbleiter erfordern aufgrund der meist sehr hohen Schaltfrequenzen ein ebenso schnelles Umschalten. Hierbei sind die großen Induktivitäten der bedrahteten Gehäuse hinderlich. Die schnelle Änderung des Laststromes im Schaltvorgang führt zu hohen Spannungsabfällen an der Source-Induktivität und reduziert damit die für die Umladung der Gate-Kapazität anliegende Spannung. Dies verlängert den Schaltvorgang und erzeugt damit höhere Umschaltverluste. Da diese Problematik im Vergleich zu einer thermischen Überlastung überwiegt, spielt die optimale Kühlung bei Wide-Bandgap-Halbleitern eine untergeordnete Rolle. Dieser Faktor ermöglicht die Verwendung der thermisch schlechteren SMD-Gehäuse (Surface-Mounted Device). Diese besitzen durch kürzere Bonddrähte und Anschlussleitungen deutlich geringere parasitäre Induktivitäten und können somit höhere Schaltfrequenzen ermöglichen. Die neueste Generation der SMD-Gehäuse ersetzt die Bonddrähte komplett durch interne geklammerte Verbindungen und reduziert auf diese Weise sowohl parasitäre Widerstände als auch Induktivitäten. Eine weitere, selten verwendete Verbesserung stellt die direkte Integration des Leistungshalbleiters in die Leiterplatte dar. Diese Methode erfordert jedoch einen erhöhten Fertigungsaufwand aufgrund der mechanisch kritischen Anbindung.

Eine weitere Optimierung für alle Gehäusetyper stellt ein zusätzlicher Source-Anschluss für die Gate-Ansteuerung dar. Dieser als „Kelvin Source“ bezeichnete Anschluss, wie er bei den im Rahmen dieser Arbeit verwendeten TO-247-4 (THT) bzw. TO-263-7 (SMD) Gehäusen umgesetzt ist, entkoppelt den Ansteuerungs- von dem Leistungspfad und ermöglicht, selbst bei identischer Source-Leitungsinduktivität, eine deutliche Reduktion der negativ wirksamen Induktivität. Der Kelvin-Source-Anschluss führt nur den Steuerstrom und eliminiert dadurch die oben genannten Probleme durch große Änderungsraten des Laststroms und der daraus induzierten Spannungen. Der in [35] dargestellte Vergleich der Ein- und Ausschaltverluste von MOSFETs mit identischem Halbleiterchip im TO-247-3 und TO-247-4 Gehäuse zeigt, dass der Effekt des zusätzlichen Steueranschlusses mit der übertragenen Leistung steigt. Für die in [42] betrachtete Anwendung wird die Verlustenergie beim Ein- und Ausschalten durch das neue Gehäuse etwa halbiert. Die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Messungen zeigen einen geringeren Unterschied (siehe Kapitel 12.6).

Eine ergänzende Betrachtung des Einflusses von parasitären Induktivitäten auf das Schaltverhalten von MOSFETs liefert [43]. Die Autoren stellen zunächst ein analytisches Berechnungsmodell auf und vergleichen dieses anschließend mit experimentellen Messergebnissen. Die Ergebnisse zeigen, dass neben der Reduktion der Gesamtinduktivität auch die Verteilung der Anteile von Source- und Drain-Induktivität entscheidend ist. So führt die Dominanz der Drain-Induktivität zu einem schnelleren Schaltverhalten und damit geringeren Schaltverlusten, allerdings auch zu höherem Überschwängen. Die Dominanz der Source-Induktivität hingegen sorgt für ein langsames Schalten, damit höheren Schaltverlusten und geringerem Überschwängen.

### 7.2.3 Anforderungen an Gate-Treiber

Zur Ansteuerung von Leistungs-MOSFETs sind grundsätzlich zwei verschiedene Ansätze denkbar. Das gebräuchliche Verfahren ist das Aufschalten einer Steuerspannung mittels Gate-Treiber durch einen Push-Pull-Ausgang, bei welchem das Umladen der Eingangskapazität des MOSFETs über die Gesamtimpedanz der Ansteuerschaltung erfolgt. Der alternative Ansatz basiert auf dem Prinzip des Ladungsträgerausgleichs zwischen zwei Kondensatoren. Der Treiber lädt einen Hilfskondensator auf eine Spannung oberhalb der gewünschten Steuerspannung auf und schaltet diesen synchron zum Steuersignal auf die Eingangskapazität des MOSFETs. Zwischen den Kondensatoren fließt ein Strom zum Ausgleich der Ladungsträger. Der Schaltvorgang endet, wenn sich zwischen den beiden Kondensatoren nahezu ein Gleichgewicht in Höhe der gewünschten Steuerspannung eingestellt hat. Anschließend trennt der Treiber die Verbindung und bereitet den Hilfskondensator auf das Ausschalten vor. Aufgrund der seltenen Verwendung des zweiten Verfahrens gibt es nur wenige und meist hochpreisige entsprechende Treiber-ICs. Nachfolgend wird deshalb nur das erste Verfahren betrachtet.

Je nach Topologie und Gesamtkonzept der Leistungselektronik benötigt der Gate-Treiber eine galvanische Trennung zwischen Steuersignal und Gate-Ansteuerung. Die Spannungsversorgung der Treiber muss dann ebenfalls galvanisch getrennt erfolgen. Treiber mit eigener Spannungsversorgung für die High-Side besitzen in der Regel eine Begrenzung des maximalen Duty-Cycles. Dies ist notwendig, weil der Treiber die benötigte Energie zum Einschalten des High-Side-MOSFETs in einem Kondensator zwischenspeichert und dieser eine Mindestzeit zum Nachladen benötigt. Viele Gate-Treiber verfügen über getrennte Anschlüsse zum Ein- und Ausschalten des MOSFETs, was unterschiedliche Gate-Vorwiderstände und damit Schaltflanken ermöglicht.

In Topologien mit Halbbrücken kann ein spezielles, auf parasitäre Elemente zurückzuführendes, Problem auftreten. Abbildung 7.5 zeigt einen Halbbrückenast mit typischer Ansteuerschaltung unter Berücksichtigung der parasitären Elemente der Leistungsschalter.

Bei ausgeschaltetem MOSFET T1 führt das Einschalten des unteren MOSFET T2 zu einem Anstieg der über T1 anliegenden Sperrspannung. Die Spannungsänderung erzeugt einen Strom durch die Millerkapazität  $C_{DG}$ , welche gemeinsam mit  $C_{GS}$  und dem gesamten Gate-Widerstand einen Spannungsteiler an T1 bildet. Wenn der Spannungsabfall an der Gate-Kapazität  $C_{GS}$  die Schwellspannung des MOSFETs T1 übersteigt, ist ein kurzzeitiges parasitäres Wiedereinschalten des MOSFETs möglich, welches zusätzliche Schaltverluste verursacht. Bei der Dimensionierung der Schaltung ist unbedingt die Temperaturabhängigkeit der Schwellspannung zu berücksichtigen, da diese den beschriebenen Effekt begünstigt.

Für Wide-Band-Gap Halbleiter haben sich zur Vermeidung dieses Problems bipolare Steuerspannungen etabliert. Für SiC liegen diese je nach Hersteller und Typ bei 15 V bis 20 V für das Ein- und bzw. -3 V bis -8 V für das Ausschalten. Damit liegt die typische Schwellspannung des SiC-MOSFETs von 4,5 V symmetrisch zwischen den Ansteuerspannungen und weist damit zu beiden Schaltzuständen den gleichen Störabstand auf. Für GaN-Derivate liegen die Steuerspannungen niedriger, im Bereich von 4,5 V bis 7 V bzw. 0 V bis -2 V.

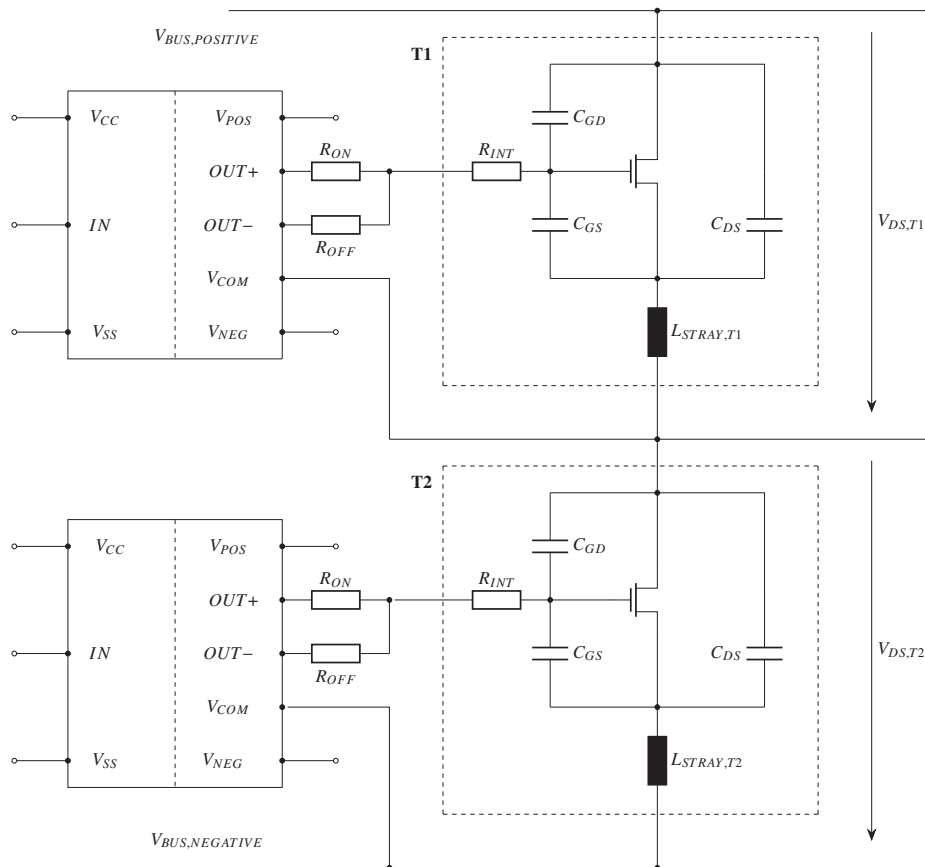


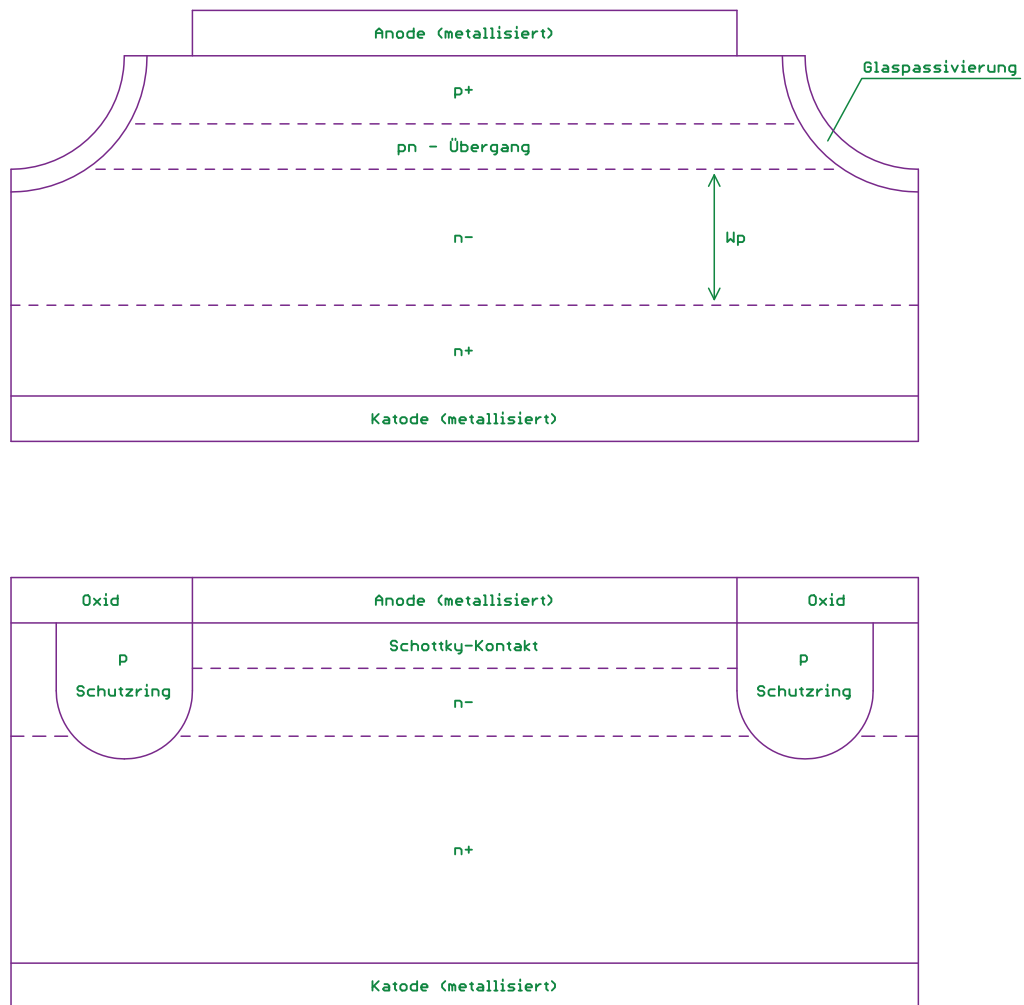
Abbildung 7.5: Halbbrückenzeit mit Treiberschaltung

### 7.3 Leistungs-Dioden

Ein weiteres für die im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Topologien notwendiges Bauteil stellt die Leistungsdiode in Form einer PIN- oder Schottky-Diode dar, deren Aufbau in 7.6 dargestellt ist.

Die PIN-Diode entspricht einer PN-Diode mit zusätzlicher intrinsischer Schicht zwischen den hoch dotierten  $p^+$ - und  $n^+$ -Gebieten zur Erhöhung der Spannungsfestigkeit. In der Realität ist diese Schicht bedingt durch die Fertigung oftmals schwach  $n$ -dotiert. Der wirksame PN-Übergang dieser Diode entsteht zwischen dem  $p^+$ -Gebiet an der Anode und dem schwach dotiertem  $n$ -Gebiet in der Mitte. Das  $n^+$ -Gebiet an der Kathode der Diode ist für die Funktion folglich nicht notwendig, verhindert jedoch einen ungewollten Metall-Halbleiter-Kontakt (Schottky-Kontakt). Die Metallisierung an Anode und Kathode dient ausschließlich der niederohmigen Verbindung an die Anschlüsse des Bauteils.

Im Durchlassbetrieb drückt die positiv anliegende Spannung die Löcher im  $p^+$ -Gebiet und Elektronen im  $n^+$ -Gebiet in die Raumladungszone, bzw. in die mittlere intrinsische Schicht und erhöht deren Leitfähigkeit gegenüber dem Grundzustand dadurch um ein Vielfaches. Im Sperrbetrieb zieht die negativ anliegende Spannung die Löcher und Elektronen zu den Rändern ab und erzeugt damit eine, sich über die intrinsische Schicht ausbreitende, Raumladungszone, wobei die Sperrspannung, anders als bei der PN-Diode, hauptsächlich von der



**Abbildung 7.6:** Schichtaufbau der PIN-Diode (oben) und Schottky-Diode (unten) (Eigene Darstellung, basierend auf [26])

Dicke der mittleren Schicht abhängig ist. Der Schaltvorgang einer Diode verändert folglich die Anzahl an Ladungsträgern in der intrinsischen Schicht. Während des Überganges vom Sperrbetrieb in den Durchlassbetrieb verhält sich die Diode zunächst wie ein Widerstand, der durch den extern erzwungenen Strom eine transiente Überspannung hervorrufen kann. Mit zunehmender Anzahl verfügbarer Ladungsträger in der mittleren Schicht nimmt dieser Widerstand ab und die Spannung sinkt auf einen statischen Wert. Die Diode ist eingeschaltet. Kehrt sich die anliegende Spannung um, ist die Diode zunächst weiterhin leitfähig und ermöglicht einen negativen Stromfluss. Die nun negativ anliegende Spannung zieht Ladungsträger aus der mittleren Schicht ab und baut langsam eine Raumladungszone auf. Diese beginnt aufgrund der höheren Elektronenbeweglichkeit an der  $p^+$ -dotierten Anode. Sobald der Stromfluss durch die Diode abreißt, kann die Diode Sperrspannung aufnehmen und die verbleibenden Ladungsträger in der mittleren Schicht verschwinden durch Rekombination. Das verzögerte Abschalten der Diode mit negativem Stromfluss wird als Reverse-Recovery-Effekt bezeichnet. [27] [28] [29] [30] [45]

Im Gegensatz zur bipolaren PIN-Diode ist die Schottky-Diode ein unipolares Bauelement welches ausschließlich auf Majoritätsladungsträgern in Form von Elektronen basiert. Der Schichtaufbau besteht aus einer schwach dotierten intrinsischen Schicht und einem stark dotierten  $n^+$ -Gebiet. Auf beiden ist eine Metallisierung aufgebracht, welche an der intrinsischen Schicht den entscheidenden Metall-Halbleiter-Übergang bildet. Ein Metall-Halbleiter-Kontakt erzeugt aufgrund der unterschiedlichen Bänderstruktur einen Übergang mit gleichrichtender Eigenschaft. Mit zunehmender Dotierung des Halbleiters geht dieser in einen rein ohmschen Kontakt über. Ohne angelegte Spannung stellt sich an der Grenzfläche ein Gleichgewicht mit konstantem Potentialunterschied ein. Eine positive Spannung reduziert diese Potentialdifferenz auf Seiten des Halbleiters und ermöglicht, dass Elektronen vom Halbleiter ins Metall gelangen. Eine negative Spannung vergrößert die Potentialdifferenz auf Seiten des Halbleiters und verhindert den Elektronenfluss. Das Potential des Metalls bleibt in allen drei Fällen konstant. [27] [28] [29] [30] [45]

Der Vergleich beider Dioden zeigt, dass jede von ihnen je nach Anwendungsbereich gewisse Vorteile bietet. Schottky-Dioden haben aufgrund der reinen Elektronenleitung keinen Reverse-Recovery-Effekt, sondern lediglich eine gewisse Sperrschicht-Kapazität, wodurch schnellere Schaltvorgänge möglich sind. Da sie gleichzeitig eine deutlich geringere Vorwärtsspannung haben, sind sie insbesondere für den Einsatz in Gleichrichtern und Schaltnetzteilen geeignet. Der Nachteil liegt jedoch in der geringen Spannungsfestigkeit der Sperrschicht am Metall-Halbleiter-Übergang. Die PIN-Diode bildet die Sperrschicht über die intrinsische Schicht, was deutlich höhere Sperrspannungen und damit auch kleinere Leckströme ermöglicht. Sie eignet sich dadurch insbesondere in Anwendungen mit hohen Spannungen und geringen Frequenzen, wie beispielsweise Netzgleichrichtern. In Bezug auf die Störaussendung in Schaltnetzteilen ist die Schottky-Diode, aufgrund des fehlenden Reverse-Recovery-Effektes und dem dadurch schwingenden Stromverlauf, zu bevorzugen.

Der Wechsel auf Wide-Bandgap-Materialien stellt für beide Dioden eine Effizienzsteigerung durch höhere Schaltgeschwindigkeiten aufgrund schwächerem Reverse-Recovery-Effekt und kleinerer Sperrschicht-Kapazität dar. In Bezug auf Schottky-Dioden ermöglichen die neuen Materialien deutlich höhere Sperrspannungen bei, im Vergleich zu PIN-Dioden aus Silizium, geringen Vorwärtsspannungen und ähnlichen Leckströmen. PIN-Dioden aus SiC oder GaN besitzen den Nachteil, dass die höhere Bandlücke auch höhere Vorwärtsspannungen zur Folge hat und damit größere Durchlassverluste anfallen. Durch die höheren Schaltgeschwindigkeiten, die viel bessere Temperaturbeständigkeit der Wide-Bandgap-Materialien und der höheren Stromtragfähigkeit im Vergleich zu Schottky-Dioden, eignen sich SiC PIN-Dioden insbesondere für Hochleistungsanwendungen. Ein Nachteil beider Dioden sind die aktuell noch teureren Anschaffungskosten für Wide-Bandgap-Halbleiter, die sich allerdings in der Regel durch höhere Wirkungsgrade und damit eingesparte Verluste zur Laufzeit amortisieren.

## 7.4 Erkenntnisse für die Hardware-Entwicklung

Die vorhergehenden Kapitel zeigen, dass der Einsatz von Wide-Bandgap-Halbleitern in den geplanten Gleichspannungswandlern grundsätzlich möglich ist und mit hoher Wahrscheinlichkeit eine deutliche Steigerung der Effizienz und Leistungsdichte mit sich bringt. Die benötigte Sperrspannung von 1200 V können zum Zeitpunkt der Arbeit nur MOSFETs und Dioden aus Siliziumkarbid aufbringen, weshalb die ebenfalls vielversprechenden Bauteile aus Galliumnitrid, mit maximalen Sperrspannungen von etwa 650 V, für dieses Projekt nicht verwendbar sind. Beide Materialien ermöglichen eine Erhöhung der Schaltfrequenz, wodurch induktive Bauelemente, wie Leistungsinduktivitäten, Transformatoren und EMV-Filter deutlich kleiner ausfallen können. Dies reduziert das Volumen und das Gewicht der Gleichspannungswandler bei gleichzeitiger Kostenreduktion der Komponenten. Diese Einsparung kompensiert allerdings bestenfalls die höheren Anschaffungskosten für die neuen Halbleiter. Die insgesamt geringeren Schaltverluste ermöglichen ein kompakteres Design mit reduziertem Kühlaufwand. Die SiC-Dioden, insbesondere Schottky-Dioden, sind sehr schnell und reduzieren damit EMV-Probleme durch geringeres Überschwingen und den nicht vorhandenen Reverse-Recovery-Effekt.

Die Ansteuerung der SiC-MOSFETs sollte zur Erhöhung der Störfestigkeit und Unterdrückung von ungewolltem Einschalten durch eine Treiberschaltung mit negativer Ausschaltspannung erfolgen. Die Koppelkapazität der Treiberversorgung muss dabei möglichst gering ausfallen, um Störungen durch Gleichtaktströme zu bedämpfen. Die Leitungen im Gate-Stromkreis sollten so kurz wie möglich sein, da das Ein- und Ausschalten der SiC-MOSFETs kurze hohe Strompulse benötigt und jede Leitungsinduktivität das Schaltverhalten verlangsamt. Die Verwendung von modernen Gehäusen mit Kelvin-Source-Technologie verspricht eine weitere Verbesserung des Schaltverhaltens. Grundsätzlich bieten moderne SMD-Gehäuse aufgrund der kürzeren Anschlussleitungen weitere Vorteile im Schaltverhalten, können jedoch stellenweise Herausforderungen bei der Montage sowie bei der Leiterbahnführung mit sich bringen.

# Kapitel 8

## Auswahl der Schaltungstopologie und Dimensionierung

Dieses Kapitel leitet die Schaltungstopologien für die Leistungsübertragung der beiden Gleichspannungswandler her. Aus didaktischen Gründen beginnt die Betrachtung mit der weniger komplexen Topologie für die Integration von Batteriespeichern. Auf diesen Grundlagen aufbauend folgt die Beschreibung der Topologie für die Integration von Photovoltaikanlagen, bei der aufgrund der geforderten galvanischen Trennung ein deutlich höherer Aufwand notwendig ist. Im weiteren Verlauf erfolgt die Bestimmung einer geeigneten Schaltfrequenz und die Betrachtung der kritischen Bauelemente für die gewählten Schaltungstopologien. [46] [47] [48] [49] [50] [51] [52] [53]

Hinweis: Die nachfolgenden Topologien zeigen MOSFETs als Leistungsschalter. Prinzipiell sind jedoch größtenteils auch andere Schaltertypen möglich.

### 8.1 Topologie für die Integration von Batteriespeichern

Laut Kapitel 6 benötigt der Gleichspannungswandler für die Integration von Second-Life Batteriespeichern keine galvanische Trennung. Der maximale Betriebsbereich des Batteriespeichers ist so ausgelegt, dass die Batteriespannung, insbesondere mit den zukünftigen bidirektionalen Unterwerken, stets unterhalb der minimal zulässigen Oberleitungsspannung liegt. Das Entladen der Batterie benötigt folglich eine Schaltung, die die niedrigere Batteriespannung auf die Oberleitungsspannung hochsetzt, das Laden der Batterie hingegen eine Schaltung, die die Oberleitungsspannung für die Batterie reduziert.

#### 8.1.1 Boost-Converter

Die einfachste Schaltung zum Hochsetzen von Spannungen ist der Boost-Converter. Mit angelegter Eingangsspannung  $U_{IN}$  und ohne Ansteuerung des MOSFETs lädt sich der Ausgangskondensator  $C_{OUT}$  über die Induktivität und die Diode auf die Eingangsspannung auf.

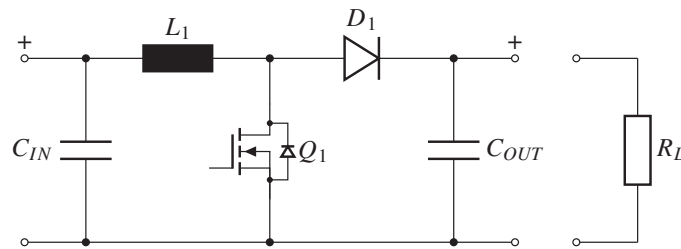


Abbildung 8.1: Schaltungstopologie eines Boost-Converters

In diesem Betriebszustand fließt nach dem ohmschen Gesetz der Strom

$$I_{OUT} = \frac{U_{OUT}}{R_L} \quad (8.1)$$

durch die Last. Das Einschalten des MOSFETs schließt den Stromkreis aus Eingangsspannung, Induktivität und MOSFET. Mit idealem MOSFET ändert sich die Spannung  $U_L$  an der Induktivität sprunghaft auf die Höhe der Eingangsspannung und der Strom in der Induktivität beginnt mit

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_L}{L} \quad (8.2)$$

zu steigen. Der Stromfluss in der Induktivität erzeugt ein Magnetfeld, welches die Energie

$$W = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_L^2 \quad (8.3)$$

speichert. Während dieser Zeit sperrt die Diode und der Ausgangskondensator muss den zuvor geforderten Laststrom aufbringen. Der Laststrom entlädt den Ausgangskondensator, was mit der Änderungsrate

$$\frac{du}{dt} = \frac{I_L}{C} \quad (8.4)$$

zum Absinken der Ausgangsspannung führt. Das Ausschalten des MOSFETs unterbricht den Strom durch die Induktivität. Diese versucht den Stromfluss aufgrund der im Magnetfeld gespeicherten Energie aufrecht zu halten und induziert gemäß der Lenzschen Regel eine Spannung  $U_L = -L \cdot \frac{di}{dt}$ , die der Abnahme des Stromflusses entgegenwirkt. Die induzierte Spannung addiert sich somit auf die Eingangsspannung auf und sorgt für einen Stromfluss durch die Diode in den Ausgangskondensator und die Last. Mit steigender Ausgangsspannung erhöht sich auch die induzierte Spannung, so dass die Diode bis zum Abbau der gespeicherten Energie leitfähig bleibt. Das idealisierte Verhältnis zwischen Ausgangs- und Eingangsspannung definiert das Tastverhältnis mit

$$\frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{1}{1 - D} \quad (8.5)$$

Diese Formel besagt, dass die Höhe der Ausgangsspannung proportional zu der Dauer der Energiespeicherung bzw. des Stromflusses durch die Induktivität ist.

### 8.1.2 Buck-Converter

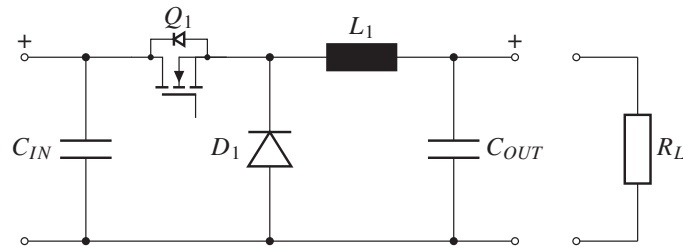


Abbildung 8.2: Schaltungstopologie eines Buck-Converters

Die einfachste Schaltung zum Herabsetzen von Spannungen bietet der Buck-Converter. Mit angelegter Eingangsspannung  $U_{IN}$  und ohne Ansteuerung des MOSFETs ist keine Ausgangsspannung  $U_{OUT}$  und somit auch kein Laststrom  $I_{OUT}$  durch die ohmsche Last vorhanden. Das Einschalten des MOSFETs legt die Eingangsspannung über die Induktivität an die Last an und der Laststrom beginnt zu steigen. Der Strom in der Induktivität besteht aus der Summe von dem Laststrom und dem Ladestrom des Ausgangskondensators, wodurch die Spannung am Kondensator steigt. Das Ausschalten des MOSFETs unterbricht den Stromkreis. Die Induktivität versucht, den Stromfluss aufrechtzuerhalten, und induziert gemäß der Lenzschen Regel eine Spannung, die der Änderung des Stromflusses entgegenwirkt. Diese Spannung subtrahiert sich von der Ausgangsspannung und senkt die Spannung an der Kathode der Diode unter das Bezugspotential. Die Diode beginnt somit zu leiten und kann den Stromfluss durch die Induktivität aufrecht erhalten. Die Differenz zwischen dem sinkenden Strom der Induktivität und dem angeforderten Laststrom liefert der Ausgangskondensator, wodurch die Spannung des Kondensators sinkt. Im eingeschwungenen Zustand ergibt sich eine Ausgangsspannung in Abhängigkeit von dem jeweiligen Tastverhältnis nach

$$\frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = D \quad (8.6)$$

### 8.1.3 Buck-Boost-Converter

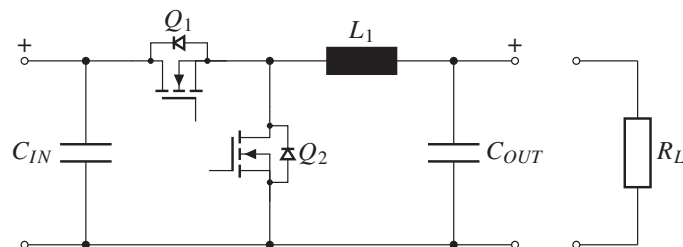


Abbildung 8.3: Schaltungstopologie zur Integration von Batteriespeichern

Anstelle der Diode lässt sich in beiden Schaltungen ein weiterer N-Kanal MOSFET verwenden. Die Polarität der integrierten Body-Diode entspricht der vorherigen Diode, wodurch die Schaltung auch ohne Ansteuerung des zweiten MOSFETs weiterhin funktioniert. Mit

Ansteuerung des zweiten MOSFETs lassen sich die Durchlassverluste der Diode deutlich reduzieren und somit auch ein höherer Wirkungsgrad erzielen. Dieser Ansatz wird unabhängig von der jeweiligen Schaltungstopologie als „Synchrones Gleichrichten“ bezeichnet.

Unter Berücksichtigung der Bedingung, dass die Spannung auf der Seite der Induktivität in jedem Betriebszustand niedriger ist als die Spannung auf der Seite des MOSFETs und beide Spannungen als Quelle und Senke fungieren können, ermöglicht diese Schaltung einen bidirektionalen Stromfluss. Die Stromrichtung ist dabei abhängig vom Tastverhältnis des Ansteuersignals. Dieses ist zwischen den beiden MOSFETs grundsätzlich invertiert, allerdings unter Berücksichtigung einer Totzeit zur Vermeidung von Kurzschlüssen. Da die Batteriespannung zu jeder Zeit unterhalb der Oberleitungsspannung liegt, stellt diese in Abbildung 8.3 dargestellte Schaltungstopologie die einfachste Lösung dar. Die Funktionsweise beim Laden und Entladen entspricht den oben stehenden Erklärungen für den Buck- bzw. Boost-Converter.

Wäre diese Bedingung nicht erfüllt, kämen der SEPIC-Wandler („single ended primary inductance converter“) oder ZETA-Wandler (griech. sechster Buchstabe) in Betracht. Beide eignen sich für große Leistungen jedoch allenfalls durch Parallelschaltung mehrerer Einheiten, da sie auf einem Kondensator als Hauptenergiespeicher basieren. Bei hohen Leistungen stößt der Kondensator jedoch an Grenzen, da er im Vergleich zu Induktivitäten einen schlechteren Energiespeicher darstellt und zudem ungünstige thermische Eigenschaften aufweist.

In der Realität sind sowohl der durch die Halbleiter fließende Strom, als auch die anliegende Sperrspannung begrenzt. Dies erfordert ein passendes Zusammenspiel aus Leistungseinduktivität, Schaltfrequenz und Tastverhältnis. Letzteres ist zum einen durch das Einhalten minimaler und maximaler Pulsbreiten sowie Totzeiten begrenzt und zum anderen durch den Betrieb mit sinnvollem Wirkungsgrad. Die Verluste der dargestellten Topologie ergeben sich hauptsächlich aus den Schalt- und Durchlassverlusten der MOSFETs. Die kurze Einschalt-dauer der beiden Body-Dioden innerhalb der Totzeit wird an dieser Stelle vernachlässigt. Die Strombelastung der Topologie steigt bei konstanter Ausgangsleistung mit zunehmender Differenz zwischen Ein- und Ausgangsspannung. Da der einseitig höhere Strom sowohl proportional in die Schaltverluste als auch quadratisch in die Durchlassverluste der MOSFETs eingeht, sinkt der Wirkungsgrad deutlich.

Die für die Störspannung relevante Strom- und Spannungswelligkeit der Topologie ist abhängig von der verwendeten Schaltfrequenz, der Größe der induktiven und kapazitiven Bauteile und der übertragenen Leistung. Die Erhöhung der Schaltfrequenz reduziert Strom- und Spannungswelligkeit gleichermaßen bzw. ermöglicht die Verwendung kleinerer induktiver und kapazitiver Bauteile unter Einbehaltung beider Welligkeiten. Eine größere Induktivität hat einen positiven Einfluss auf die Stromwelligkeit, reduziert jedoch die Dynamik der Schaltung. Eine größere Kapazität verringert die Spannungswelligkeit. Die Wahl der Schaltfrequenz wird durch die verfügbaren MOSFETs bzw. Dioden und die auftretenden Schaltverluste begrenzt. Die Vergrößerung der induktiven und kapazitiven Bauelemente ist durch den Bauraum und, insbesondere bei hohen Leistungen, durch die Kosten limitiert.

Aufgrund der zuvor beschriebenen Einschränkungen ist es bei höheren Leistungen vorteilhaft, die Schaltung mehrphasig und phasenversetzt auszulegen. Die Phasenverschiebung

zwischen den einzelnen Buck-Boost-Modulen beträgt dabei  $360^\circ$  dividiert durch die Anzahl der parallelen Phasen. Dies sorgt für eine phasenverschobene Überlagerung der Ströme, welche nicht nur die Stromwelligkeit am Ein- und Ausgang reduziert, sondern auch die effektive Störfrequenz proportional zur Anzahl der Phasen erhöht. Die Verschiebung des Störspektrums in höhere Frequenzbereiche reduziert gleichzeitig die Störleistung auf der Grundfrequenz der Schaltung. Insgesamt sind dadurch kleinere EMV-Filter zum Einhalten der maximalen Störspannung notwendig. Die Aufteilung auf mehrere Phasen reduziert darüber hinaus die thermische Belastung der Bauteile und erhöht den Wirkungsgrad, da der Strom pro Phase sinkt und somit auch die Schalt- und Durchlassverluste der MOSFETs. Die Entlastung der Einzelkomponenten durch Verteilung der Verlustleistung ermöglicht eine bessere Wärmeverteilung innerhalb des Gleichspannungswandlers und dadurch eine effizientere Kühlung. [55]

## 8.2 Topologie für die Integration von Photovoltaikanlagen

Für die galvanisch getrennte Umwandlung von Gleichspannungen existieren gegenwärtig unzählige Veröffentlichungen mit optimierten Topologien für spezielle Anwendungsfälle. Von einigen Ausnahmen abgesehen, basieren diese stets auf den fünf Grundschaltungen für die galvanisch getrennte Energieumwandlung: Sperrwandler, Durchflusswandler, Gegentaktflusswandler, Halbbrückenwandler, Vollbrückenwandler. Die nachfolgende Beschreibung dient nur der groben Orientierung. Die dargestellten Schaltungen sind seit Jahren Stand der Technik und haben viele Optimierungen in Bezug auf die Effizienz und Regelgüte erfahren, deren Dokumentation an dieser Stelle ausbleibt.

### 8.2.1 Sperrwandler

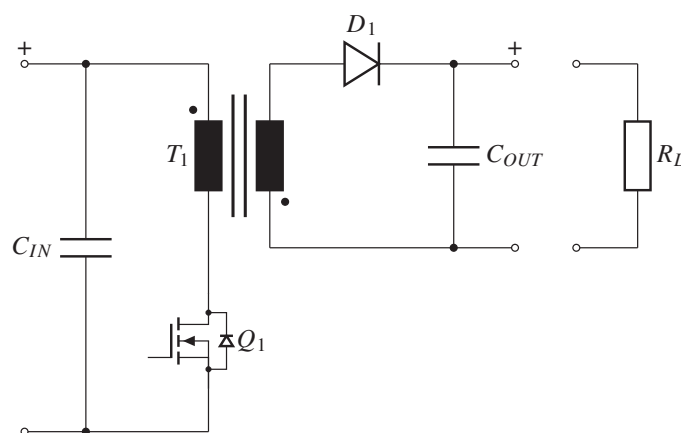


Abbildung 8.4: Schaltungstopologie eines Sperrwandlers

Der Sperrwandler verwendet einen Transformator mit ausgeprägtem Luftspalt zur Speicherung der magnetischen Energie. Das Schließen des Schalters bewirkt einen, von der Eingangsspannung und Induktivität abhängigen, linearen Anstieg des Stroms in der Primärwicklung des Speichertransformators. In der Sekundärwicklung fließt in dieser Phase aufgrund der Polarität der Sekundärspannung und der sperrenden Diode kein Strom. Die Versorgung der Last erfolgt somit durch den Ausgangskondensator, dessen Spannung in Folge dessen kontinuierlich absinkt. Das Öffnen des Schalters unterbricht den Primärstrom und leitet den Abbau des Magnetfeldes ein, was durch die Lenzsche Regel eine Umkehr der Primär- und Sekundärspannung zur Folge hat. Der Betrag der Sekundärspannung steigt dabei bis auf die Höhe der Vorwärtsspannung der Diode, was den ausgangsseitige Stromfluss durch die Diode und die Versorgung der Last ermöglicht. Die Rücktransformation der Sekundärspannung auf die Eingangsspannung bewirkt dabei eine Spannungsüberhöhung am MOSFET. Der Sperrwandler ist aufgrund der geringen Anzahl an Komponenten sehr günstig und lässt sich bei kleinen Leistungen bis etwa 150 W in vielen Anwendungen sinnvoll einsetzen. Der entscheidende Faktor für die Leistungsbegrenzung dieser Schaltung ist die zyklisch notwendige Speicherung der Energie im Transformator und die damit verbundene unipolare Magnetisierung des Kerns. Beides sorgt bei großen Leistungen für unwirtschaftliche, verlustbehaftete Transformatoren, welche häufig Sättigungseffekte aufweisen. [55]

## 8.2.2 Durchflusswandler

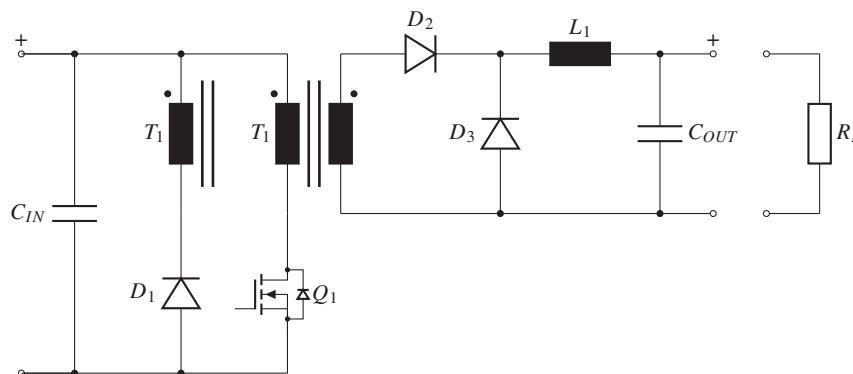


Abbildung 8.5: Schaltungstopologie eines Durchflusswandler

Der Durchflusswandler stellt eine weitere Topologie mit nur einem Schalter dar, welche den Trafo allerdings nicht zum Speichern der Energie, sondern zur kontinuierlichen Energieübertragung nutzt. Das Schließen des Schalters bewirkt einen linearen Anstieg des Stroms in der Primärwicklung des Transformators. Der steigende Strom induziert durch die magnetische Kopplung einen Strom in der Sekundärwicklung, welcher über die Diode  $D_1$  und die Speicherdrossel  $L_1$  in den Ausgangskondensator fließt. Durch das Öffnen des Schalters reißt der Primärstrom ab und der Ausgangsstrom kommutiert auf die Diode  $D_2$ . Der im Transformator gespeicherte magnetische Fluss baut sich über die Hilfswicklung und den Stromfluss durch Diode  $D_3$  in den Eingangskondensator ab. In dieser Phase liegt die umgekehrte Eingangsspannung an der Hilfswicklung an, was eine Spannungsüberhöhung am Schalter zur Folge hat. Verglichen mit dem Sperrwandler benötigt der Transformator

für den Durchflusswandler keinen Luftspalt zum Speichern der Energie. Dies reduziert die Umwandlungsverluste, wodurch der Durchflusswandler für größere Leistungen bis etwa 500 W geeignet ist. Ebenfalls ungünstig sind jedoch die unipolare Magnetisierung und die auftretende Spannungsüberhöhung am Schalter. [55]

### 8.2.3 Gegentaktwandler

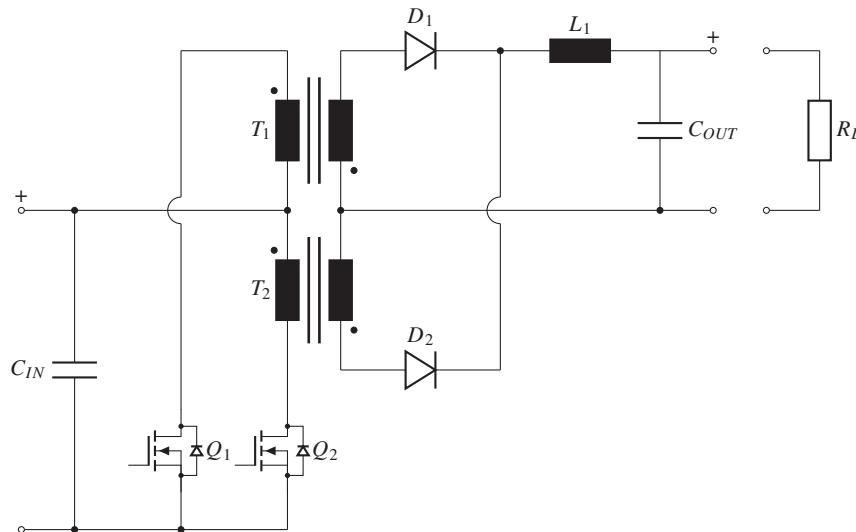


Abbildung 8.6: Schaltungstopologie eines Gegentaktwandlers

Durch die Hinzunahme eines zweiten Schalters und Verwendung eines Transformators mit Mittelabgriff ermöglicht der Gegentaktflusswandler eine bipolare Magnetisierung und damit deutlich bessere Ausnutzung des Transformators. Die Ansteuerung der beiden Schalter erfolgt alternierend mit einem maximalen Tastverhältnis von 50 %. Das Schließen des Schalters  $Q_1$  bewirkt einen linearen Anstieg des Stroms in der Primärwicklung von  $T_1$  und eine induzierte Spannung in den übrigen Wicklungen. Der offene Schalter  $Q_2$  sieht in dieser Phase die doppelte Eingangsspannung durch die Primärwicklung von  $T_2$ . Auf der Sekundärseite ermöglicht die induzierte Spannung in der Sekundärwicklung von  $T_1$  einen Stromfluss durch  $D_1$  über die Induktivität  $L_1$  in den Ausgangskondensator und die angeschlossene Last. Die nichtleitende Diode  $D_2$  muss in dieser Phase die doppelte Ausgangsspannung sperren. Das Umschalten auf den Schalter  $Q_2$  bestromt nun die Primärwicklung von  $T_2$  und schließt den Ausgangsstromkreis über  $D_2$ . Die übrigen Überlegungen lassen sich auf die jeweils gegenüberliegenden Bauteile übertragen. In der Realität erfolgt das Umschalten mit einer gewissen Totzeit. In dieser Phase entlädt sich die im Transformator gespeicherte Energie über den jeweils entgegengesetzten Sekundärkreis gemäß der Lenzschen Regel. Die Gleichrichterschaltung auf der Sekundärseite des Transformators besteht bei vorhandenem Mittelabgriff aus zwei, ansonsten aus vier Dioden. Den entscheidende Vorteil des Gegentaktflusswandlers stellt die symmetrische Belastung des Transformators dar, wodurch Leistungen bis etwa 1000 W realisierbar sind. [55]

### 8.2.4 Halbbrückenwandler

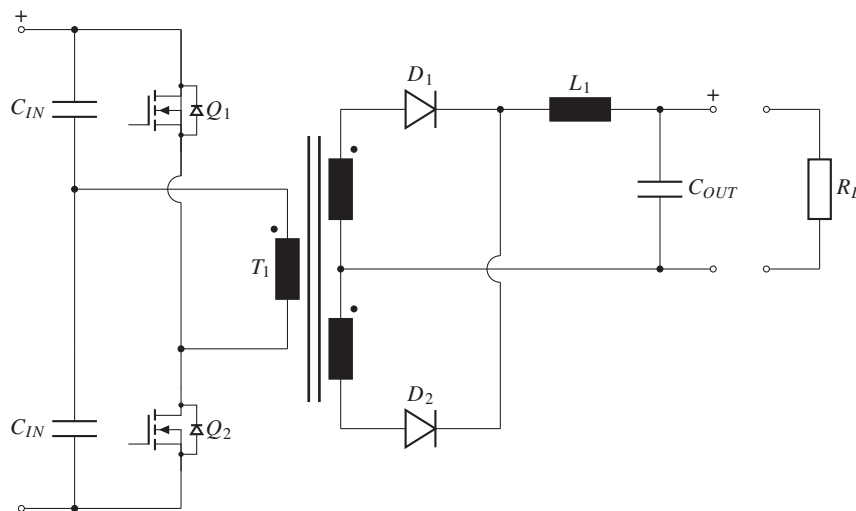


Abbildung 8.7: Schaltungstopologie eines Halbbrückenwandlers

Eine ebenfalls symmetrische Belastung des Transformators ermöglicht der Halbbrückenwandler, bei dem die Primärwicklung zwischen dem Mittelabgriff eines kapazitiven Spannungsteiler und einer Halbbrücke sitzt. Die Ansteuerung der Halbbrücke erfolgt mit einem Tastverhältnis von 50 % abzüglich der notwendigen Totzeit zur Vermeidung von Kurzschlüssen. Einer der beiden Anschlüsse der Primärwicklung liegt durch den kapazitiven Spannungsteiler auf der Hälfte der Eingangsspannung. Den anderen Anschluss legen die Schalter  $Q_1$  und  $Q_2$  alternierend auf Masse bzw. die Eingangsspannung, wodurch an der Primärwicklung mit wechselndem Vorzeichen die halbe Eingangsspannung anliegt. In beiden Fällen ändert sich der Strom in der Primärwicklung linear, was eine Sekundärspannung induziert. Die induzierte Spannung ermöglicht den Stromfluss über  $D_1$  bzw.  $D_2$  durch die Induktivität in den Ausgangskondensator und die Last. Die jeweils nicht leitende Diode muss aufgrund der induzierten Spannung die doppelte Ausgangsspannung sperren. Die Gleichrichtung auf der Sekundärseite kann bei fehlendem Mittelabgriff auch aus vier Dioden bestehen. Diese Topologie eignet sich für Leistungen bis etwa 1000 W. [55]

### 8.2.5 Vollbrückenwandler

Größere Leistungen, wie für die Integration von Photovoltaikanlagen benötigt, lassen sich durch die Verwendung von Vollbrückenwandlern umsetzen, welche den Stromfluss in der Primärwicklung durch vier aktive Schalter bestimmen. Die einfachste Ausführung stellt der hart schaltende Vollbrückenwandler dar. Dieser entspricht der in Abbildung 8.8 dargestellten Schaltung, jedoch ohne die als optional gekennzeichnete Induktivität und Kapazität. Das alternierende Schalten von  $Q_1$  gemeinsam mit  $Q_4$  sowie  $Q_2$  gemeinsam mit  $Q_3$  versorgt die Primärseite des Transformators mit einer bipolaren Rechteckspannung, deren Wert der positiven bzw. negativen Eingangsspannung entspricht. Die Gleichrichtung der induzierten Spannung auf der Sekundärseite erfolgt aufgrund der hohen Leistung meist

durch einen Brückengleichrichter mit nachgeschalteten Filterkondensatoren. Die Ausgangsspannung und damit die übertragene Leistung des Vollbrückenwandlers resultiert aus dem verwendeten Tastverhältnis der Vollbrücke und dem Verhältnis der Anzahl der Primär- und Sekundärwindungen  $N_P$  bzw.  $N_S$  des Transformators.

$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot D \cdot \frac{N_S}{N_P} \quad (8.7)$$

Bei symmetrischer Ansteuerung sind beide Brückendiagonalen in jedem Schaltzyklus gleich lange aktiv, so dass sich für jeden Schalter die Hälfte des effektiven Tastverhältnisses der Brückeasnutzung der vollbrücke ergibt. Diese Art der Ansteuerung ist notwendig, um einen symmetrischen Verlauf des magnetischen Flusses im Transformator sicherzustellen und so einen sich aufbauenden Offset zu vermeiden, der zur magnetischen Sättigung führen kann. Beim Umschalten der beiden Strompfade ist zwingend eine ausreichend lange Totzeit erforderlich, um Halbbrücken-Kurzschlüsse aufgrund der Schaltverzögerungen der Treiber und Halbleiter zu vermeiden. Die Totzeit reduziert das Tastverhältnis der Brücke und damit die maximal mögliche Ausgangsspannung bzw. übertragene Energie pro Schaltzyklus. Eine kurze Totzeit erhöht folglich den Wirkungsgrad des Wandlers.

Die Adjektivphrase „hart schaltend“ bezeichnet in der Leistungselektronik das Ein- und Ausschalten eines Leistungsschalters bei gleichzeitigem Anliegen von Strom und Spannung. Dies führt zu hohen Schaltverlusten und einer erhöhten Störaussendung. Darüber hinaus erzeugen die steilen Schaltflanken aufgrund parasitärer Induktivitäten im Stromkreis große Überspannungen. Diese müssen zum Schutz der Halbleiter meist durch RC- oder RCD-Glieder direkt am Schaltknoten bedämpft werden. Ein RC-Glied besteht aus einer Kombination aus einem Kondensator und einem Vorwiderstand. Das RCD-Glied verfügt über eine zusätzliche Diode parallel zum Vorwiderstand, um diesen beim Aufladen des Kondensators zu umgehen. Beim Öffnen des Leistungsschalters kann der Strom mit geringer Impedanz vom Leistungspfad über die Diode in den Kondensator kommutieren und dadurch die Überspannung vermeiden. Beim erneuten Schließen des Leistungsschalters vermeidet der Widerstand den Kurzschluss des Kondensators und ermöglicht dessen Entladung mit definierter Impedanz.

Der hart schaltende Vollbrückenwandler bietet eine hohe Leistungsübertragung bei vergleichsweise einfachem Aufbau. Aufgrund der harten Schaltvorgänge zeigt diese Topologie jedoch einen geringen Wirkungsgrad, der sich mit Zunahme der Schaltfrequenz verschlechtert. Die ungünstige Ausnutzung der Vollbrücke samt Transformator bei kleinem Tastverhältnis führt zur begrenzten Eignung des Wandlers für weite Eingangsspannungsbereiche bei konstanter Ausgangsspannung. Das harte Schalten mit steilen Flanken sorgt zudem für eine erhöhte Störaussendung und damit zusätzlichen Aufwand bzgl. der EMV. Moderne, mikrocontrollerbasierte hart schaltende Wandler nutzen Frequenz-Dithering. Dabei variiert die Schaltfrequenz leicht, um die Störaussendung über ein breites Spektrum zu verteilen und damit Spitzenwerte bei einzelnen Frequenzen zu reduzieren.

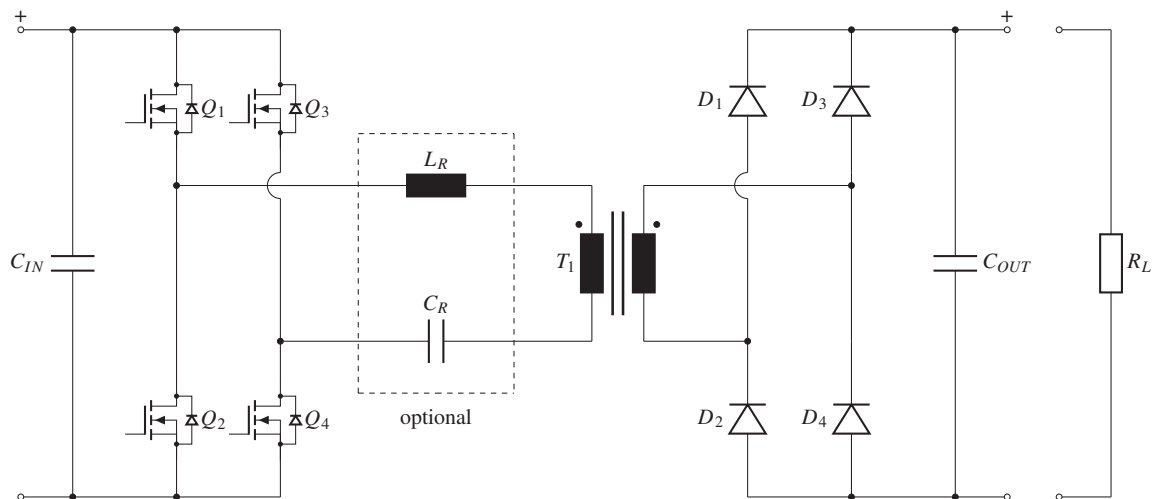


Abbildung 8.8: Schaltungstopologie eines Vollbrückenwandlers

### 8.2.6 Vollbrückenwandler, phasenverschoben

Als weit verbreitete Weiterentwicklung des hart schaltenden Vollbrückenwandlers gilt der phasenverschobene Vollbrückenwandler (PSFB - phase-shifted full-bridge). Dieser ergibt sich durch eine Anpassung der Ansteuerung sowie das Hinzufügen einer Induktivität  $L_R$  in Reihe zum Transformator, die entweder als separates Bauteil ausgeführt oder durch gezielten Aufbau des Transformators realisiert wird. Das Adjektiv „phasenverschoben“ bezieht sich auf die Ansteuerung der beiden Halbbrücken, die im Betrieb mit konstanter Frequenz und festem Tastverhältnis von 50 % laufen. Die übertragene Leistung des Wandlers ergibt sich aus dem effektiven Tastverhältnis  $D$  der Vollbrücke in Abhängigkeit der Phasenverschiebung  $\phi$ . Mit zunehmendem Phasenversatz vergrößern sich die positive und negative Spannungszeitfläche, die am Transformator anliegen. Das theoretische Maximum, welches einer alternierenden Rechteckspannung entspricht, liegt bei einer Phasenverschiebung von  $180^\circ$ . Wie zuvor beim hart schaltenden Vollbrückenwandler verringert sich dieses jedoch aufgrund der erforderlichen Totzeiten in der Halbbrücken-Ansteuerung. Die Gleichrichtung der induzierten Spannung auf der Sekundärseite erfolgt meist ebenfalls durch einen Brückengleichrichter mit nachgeschalteten Filterkondensatoren.

$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot D \cdot \frac{N_S}{N_P} = U_{IN} \cdot \frac{\phi}{\pi} \cdot \frac{N_S}{N_P} \quad (8.8)$$

Der entscheidende Unterschied zum hart schaltenden Vollbrückenwandler besteht in der zusätzlichen Induktivität  $L_R$ , welche den Primärstrom nach dem Abschalten der Halbbrücken aufrechterhält. Der weiterfließende Strom ermöglicht das Umladen der parasitären Kapazitäten der MOSFETs während der Totzeit und bildet damit die Grundlage für das im PSFB-Wandler genutzte Zero-Voltage-Switching (ZVS). Mit leitenden Schaltern  $Q_1$  und  $Q_4$  liegt das Ausgangspotential der linken Halbbrücke auf dem positiven und das der rechten auf dem negativen Versorgungspotential. Nach dem Abschalten der Halbbrücken bleiben die jeweiligen Potentiale zunächst aufgrund des kapazitiven Spannungsteilers aus den parasitären Kapazitäten der Leitungsschalter erhalten. Die in  $L_R$  gespeicherte magnetische Energie

treibt den Strom weiter und führt zu einer Ladungsverschiebung zwischen den Halbbrücken: Das Potential der linken Halbbrücke sinkt, während das der rechten ansteigt. Das anschließende Einschalten der gegenüberliegenden Schalter  $Q_2$  und  $Q_3$  erfolgt bei entsprechender Dimensionierung von  $L_R$  und der Länge der Totzeit somit spannungsfrei, wodurch das ZVS realisiert wird. Dieses als „weich schaltend“ bezeichnete Verfahren reduziert die Schaltverluste der MOSFETs, da die Spannung am Bauteil bereits zu Beginn des leitenden Zustands nahezu null ist.

Die tatsächliche Umladezeit der parasitären Kapazitäten der MOSFETs und somit die erforderliche Totzeit hängen von der Größe der eingebrachten Induktivität  $L_R$  sowie der Höhe des Stroms zum Zeitpunkt des Abschaltens ab. Das weiche Schalten ist aus diesem Grund stark lastabhängig und kann unter Teillastbedingung möglicherweise nicht mehr gewährleistet werden. Eine Lösung besteht in der Erhöhung des lastunabhängigen Magnetisierungsstroms durch Reduktion der Magnetisierungsinduktivität  $L_M$ . Der Magnetisierungsstrom ist lastunabhängig, da er den Mindeststrom im Leerlauf definiert, der erforderlich ist, um die Magnetisierungskennlinie des Transformators zu durchlaufen. Allerdings führt die Erhöhung des Magnetisierungsstroms zu höheren Verlusten im Transformator, da zusätzliche Kern- und Wicklungsverluste entstehen. Das möglicherweise notwendige Einbringen eines Luftspalts verschlechtert die magnetische Kopplung und damit die Übertragungseffizienz des Transformators.

Im Vergleich zum hart schaltenden Vollbrückenwandler bietet der PSFB-Wandler über den gesamten Betriebsbereich einen höheren Wirkungsgrad. Das konstante Tastverhältnis der Halbbrücken sorgt für eine gleichmäßige Verteilung der Schaltverluste und kann dadurch eventuell kleinere Bauteile oder geringeren Kühlaufwand ermöglichen. Die Reduktion der steilen Schaltflanken verringert die Störaussendung, was gegebenenfalls durch Frequenz-Dithering weiter reduziert werden kann. Je nach Anwendung kann sich ebenfalls der Mehraufwand für die deutlich effizientere synchrone Gleichrichtung lohnen. [54] [55] [56] [57]

### 8.2.7 Vollbrückenwandler, resonant

Während das Einschalten der Halbbrücken im phasenverschobenen Vollbrückenwandler aufgrund des ZVS nahezu verlustfrei erfolgt, verursacht das harte Abschalten weiterhin erhebliche Schaltverluste. Zur weiteren Reduktion dieser Verluste kommen resonante Vollbrückenwandler zum Einsatz, die einen Schaltprozess ermöglichen, bei dem sowohl das Einschalten als auch das Abschalten der Leistungsschalter nahezu verlustfrei erfolgt. Der an dieser Stelle betrachtete Vollbrücken-Serienresonanzwandler mit LLC-Resonanzkreis verwendet die in Abbildung 8.8 dargestellte Schaltung einschließlich der dort als optional gekennzeichneten Induktivität und Kapazität. Die Ansteuerung der Vollbrücke erfolgt bei diesem Wandler mit konstanter Frequenz und festem Tastverhältnis von 50% abzüglich notwendiger Totzeiten. Die daraus resultierende Erregung des Serienresonanzkreises aus der Induktivität  $L_R$  und der Kapazität  $C_R$  mit rechteckförmigem Spannungsverlauf, führt zu einem sinusförmigen Stromfluss. Die Resonanzfrequenz  $f_R$  des hier betrachteten Schwingkreises berechnet sich nach

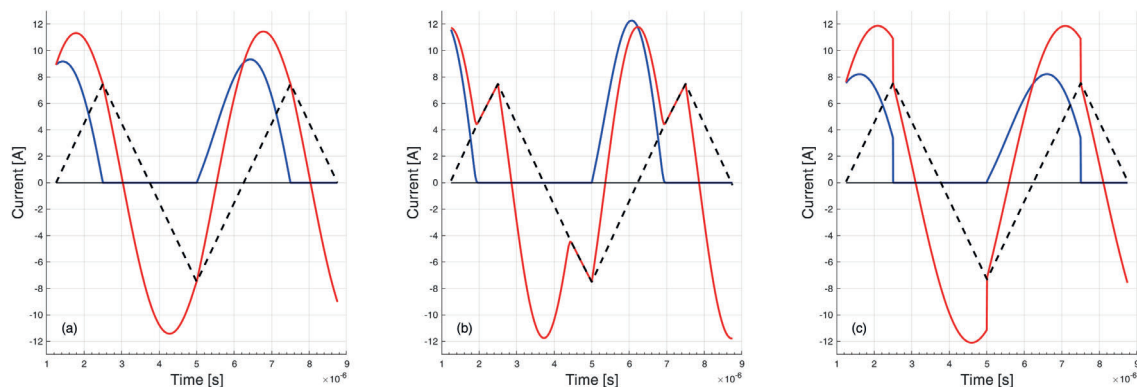
$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R \cdot C_R}} \quad (8.9)$$

Der Transformator überträgt den Primärstrom auf die Sekundärseite, wodurch die Gleichrichterdioden jeweils eine sinusförmige Halbwelle führen. Der Übergang in den leitfähigen Zustand erfolgt dabei nahezu stromfrei („Zero-Current-Switching“, ZCS). Das Einschalten der MOSFETs auf der Primärseite erfolgt, analog zum phasenverschobenen Vollbrückenwandler, spannungsfrei („Zero-Voltage-Switching“, ZVS). Das Abschalten der MOSFETs erfolgt bei reduziertem Strom, da der sinusförmige Strom zum Schaltzeitpunkt bereits deutlich abgeklungen ist. Die Kombination dieser drei Effekte führt zu einer signifikanten Reduktion der Schaltverluste, weshalb der Resonanzwandler den höchsten Wirkungsgrad der drei Vollbrückenwandler aufweist. Die Lastabhängigkeit des weichen Schaltens gilt beim Resonanzwandler in gleicher Weise und lässt sich identisch lösen.

Die Ausgangsspannung des LLC-Resonanzwandlers ergibt sich aus dem Produkt des Tastverhältnisses der Erreger-Topologie  $D$ , der Verstärkung des Resonanzkreises  $G$  und dem Übersetzungsverhältnis des Transformators. Bei einer Vollbrücke beträgt das Tastverhältnis idealerweise eins, da während eines Schaltzyklus entweder die positive oder negative Versorgungsspannung am Resonanzkreis anliegt. In der Praxis reduziert sich dieser Wert geringfügig durch die notwendigen Totzeiten.

$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot D \cdot G \cdot \frac{N_S}{N_P} \quad (8.10)$$

Die Besonderheit des LLC-Resonanzwandlers liegt in der frequenzabhängigen Verstärkung des Resonanzkreises, die zu den in Abbildung 8.9 dargestellten Betriebszuständen (in Resonanz, unterhalb der Resonanzfrequenz, oberhalb der Resonanzfrequenz) führt.



**Abbildung 8.9:** Betriebszustände des LLC-Resonanzwandlers:

a) in Resonanz b) unterhalb der Resonanz c) oberhalb der Resonanz

Der Strom des Serienresonanzkreises  $I_R$  (blau) setzt sich aus dem lastunabhängigen Magnetisierungsstrom  $I_{LM}$  (schwarz gestrichelt) sowie dem auf die Primärseite transformierten, lastabhängigen Strom  $I'_L$  (rot) zusammen. Aus der Addition der beiden Ströme resultiert eine

sichtbare Phasenverschiebung zwischen dem primär- und dem sekundärseitigem Strom, die insbesondere bei synchroner Gleichrichtung berücksichtigt werden muss. Der Strom  $I_{LM}$  steigt bei positiver und fällt bei negativer Ausgangsspannung der Vollbrücke und unterteilt den Schaltzyklus damit in zwei Phasen.

Im Betrieb bei Resonanzfrequenz entspricht die Dauer der Halbwelle des Stroms  $I'_L$  exakt der Länge der jeweiligen Phase. Der Strom durch den Gleichrichter liegt zu Beginn und am Ende jeder Phase bei null, wodurch auf der Sekundärseite ZCS ermöglicht wird. Der Primärstrom entspricht in diesen Momenten ausschließlich dem Magnetisierungsstrom, der so ausgelegt ist, dass er die parasitären Kapazitäten der MOSFETs vollständig umlädt, wodurch auf der Primärseite ZVS realisiert wird. Der Resonanzwandler nutzt die gesamte Phasendauer zur Leistungsübertragung, erreicht eine Spannungsverstärkung von eins multipliziert mit dem Übersetzungsverhältnis des Transformators und befindet sich damit im optimalen Betriebspunkt mit maximalem Wirkungsgrad. Das Übersetzungsverhältnis sollte so gewählt werden, dass dieser Arbeitspunkt im Bereich der angegebenen Nennspannungen liegt.

Im Betrieb unterhalb der Resonanzfrequenz verkürzt sich die effektive Dauer der Leistungsübertragung pro Schaltphase. In der anschließenden Freilaufphase erfolgt keine Energieübertragung zur Last. Der Strom in der Magnetisierungsinduktivität steigt über den zur Umladung der parasitären Kapazitäten der MOSFETs erforderlichen Wert hinaus und verursacht erhöhte Schaltverluste in der Vollbrücke. Die Spannungsverstärkung des Wandlers steigt, da durch die konstruktive Überlagerung der Spannungen von  $L_R$  und  $C_R$ , eine erhöhte Spannung an  $L_M$  abfällt.

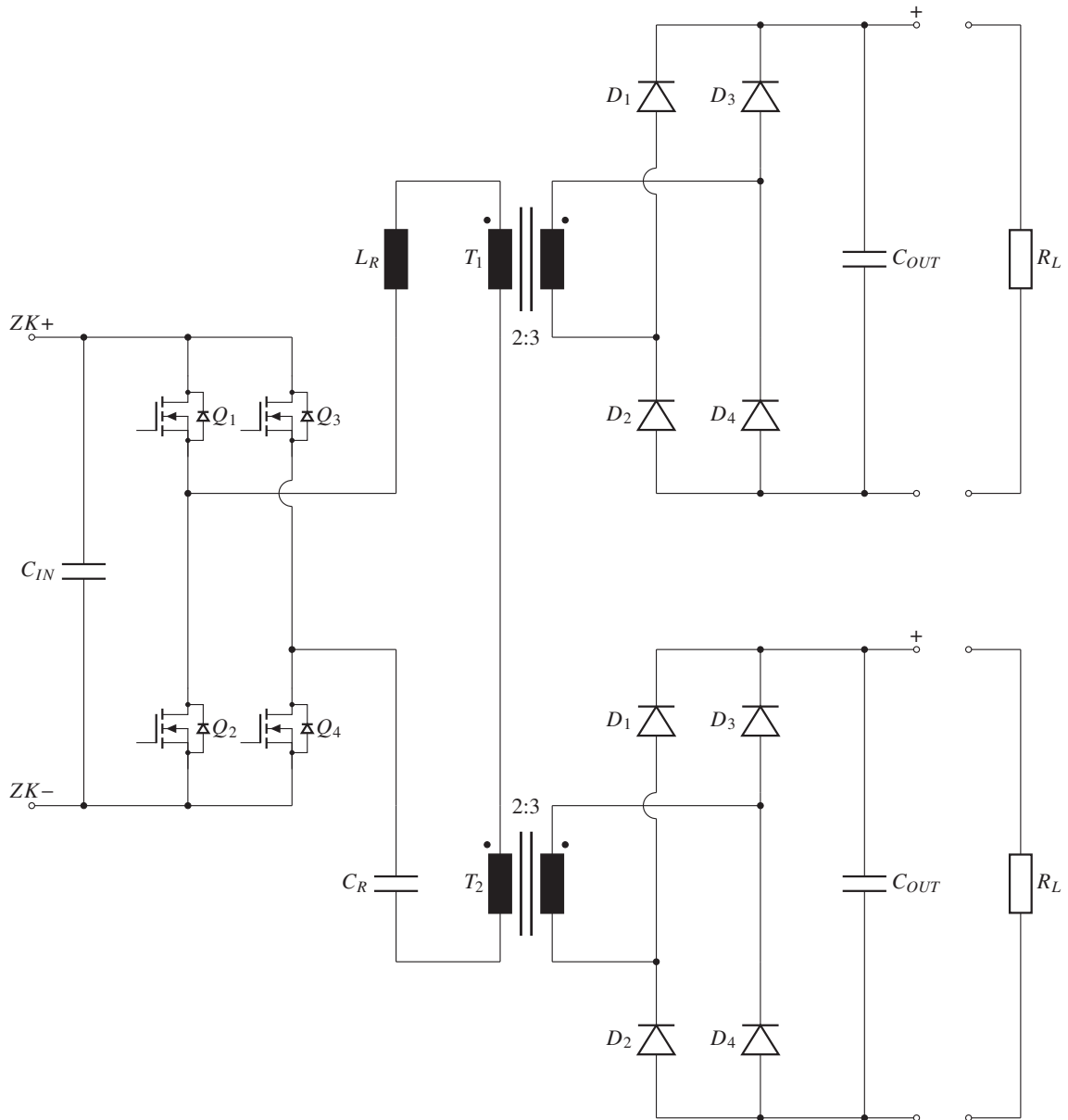
Im Betrieb oberhalb der Resonanzfrequenz verteilt sich die Leistungsübertragung auf die Gesamtdauer der Phase. Der Strom klingt allerdings nicht auf null ab. Somit treten erhöhte Schaltverluste in der Vollbrücke und den Gleichrichterdioden auf (kein ZCS). Die Spannungsverstärkung sinkt, da durch die destruktive Überlagerung der Spannung von  $L_R$  und  $C_R$  eine geringere Spannung an  $L_M$  abfällt.

Eine detaillierte Betrachtung der frequenzabhängigen Verstärkung bzw. Dämpfung des Resonanzkreises liefert Kapitel 8.6.

Der LLC-Resonanzwandler erreicht über einen weiten Betriebsbereich durch weiches Schalten auf der Primär- und Sekundärseite den höchsten Wirkungsgrad der drei betrachteten Vollbrückenwandler. Das Ersetzen des Diodengleichrichters durch eine synchrone Gleichrichtung führt zur weiteren Steigerung der Effizienz, geht jedoch aufgrund der geringen Änderungsrate des sinusförmigen Sekundärstroms mit erhöhtem Aufwand einher. Die hauptsächlich sinusförmigen Strom- und Spannungsverläufe fördern gute EMV-Eigenschaften, die durch die variable Frequenz und die damit verbundene Notwendigkeit breitbandiger EMV-Filter nur in kleinem Maße beeinträchtigt werden.

Die ersten Anwendungen des LLC-Resonanzwandler betrafen die Nachregelung der Ausgangsspannung von Gleichrichtern in Niederspannungsnetzteilen. In dieser Anwendung musste der Wandler nur einen kleinen Eingangsspannungsbereich ausregeln, um Netzschwankungen zu kompensieren, und benötigte dafür nur eine geringe Variation der Schaltfrequenz. Heutzutage wird der LLC-Resonanzwandler durch unterschiedlichste Anpassungen der Topologie in vielen verschiedenen Anwendungen eingesetzt, mit teils sehr großem

Eingangsspannungsbereich, was eine Anpassung der Verstärkung und damit der Schaltfrequenz über einen breiten Regelbereich hinweg erforderlich macht. Gleichzeitig muss der Wandler einen hohen Wirkungsgrad erreichen und eine geringe Störaussendung aufweisen.



**Abbildung 8.10:** Schaltungstopologie der Ausgangsstufe zur Interaktion von Photovoltaikanlagen

Der geplante Gleichspannungswandler benötigt nach Tabelle 6.2 und 6.1 einen Eingangsbereich von 200 V bis 1000 V (MPP-Spannung zwischen 625 V und 800 V) und einen Ausgangsbereich von 550 V bis 720 V. Diese Anforderung lässt sich durch Verwendung des beschriebenen LLC-Resonanzwandlers grundsätzlich einstufig oder mehrstufig umsetzen.

In der einstufigen Lösung muss der LLC-Resonanzwandler, abhängig vom Verhältnis der Ein- und Ausgangsspannung, sowohl im Abwärts- als auch im Aufwärtsbetrieb arbeiten können. Bei entsprechender Auslegung des Resonanzkreises ermöglicht die LLC-Topologie diese Betriebsbereiche, erfordert jedoch eine vergleichsweise große Anpassung der Schaltfrequenz. Ein MPP-Tracking ist grundsätzlich möglich, aufgrund des nichtlinearen Zusammenhangs zwischen Schaltfrequenz und Ausgangsspannung jedoch mit mehr Aufwand umzusetzen. Wie in den vorhergehenden Ausführungen dargestellt, erreicht ein un geregelter Resonanzwandler mit fester Betriebsfrequenz in Höhe der Resonanzfrequenz den höchsten Wirkungsgrad. Dies ist bei der einstufigen Lösung nicht der Fall, wodurch über den gesamten Betriebsbereich ein gewisser Effizienzverlust entsteht. Zudem verschlechtert die variable Schaltfrequenz das EMV-Verhalten. Die Vorteile der einstufigen Lösung liegen in der deutlich geringeren Anzahl an Komponenten, dem dadurch reduzierten Bauraum sowie den niedrigeren Herstellungskosten. Ausschlaggebend für diese Topologie ist ein komplexer Designkompromiss im Resonanzkreis zwischen notwendiger Spannungsverstärkung und Gesamtwirkungsgrad.

Die vorgeschlagene zweistufige Lösung besteht aus einer Kombination eines Interleaved-Boost-Converters mit 180 Grad Phasenverschiebung als Eingangsstufe und eines LLC-Resonanzwandlers mit Transformator und sekundärseitigem Diodengleichrichter als Ausgangsstufe. Der Boost-Converter übernimmt das MPP-Tracking und hebt die variable Eingangsspannung auf eine von der Ausgangsspannung abhängige Zwischenkreisspannung an. Der LLC-Resonanzwandler arbeitet mit konstanter Schaltfrequenz in Höhe der Resonanzfrequenz. In diesem Betriebspunkt schaltet der Wandler unter ZVS- sowie ZCS-Bedingung und reduziert die Verluste im Transformator, durch Ausnutzung des minimalen Magnetisierungsstroms, soweit wie möglich. Ein entsprechend gewähltes Windungsverhältnis des Transformators stellt sicher, dass die Ausgangsstufe ausschließlich im Abwärtsbetrieb arbeitet. Die zweistufige Lösung ermöglicht eine separate Optimierung beider Stufen, wodurch der Gesamtwirkungsgrad maximiert wird. Der Boost-Converter lässt sich dabei einfach regeln, da er bei konstanter Last ein nahezu lineares Verhältnis zwischen Tastverhältnis und Ausgangsspannung aufweist. Nachteilig ist die höhere Anzahl an Komponenten, was zu einem erhöhten Designaufwand und erhöhter Leistungsaufnahme der Treiberschaltung und somit Reduktion des Teillastwirkungsgrad führt. Allerdings ist jede einzelne Stufe für sich betrachtet weniger komplex, was eine erhöhte Zuverlässigkeit verspricht.

Ein vorrangiges Entwicklungsziel des geplanten Gleichspannungswandlers stellt die Optimierung des Wirkungsgrad dar. Die Komplexität der Schaltung sowie die Bauteilkosten spielen an dieser Stelle eine untergeordnete Rolle, da sich diese Investitionen über die Betriebsdauer relativ schnell amortisieren. Aus diesem Grund fällt die Wahl auf die zweistufige Lösung. Sie bietet einen hohen Gesamtwirkungsgrad über einen weiten Eingangsspannungsbereich, ermöglicht ein präzises MPP-Tracking und weist ein verbessertes EMV-Verhalten auf. Der Nachteil des schlechteren Teillastverhaltens erfährt eine gewisse Kompensation durch das in Kapitel 9.1 dargestellte Gesamtkonzept, das eine Parallelschaltung der Eingangsstufen und Abschaltung einzelner Ausgangsstufen vorsieht.

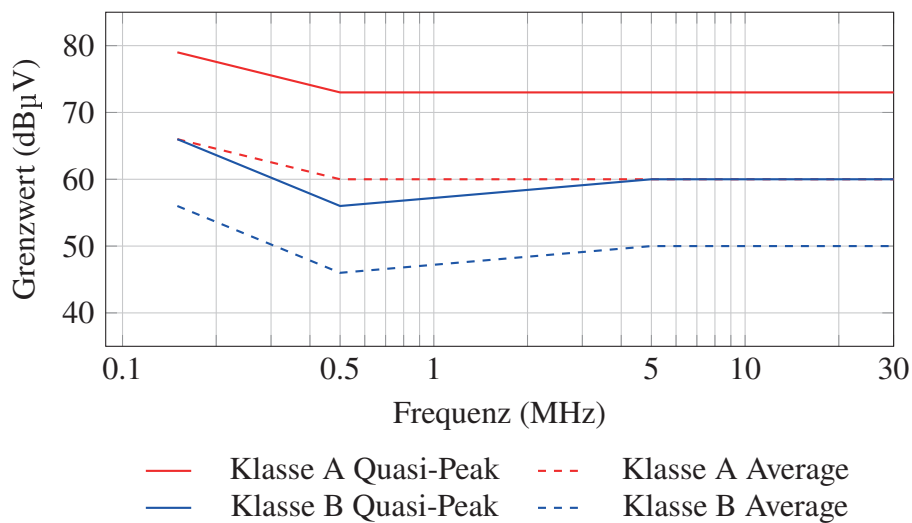
Die in Abbildung 8.10 dargestellte Topologie der Ausgangsstufe weicht von der zuvor dargestellten Schaltung insofern ab, dass zur Verkleinerung des benötigten Bauraums zwei parallele Sekundärkreise benutzt werden. Die beiden Transformatoren mit einem Überset-

zungsverhältnis von 2:3 sind primärseitig in Reihe und sekundärseitig hinter den beiden Diodengleichrichtern parallelgeschaltet. Das daraus resultierende Übersetzungsverhältnis ausgehend von der Ausgangsspannung der Vorstufe entspricht ohne Berücksichtigung des Spannungsabfalls über die Gleichrichter 4:3. Diese Art der Verschaltung hat den Vorteil, dass sich die übertragene Leistung gleichmäßig auf beide Transformatoren aufteilt. Der Primärstrom der Transformatoren ist aufgrund der Reihenschaltung identisch. Der Sekundärstrom ist abhängig von der Höhe der induzierten Spannung im Vergleich zur Ausgangsspannung der Gleichrichter. Wenn einer der beiden Transformatoren aufgrund von Fertigungstoleranzen eine höhere Spannung induziert, leitet nur noch dessen Ausgangsgleichrichter wodurch der andere Transformator keine Leistung mehr überträgt. Die gestiegene Belastung des Transformators stellt eine niedrigere Ausgangsimpedanz und damit auch niedrigere reflektierte Impedanz auf der Primärseite dar. Das Verhältnis der Impedanzen in dem primärseitigen induktiven Spannungsteiler verschiebt sich so, dass der unbelastete Transformator eine höhere Eingangsspannung erfährt. Dadurch steigt die Ausgangsspannung und der Gleichrichter beginnt Strom zu führen. Es stellt sich ein stabiler Zustand ein, in dem beide Transformatoren etwa die gleiche Leistung übertragen. Die vollständige Topologie zeigt Abbildung 8.10. [58] [59] [60] [61]

### 8.3 Bestimmung einer geeigneten Schaltfrequenz

Zu den vorrangigen Entwicklungszielen moderner Leistungselektronik zählt die Steigerung der Leistungsdichte bei gleichzeitiger Reduktion der Produktionskosten. Einen vielversprechenden Lösungsweg stellt die Erhöhung der Schaltfrequenz dar. Induktive und kapazitive Bauelemente als Energiespeicher oder in Filterstrukturen nehmen einen großen Anteil am Platzbedarf von leistungselektronischen Schaltungen ein. Durch die Erhöhung der Schaltfrequenz verringert sich der Energieumsatz pro Schaltzyklus, wodurch geringere Induktivitäts- und Kapazitätswerte ausreichend sind. Gleichzeitig sinkt die Strom- und Spannungswelligkeit, was kleinere EMV-Filter am Ein- und Ausgang der Geräte sowie kleinere Dämpfungsglieder ermöglicht. Die Verkleinerung der Energiespeicher und Filterstrukturen hat einen direkten Einfluss auf den Volumenbedarf. Darüber hinaus trägt die Erhöhung der Schaltfrequenz zur Verbesserung des dynamischen Verhaltens der Leistungselektronik unter variierenden Lastbedingungen bei, da die reduzierte Energiespeicherung schnellere Anpassungen der Ströme- und Spannungen erlaubt.

Die dargestellten Vorteile gehen mit technischen Herausforderungen und potenziellen Nachteilen einher. Mit zunehmender Schaltfrequenz steigt die Komplexität der induktiven Bauelemente. So müssen beispielsweise Kupferlackdrähte durch Litzen ersetzt und spezielle Kernmaterialien mit feinerer Pulverstruktur eingesetzt werden, um Wirbelstrom- und Hystereseverluste zu minimieren. Für die Leistungshalbleiter steigen die Schaltverluste und damit auch die thermische Belastung annähernd proportional zu der Schaltfrequenz. Dieser Effekt kann zumindest für die vorgesehene Schaltfrequenz vernachlässigt werden, da die eingesetzten SiC-Halbleiter grundsätzlich deutlich geringere Schaltverluste aufweisen und das Halbleitermaterial höhere Sperrschichttemperaturen erlaubt. Kritisch bleibt jedoch der gestiegene Einfluss von parasitären Induktivitäten und Kapazitäten.



**Abbildung 8.11:** CISPR 11 Grenzwerte für Klasse A und B Geräte

Da die entwickelten Gleichspannungswandler in Zukunft außerhalb des Labors entlang des Oberleitungsnetzes eingesetzt werden sollen, sind neben den bisherigen Überlegungen auch die geltenden EMV-Normen zu berücksichtigen. Die in den spezifischen Normen für Photovoltaikanlagen (Normenreihe VDE 0126) sowie Bahnanwendungen (Normenreihe VDE 0115) angegebenen Grenzwerte und Messmethoden leiten sich aus der CISPR 11 [111] für industrielles Equipment ab. Der dort angegebene und in Abbildung 8.11 dargestellte Messbereich für die leitungsgebundene, mittels Netznachbildung gemessene, Störspannung beginnt bei 150 kHz. Grenzwerte im Bereich der EMV unterscheiden sich grundsätzlich in Quasi-Peak (Spitzenwert) und Average (Mittelwert). Der für das Bestehen der Messung maßgebliche Mittelwert fällt im Bereich von 150 kHz bis 500 kHz von 66 dB $\mu$ V linear auf 60 dB $\mu$ V ab und bleibt bis zum Ende des Messbereichs bei 30 MHz konstant. Die hier beschriebenen Gleichspannungswandler gehören der Geräte Klasse A, Gruppe I für industrielle Umgebungen an. Der Grenzwert liegt mindestens 10 dB über der Geräteklasse B für die Nutzung in Wohnbereichen. Unterhalb von 150 kHz ist lediglich die Messung der Netzurückwirkungen durch Oberwellen vorgeschrieben. Der zugehörige Messbereich reicht je nach Norm bis minimal 2 kHz und maximal 9 kHz. Für den Bereich zwischen 2 kHz bzw. 9 kHz und 150 kHz existieren bislang Vorschläge, aber keine verpflichtenden Grenzwerte.

Die gewählte Schaltfrequenz beeinflusst maßgeblich die Effizienz, das thermische und dynamische Betriebsverhalten, den Bauraum, die Akustik sowie das EMV-Verhalten des Wandlers. Als sinnvoller Kompromiss zwischen diesen Eigenschaften und dem Aufwand bzgl. der EMV wird die Schaltfrequenz der beiden Gleichspannungswandler auf 140 kHz festgelegt und liegt damit in der Grenzwertlücke knapp unterhalb des relevanten Messbereichs. Auf die Störstrahlung hat die Wahl der Schaltfrequenz nur einen geringen Einfluss, da die wirksamen Antennenlängen um mehrere Größenordnungen größer sind als die Abmessungen der Leiterbahnen innerhalb der Leistungselektronik. Es sei an dieser Stelle jedoch darauf hingewiesen, dass auch bei einer Grundfrequenz unterhalb des relevanten Messbereichs insbesondere die hochfrequenten Anteile der steilen Schaltflanken an den Leistungshalbleitern relevante Grenzwertüberschreitungen mit sich bringen können, deren Bedämpfung schwie-

rig sein kann. Zusätzlich können hochfrequente Schwingungen, die durch Resonanzen der parasitären Induktivitäten und Kapazitäten entstehen, zu weiteren Grenzwertüberschreitungen führen. Dies gilt sowohl für die leitungsgebundene, als auch für die abgestrahlte Störaussendung.

## 8.4 Effizienzbewertung verfügbarer MOSFETs

Die Auswahl konkreter Leistungshalbleiter hat einen großen Einfluss auf die Verluste und damit auch auf den resultierenden Wirkungsgrad der Gleichspannungswandler. Die frühzeitige Abschätzung der Verluste durch Simulationen und Überschlagsrechnungen stellt dementsprechend einen entscheidenden Entwicklungsschritt dar. Da es für neue Halbleiter häufig noch keine veröffentlichten Simulationsmodelle der Hersteller gibt, weisen die simulierten Verluste häufig große Abweichungen zur Realität auf. Da die Simulationen für eine erste Auswahl der Halbleiter zudem sehr zeitintensiv sind, erfolgte eine Abschätzung der Verluste der Gleichspannungswandler anhand der Schaltungs- und Bauteilparameter.

Zu diesem Zweck muss zunächst eine Betrachtung der möglichen Verlustmechanismen erfolgen. Diese Mechanismen sind:

- Durchlassverluste der MOSFETs durch positiven und negativen Stromfluss
- Ein- und Ausschaltverluste durch hartes Schalten
- Umladeverluste der Gate-Source-, Gate-Drain- und Drain-Source-Kapazität
- Durchlassverluste der Body-Diode
- Umladeverluste der Raumladungszone der Body-Diode

Entscheidend ist, dass diese Verluste je nach Topologie und Ansteuerung in unterschiedlichen Konstellationen und Abfolgen auftreten. Die konkrete Betrachtung dieser Abfolgen, die feinere Aufteilung der Verlustmechanismen inklusive der Herleitung der zugehörigen Gleichungen sowie die konkrete Berechnung der Verluste für die beiden Gleichspannungswandler liefert [137]. Die dort getroffene Auswahl der Halbleiter resultiert aus den zu Beginn der Entwicklung grundsätzlich verfügbaren SiC-MOSFETs.

Die von dem eingesetzten MOSFET abhängigen Verluste im Boost-Converter umfassen die Durchlassverluste, die Ein- und Ausschaltverluste sowie die Umladeverluste der Gate-Source-, Gate-Drain- und Drain-Source-Kapazität. Diese Verluste können durch die Wahl eines besser geeigneten Bauteils reduziert werden, wobei sich die Anteile der einzelnen Verlustmechanismen je nach Bauteil unterscheiden können. Beinahe identische Verluste erzeugt allerdings auch die externe Freilaufdiode des Boost-Converters. Beim Einschalten des MOSFETs leitet diese Diode noch kurzzeitig, bevor und während sie ihre Sperrspannung aufbaut, was zu einem zusätzlichen Rückwärtsstrom durch die Diode und den MOSFET bei gleichzeitig hoher Drain-Source-Spannung am MOSFET führt. Diese Verluste sind damit unabhängig von der Wahl des MOSFETs und lassen sich nur durch die Optimierung der Diode selbst reduzieren. Der Buck-Boost-Converter reduziert die Durchlassverluste der Freilaufdiode, indem diese durch einen zweiten Schalter ersetzt wird. In der resultierenden Schaltfolge gibt es allerdings eine kurze Zeit, in der die Body-Diode des SiC-MOSFETs

leitet, was aufgrund der hohen Vorwärtsspannung zwar deutliche Verluste verursacht, allerdings nur für eine sehr geringe Zeitdauer. Zudem entstehen diverse Umladeverluste durch parasitäre Kapazitäten in den MOSFETs, so dass in dieser Topologie insgesamt die Schaltverluste gegenüber den Durchlassverlusten überwiegen. Die resonante Topologie eliminiert die meisten Schaltverluste und verschiebt den Fokus daher stärker auf die Leitungsverluste, die hauptsächlich durch den Durchlasswiderstand des MOSFETs bestimmt werden.

Die Ausarbeitung betont die Notwendigkeit, für die korrekte Auswahl von Leistungshalbleitern in schnell schaltenden Anwendungen zwischen Verlusten zu unterscheiden, die innerhalb eines Bauteils anfallen, und solchen, die durch ein Bauteil verursacht werden. Darüber hinaus zeigt sie, dass die Reduktion des Durchlasswiderstands, die oft mit höheren Bauteilkosten einhergeht, nicht zwangsläufig eine entscheidende Verringerung der Gesamtverluste bewirkt. Beide Erkenntnisse verdeutlichen die Erfordernis, bereits zu Beginn der Entwicklung eine einfache, auf Bauteil- und Schaltungsparametern basierende Verlustabschätzung zur Optimierung des Wirkungsgrads durchzuführen. Im konkreten Fall der beiden Gleichspannungswandler zeigen die Berechnungen, dass der MOSFET vom Typ C3M0075120x der Firma Wolfspeed sowohl für den Boost-Converter als auch für den Buck-Boost-Converter die geringsten Gesamtverluste bewirkt. Für den resonanten Vollbrückenwandler hingegen erzeugen MOSFETs anderer Hersteller die geringsten Verluste. Diese MOSFETs mussten jedoch aufgrund unzureichender Spannungsfestigkeit und Verfügbarkeitsproblemen ausgeschlossen werden. Daher kommt hier ebenfalls der C3M0075120x zum Einsatz, der aufgrund seines vergleichsweise hohen Durchlasswiderstands eine etwas geringere Effizienz aufweist. [57] [58]

## 8.5 Dimensionierung der Leistungsinduktivitäten

Die Leistungsinduktivitäten für den Boost- bzw. Buck-Boost-Converter der Gleichspannungswandler speichern während des Betriebs temporär Energie in Form eines Magnetfeldes. Diese magnetische Energie wird hauptsächlich im Luftspalt des magnetischen Kreises gespeichert, da der Luftspalt aufgrund seiner geringen magnetischen Leitfähigkeit (Permeabilität) im Vergleich zum Kern größere Energiemengen aufnehmen kann und dadurch verhindert, dass der Kern in Sättigung gerät. Bei Ferritkernen muss der Luftspalt durch physische Lücken im magnetischen Kreis geschaffen werden, die entweder bereits während des Sinterprozesses eingebracht oder nachträglich eingeschliffen werden. Bei Kernen aus Eisenpulvermaterial ist der Luftspalt verteilt, da das Material durch die Verklebung der Pulverpartikel mit hoher Permeabilität viele sehr kleine, verteilte Luftspalte und damit eine Materialmischung mit reduzierter Permeabilität erzeugt. Eisenpulvermaterial ermöglicht daher neben den gängigen Transformatorkernen auch die Herstellung von geschlossenen Ringkernen für Leistungsinduktivitäten.

Materialien wie Ferrit mit hoher Permeabilität konzentrieren das magnetische Feld, so dass die Feldlinien dem Verlauf der Kontur folgen. Befindet sich nun ein Luftspalt in diesem magnetischen Kreis, muss der magnetische Fluss den Übergang in das weniger permeable Material überwinden. Durch die geringere Permeabilität der Luft weiten sich die Feldlinien auf und nehmen einen bogenförmigen Verlauf, wodurch ein Streufluss in angrenzende Bereiche

entsteht. Dieser Streufluss erzeugt zusätzliche Verluste durch Wirbelströme in benachbarten leitfähigen Materialien und stellt in Bezug auf die EMV eine zusätzliche Störquelle dar. Je nach Geometrie des Kerns kann der Streufluss die Gesamtinduktivität reduzieren. Beide Effekte lassen sich bei Ferritkernen durch mehrere verteilte Luftspalte reduzieren und durch die Verwendung von Eisenpulverkernen nahezu eliminieren.

Eine wichtige Kennzahl für Ringkerne und Kernsätze stellt der  $A_L$ -Wert dar, welcher die Induktivität pro Quadrat der Windungszahl angibt. Dieser ergibt sich nach

$$A_L = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{A_e}{l_e} \quad (8.11)$$

aus der magnetischen Feldkonstante  $\mu_0$ , der relativen Permeabilität des Kernmaterials  $\mu_r$ , der effektiven Querschnittsfläche des Kerns  $A_e$  in  $\text{m}^2$  und der effektiven mittlern Feldlinienlänge  $l_e$  in m. Bei Kernen mit eingebrachtem Luftspalt ist die effektive Länge innerhalb und außerhalb des Kerns unter Berücksichtigung der jeweiligen Permeabilitäten zu addieren. Bei Eisenpulverkernen mit verteiltem Luftspalt ist die resultierende Permeabilität zu verwenden. Die Induktivität der Anordnung unter Einbeziehung der Anzahl der Windungen  $N$  ist das Resultat der Formel

$$L = A_L \cdot N^2. \quad (8.12)$$

Eine weitere entscheidende Größe bei der Dimensionierung von Leistungsinduktivitäten stellt die maximale Flussdichte im Kern dar. Sie errechnet sich mit Hilfe des maximalen Stroms  $I_{max}$  nach

$$B_{max} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot N \cdot I_{max}}{l_e \cdot A_e}. \quad (8.13)$$

Die Induktivität eines Kerns wird durch die maximal erlaubte magnetische Flussdichte begrenzt. Das Überschreiten dieser materialabhängigen Grenze erfordert die Wahl eines Kerns mit größerem Querschnitt oder aus anderem Material. Weitere Einschränkungen ergeben sich aus der Verlustbetrachtung. Die Verluste einer Leistungsinduktivität teilen sich auf die ohmschen Verluste der Wicklung und die Kernverluste auf. Die ohmschen Verluste der Wicklung lassen sich bei konstanter Anzahl der Windungen ausschließlich durch größere Drahtdurchmesser reduzieren. Bei begrenztem Wickelraum führt dies jedoch zwangsläufig zu einer Reduktion der Windungszahl und somit zur Verringerung der Induktivität. Die Vergrößerung des Drahtdurchmessers scheint zunächst im Widerspruch zu dem, mit der Betriebsfrequenz steigenden, Skin-Effekt zu stehen. Da der Strom in diesen Leistungsinduktivitäten jedoch einen sehr großen DC-Anteil besitzt und nur eine geringe Welligkeit aufweist, besitzt der Skin-Effekt an dieser Stelle nur einen vernachlässigbaren Einfluss. Auf einzeln isolierte Litze kann daher in der Regel verzichtet werden. Bei der Wahl des Kupferlackdrahtes sind die maximale Betriebstemperatur sowie die Spannungsfestigkeit zu berücksichtigen, da benachbarte Wicklungen bei großen Potentialunterschieden elektrisch Durchschlagen könnten und dieser Kurzschluss die wirksame Windungszahl reduziert. Die Bestimmung der Kernverluste erfolgt durch die Hersteller experimentell und ist in Datenblättern meist durch Diagramme und komplexe Näherungsformeln angegeben. Grundsätzlich

steigen die Kernverluste mit der Betriebsfrequenz und der maximalen magnetischen Flussdichte. Bei der Auswahl der Nenninduktivität ist zu beachten, dass die Permeabilität des Kernmaterials und damit die Induktivität mit steigendem Betriebsstrom durch Sättigungseffekte abnimmt. [62] [63] [64] [65]

## 8.6 Dimensionierung des Resonanzkreises

Der in Kapitel 8.2 beschriebene LLC-Resonanzwandler basiert auf einem Serienschwingkreis aus der im Ersatzschaltbild 8.12 dargestellten Induktivität  $L_R$  und der Kapazität  $C_R$ . Gemeinsam mit der Magnetisierungsinduktivität  $L_M$  des Transformators bestimmen die beiden Größen maßgeblich die Eigenschaften des Resonanzkreises.

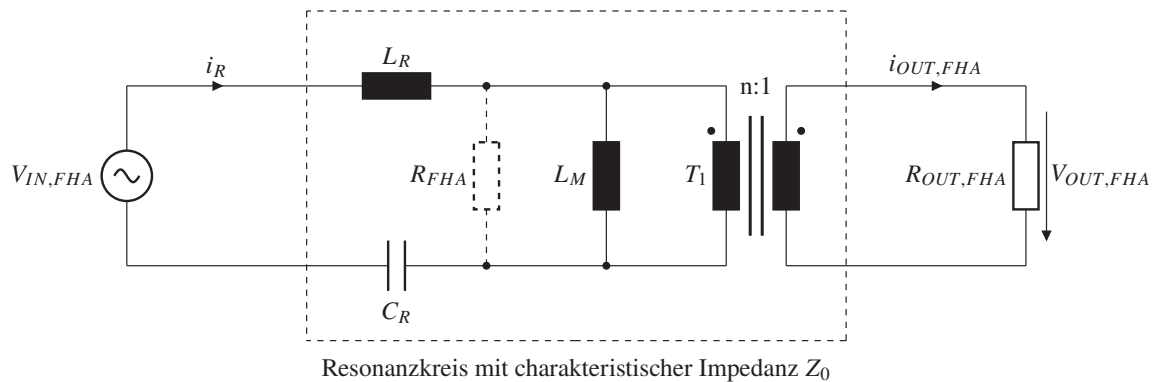


Abbildung 8.12: Ersatzschaltbild des Resonanzkreises zur Anwendung der FHA

Das einfachste und gängigste Verfahren zur Auslegung eines Resonanzwandlers stellt die Approximation der ersten Harmonischen (FHA - First Harmonic Approximation) dar. Das Verfahren basiert auf der Annahme, dass die Leistungsübertragung fast vollständig durch die Grundschwingung der beteiligten Ströme bzw. Spannungen erfolgt und vernachlässigt dabei bewusst die Oberschwingungen der Schaltfrequenz. Der Ansatz liefert ziemlich genaue Ergebnisse für Arbeitspunkte bei und oberhalb der Resonanzfrequenz (kontinuierliche Leistungsübertragung), während er bei Frequenzen unterhalb der Resonanzfrequenz (diskontinuierliche Leistungsübertragung) weniger genau, aber dennoch gültig ist. Die Zielgröße der FHA ist der frequenzabhängige Quotient aus der Ausgangs- und Eingangsspannung des Resonanzkreises, was einem frequenzabhängigen Verstärkungsfaktor  $G$  im Laplace-Bildbereich entspricht.

$$G(s) = \frac{U_{OUT,FHA}(s)}{U_{IN,FHA}(s)} = \frac{1}{n} \cdot \frac{R_{FHA} \parallel sL_M}{Z_{IN}(s)} \quad (8.14)$$

mit der Eingangsimpedanz

$$Z_{IN}(s) = \frac{U_{IN,FHA}(s)}{I_R(s)} = \frac{1}{sC_R} + sL_R + R_{FHA} \parallel sL_M \quad (8.15)$$

und dem auf die Primärseite reflektierten Ausgangswiderstand

$$R_{FHA} = n^2 \cdot R_{OUT,FHA} \quad (8.16)$$

dessen Wert sich aus dem Quotient der ersten Harmonischen der Ausgangsspannung und des abgegebenen Ausgangsstroms bzw. aus dem angeschlossenen Lastwiderstand ergibt.

$$R_{OUT,FHA} = \frac{u_{OUT,FHA}(t)}{i_{OUT,FHA}(t)} = \frac{U_{OUT,FHA}}{I_{OUT,FHA}} = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (8.17)$$

Der Korrekturfaktor  $\frac{8}{\pi^2}$  resultiert aus der Vernachlässigung der Oberwellen. Die FHA betrachtet nur die Grundschiwingung des Signals und nimmt an, dass diese weiterhin die gleiche Leistung umsetzen soll. Aufgrund der geringeren Spannungszeitfläche der Grundschiwingung im Vergleich zum ursprünglichen Rechtecksignal muss eine Reduktion des Widerstands für die FHA erfolgen.

Aus Einsetzen der Eingangsimpedanz in die Formel für den Verstärkungsfaktor und Normierung auf die Resonanzfrequenz  $f_R$  resultiert eine dimensionslose Formel für die Verstärkung des Resonanzkreises. Diese ist nur noch von der verwendeten Schaltfrequenz und den Komponenten des Resonanzkreises abhängig.

$$G(Q, \lambda, f_n) = \frac{1}{\sqrt{(1 + \lambda - \frac{\lambda}{f_n^2})^2 + Q^2 \cdot (f_n - \frac{1}{f_n})^2}} \quad (8.18)$$

Die Größe  $\lambda$  gibt das Verhältnis zwischen der Hauptinduktivität und der Resonanzinduktivität an.

$$\lambda = \frac{L_R}{L_M} \quad (8.19)$$

Die normierte Frequenz  $f_n$  ist der Quotient aus der benutzten Schaltfrequenz  $f_{SW}$  und der Resonanzfrequenz.

$$f_n = \frac{f_{SW}}{f_R} \quad (8.20)$$

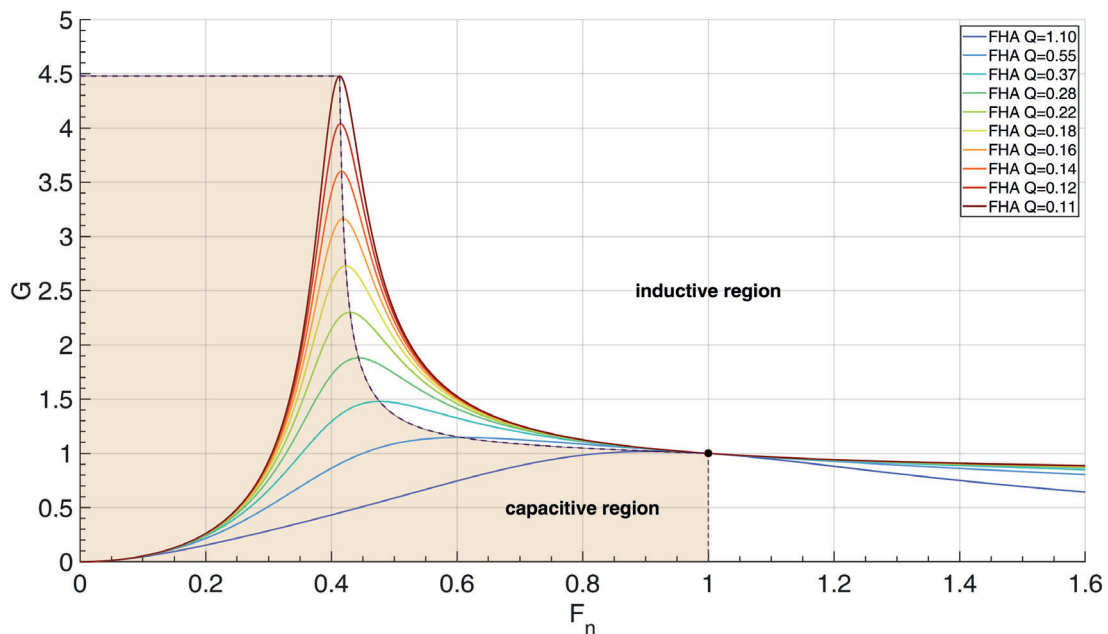
Die Güte  $Q$  des Resonanzkreises resultiert aus der Gleichung

$$Q = \frac{Z_0}{R_{FHA}} \quad (8.21)$$

mit der frequenzunabhängigen charakteristischen Impedanz  $Z_0$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = 2\pi f_R L_R = \frac{1}{2\pi f_R C_R} \quad (8.22)$$

Die Verstärkung des Resonanzkreises ist bei konstanten Werten der Komponenten folglich nur noch von der Betriebsfrequenz und der Last abhängig. [46]



**Abbildung 8.13:** Übertragungsfunktionen des Resonanzkreises durch Variation der Güte

Die in Abbildung 8.13 dargestellte Kurvenschar zeigt Übertragungsfunktionen des Resonanzkreises bei Variation der Güte durch die angeschlossene Last, und damit die entscheidende Eigenschaft im Rahmen der Dimensionierung des LLC-Converters für unterschiedliche Anwendungen.

Die Festlegung der Komponenten des Resonanzkreises erfolgt in einem iterativen Prozess mit dem Ziel, bei maximalem Wirkungsgrad über den gesamten Eingangsspannungsbereich und unter allen Lastbedingungen die benötigte Verstärkung zu erreichen. Zu Beginn der Auslegung stehen in der Regel die gewünschte Resonanzfrequenz, die minimal und maximal benötigte Verstärkung des Resonanzkreises, der Ein- und Ausgangsspannungsbereich sowie die minimale Ausgangsimpedanz (entsprechend der maximalen Last) und damit die erforderliche Leistung fest. Je nach Konstellation dieser Werte kann ein Übersetzungsverhältnis des Transformators, größer oder kleiner eins, den Bereich der notwendigen Verstärkung reduzieren.

Die Übertragungsfunktion des Resonanzkreises ist abhängig von  $Q$  und  $\lambda$ . Für ersteres stehen sowohl die maximale Last als auch, unter Berücksichtigung der gewünschten Resonanzfrequenz, das Verhältnis von  $L_R$  und  $C_R$  bereits fest. Durch anfängliche Festlegung von  $\lambda$  und  $L_R$  oder  $C_R$  anhand von Referenzdesigns bzw. basierend auf Erfahrungs- und Richtwerten lässt sich das  $Q_{max}$  bei maximal geforderter Belastung bestimmen und der Verlauf der Verstärkung über die normierte Frequenz berechnen. Mit steigender Güte weist die Kurve einen zunehmend flacheren und breitbandigen Verlauf auf. Die Kurve für  $Q_{max}$  muss dementsprechend mindestens die benötigte Verstärkung erreichen. Die Abnahme der Güte bewirkt insbesondere einen starken Anstieg der Verstärkung unterhalb der Resonanzfrequenz. Die anschließende Variation von  $\lambda$  wirkt sich ebenfalls auf den Verlauf der Kurve aus. Ein kleine-

rer Wert ermöglicht eine höhere Verstärkung, einen schmaleren Frequenzbereich und damit eine dynamischere Regelung des Wandlers. Ein großes  $\lambda$  basiert auf einer höheren Magnetisierungsimpedanz, was einen geringeren Magnetisierungsstrom und damit auch geringere Verluste, aber auch eine geringere Verstärkung zur Folge hat. Gleichzeitig steigt aufgrund des flacheren Kurvenverlaufs auch der abzudeckende Frequenzbereich, so dass insbesondere im Bereich der Verstärkung kleiner als eins erhöhte Verluste durch hohe Schaltfrequenzen auftreten. Unterhalb der Resonanzfrequenz ist die minimale Schaltfrequenz relevant, die den Betrieb im induktiven Bereich sicherstellt, da der kapazitive Betrieb mit deutlich erhöhten Verlusten einhergeht. Dabei handelt es sich um die Frequenz am Maximum der verschiedenen Kurven und lässt sich durch Lösen der Gleichung

$$\frac{d}{dfn}G(Q_{max}, \lambda, fn_{min}) = 0 \quad (8.23)$$

bestimmen. Die maximale Verstärkung an diesem Punkt ergibt sich durch Einsetzen der minimalen Frequenz in die Gleichung

$$G_{max} = G(Q_{max}, \lambda, fn_{min}) \quad (8.24)$$

Die Komponenten des Resonanzkreises können zur Verbesserung des Wirkungsgrad der Schaltung durch weitere Iterationsschritte angepasst werden. Parallel zu diesem Design-Prozess sollte ebenfalls eine Betrachtung der Fertigung der Komponenten erfolgen, weil beispielsweise der Aufbau des Transformators das Verhältnis von  $L_R$  zu  $L_M$ , insbesondere bei integrierter Resonanzinduktivität, begrenzen kann. [58] [60] [66]

# Kapitel 9

## Gesamtkonzept

Dieses Kapitel beschreibt das Gesamtkonzept der Gleichspannungswandler zur Integration von Photovoltaikanlagen und Second-Life Batteriespeichern, basierend auf den in Kapitel 6 aufgestellten Anforderungen. Der Fokus liegt an dieser Stelle auf einem Überblick über die zu entwickelnden Komponenten.

### 9.1 Integration von Photovoltaikanlagen

Abbildung 9.1 stellt den schematischen Aufbau des Gleichspannungswandlers zur Integration von Photovoltaikanlagen dar. Der Gleichspannungswandler ermöglicht den Anschluss von fünf PV-Arrays, die jeweils ein eigenes Leistungsmodul mit MPP-Tracking speisen. Der Eingang ist jeweils über einen manuellen Trennschalter mit dem PV-Array verbunden, der Ausgang über Sicherungen mit dem Oberleitungsnetz. Neben der Leistungselektronik benötigt der Gleichspannungswandler eine 24 V-Spannungsversorgung, eine Isolationsüberwachung der PV-Arrays und eine übergeordnete Steuerkarte mit Ethernet-Schnittstelle. Die nachfolgenden Kapitel liefern eine ausführlichere Beschreibung dieser Komponenten und gehen auf einzelne Aspekte deren Auslegung ein.

#### 9.1.1 Leistungsmodul

Die Gesamtleistung des Gleichspannungswandlers ist auf fünf identische Leistungsmodule aufgeteilt. Die Eingangsstufe dieser Module besteht, wie in Kapitel 8 dargestellt, aus einem zweiphasigen Interleaved-Boost-Converter mit  $180^\circ$  Phasenverschiebung. Die Ausgangsstufe besteht aus einer resonanten Vollbrücke mit Transformator und nachgeschaltetem Dioden Gleichrichter. Die Vollbrücke läuft mit fester Frequenz und festem Tastverhältnis von 50 %, wodurch das Übersetzungsverhältnis zwischen Ein- und Ausgangsseite annäherungsweise konstant ist. Die eingespeiste Leistung ist somit nur noch von der Oberleitungsspannung und dem Tastverhältnis des Boost-Converters abhängig. Die Ausgangsspannung des Interleaved-Boost-Converters lässt sich über Stromschienen parallel schalten. Dies ermöglicht das Ab-

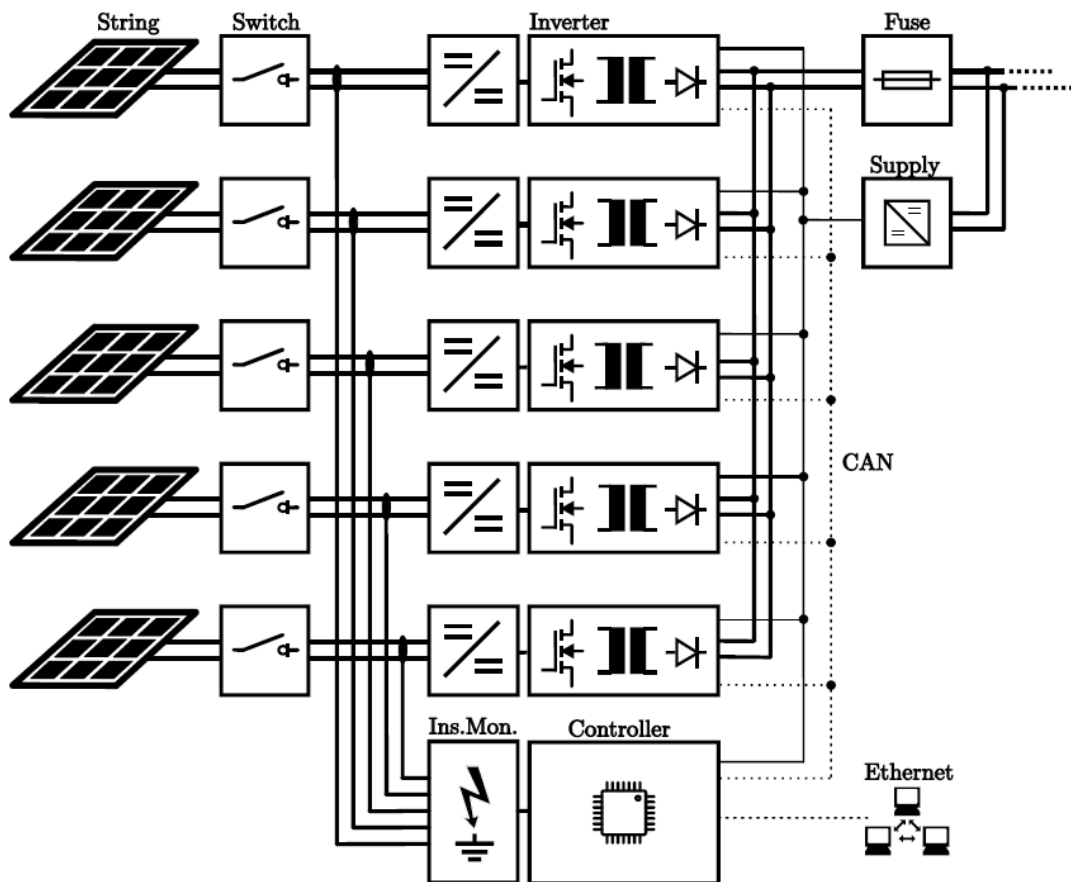


Abbildung 9.1: Gesamtkonzept - Integration von Photovoltaikanlagen

schalten einzelner Ausgangsstufen bei geringer Eingangsleistung und somit eine Erhöhung des Gesamtwirkungsgrads. Zum Schutz der Schaltung sind sowohl am Eingang, als auch am Ausgang der Leistungsmodule jeweils Sicherungen, Überspannungsschutzelemente und ein EMV-Filter vorgesehen.

Die einzelnen Module verfügen über einen eigenen Mikrocontroller, der die Regelung der Leistungselektronik sowie den übergeordneten Betrieb der Module übernimmt und sind somit eigenständig. Ihr Betriebszustand wechselt vom Standby- in den Dauerbetrieb, sobald die Eingangsspannung die eingestellten Schwellwerte überschreitet und die Ausgangsspannung im erlaubten Betriebsbereich des Oberleitungsnetzes liegt. Im Dauerbetrieb läuft ein zyklisches MPP-Tracking, so dass die Module stets die maximal verfügbare Leistung einspeisen können. Zur Überwachung und Abschaltung im Falle eines Fehlers außerhalb der Leistungselektronik halten die Module eine zyklische Kommunikation mit der Steuereinheit des Gleichrichters über den CAN-Bus aufrecht.

### 9.1.2 Spannungsversorgung

Die interne Versorgung des Gleichspannungswandlers erfolgt über ein zugekauftes Schaltnetzteil der Firma MORNSUN Guangzhou Science & Technology Co. vom Typ PV40-29B24 [67], welches mit einer maximalen Eingangsspannung von 1500 V eine Versorgung direkt aus dem Oberleitungsnetz ermöglicht. Dies hat den Vorteil, dass der Gleichspannungswandler keinen zusätzlichen Niederspannungsanschluss benötigt. Das Schaltnetzteil ist galvanisch getrennt und liefert eine Spannung von 24 V mit einer maximalen Leistung von 40 W, welche sich auf die fünf Leistungsmodule, die Kühlung durch Lüfter, die Isolationsüberwachung und die Steuereinheit aufteilt. Die für die jeweilige Komponenten benötigten Versorgungsspannungen erzeugen Festspannungsregler, Schaltnetzteile und gekapselte isolierte DC/DC-Wandler jeweils lokal. Eine Alternative zum zugekauften Netzteil bildet eine Eigenentwicklung in Form eines Sperrwandlers. Der zusätzliche Aufwand lohnt sich jedoch erst bei höheren Stückzahlen.

### 9.1.3 Isolationsüberwachung

Der Gleichspannungswandler bietet Anschlussmöglichkeiten für bis zu fünf unabhängige PV-Stränge, bei denen jeweils eine Überwachung des Plus- und Minuspols erforderlich ist. Zur Verringerung des Schaltungsaufwands verfügt die entwickelte Isolationsüberwachung über einen Eingangsmultiplexer mit Reed-Relais und misst die PV-Stränge sequentiell. Die aufwendige Auswerteschaltung und der für das angewandte Messverfahren (siehe Kapitel 10.1.2) notwendige Testsignal-Generator sind aus diesem Grund nur noch in einfacher Ausführung vorhanden. Ob dies grundsätzlich zulässig ist, bleibt unter Berücksichtigung der geltenden Photovoltaik-Normen unklar. Die Normen fordern, dass die Fehlererkennung frühzeitig und sicher erfolgt, geben aber keine konkrete Reaktionszeit an. Die interne Spannungsversorgung erfolgt galvanisch getrennt aus den 24 V des zuvor beschriebenen Netzteils. Mit anliegender Versorgungsspannung beginnt die zyklische Überwachung unabhängig davon, ob ein PV-Strang angeschlossen ist. Die ermittelten Isolationswiderstände und einen booleschen Fehlerstatus übermittelt die Isolationsüberwachung an die Steuereinheit zyklisch über den CAN-Bus.

### 9.1.4 Steuereinheit

Die Steuereinheit überwacht und regelt den grundlegenden Betrieb des Gleichrichters. Als Grundlage hierfür dient der zyklische Austausch von Ist- und Sollwerten aller verbauter Komponenten über den CAN-Bus. Für die Fernüberwachung oder Parametrierung durch den Endnutzer existiert eine Ethernet-Schnittstelle. Die zusätzlich verbaute SD-Karte ermöglicht das Abspeichern von Statusmeldungen und Fehlerereignissen samt Aufzeichnung zugehöriger Messwerte wie Ströme oder Spannungen. Externe Ereignisse kann der Mikrocontroller der Steuerkarte über zwei galvanisch getrennte Eingänge überwachen. Zwei galvanisch getrennte Ausgänge dienen als Anzeige des Betriebszustand und Ansteuerung eines Energiezähler für die Leitwarte der Stadtwerke Solingen.

## 9.2 Integration von Second-Life Batteriespeichern

Das Gesamtkonzept für die Integration von Second-Life-Batteriespeichern basierend auf den in Kapitel 6 aufgestellten Anforderungen fällt deutlich einfacher aus. Der Gleichspannungswandler besteht, wie in Abbildung 9.2 dargestellt, lediglich aus dem Leistungsmodul mit vierphasigem, jeweils um  $90^\circ$  phasenverschobenen, Buck-Boost-Converter und der aufgesteckten Steuerplatine. Diese Platine steuert die MOSFETs an und ist für den sicheren Betrieb des Gleichspannungswandlers innerhalb der vorgegebenen Grenzen verantwortlich. Darüber hinaus kommuniziert sie über einen CAN-Bus zur Abfrage der aktuellen Grenzwerte für den Lade- und Entladevorgang mit der Batterie. Die Fernüberwachung, Parametrierung und insbesondere die Vorgabe des gewünschten Betriebszustands samt geforderter Leistung durch die zentrale Leitwarte des Oberleitungsnetzes ist über die Ethernet-Schnittstelle möglich. Für den Betrieb des Gleichspannungswandlers ist eine externe 24 V Stromversorgung notwendig, welche innerhalb der Unterwerke entweder bereits vorhanden ist, oder keinen großen Aufwand darstellt. Zusätzlich zu den externen Schutzmechanismen ist an beiden Anschlüssen des Gleichspannungswandlers eine Kombination aus Halbleiter-Sicherung, Schmelzsicherung und EMV-Filter vorgesehen.

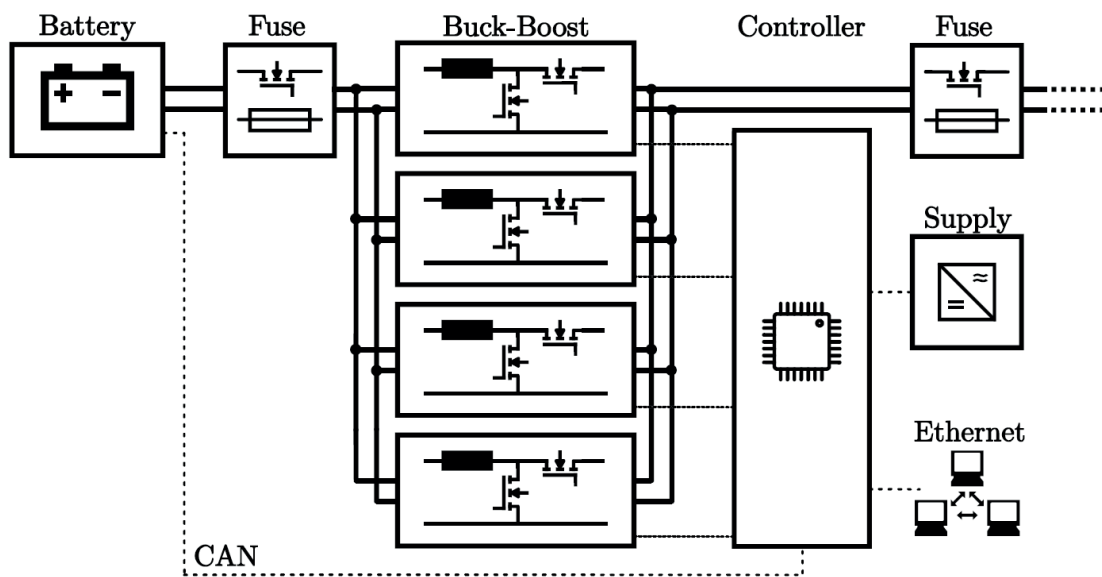


Abbildung 9.2: Gesamtkonzept - Integration von Second-Life Batteriespeichern

# Kapitel 10

## Hardware Design der Prototypen

Dieses Kapitel beschreibt den Aufbau der entwickelten Prototypen für die Integration von Photovoltaikanlagen bzw. Second-Life-Batteriespeichern. Im Vordergrund steht hierbei nicht die spezifische Auslegung und Bauteilauswahl der realisierten Schaltungen, sondern vielmehr ein in Bezug auf die EMV optimierter und insgesamt fertigungsgerechter Aufbau der Leistungselektronik. Alle nachfolgend beschriebenen Schaltungen sind so aufgebaut, dass die Bestückung durch Bestückungsautomaten erfolgen kann und die sonstigen Arbeiten, wie das Löten der bedrahteten Bauteile, das Aufbringen der Halbleiter auf die Kühlkörper und die Endmontage durch das Personal eines EMS-Dienstleisters („Electronics Manufacturing Services“) durchführbar sind. Von den Transformatoren und den Leistungsinduktivitäten abgesehen, handelt es sich bei allen elektrischen Komponenten um standardisierte Distributorenware. Die Transformatoren und Leistungsinduktivitäten sind so dimensioniert, dass eine Fertigung durch übliche Lieferanten kostengünstig erfolgen kann. Alle weiteren Gehäuse- und Befestigungselemente sind so konstruiert, dass eine Fertigung auf dem gebräuchlichen Maschinenpark mit wenig Umspannvorgängen möglich ist. Alle vorgenannten Punkte unterstützen das Ziel dieser Arbeit, einen serientauglichen Prototypen zu entwickeln.

### 10.1 Integration von Photovoltaikanlagen

#### 10.1.1 Leistungsmodul

Das in Abbildung 10.1 dargestellte Leistungsmodul, von welchem fünf Stück je Gleichspannungswandler verbaut sind, besteht jeweils aus einer Eingangsstufe, einer Ausgangsstufe und einer Steuerplatine. Die Eingangsstufe setzt die Spannung der PV-Module mittels eines zweiphasigen Interleaved-Boost-Converters auf die benötigte Zwischenkreisspannung für die resonante Vollbrücke hoch. Der Anschluss der PV-Module erfolgt über eine Sicherung und ein zweistufiges EMV-Filter aus Kondensatoren mit Längs- und Gleichtaktdrossel. Zusätzliche Varistoren an den Eingangsklemmen hinter der Sicherung sowie TVS-Dioden hinter dem EMV-Filter schützen die nachfolgende Elektronik vor transienten Überspannungen. Die Erfassung der aufgenommenen Leistung erfolgt durch eine Kombination aus

Spannungsteiler und Closed-Loop-Stromsensor. Am Ausgang des Stromsensors sitzt der zweiphasige Interleaved-Boost-Converter. Das Bestromen der beiden parallelgeschalteten Leistungsinduktivitäten erfolgt jeweils durch einen N-Kanal-SiC-MOSFET im TO-247-4 Gehäuse mit Kelvin-Source-Anschluss vom Typ C3M0075120K der Firma Wolfspeed [69]. Shunt-Widerstände zwischen Source-Anschluss und Bezugsmasse ermöglichen das Messen des Phasenstroms. Dies ist notwendig, weil die beiden Phasenströme durch Fertigungstoleranzen der Leistungsinduktivitäten voneinander abweichen können und ein aktives Angleichen notwendig ist. Den Freilauf übernimmt jeweils eine SiC-Schottky-Diode im TO-247-2 Gehäuse vom Typ C4D10120H der Firma Wolfspeed [70]. Der an den Interleaved-Boost-Converter angeschlossene Zwischenkreis besteht aus großen Folienkondensatoren und SMD-Keramikkondensatoren direkt an der Kathode der Dioden. Letztere reduzieren die wirksame Eingangsimpedanz des Zwischenkreises und damit auftretende Überspannungen am Drain des MOSFETs. Die Erfassung der Zwischenkreisspannung von bis zu 1000 V erfolgt über einen weiteren Spannungsteiler. An dieser Stelle lassen sich die Eingangsstufen der fünf Leistungsmodule über Stromschienen und Hochstrom-Schraubverbinder am Plus- und Minuspol des Zwischenkreises parallelschalten. Die an den Zwischenkreis angeschlossene resonante Vollbrücke besteht ebenfalls aus den genannten N-Kanal-SiC-MOSFETs. Die benötigte Resonanzkapazität bilden mehrere parallele MKP-Folienkondensatoren. Die Schnittstelle zur Ausgangsstufe stellen zwei Abgriffe aus Flachsteckern zum Anschluss der Transformatoranordnung dar. Zusätzlich verfügt die Eingangsstufe über zwei Temperatursensoren, die jeweils die Kühlkörpertemperatur nahe der Leistungshalbleiter des Interleaved-Boost-Converters und der Vollbrücke messen.

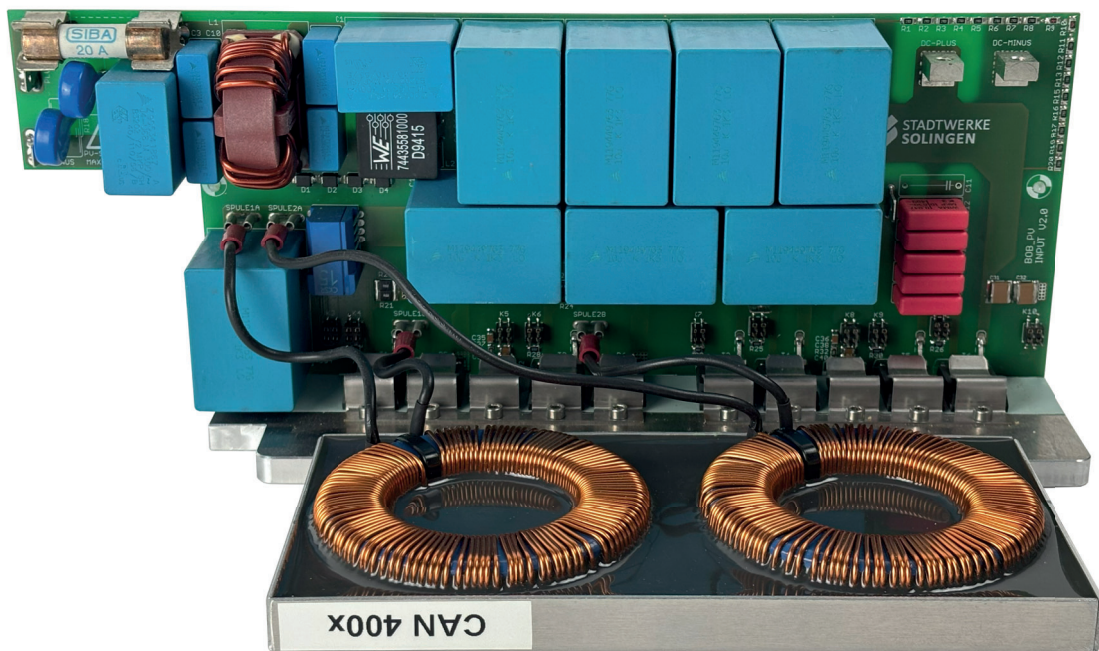


Abbildung 10.1: Hardware der Eingangsstufe

Die Ausgangsstufe besteht aus zwei Transformatoren mit unabhängiger Gleichrichtung und einer Stromsammelplatine mit Schutzschaltungen und EMV-Filter zum Anschluss des Oberleitungsnetzes. Die Aufteilung auf zwei Transformatoren bietet neben den in Kapitel 8.2.6 beschriebenen Aspekten, eine deutliche Verkleinerung des benötigten Bauraums durch eine ineinander verschachtelte Anordnung. Die nachgeschaltete Gleichrichterplatine verfügt über einen Brückengleichrichter aus vier Dioden vom Typ C4D10120H der Firma Wolfspeed [70] im TO-247-2 Gehäuse. Ein zusätzlich vorhandener Zwischenkreis aus Folienkondensatoren glättet die gleichgerichtete Spannung. Zusätzliche SMD-Keramikkondensatoren an den Dioden reduzieren die wirksame Eingangsimpedanz und somit Überschwingungen. Ein zusätzlicher Temperatursensor erfasst die Temperatur des Kühlkörpers nahe der Dioden. Die Stromsammelplatine kombiniert die beiden Gleichrichterströme und leitet sie über eine Strommessschaltung mittels Closed-Loop-Wandler, ein EMV-Filter und eine Sicherung an den Ausgang bzw. die Schraubklemme für das Oberleitungsnetz weiter. Varistoren direkt an den Klemmen und TVS-Dioden hinter dem EMV-Filter schützen die Leistungselektronik vor transienten Überspannungen. Die notwendigen Signalleitungen für die Strom- und Temperaturmessung liegen auf einem Steckverbinder, der die Verbindung mit der Steuerplatine ermöglicht. vom Typ C4D10120H der Firma Wolfspeed [70]

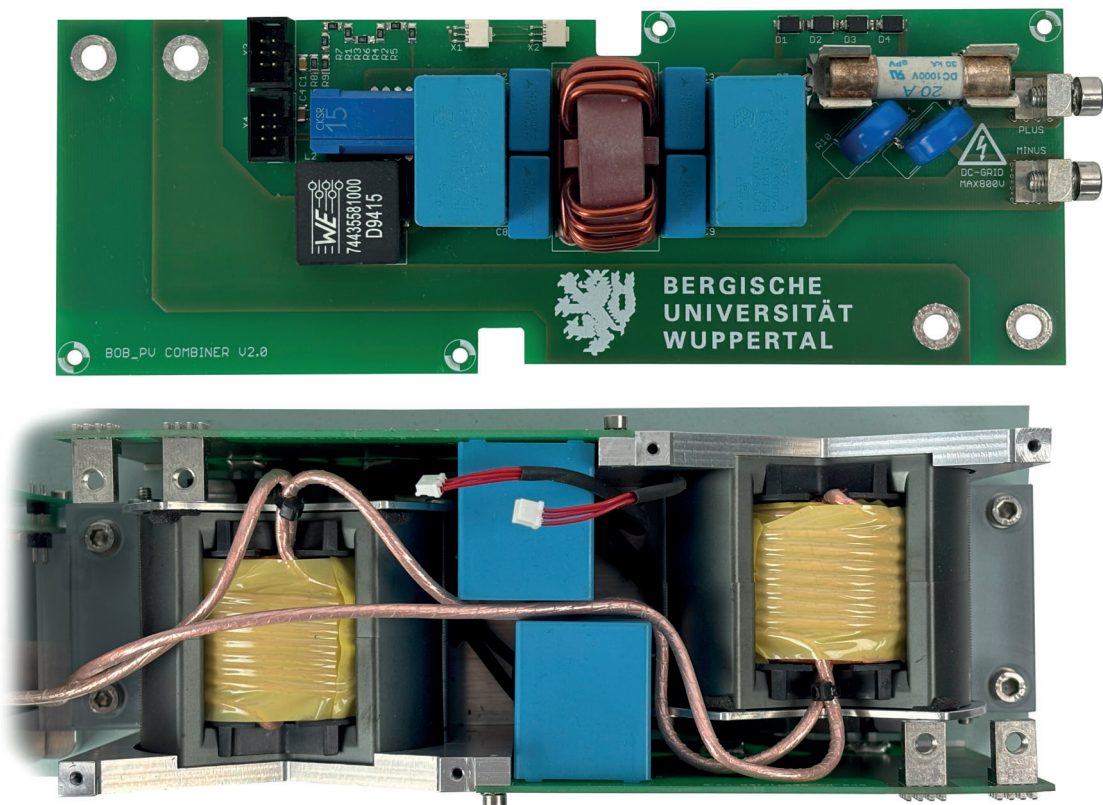


Abbildung 10.2: Hardware der Ausgangsstufe

Die Steuerplatine für das Leistungsmodul steckt auf der Rückseite der Eingangsstufe und ermöglicht damit sehr kurze Leiterbahnen für die Ansteuerung der MOSFETs. Die Verbindung erfolgt über Stiftleisten, die sich durch die Leiterplatte der Eingangsstufe hindurch in SMD-Buchsenleisten stecken lassen. Auf der Steuerplatine sitzen die Gate-Treiber für die MOSFETs. Die Treiberschaltungen basieren auf Gate-Treibern vom Typ 1EDI60N12AF von Infineon [71] in Kombination mit DC/DC-Wandlern von RECOM, die +15 V und -5 V zum Schalten der MOSFETs erzeugen. Die Treiber haben jeweils einen eigenen Anschluss für das Ein- und Ausschalten der MOSFETs. Dies ermöglicht für beide Vorgänge unterschiedliche Vorwiderstände und damit Schaltflanken. Die Entkopplung der Spannungsversorgung erfolgt über ein LC-Filter. Aufgrund der Shunt-Widerstände in den beiden Phasen des Interleaved-Boost-Converters benötigt jede Phase einen eigenen DC/DC-Wandler. Die MOSFETs der resonanten Vollbrücke besitzen einen gemeinsamen DC/DC-Wandler für die Low-Side-Schalter und jeweils einen weiteren für die High-Side-Schalter.

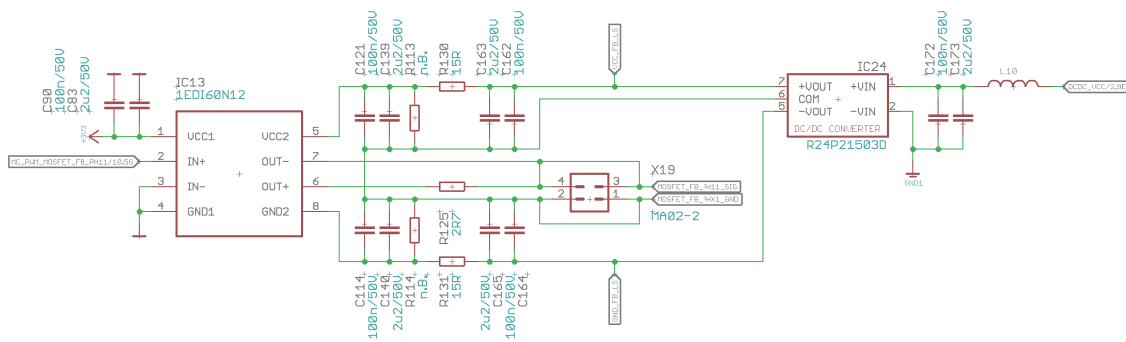
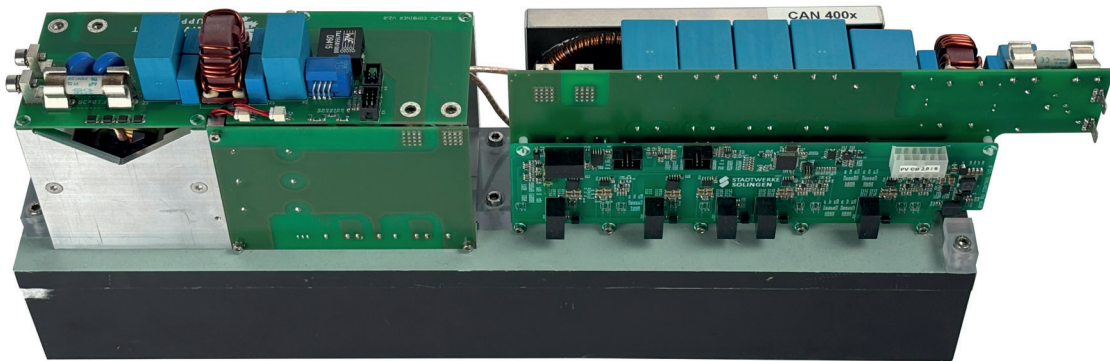


Abbildung 10.3: Vereinfachter Schaltplan der Gate-Treiber

Die Auswertung der Spannungsmessungen (Spannung der PV-Module, Spannung des Zwischenkreises, Spannung des Oberleitungsnetzes), der Strommessungen (Eingangsstrom, Phasenstrom des Interleaved-Boost-Converters, Ausgangsstrom) sowie die Temperaturmessungen (Interleaved-Boost-Converter, resonante Vollbrücke, Ausgangsgleichrichter) erfolgt über eine je nach Bedarf als invertierender, nicht invertierender oder Differenzverstärker bestückbare Operationsverstärkerschaltung (siehe Abbildung 10.4). Die Schaltung ermöglicht die Filterung der Ein- und Ausgangssignale sowie der Rückkopplung. Die optionale Überlagerung einer Offsetspannung am Eingang des Operationsverstärkers ermöglicht eine unipolare Versorgung der Schaltung und spart damit einen DC/DC-Wandler. Eine Besonderheit in Bezug auf die Auswertung stellen die Spannung des Oberleitungsnetzes, der Ausgangsstrom und die Temperaturmessung des Ausgangsgleichrichters dar. Diese Messungen müssen galvanisch getrennt erfolgen, da die Steuerplatine auf dem Bezugspotential der PV-Module liegt. Die Strom- und Temperaturmessung erfolgt bereits aufgrund des Messverfahrens galvanisch getrennt. Für die Spannungsmessung kommt ein optischer Isolationsverstärker vom Typ ACPL-C87A von Broadcom [72] mit differenziellem Analogausgang zum Einsatz. Die Versorgung des Verstärkers auf der Primärseite erfolgt über einen DC/DC-Wandler.

Die Verarbeitung der Analogwerte, die Ansteuerung der MOSFETs und die Kommunikation mit der übergeordneten Steuereinheit des Gleichspannungswandlers übernimmt ein Mikro-





**Abbildung 10.5:** Leistungsmodul für die Integration von Photovoltaikanlagen

Die oben beschriebenen Module werden jedes für sich auf dem großen Kühlkörper des Gleichspannungswandlers geschraubt. Da die Aluminiumteile jeweils auf dem Bezugspotential des angeschlossenen Netzes liegen, der große Kühlkörper jedoch auf Erdpotential, sind hier ebenfalls isolierte Wärmeleitpads zur galvanischen Trennung notwendig. Die isolierte Verschraubung der Elemente erfolgt durch dafür angefertigte Kunststoffeile. Hier sind an allen Stellen die geforderten Luft- und Kriechstrecken einzuhalten. Das Eingangsmodul sitzt auf der unteren Hälfte des großen Kühlkörpers. Die Aussparung in der Platine bietet Platz für den manuellen Freischalter der PV-Module. Die Verschraubung der beiden Gleichrichtermodule erfolgt so, dass sich die Transformatoren und Gleichrichterplatinen jeweils gegenüberstehen. Den Platz zwischen den beiden Transformatoren füllen die Zwischenkreise der Gleichrichtermodule. Die primärseitige Reihenschaltung der beiden Transformatoren ist in diesem Fall über eine Lötverbindung realisiert. Die Befestigung der Gleichrichtermodule in der oberen Hälfte des Kühlkörpers erfolgt ebenfalls isoliert durch dafür angefertigte Kunststoffteile. Die Stromsammelplatine wird an der Stirnseite des langen Schenkels und über die Hochstrom-Schraubverbinder der Gleichrichtermodule befestigt. Die Verbindung der Ausgangsseite mit der Eingangsseite erfolgt für die Transformatoren über Flachsteckhülsen an den in Reihe geschalteten Primärwicklungen sowie für die Strom- und Temperaturmessung über Flachbandkabel. Der gesamte mechanische Aufbau ist in Abbildung 10.5 dargestellt.

Eine mögliche Alternative zum oben beschriebenen Aufbau stellt die direkte Montage der Aluminiumteile auf dem Kühlkörper dar. Je nach Konstruktion könnte dies neben der Isolation unter Umständen auch die Kunststoffhalter einsparen. Die Anbindung der Platinen an die Aluminiumteile würde dementsprechend entfallen. Dieser etwas einfachere Aufbau des Gleichspannungswandlers besitzt allerdings deutliche Nachteile in Bezug auf die Störstrahlung des Gleichspannungswandlers. Die angebondenen Aluminiumteile bieten einen kapazitiv angebundenen Strompfad direkt auf das Bezugspotential der Schaltung und damit einen niederimpedanten Weg für den am Switch-Node ausgekoppelten Gleichtaktstörstrom. Die alternative direkte Montage koppelt den Switch-Node kapazitiv an das Erdpotential und sorgt für einen undefinierten Strompfad der Common-Mode-Ströme über weitere undefinierte kapazitive Kopplungen zurück zum Bezugspotential des Zwischenkreises. Aus diesem Grund wird der leicht erhöhte Montageaufwand bewusst in Kauf genommen.

## 10.1.2 Isolationsüberwachung

Infolge der vielfältigen Anforderungen bestehender IT-Netze existiert eine große Auswahl an Messmethoden zur Isolationsüberwachung. Neben der Unterscheidung von Geräten für Wechsel- und Gleichspannungsnetze unterscheidet die DIN VDE 0413-8 [110] zwischen Erdschlusswächtern und Isolationsüberwachungsgeräten. Erdschlusswächter geben lediglich bei einpoligen Isolationsfehlern Warnmeldungen und können symmetrische Fehler aufgrund der Messschaltung nicht detektieren. Die Isolationsüberwachung der angeschlossenen PV-Module erfolgt aus diesem Grund durch Überlagerung einer Messwechselspannung zwischen Erde und den beiden Polen der PV-Module. Dieses mikrocontroller-basierte Verfahren ermöglicht die kontinuierliche Berechnung des Isolationswiderstandes und kann neben der Überschreitung von Schwellwerten auch schleichende sowie symmetrische Fehler erkennen. Der Isolationswiderstand  $R_F$  ist nach VDE 0413-8 [110] der „Widerstand in dem überwachten Netz, einschließlich der Widerstände aller daran angeschlossenen Betriebsmittel gegen Erde“. Im Detail setzt er sich, wie in Abbildung 10.6 dargestellt, aus verschiedenen, teilweise von der Höhe der Spannung abhängigen, Komponenten zusammen.

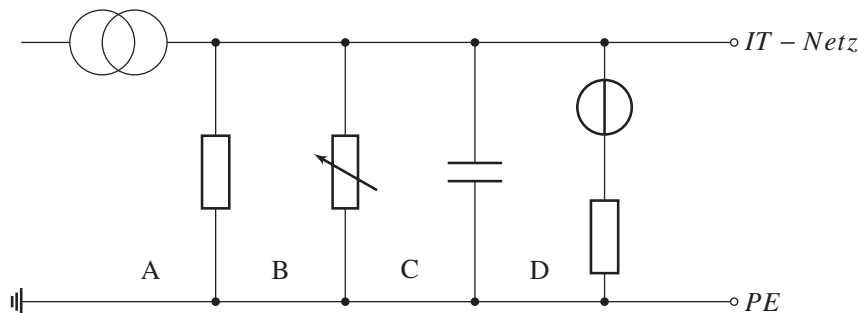


Abbildung 10.6: Ersatzschaltbild des Isolationswiderstandes

Die Zweige A und B stellen die rein resistiven Komponenten des Isolationswiderstandes dar. Der spannungsunabhängige Anteil in Zweig A könnte beispielsweise eine verunreinigte Kriechstrecke auf einer Leiterkarte repräsentieren, während es sich beim spannungsabhängigen Anteil in Zweig B um eine Luftstrecke handeln könnte. Zweig C stellt die Netzableitkapazitäten dar, welche hauptsächlich von der Geometrie und dem Material zwischen den betrachteten Oberflächen abhängt. Zweig D stellt die möglicherweise vorhandene Spannung zwischen den beiden Oberflächen dar, deren Strombelastbarkeit durch den Innenwiderstand der Spannungsquelle repräsentiert wird.

Im Allgemeinen zeigt der Isolationswiderstand eine Abhängigkeit von diversen Faktoren wie mechanischer Beschädigung, Temperatureinwirkungen, Verschmutzungen, Luftfeuchtigkeit und viele weitere. Einige dieser Faktoren sind nicht zu vermeidende Alterungseffekte, welche den Isolationswiderstand kontinuierlich verringern. Die Folgen sind ohmsche Isolationsfehler, welche im schlimmsten Fall einen Kurzschluss darstellen. Moderne Isolationswächter ermöglichen eine kontinuierliche Messung des Isolationswiderstandes und warnen unter Beachtung der geforderten Ansprechzeiten beim Unterschreiten eines eingestellten Grenzwertes. [78]

Das in Abbildung 10.7 skizzierte Verfahren basiert auf der alternierenden Überlagerung einer positiven und negativen Hilfsspannung  $U_{H+}$  und  $U_{H-}$  mit identischer Amplitude. Mit bestmöglicher Isolation fließt lediglich ein Strom durch den Spannungsteiler zwischen Plus- und Minuspol der PV-Module. Ein Stromfluss durch den Messwiderstand ist unter diesen Bedingungen nicht möglich, wodurch das Ausgangssignal des Spannungsfolgers das Bezugspotential annimmt. Der Abgriff des Spannungsteilers liefert durch zwei identische Ankoppelwiderstände  $R_{K+}$  und  $R_{K-}$  bezogen auf den Minuspol die halbe Spannung der angeschlossenen PV-Module. Dies vereinfacht die Auswertung, weil ein Isolationsfehler unabhängig davon, ob er auf dem Plus- oder Minuspol auftritt, das gleiche Messsignal bewirkt. In Bezug auf das Leiterplattendesign wirkt sich die symmetrische Ankopplung zudem positiv auf die maximal anliegende Potentialdifferenz aus. Das Auftreten eines Isolationsfehlers ermöglicht einen von der Hilfsspannung erzwungenen Stromfluss durch den Messwiderstand  $R_M$ , die Ankoppelwiderstände  $R_K$  und den Isolationswiderstand  $R_{PE}$ . Der durch den Messwiderstand  $R_M$  fließende Strom erzeugt einen Spannungsabfall, der sich aus einer Überlagerung der Spannungsanteile  $U_{RM+}$  und  $U_{RM-}$  ergibt, die dem Plus- bzw. Minuspol zuzuordnen sind. Der Betrag des Spannungsabfalls steigt mit sinkendem Gesamt-Isolationswiderstand bestehend aus den Anteilen  $R_{PE+}$  und  $R_{PE-}$ . Die Periodendauer der Hilfsspannung steuert bei diesem Verfahren ein Mikrocontroller, der sicherstellt, dass die Umladung der Netzableitkapazitäten  $C_{PE+}$  bzw.  $C_{PE-}$  abgeschlossen ist. Dies erfolgt über eine hier nicht dargestellte Spannungsmessung zwischen Erde und dem Bezugspotential der Hilfsspannung. Dieses adaptive Verfahren hat den Vorteil, dass eine flexible Anpassung der Messfrequenz an das jeweilige Gleichspannungsnetz erfolgt und die Ansprechzeit somit minimiert wird. [78] [142]

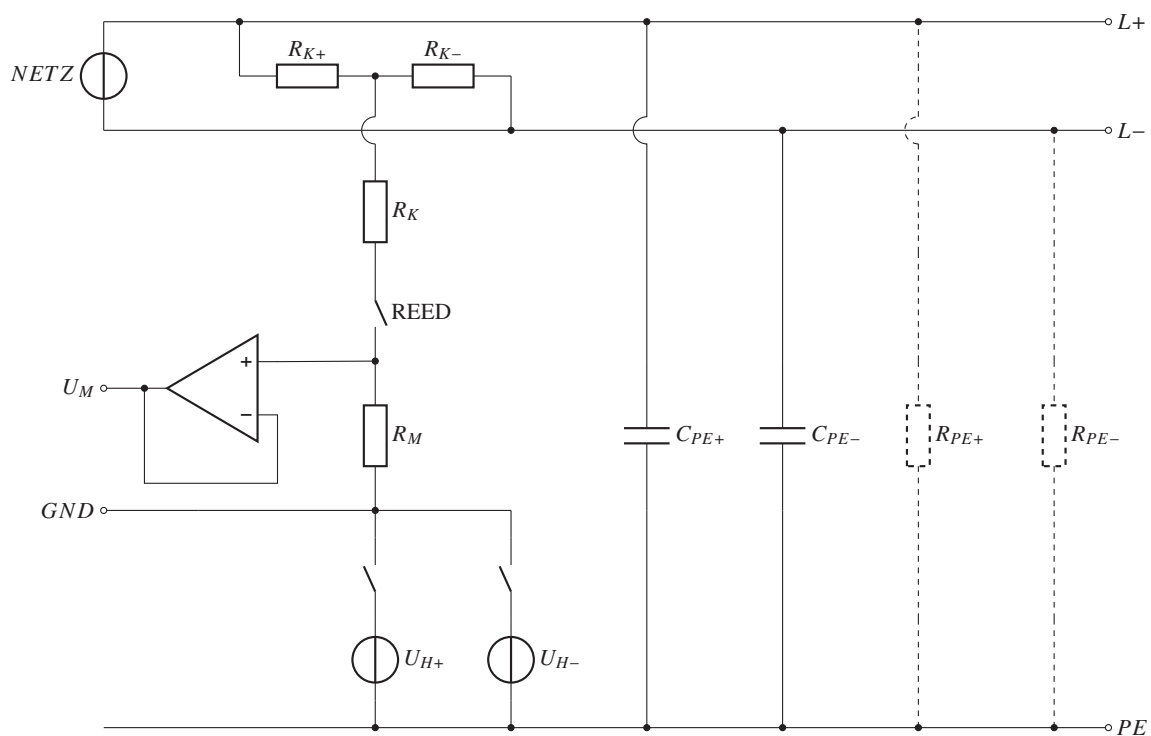
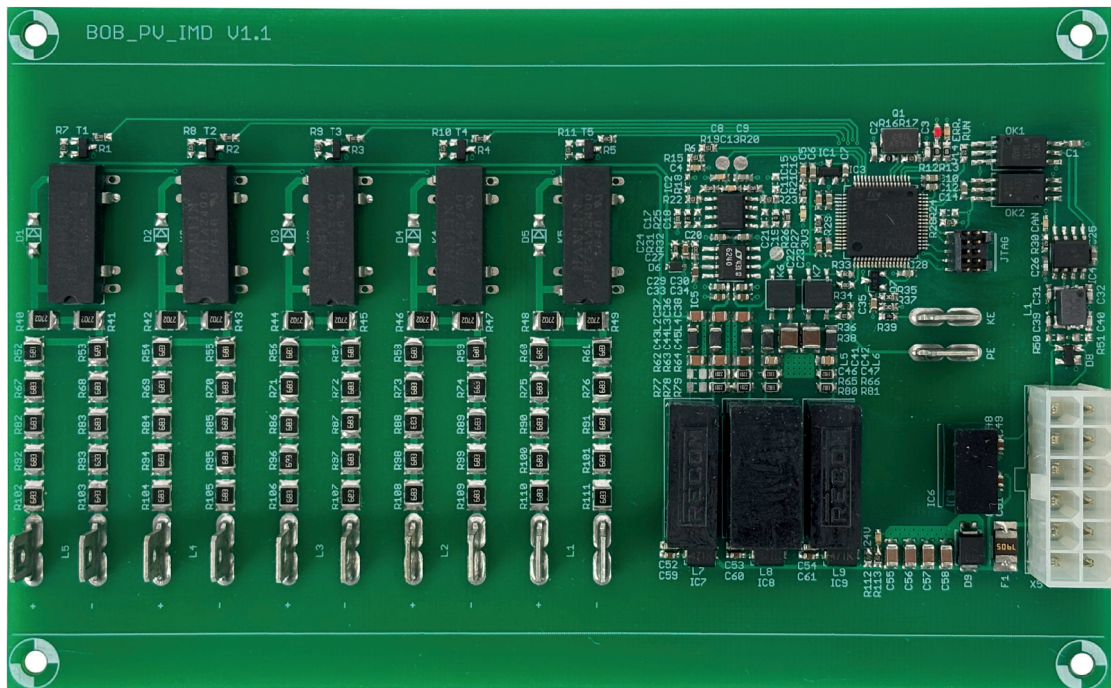


Abbildung 10.7: Funktionsprinzip des adaptiven Messverfahrens

*Hinweis: Das verwendete Messverfahren basiert in gewissen Teilen auf dem von der Firma Bender GmbH & Co. KG patentierten AMP-Messverfahren [79]. Zum Zeitpunkt der Entwicklung des Gleichspannungswandlers verkauft diese Firma keine geeignete kompakte Isolationsüberwachung mit Eingangsmultiplexer. Aus diesem Grund ist die Grundlage für die beschriebene Komponente im Rahmen einer Abschlussarbeit entstanden. Bei kommerzieller Verwendung des Gleichspannungswandlers außerhalb des Forschungsprojektes ist diese Komponente folglich anzupassen bzw. mit der Firma Bender GmbH & Co. KG abzustimmen.*



**Abbildung 10.8:** Isolationsüberwachung - Integration von Photovoltaikanlagen

Die Platine für die Isolationsüberwachung der PV-Module (siehe Abbildung 10.8) stellt eine von drei Komponenten dar, die für die Montage an den seitlichen Gehäuseverstärkungen ausgelegt sind. Dadurch sind das vertikale Lochmaß und die vertikale Platinenabmessung vorgegeben. Auf der linken Seite der Leiterplatte befinden sich fünf identische Anordnungen aus Flachstecker, Ankoppelwiderständen und Reed-Relais zur Kontaktierung des Plus- und Minuspols der PV-Module. Die Reed-Relais schalten den Abgriff über die Ankoppelwiderständen auf den Messwiderstand. Die Auswertung des Spannungsabfalls am Messwiderstand erfolgt über einen Spannungsfolger mit nachgeschaltetem Differenzverstärker und Mikrocontroller. Die überlagerte Hilfsspannung sowie die notwendigen Versorgungsspannungen für den Rest der Schaltung erzeugen drei DC/DC-Wandler mit galvanischer Trennung im unteren rechten Teil der Platine. Die zwei Flachstecker auf der rechten Seite ermöglichen den Anschluss der Controllererde, welche die Überwachung der überlagerten Hilfsspannung durch den Mikrocontroller ermöglicht. Dies ist notwendig, um den eingeschwungenen Zustand der Hilfsspannung zu detektieren, welcher von der vorliegenden Netzableitkapazität

abhängig ist. Ohne diese Detektion ist die Messung nur mit konstanter Frequenz möglich und somit auf Netze mit dazu passender Netzableitkapazität beschränkt. Im oberen rechten Bereich der Platine befindet sich der Mikrocontroller samt notwendiger Peripherie und CAN-Schnittstelle zur Kommunikation mit der Steuereinheit.

### 10.1.3 Steuereinheit

Die Steuereinheit des Gleichspannungswandlers aggregiert die Betriebsdaten der fünf Leistungsmodul sowie der Isolationsüberwachung und stellt diese dem Endanwender über eine Ethernet-Schnittstelle bereit. Als übergeordnete Komponente überwacht und steuert sie den Betrieb des Gleichspannungswandlers und regelt die Kühlkörpertemperatur durch aktive Belüftung. Die Platine lässt sich in drei Bereiche mit unterschiedlichem Bezugspotentialen aufteilen. Der erste Bereich liegt auf dem Bezugspotential des externen 24 V Netzteils und beinhaltet die Versorgung der Steuerplatine durch einen DC/DC-Wandler, die Schaltung für den CAN-Bus sowie die Anschlüsse für die fünf elektronisch geregelten Lüfter. Alle notwendigen Ein- und Ausgänge sind vom Mikrocontroller durch Optokoppler galvanisch getrennt. Der Mikrocontroller vom Typ TM4C1294x von Texas Instruments [74] ist samt SD-Karte und Display-Schnittstelle Bestandteil vom zweiten Bereich. Dieser Mikrocontroller verfügt über einen integrierten Ethernet-Tranceiver, so dass für die Kommunikation mit dem Endanwender nur noch der externe Übertrager für die galvanische Trennung sowie die Schutzbeschaltung notwendig sind. Die abgewinkelte Netzwerkbuchse erleichtert die Kabelführung innerhalb des Gleichspannungswandlers. Der dritte Bereich liegt auf dem Bezugspotential einer externen Steuerung bzw. Leitwarte und bietet über Optokoppler jeweils zwei galvanisch getrennte Ein- und Ausgänge. Die Eingänge sind durch entsprechend dimensionierte Schaltschwellen für 24 V-Signale ausgelegt. Die Ausgänge in Open-Drain Konfiguration mit gemeinsamen Massepotential benötigen zur Auswertung einen externen Pull-Up Widerstand samt Versorgungsspannung. Die Platine ist für die Montage an den beiden Verbindungsschienen zwischen dem oberen und unteren Gehäuseblech konzipiert. Die vertikale Abmessung der Platine ist somit vorgegeben. Die horizontale Abmessung ergibt sich aus der benötigten Fläche.

### 10.1.4 Gehäusekonstruktion

Die Basis des Gleichspannungswandlers besteht, angelehnt an marktübliche Photovoltaikumrichter, aus einem Profilkühlkörper. In diesem Fall handelt es sich um ein JK 2454 Profil von der Firma Junior Kühlkörper mit einer Breite von 500 mm, einer Länge von 500 mm und einer Höhe von 84 mm. An den beiden Enden des Kühlkörpers sind pulverbeschichtete Gehäusebleche montiert, die zur Vergrößerung des Bauraums z-förmig gekantet sind. Das untere Gehäuseblech dient als Befestigungsplatte für die manuellen DC-Freischalter sowie die Anschlussklemmen für die PV-Module, das Oberleitungsnetz und die Steuerkontakte. Ein ebenfalls an der Unterseite, jedoch seitlich am Kühlkörper montiertes Blech trägt die fünf Lüfter zur aktiven Kühlung. Auf der 15 mm starken Oberseite des Kühlkörpers sind die fünf Leistungsmodul befestigt. Im unteren Bereich sitzen die Eingangsstufen und im

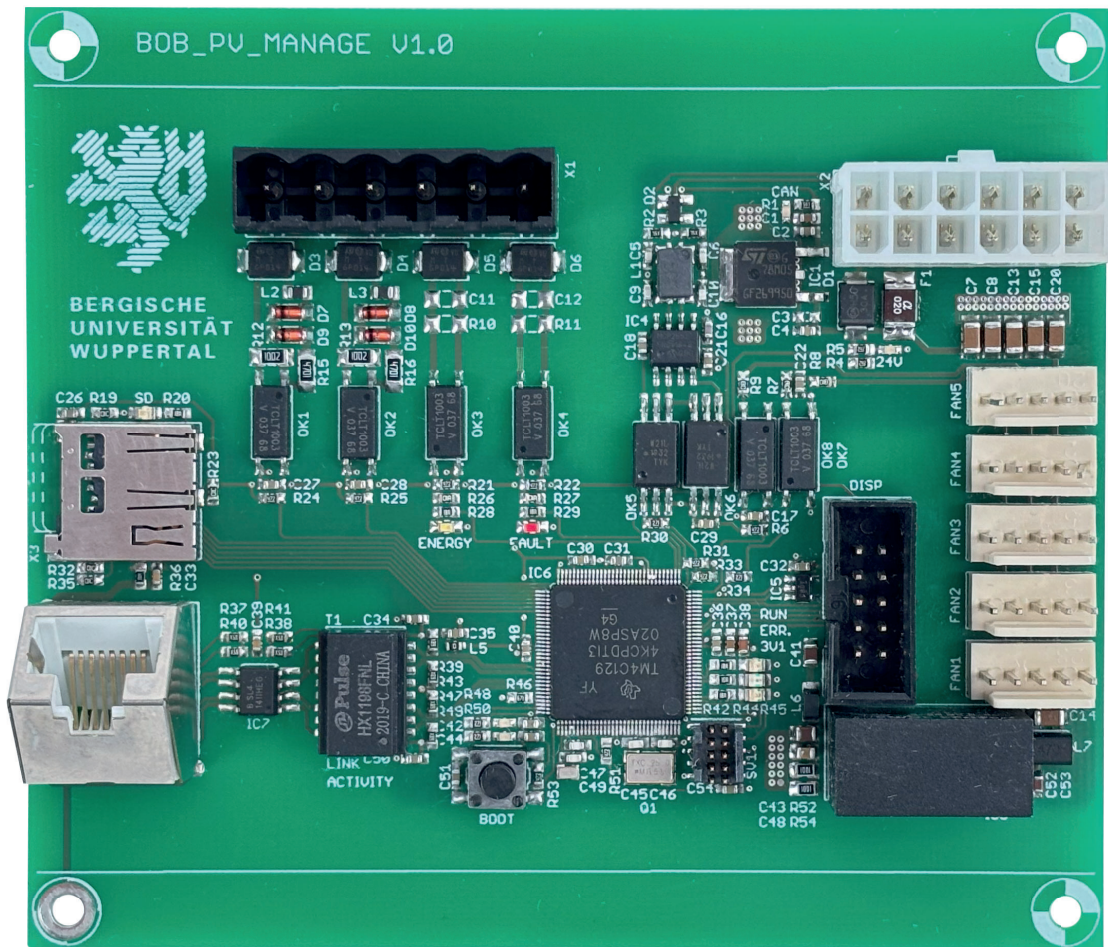


Abbildung 10.9: Steuereinheit - Integration von Photovoltaikanlagen

oberen Bereich die Ausgangsstufen. Die Aussparung in der Eingangsstufe bietet Platz für den DC-Freischalter, dessen Anbindung an die Leiterplatte mit möglichst kurzen Leitungen erfolgt. Die Ausgangsleitungen laufen an jedem Modul nach unten zum Kühlkörper und von dort über die linke Seite zur Schraubklemme für das abgehende Oberleitungsnetz. Die beiden linken Verbindungsstangen des Gehäuses tragen von oben nach unten die Spannungsversorgung, die Steuereinheit und die Isolationsüberwachung. Diese Reihenfolge ermöglicht die kürzeste Leitungsführung innerhalb des Gleichspannungswandlers. Der Abgriff der Eingangsspannung für die Isolationsüberwachung erfolgt an den Platinen der Eingangsstufe. Der Gesamtaufbau ermöglicht das Aufsetzen eines Kunststoffspritzguss-Deckels mit Dichtungen, so dass ein spritzwassergeschütztes Gehäuse entsteht. Im Rahmen der Arbeit musste aus Kostengründen ein provisorischer Plexiglasdeckel zum Einsatz kommen. Der Deckel verfügt über Befestigungslöcher für ein mehrzeiliges Display und zwei Knöpfe zur Auswahl und Anzeige von Betriebsdaten, welche per Flachbandkabel mit der Steuereinheit verbunden sind. Links und rechts am Kühlkörper sind jeweils zwei Winkel für die Wandmontage und ein großer Tragegriff an der verstärkten äußersten Kühlkörperrippe montiert.

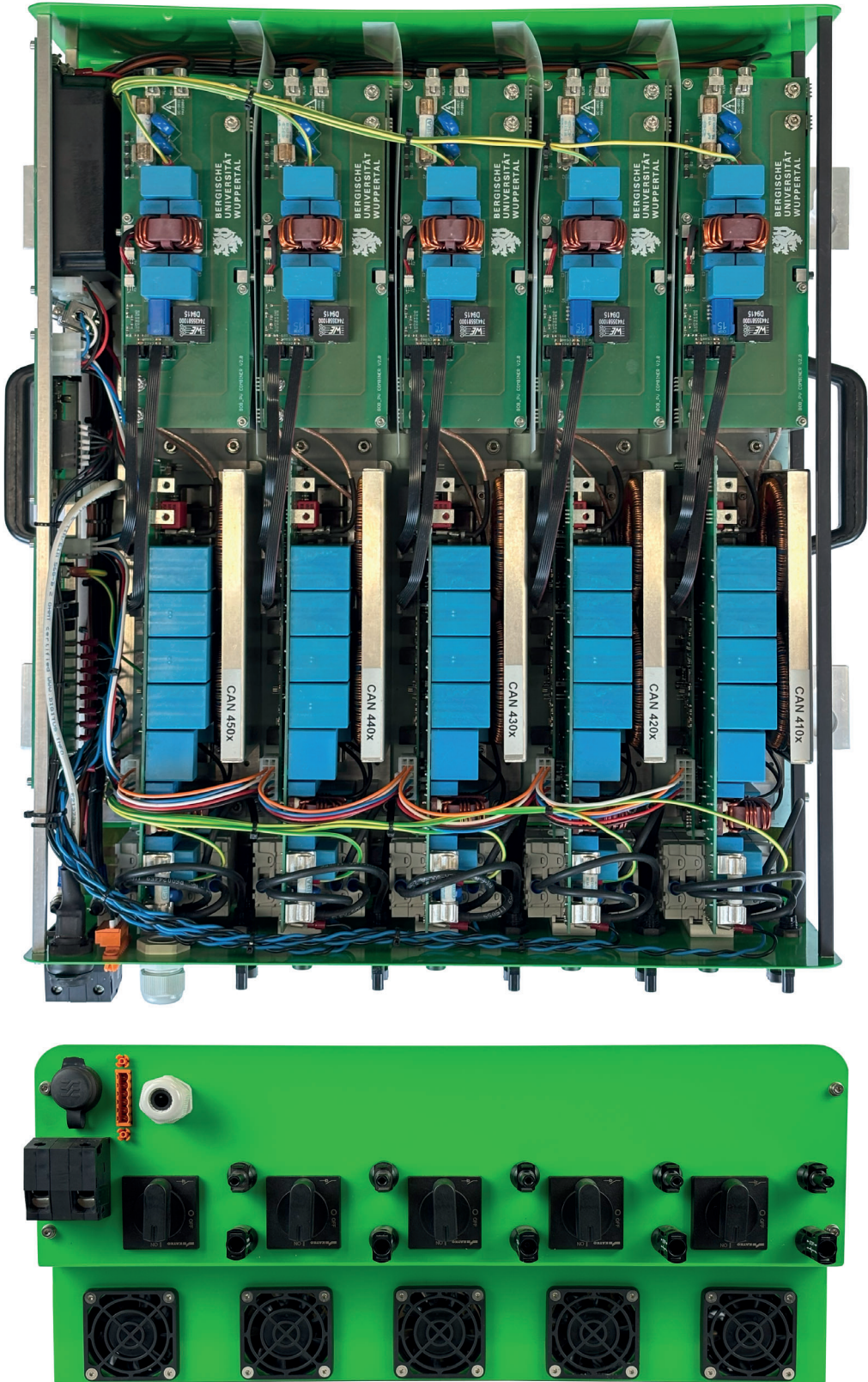
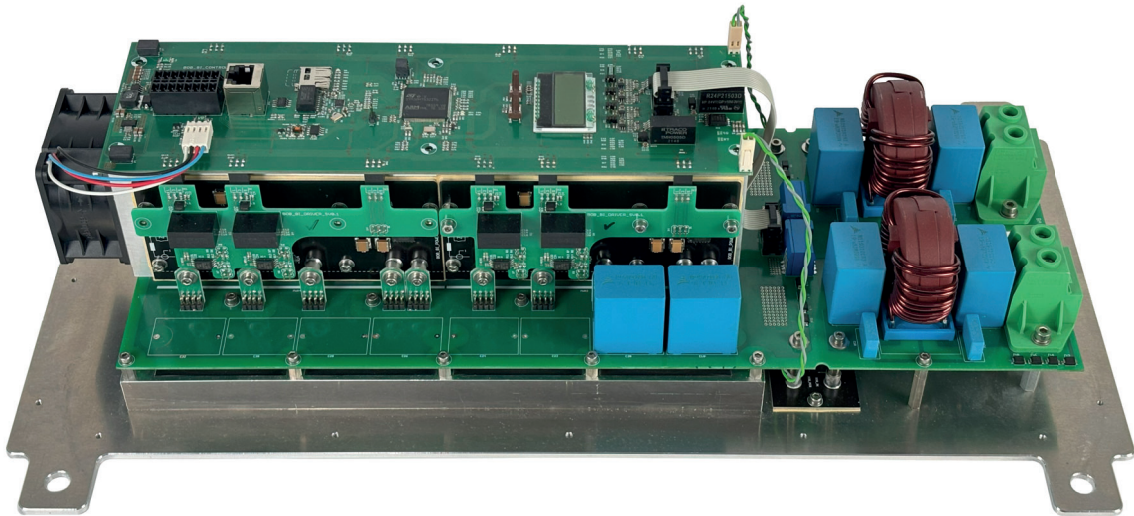


Abbildung 10.10: Gesamtaufbau - Integration von Photovoltaikanlagen

## 10.2 Integration von Second-Life Batteriespeichern

### 10.2.1 Gleichspannungswandler

Der Gleichspannungswandler für die Integration von Batteriespeichern ist als an der Wand hängendes Kompaktgerät konzipiert, das alle erforderlichen Funktionen in einer einzigen Komponente vereint. Abbildung 10.11 veranschaulicht den mehrstufigen Aufbau des Gleichspannungswandlers.



**Abbildung 10.11:** Gesamtaufbau - Integration von Batteriespeichern

Die mechanische Basis bildet eine 5 mm starke Aluminiumgrundplatte, welche die Wandbefestigung über vier Montagebohrungen ermöglicht und zugleich als Träger für die Leistungselektronik sowie einen vor Berührung schützenden Blechdeckel dient. Auf den oberen zwei Dritteln der Grundfläche ist eine aus Aluminiumprofilen zusammengesetzte Wanne montiert. Innerhalb der Wanne liegt eine Platine, auf der acht Ringkern-Drosseln zu vier Paaren verbunden sind, wobei die jeweils zwei Anschlüsse im Inneren der Ringkerne über Stehbolzen nach oben geführt sind. Zur Erhöhung der mechanischen Stabilität der Anordnung und Befestigung der Ringkern-Drosseln ist die Wanne etwa zur Hälfte mit einer thermisch leitfähigen Vergussmasse aufgefüllt. Gleichzeitig unterstützt dies die Wärmeabfuhr aus den Ringkern-Drosseln. Auf dem unterem Drittel der Grundplatte ist eine Platine montiert, die als Halbleiter-Sicherung dienen soll. Auf der Platine sind zwei Gruppen mit jeweils vier parallelen n-Kanal MOSFETs angeordnet, die im Fehlerfall den Minus-Pol von der Batterie und dem Oberleitungsnetz von der Leistungselektronik trennen können. Bei den MOSFETs handelt es sich um den Typ C3M0065100J von Wolfspeed [75] in einem TO-267-7 Gehäuse mit Kelvin-Source-Anschluss. In Kombination mit der hier verwendeten einlagigen Aluminiumkern-Platine gewährleistet das SMD-Gehäuse eine sehr gute Wärmeabfuhr. Die zusätzliche Verwendung von Wärmeleitmaterialien zwischen dem Aluminiumkern und der Grundplatte verstärkt diesen Effekt.

Die zweite Ebene des Gleichspannungswandlers stellt eine vierlagige Platine dar, die hauptsächlich zur Stromverteilung und Filterung dient. Auf dem unteren Drittel der Platine sind die Schraubklemmen, die Schmelzsicherungen zum Oberleitungsnetz und das EMV-Filter platziert. Am Ausgang des EMV-Filters, aus Sicht der Schraubklemmen, fließt der Strom über Bolzen nach unten auf die Halbleitersicherung und von dort erneut über Bolzen wieder zurück zu den oberen zwei Dritteln der Platine. Auf diesen steht ein Kühlkörper vom Typ LA 6 von Fischer Elektronik, an dessen Seitenwänden die vier nachfolgend beschriebenen Buck-Boost-Module montiert sind. Der Laststrom von der Batterie über die Buck-Boost-Module zum Oberleitungsnetz und anders herum fließt durch U-förmig angeordnete Leiterbahnen bzw. Kupferflächen. Im Gegensatz zu einer durchgezogenen großen Fläche, hat diese bewusste Führung des Stroms den Vorteil, dass jedes Buck-Boost-Modul die gleiche Zuleitungsimpedanz sieht, was die gleichmäßige Stromaufteilung innerhalb der Parallelschaltung begünstigt. Am Rand der Platine stehen jeweils vier Folienkondensatoren für die Befilterung der Batterie- und Oberleitungsnetzspannung am Ein- bzw. Ausgang der Module.

Die einzelnen in Abbildung 10.12 dargestellten Buck-Boost-Module basieren auf einer einlagigen Leiterplatte mit Aluminiumkern, welcher eine gute Wärmeabgabe an den Kühlkörper ermöglicht. Jedes Modul verfügt über eine Halbbrücke aus jeweils zwei parallelen MOSFETs vom Typ Wolfspeed C3M0065100J [75] in einem TO-267-7 Gehäuse mit Kelvin-Source-Anschluss. Ein Stromsensor in Reihe zur Leistungsinduktivität ermöglicht die Messung des Phasenstroms zur Regelung der Stromaufteilung und Fehlererkennung. Keramische Filterkondensatoren am Ein- und Ausgang der Buck-Boost-Topologie reduzieren die wirksame Eingangsimpedanz der externen Folienkondensatoren. Die Ansteuerung der MOSFETs sowie Auswertung des Stromsensors und eines Temperatursensors zur Erfassung der Temperatur des Aluminiumkerns erfolgt vereinzelt über SMD-Buchsenleisten. Die Laststrom führenden Anschlüsse (Batterie, Oberleitungsnetz, Bezugsmasse, Leistungs-drossel) bestehen aufgrund des einlagigen Aufbaus aus SMD-Bolzen mit Innengewinde. Die Verbindung mit der senkrecht zu den Modulen liegenden Basisplatine erfolgt über dafür entwickelte Kontaktelemente.

Die in Abbildung 10.13 dargestellten zweilagigen Treiber-Module stecken über Stiftleisten in den SMD-Buchsenleisten der Buck-Boost-Module. Diese Konstruktion sorgt für möglichst kurze Leitungswege der Gate-Ansteuerung. Die dafür benötigte Treiberschaltung inklusive Versorgung, jeweils eine für die Low- und eine für die High-Side der Halbbrücke, sitzt auf der Oberseite der Treiber-Module. Die parallelen MOSFETs sind am gleichen Steuersignal und Gate-Treiber angeschlossen, jedoch mit jeweils eigenen Gate-Widerständen. Diese Verschaltung verbessert die Synchronität der MOSFETs und damit die Lastverteilung, was insgesamt die Verlustleistung reduziert. Die Verbindung der Gate-Treiber mit der Steuerplatine erfolgt über abgewinkelte Stiftleisten an der Oberseite der Platine.

Die in Abbildung 10.14 dargestellte zweilagige Steuerkarte regelt den Betrieb des Gleichrichters, überwacht den Batteriespeicher und ermöglicht die Kommunikation mit dem Endanwender über eine Ethernet-Schnittstelle. Die Platine basiert auf einem Mikrocontroller vom Typ STM32H753 von STMicroelectronics [76]. Da dieser keinen integrierten Ethernet-PHY besitzt, wird die Ethernet-Schnittstelle über einen externen PHY vom Typ LAN8742A von Microchip [77] realisiert. Ein zweizeiliges Display in Kombination mit zwei Tastern auf der Platine dient der Anzeige grundlegender Betriebsparameter des Gleichspannungs-

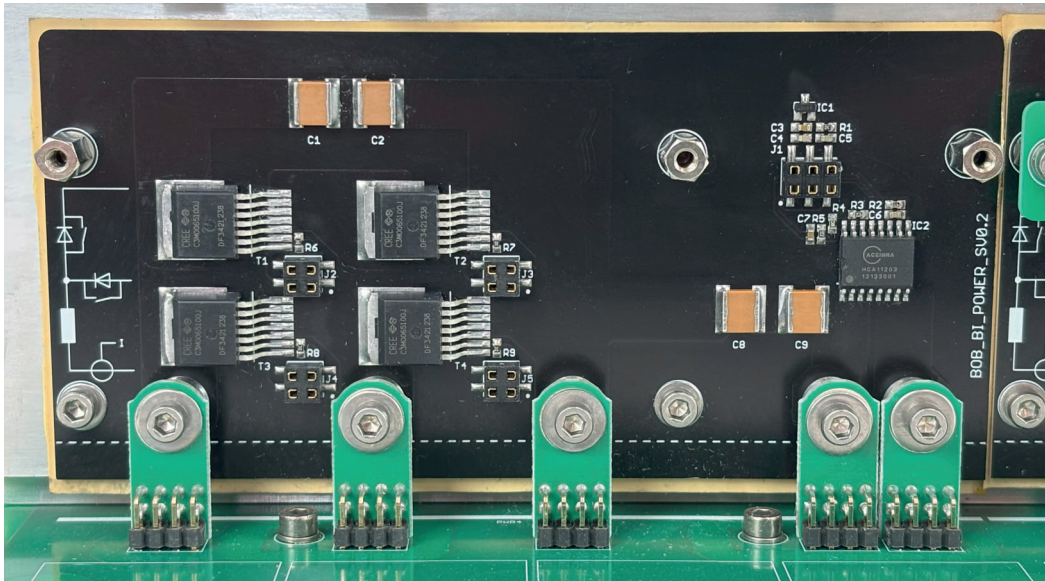


Abbildung 10.12: Leistungsmodule - Integration von Batteriespeichern

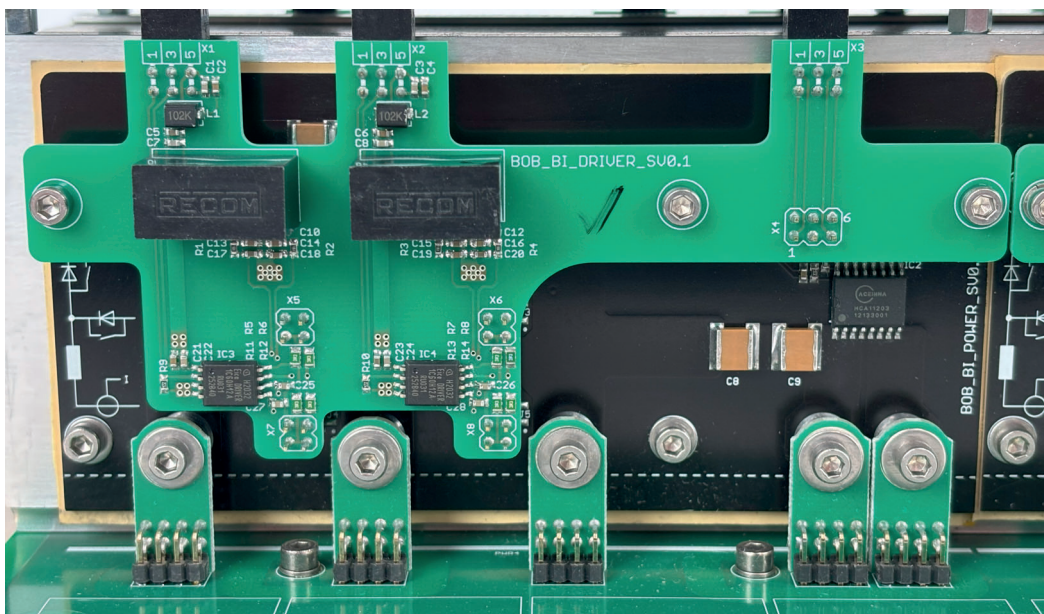


Abbildung 10.13: Gate-Treiber-Platine - Integration von Batteriespeichern

wandlers und ergänzt den Fernzugriff durch ein einfaches Bedieninterface vor Ort. Die Aufzeichnung von Betriebsdaten, Fehlerevents samt Messwerte und das Abspeichern von unterschiedlichen Parametersätzen übernimmt eine optionale SD-Karte. Die Kommunikation mit dem Batteriespeicher erfolgt über den CAN-Bus und zwei Steuerleitungen zum Einschalten und Freigeben des Batteriespeichers. Alle Strom- und Spannungsmessungen des Gleichspannungswandlers sind galvanisch getrennt ausgeführt. Während die Strommessungen aufgrund des verwendeten Messprinzips bereits galvanisch getrennt sind, erfolgt die

galvanische Trennung der Spannungsmessungen durch den Einsatz von Isolationsverstärkern vom Typ ACPL-C87A von Broadcom. Die Ansteuerung der MOSFETs über die zuvor beschriebenen Treiber-Module erfolgt über vier PWM-Kanäle, wobei pro Kanal jeweils ein Ausgang für die Low- und High-Side der jeweiligen Halbbrücke zur Verfügung steht. Zwei zusätzliche Treiber ohne PWM-Funktionalität steuern die Halbleitersicherungen im Minuspfad der Batterie sowie im Minuspfad des Oberleitungsnetzes.

Die Versorgung der Platine und des Batteriespeichers erfolgt über ein externes Niederspannungsnetzteil mit einer Ausgangsspannung von 24 V innerhalb der Unterwerke. Die auf der Platine benötigten Spannungen von 5 V und 3,3 V liefert ein Schaltnetzteil mit nachgeschaltetem Linearregler. Das Bezugspotential der Platine und der Steuerung des Batteriespeichers gibt das externe Netzteil bzw. die externe Beschaltung vor, da alle Ein- und Ausgänge der Platine und der Steuerung des Batteriespeichers galvanisch getrennt sind.

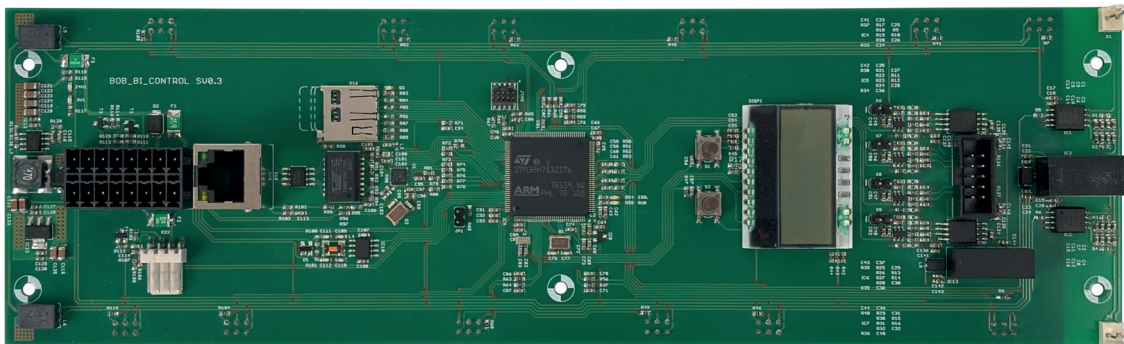


Abbildung 10.14: Steuerplatine - Integration von Batteriespeichern

### 10.3 Schaltungssimulation und 3D-Konstruktion

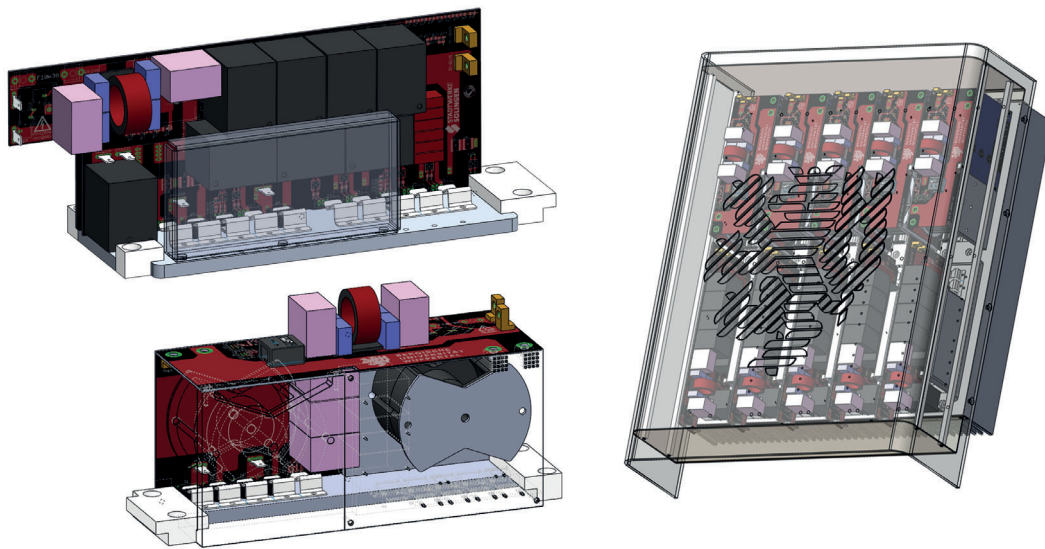
Im Rahmen der Hardware-Entwicklung wurden noch vor dem Layout der ersten Funktionsmuster ausgewählte Teile der Schaltungen simuliert. Zu diesem Zweck kommen die Programme LTspice sowie MATLAB/Simulink zum Einsatz. Die Simulation ermöglicht die Analyse und Optimierung des Verhaltens der elektrischen Komponenten unter verschiedenen Betriebsbedingungen bereits in einem frühen Stadium der Entwicklung. Die nachfolgende Aufzählung präsentiert ausgewählte Aspekte, die im Rahmen dieser Arbeit durch Simulation untersucht worden sind.

- Schaltverhalten der Leistungshalbleiter
- Beeinflussung der Gate-Ansteuerung durch parasitäre Effekte
- Unterschiede zwischen verschiedenen Leistungshalbleitern / Halbleitergehäusen
- Abschätzung der auftretenden Verlustleistung in den Leistungshalbleitern
- Lastverteilung in parallelen Schaltungszweigen und deren Einflussfaktoren
- Dimensionierung des Resonanzkreises und Analyse seiner Frequenzabhängigkeit
- Dimensionierung der Leistungsinduktivitäten, Transformatoren

- Auswirkung der Zwischenkreiskapazitäten sowie deren Eingangsimpedanz
- Analoge Auswerteschaltungen und deren Übertragungsverhalten
- Abschätzung der notwendigen EMV-Filter zur Reduktion der Störspannung
- Auswirkungen von Bauteiltoleranzen

Grundsätzlich steigt mit zunehmender Schaltfrequenz die Abhängigkeit der Schaltung von parasitären Induktivitäten und Kapazitäten durch Anordnung der Komponenten und Leiterbahnführung. Die Simulation kann deshalb nur zur groben Abschätzung des Betriebsverhaltens dienen. Für die Bestimmung der tatsächlichen Strom- und Spannungsverläufe ist zwingend der Aufbau und die Analyse von Funktionsmustern mit dem Oszilloskop erforderlich. Für einzelne Fragestellungen kann auch der Aufbau einer ausschließlich zu diesem Zweck genutzten Testplatine sinnvoll sein, wie in Kapitel 12.6 anhand der Vermessung des MOSFET-Gehäuse mit und ohne Kelvin-Source-Anschluss beschrieben.

Die durch die Simulation ermittelten Komponenten und Verlustleistungen erlauben eine erste Abschätzung des benötigten Bauraums und Kühlkörpervolumens. Nach Fertigstellung der ersten Funktionsmuster, bei denen zunächst die elektrischen Eigenschaften im Fokus liegen, ergeben sich erstmals konkrete Abmessungen der Baugruppen. Die parallele Überführung der Baugruppen in CAD-Systeme, wie in diesem Fall Solidworks, ermöglicht die vollständige Modellierung der Gleichspannungswandler (siehe Abbildung 10.15). Dies umfasst sowohl die Gehäusekonstruktionen als auch notwendige Befestigungselemente. Die virtuelle Baugruppe ermöglicht es, frühzeitig Kollisionen oder Fertigungsprobleme zu identifizieren und reduziert dadurch kostspielige Iterationen an realen Funktionsmustern.



**Abbildung 10.15:** CAD-Modell - Integration von Photovoltaikanlagen

## 10.4 Aufbau der Firmware

Einen entscheidenden Bestandteil im Rahmen der Entwicklung der beiden Gleichspannungswandler stellt die auf den verschiedenen Mikrocontrollern ausgeführte Firmware dar. Die grundlegende Struktur der Programme ist sehr ähnlich. Nach den notwendigen Initialisierungen verweilt der Mikrocontroller in einer leeren Endlos-Schleife, da alle weiteren Prozesse Interrupt gesteuert ablaufen. Als Zeitbasis der Firmware dient ein Standard- oder PWM-Timer, welcher in Hardware den ADC triggert. Dieser misst, teilweise per DMA, alle benötigten Spannungen, Ströme sowie Temperaturen, filtert diese und ruft den „Waveformtick“ bzw. jede Millisekunde den langsameren „Millisecondtick“ auf. Der „Waveformtick“ ruft bei den Leistungsmodulen hauptsächlich die benötigten Funktionen zum Regeln, zur Rampenbildung der Sollwerte bzw. zur Ansteuerung der PWM Einheit auf und triggert die für das Software-Oszilloskop der Inbetriebnahmesoftware (siehe Kapitel 12.5) benötigten Funktionen. Der „Millisecondtick“ ruft alle weiteren Funktionen auf, teilweise auch in größeren Zeitintervallen. Eine dieser Funktionen ist die immer implementierte Statemachine für den Betriebszustand der jeweiligen Einheit. Diese kann die Zustände „FAULT“, „NOT READY“, „READY“, „RUN“ und „STOP“ annehmen. Die Statemachine überwacht die Bedingungen für die einzelnen Betriebszustände und wechselt, wenn die entsprechenden Bedingungen erfüllt sind, in den zugehörigen Folgezustand.

Ein weiterer gemeinsamer Aspekt ist die Kommunikation der Platinen per CAN-Bus bzw. Ethernet. Innerhalb des Gleichspannungswandlers zur Integration von Photovoltaikanlagen kommunizieren alle Platinen über einen CAN-Bus. Die Steuereinheit schickt zyklisch einen Heartbeat. Bleibt dieser eine gewisse Zeit aus, wechseln alle angeschlossenen Platinen in den „FAULT“ Zustand und stellen den Betrieb ein. Wenn die Platinen den Heartbeat erkennen starten sie die zyklische Übermittlung von Betriebsdaten. Die Steuereinheit überwacht diese Daten und gibt den gewünschten Betriebszustand aller Platinen vor. Der Zugriff über die Inbetriebnahmesoftware erfolgt ebenfalls über den CAN-Bus. Bei dem Gleichspannungswandler zur Integration von Second-Life Batteriespeichern verhält es sich insofern anders, dass es hier nur eine zyklische Kommunikation mit der Batterie gibt und der Zugriff durch die Inbetriebnahmesoftware direkt über Ethernet erfolgt. In beiden Fällen werden die Betriebsdaten aggregiert und per Ethernet an den Endanwender gesendet.

Neben den zuvor dargestellten Funktionen beinhaltet die Firmware aller Komponenten verschiedene Mechanismen, die den Mikrocontroller überwachen. Dazu gehören das Beobachten des Stacks, die Watchdog-Funktionalität, die Überwachung der Betriebsspannung und der Temperatur, die Berechnung der CPU-Last und weitere Funktionen.

# Kapitel 11

## MPP-Tracking

Das MPP-Tracking ist eine der grundlegenden Anforderungen für PV-Umrichter (siehe Abschnitt 6.4.4) und bezeichnet die Anwendung von Algorithmen zum kontinuierlichem Betrieb des PV-Arrays im Betriebspunkt maximaler Leistung. Die Herausforderung ist hierbei die große Abhängigkeit dieses Punktes von den aktuellen Betriebsbedingungen (siehe Abschnitt 4.1). Nachfolgend sind, zur Veranschaulichung der Schwierigkeiten beim MPP-Tracking, die Strom-Spannungs-Kennlinie und die Leistungs-Kennlinie eines homogen und eines inhomogen bestrahlten PV-Arrays dargestellt. Die Kennlinie mit homogener Bestrahlung ändert sich ausschließlich in Bezug auf die Leerlaufspannung bzw. den Kurzschlussstrom und zeigt stets einen einzelnen globalen MPP (GMPP).

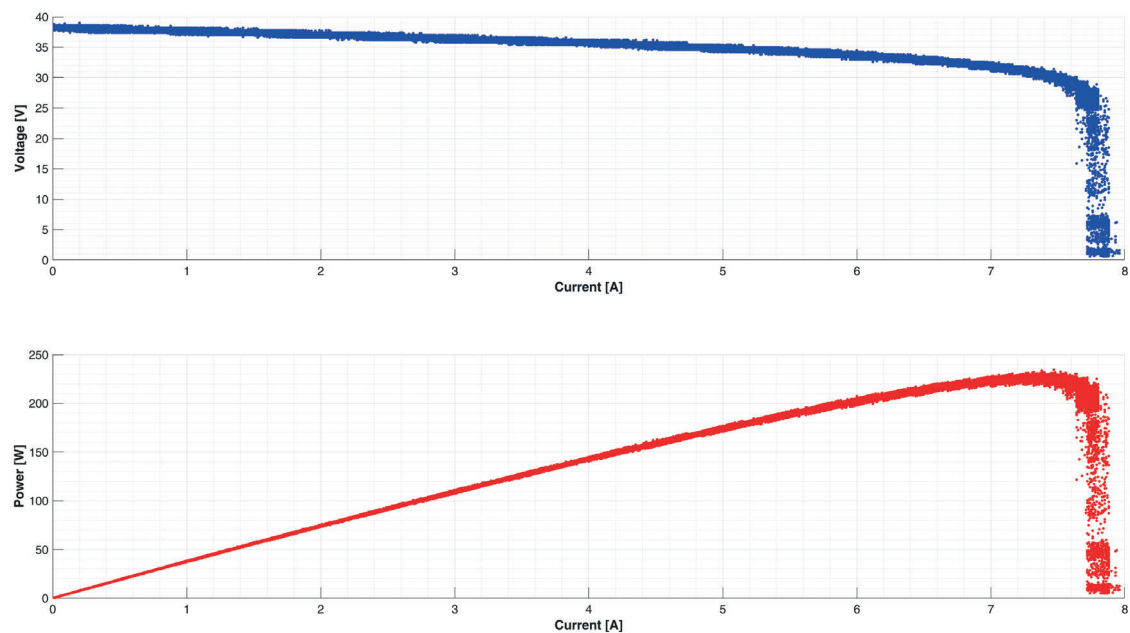
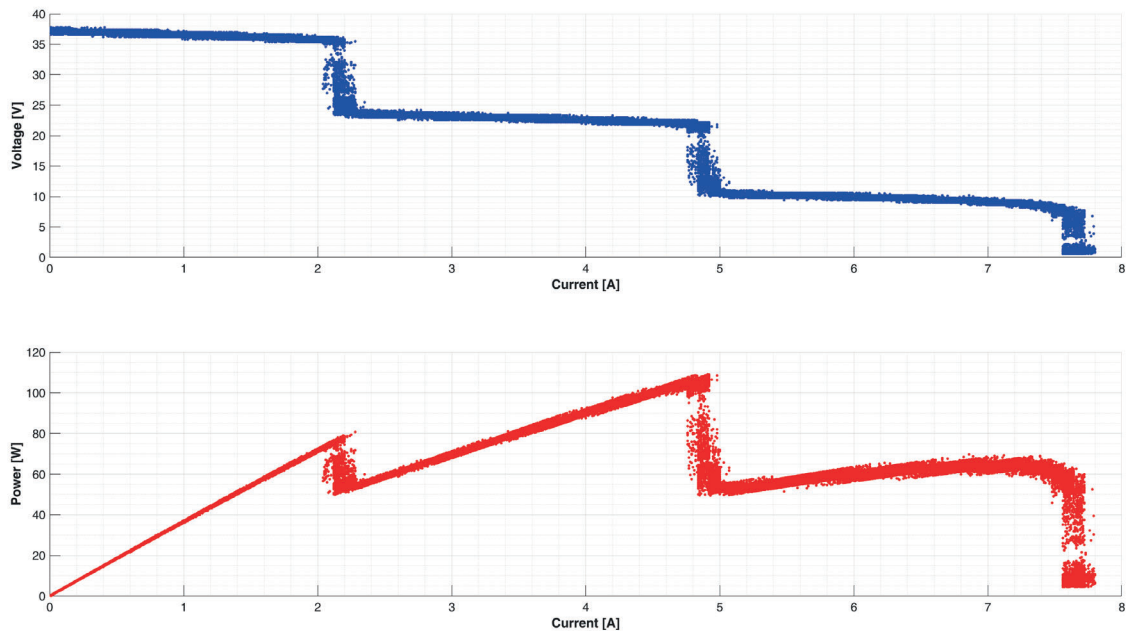


Abbildung 11.1: Kennlinien eines PV-Arrays mit homogener Bestrahlung

Mit inhomogener Bestrahlung können sich neben dem GMPP noch weitere lokale MPP (LMPP) bilden und unter Umständen dafür sorgen, dass der Tracking-Algorithmus an einem dieser LMPP verweilt und somit große Einspeiseverluste verursacht. Die Kennlinie mit inhomogener Bestrahlung kann je nach Art und Stärke der Verschattung die verschiedensten Formen annehmen.

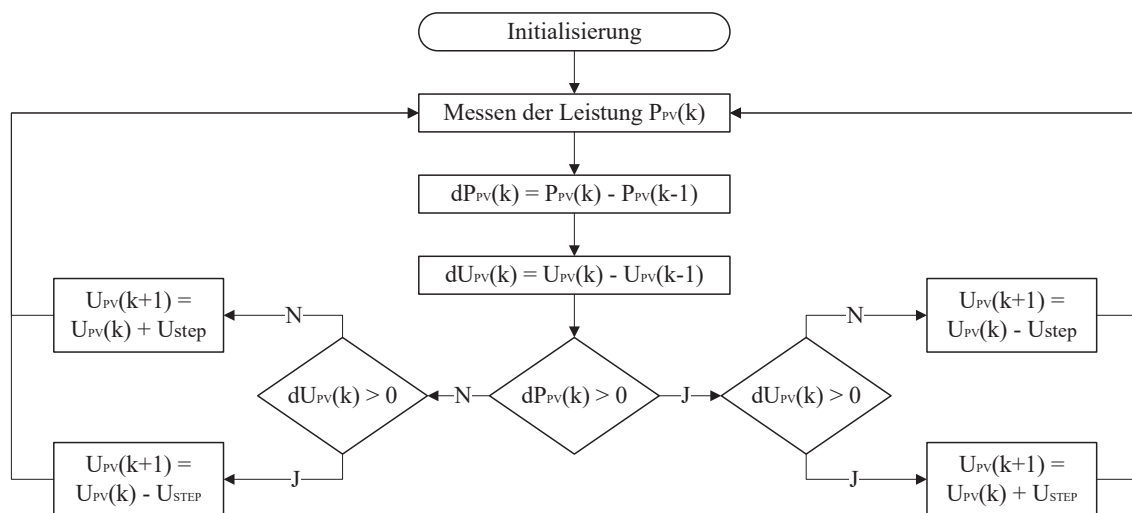


**Abbildung 11.2:** Kennlinien eines PV-Arrays mit inhomogener Bestrahlung

Grundsätzlich existieren für das MPP-Tracking unzählige Verfahren, welche sich in Bezug auf die Geschwindigkeit und Präzision in einem kontinuierlichen Optimierungsprozess befinden. Das exakte Nachführen des MPP ist insbesondere für große Anlagen entscheidend, weil jede Abweichung von der maximalen Leistungsabgabe mit rechnerischen Ertragsverlusten verbunden ist. Zu den einfachsten Verfahren zählen der Fractional-Open-Circuit-Voltage-Algorithmus (FOCV) und der Fractional-Short-Circuit-Current-Algorithmus (FSCC). Beide berechnen den MPP aus der kurzzeitig gemessenen Leerlaufspannung sowie dem Kurzschlussstrom und der Annahme, dass der MPP immer bei einem gewissen Prozentsatz dieser Werte liegt. Der Nachteil ist die kurzzeitige Unterbrechung der Leistungsabgabe und die Beschränkung auf homogen bestrahlte PV-Arrays. Die modernsten Methoden basieren auf künstlicher Intelligenz und großen Datenmengen. Algorithmen, wie die Artificial Neural Networks (ANN), Evolutionary Computation (EC), Differential Evolution (DE), Ant Colony Systems (ACS) oder Particle Swarm Optimization (PSO) können den GMPP aufgrund der großen Datensätze in nahezu jedem Zustand des PV-Arrays ermitteln. Der Nachteil dieser Verfahren besteht im großen Rechenaufwand und der Verwaltung der großen Datenmengen. Zwischen diesen beiden Extremen liegen die momentan gängigen industriell eingesetzten MPP-Tracking-Verfahren. Dieses Kapitel beschreibt die drei am häufigsten verwendeten Algorithmen und deren Umsetzung im Gleichspannungswandler. [80] [81] [82] [83] [84]

## 11.1 Perturb and Observe

Der Perturb-and-Observe-Algorithmus ist das einfachste und deshalb in kommerziellen PV-Umrichtern meist genutzte MPP-Tracking Verfahren. Es basiert auf der Beobachtung der Leistungsabgabe des PV-Arrays bei einer aktiven Veränderung der Eingangsspannung  $U_{PV}$  des Gleichspannungswandlers. Die Anpassung dieser Eingangsgröße erfolgt zyklisch mit konstanter Schrittweite und behält das Vorzeichen bei, solange die Leistung steigt. Mit fallender Leistung kehrt sich das Vorzeichen der Anpassung um. Im Bereich des MPP führt der Algorithmus zu Oszillationen, deren Ausmaß an die Schrittweite gekoppelt ist. Die Reduktion der Schrittweite begrenzt die Oszillationen, führt jedoch nachteilig zu höheren Konvergierungszeiten und fordert eine präzisere Leistungsmessung. Das Ablaufdiagramm des Algorithmus ist in Abbildung 11.3 dargestellt. [81] [82] [83] [84] [85]



**Abbildung 11.3:** Ablaufdiagramm des Perturb and Observe Algorithmus

Jeder Zyklus beginnt mit der Messung der aktuellen Leistung. Anschließend erfolgt die Berechnung der Änderung der Leistung und Spannung zum vorhergehenden Zyklus. Der Betrag der Spannungsänderung entspricht hierbei jeweils der gewählten Schrittweite und das Vorzeichen der Änderungsrichtung. Der nachfolgende Entscheidungsbaum betrachtet zunächst die Änderung der Leistung. Eine positive Leistungsänderung nach vorheriger Erhöhung des Sollwertes der geregelten Eingangsgröße  $U_{PV}$  bedeutet, dass der aktuelle Betriebspunkt links vom MPP liegt und eine erneute Erhöhung der Spannung möglich ist. Eine negative Leistungsänderung nach identischer Anpassung des Sollwertes zeigt, dass der aktuelle Betriebspunkt rechts vom MPP liegt und eine Reduktion der Spannung erfolgen muss. Dies lässt sich in den Abbildungen 11.1 sowie 11.2 nachvollziehen und gilt folgerichtig für die übrigen Fälle.

## 11.2 Incremental Conductance

Das Incremental-Conductance-Verfahren basiert auf der Leistungs-Spannungs-Kennlinie und der Tatsache, dass eine Änderung der Spannung stets eine Änderung der Leistung verursacht. Je nach Betriebspunkt ist der Quotient aus Leistungs- und Spannungsänderung positiv (links vom MPP), negativ (rechts vom MPP) oder null (im MPP). Die Anpassung des Betriebspunktes erfolgt zyklisch über die Variation des Sollwertes der geregelten Eingangsspannung  $U_{PV}$  mit konstanter Schrittweite. In gleicher Weise, wie beim Perturb and Observe Algorithmus führt das Verfahren zu Oszillationen im Bereich des MPP, deren Ausmaß von der gewählten Schrittweite abhängt. Die Reduktion der Schrittweite erhöht die Konvergierzeiten und fordert eine präzisere Messung der Eingangsgrößen. [81] [82] [83] [84]

In Abhängigkeit vom Betriebspunkt des angeschlossenen PV-Arrays kann der Quotient aus Leistungs- und Spannungsänderung den folgenden Wertebereich annehmen:

$$\frac{dP_{PV}}{dU_{PV}} > 0, \text{ Links vom MPP} \quad (11.1)$$

$$\frac{dP_{PV}}{dU_{PV}} < 0, \text{ Rechts vom MPP} \quad (11.2)$$

$$\frac{dP_{PV}}{dU_{PV}} = 0, \text{ im MPP} \quad (11.3)$$

Die Ableitung der Leistung nach der Spannung ist hierbei:

$$\frac{dP_{PV}}{dU_{PV}} = I_{PV} + U_{PV} \cdot \frac{dI_{PV}}{dU_{PV}} \approx I_{PV} + U_{PV} \cdot \frac{\Delta I_{PV}}{\Delta U_{PV}} \quad (11.4)$$

Der zweite Summand in Gleichung 11.4 ergibt sich aufgrund der Änderung des Stromes in der Strom-Spannungs-Kennlinie bei differentieller Änderung der Spannung. Eingesetzt in 11.1 bis 11.3 ergeben sich die Bedingungen:

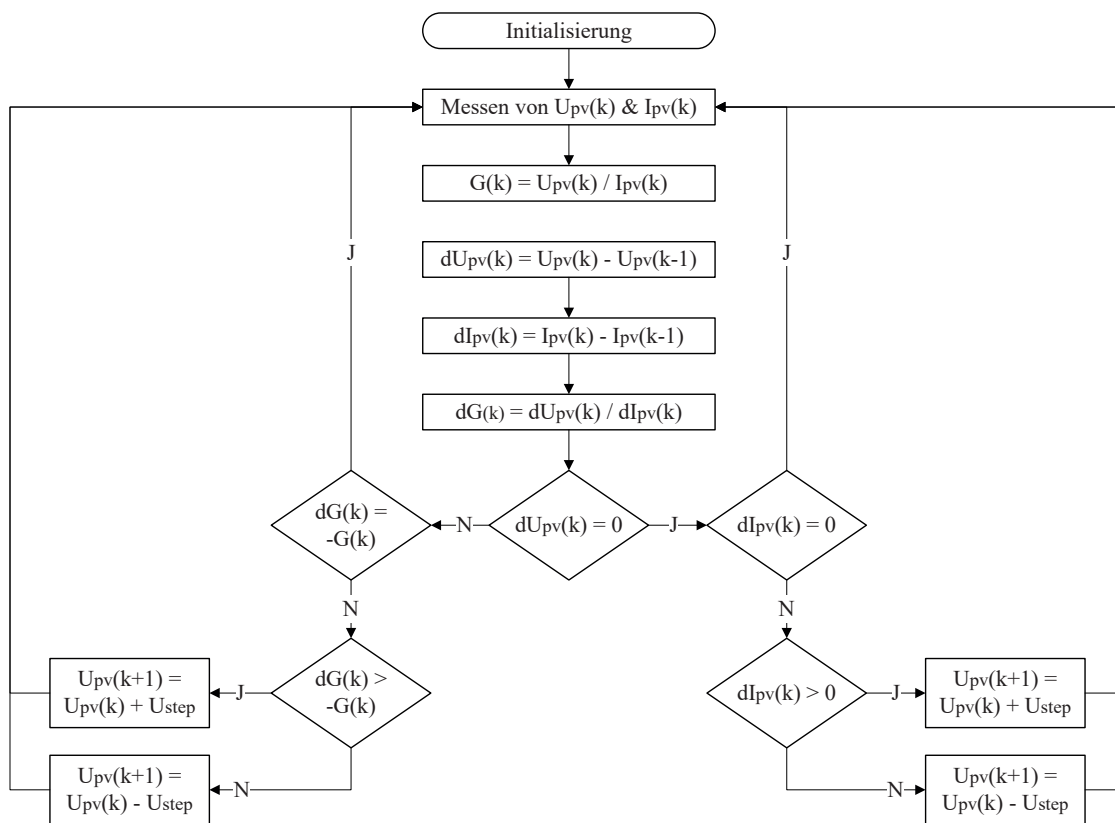
$$\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta U_{PV}} + \frac{I_{PV}}{U_{PV}} > 0, \text{ Links vom MPP} \quad (11.5)$$

$$\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta U_{PV}} + \frac{I_{PV}}{U_{PV}} < 0, \text{ Rechts vom MPP} \quad (11.6)$$

$$\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta U_{PV}} + \frac{I_{PV}}{U_{PV}} = 0, \text{ im MPP} \quad (11.7)$$

Das Ablaufdiagramm des Algorithmus ist in Abbildung 11.4 dargestellt.

Jeder Zyklus beginnt mit der Messung der Eingangsgrößen  $U_{PV}$  und  $I_{PV}$ . Mit diesen Größen berechnet der Algorithmus den aktuellen und differentiellen Leitwert des PV-Arrays sowie



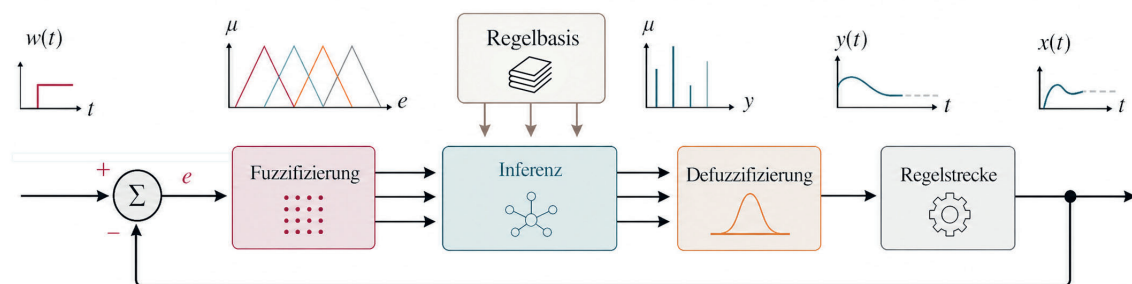
**Abbildung 11.4:** Ablaufdiagramm des Incremental Conductance Algorithmus

die Änderung von Strom und Spannung bezogen auf den vorherigen Zyklus. Der nachfolgende Entscheidungsbaum betrachtet zunächst die Änderung der geregelten Eingangsspannung  $U_{PV}$ . Eine Differenz von null bedeutet, dass im vergangenen Zyklus keine Änderung des Sollwertes stattgefunden hat. Dies ist ausschließlich für den Betrieb im MPP der Fall. Als nächstes betrachtet der Algorithmus die Änderung des Stromes. Wenn diese ebenfalls null ist, liegt der Betriebspunkt weiterhin im MPP und es muss keine Änderung des Sollwertes erfolgen. Anderenfalls hat sich die Kennlinie des PV-Arrays inzwischen durch eine Variation der Betriebstemperatur oder Einstrahlung verändert und liefert nun bei gleicher Eingangsspannung einen anderen Strom (siehe Abschnitt 4.1). Eine Erhöhung des Stromes bedeutet hierbei, dass die MPP-Spannung gestiegen ist und folglich eine Erhöhung des Sollwertes möglich ist. Eine Verringerung des Stromes basiert demnach auf einer gesunkenen MPP-Spannung und fordert eine Verringerung des Sollwertes. Für den Fall, dass die Änderung des Stromes auf einer Variation der Einstrahlung beruht, bleibt die MPP-Spannung konstant. Dies bedeutet, dass die durchgeführte Anpassung des Sollwertes, unabhängig von der gewählten Richtung, unnötig ist und zu ungewollten Oszillationen um den MPP führt. Da der Grund für die Änderung des Stromes nicht bekannt ist, lässt sich dies nicht verhindern. Während die rechte Seite des Entscheidungsbaumes die Reaktionen ausgehend vom Betrieb im MPP beschreibt, dient die linke Seite dazu, diesen Betriebspunkt zu erreichen. Basis dafür ist, dass sich der Sollwert der geregelten Eingangsspannung  $U_{PV}$  zum vorhergehenden

Zyklus verändert hat. Wenn diese Bedingung zutrifft, überprüft der Algorithmus mit dem Vergleich des differentiellen und aktuellen Leitwertes zunächst, ob der MPP nun erreicht ist (siehe 11.7). Für diesen Fall erfolgt keine Änderung des Sollwertes. Anderenfalls muss nach den in 11.5 bzw. 11.6 aufgestellten Bedingungen eine Anpassung des Sollwertes erfolgen. Für Betriebspunkte links vom MPP erfolgt eine Erhöhung des Sollwertes, für solche rechts vom MPP eine Verringerung des Sollwertes.

## 11.3 Fuzzy Logic

Das MPP-Tracking basierend auf einem Fuzzy-Regler gehört zu den aufwendigeren Verfahren, ermöglicht jedoch grundsätzlich durch seine Struktur die Berücksichtigung diverser Einflussgrößen wie beispielsweise der Umgebungstemperatur, der Beleuchtungsstärke, oder der Feuchtigkeit. Der von Lotfi A. Zadeh begründete Fuzzy-Regler besteht aus drei aufeinanderfolgenden Schritten: Fuzzifizierung, Inferenz und Defuzzifizierung. Die Fuzzifizierung beruht auf der Einteilung der möglichen Wertebereiche der Eingangsgrößen in Untermengen. Ihre Bezeichnung erfolgt durch umgangssprachliche Ausdrücke, sogenannte linguistische Terme. Die Zuordnung der Eingangsgrößen zu den jeweiligen Untermengen basiert auf meist linearen Zugehörigkeitsfunktionen mit unscharfem Wertebereich von null bis eins. Die Inferenz stellt die Verknüpfung der resultierenden Zugehörigkeitsgrade aller Eingangsgrößen und Untermengen basierend auf einer festen Regelbasis dar. Diese besteht aus beliebig vielen Bedingungen und Schlussfolgerungen mit meist zwei linguistischen Termen, die mit UND bzw. ODER verknüpft sind. Die Anwendung der Regelbasis liefert für jede Regel einen Erfüllungsgrad, welcher sich mathematisch aus den Zugehörigkeitsgraden der von der Regel berücksichtigten linguistischen Termen berechnet. Die Defuzzifizierung wandelt die unscharfe Menge der Erfüllungsgrade über die Zugehörigkeitsfunktionen der Ausgangsgrößen in eine exakte Stellgröße um. Die gängige Struktur des Fuzzy-Reglers ist in Abbildung 11.5 dargestellt. [83] [84] [86] [87] [88]



**Abbildung 11.5:** Ablaufdiagramm des Fuzzy-Regler Algorithmus (Eigene Darstellung, basierend auf [86])

Das nachfolgend im Detail vorgestellte MPP-Tracking mit Fuzzy-Regler verwendet zwei Eingangsgrößen und eine Ausgangsgröße. Die erste Eingangsgröße ist die Ableitung der Leistung des PV-Arrays  $P_{PV}$  nach der Spannung des PV-Arrays  $U_{PV}$ .

Sie wird durch

$$E(k) = \frac{P_{PV}(k) - P_{PV}(k - 1)}{U_{PV}(k) - U_{PV}(k - 1)} = \frac{\Delta P_{PV}}{\Delta U_{PV}} \tag{11.8}$$

beschrieben. Diese Größe entspricht näherungsweise der Steigung der Leistungs-Spannungs-Kennlinie des PV-Arrays. Am MPP ist diese Steigung idealerweise null. Links vom MPP steigt die Leistung mit zunehmender Spannung an, weshalb die Steigung positiv ist. Rechts vom MPP nimmt die Leistung bei weiter steigender Spannung wieder ab, weshalb die Steigung negativ ist. Der berechnete Wert enthält somit die Information, auf welcher Seite des MPP sich der aktuelle Arbeitspunkt befindet.

Die zweite Eingangsgröße ist die Änderung dieser Steigung zwischen zwei aufeinanderfolgenden Abtastschritten.

$$CE(k) = E(k) - E(k - 1) = \Delta E \tag{11.9}$$

Während die erste Eingangsgröße  $E(k)$  den aktuellen Zustand beschreibt, gibt die zweite Eingangsgröße  $CE(k)$  an, wie sich dieser Zustand gegenüber dem vorherigen Abtastschritt verändert hat. Dadurch erkennt der Regler, ob der Arbeitspunkt links oder rechts vom MPP liegt und ob er sich diesem nähert oder sich von diesem entfernt.

Als Ausgangsgröße dient die Änderung des Tastverhältnisses des Gleichspannungswandlers. Der Regler gibt somit kein neues Tastverhältnis  $D$  vor, sondern berechnet eine Korrekturgröße  $\Delta D$ . Diese Korrektur wird anschließend auf das bisherige Tastverhältnis angerechnet und verschiebt dadurch den Arbeitspunkt des PV-Arrays.

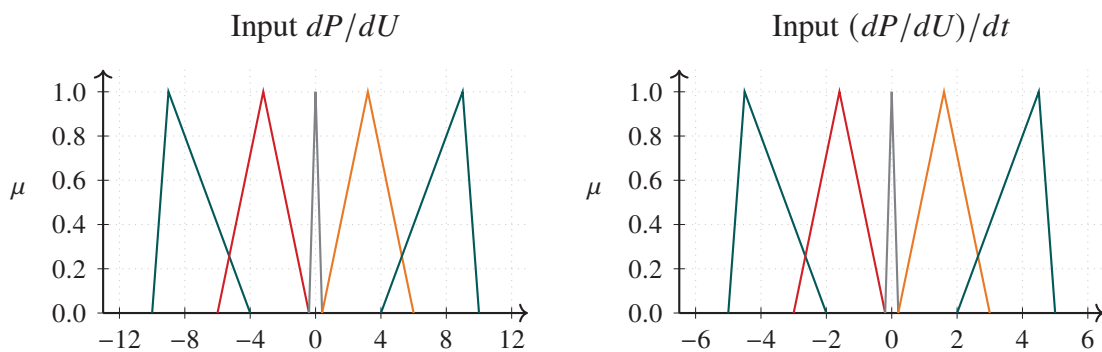


Abbildung 11.6: Zugehörigkeitsfunktionen von  $E(k)$  und  $CE(k)$

Jeder Zyklus beginnt mit der Messung der aktuellen Leistung  $P_{PV}(k)$  und der Spannung  $U_{PV}(k)$ . Aus diesen Messwerten und den Werten des vorherigen Abtastschrittes lassen sich zunächst die scharfen numerischen Werte  $E(k)$  und  $CE(k)$  berechnen. Der Schritt der Fuzzifizierung überführt diese Werte in unscharfe linguistische Bewertungen. Dazu ist der erwartete Wertebereich jeder Eingangsgröße in mehrere linguistische Untermengen eingeteilt. Im

Rahmen dieser Arbeit sind für beide Eingangsgrößen jeweils fünf Zugehörigkeitsfunktionen definiert. Diese sind in Abbildung 11.6 dargestellt. Die Zugehörigkeitsfunktionen legen fest, mit welchem Zugehörigkeitsgrad  $\mu$  ein konkreter Eingangswert zu einem bestimmten linguistischen Term (bspw.: „große negative Änderung“, „mittlere negative Änderung“, „kleine negative Änderung“, etc.) gehört. Ein Zugehörigkeitsgrad von null bedeutet, dass der aktuelle Eingangswert nicht zu dieser Untermenge gehört. Ein Zugehörigkeitsgrad von eins bedeutet, dass der Eingangswert diese Untermenge vollständig erfüllt. Werte dazwischen beschreiben eine teilweise Zugehörigkeit. Grundsätzlich kann ein Eingangswert hierbei keiner, einer, oder mehreren linguistischen Termen zugeordnet sein.

Die in Abbildung 11.6 gezeigten Zugehörigkeitsfunktionen weisen eine Dreiecksform auf, wobei auch andere Funktionsformen denkbar sind. Bei dieser Form steigt der Zugehörigkeitsgrad linear von null auf eins an und fällt danach linear von eins auf null ab. Der Punkt mit dem Wert eins beschreibt den Bereich, in dem der Eingangswert den jeweiligen linguistischen Term vollständig erfüllt. An den Randpunkten der Dreiecke ist der Zugehörigkeitsgrad null. Zwischen den Randpunkten und der Spitze ergibt sich der Zugehörigkeitsgrad durch lineare Interpolation. Die Überlappung der Dreiecke bewirkt, dass kleine Änderungen der Eingangswerte nicht zu sprunghaften Änderungen der Reglerausgabe führen.

Die auf die Fuzzifizierung folgende Inferenz wertet die ermittelten Zugehörigkeitsgrade auf Grundlage einer zuvor festgelegten Regelbasis aus. Jede Regel ordnet dabei die aus einer bestimmten Konstellation der Zugehörigkeitsgrade der Eingangsgrößen eine entsprechende unscharfe Änderung der Ausgangsgröße zu. Die allgemeine Form einer Regel lautet

$$\text{WENN } E(k) \text{ ist } A \text{ UND } CE(k) \text{ ist } B, \text{ DANN } \Delta D \text{ ist } C. \quad (11.10)$$

Die Platzhalter A und B stehen dabei für die linguistischen Terme der Eingangsgröße, C entsprechend für den linguistischen Term der Ausgangsgröße. Da beide Eingangsgrößen jeweils in fünf linguistische Untermengen unterteilt sind, ergeben sich insgesamt 25 mögliche Regelkombinationen. Für jede dieser Kombinationen legt die Regelbasis fest, welcher linguistische Term der Ausgangsgröße für die in diesem Schritt noch unscharfe Änderung des Tastverhältnisses genutzt wird. Jede Regel erhält dabei einen Erfüllungsgrad, der bei einer UND-Verknüpfung üblicherweise dem Minimum und bei einer ODER-Verknüpfung dem Maximum der beteiligten Zugehörigkeitsgrade entspricht. Inaktive Regeln, haben einen Erfüllungsgrad von null und sind für den nachfolgenden Schritt nicht mehr zu beachten.

Die in Abbildung 11.7 dargestellten Zugehörigkeitsfunktionen ordnen möglichen numerischen Werten der Tastverhältnisänderung  $\Delta D$  jeweils einen Zugehörigkeitsgrad zu den linguistischen Ausgangstermen zu. Jede Regel mit einem Erfüllungsgrad ungleich null aktiviert eine dieser Zugehörigkeitsfunktionen. Der Erfüllungsgrad bestimmt dabei, bis zu welchem Grad die jeweilige Ausgangsfunktion berücksichtigt wird.

Da sich die Zugehörigkeitsfunktionen der Eingangsgrößen überlappen, können in einem Abtastschritt mehrere Regeln gleichzeitig aktiv sein. Dadurch können auch mehrere linguistische Ausgangsterme bzw. deren Zugehörigkeitsfunktionen gleichzeitig aktiviert sein. Die Beiträge der aktiven Regeln werden zu einer gemeinsamen unscharfen Ausgangsmenge

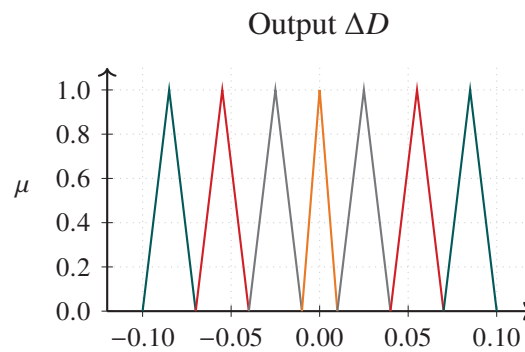


Abbildung 11.7: Zugehörigkeitsfunktionen der Stellgröße  $\Delta D$

zusammengeführt. Diese Ausgangsmenge stellt noch keine konkrete Änderung des Tastverhältnisses, sondern gibt an, welche möglichen Änderungen des Tastverhältnisses mit welchem Erfüllungsgrad aus den aktiven Regeln resultieren.

Zur Ansteuerung der Leistungselektronik, muss im Rahmen der Defuzzifizierung aus dieser unscharfen Ausgangsmenge ein scharfer numerischer Wert berechnet werden. Im Rahmen dieser Arbeit erfolgt die Defuzzifizierung über die Schwerpunktmethode (COG - Center of Gravity). Dabei wird aus der resultierenden Ausgangsmenge der Flächenschwerpunkt bestimmt. Dieser Schwerpunkt bildet den konkreten Wert für die Änderung des Tastverhältnisses  $\Delta D$ . Die Berechnung erfolgt nach

$$\Delta D = y_{akt} = \frac{\sum_{i=1}^n G_i \cdot y_i}{\sum_{i=1}^n G_i} \quad (11.11)$$

Dabei beschreibt  $y_i$  einen möglichen Wert der Ausgangsgröße und  $G_i$  den zugehörigen Zugehörigkeitsgrad der zusammengeführten Ausgangsmenge. Der berechnete Wert  $y_{akt}$  entspricht somit der scharfen Änderung des Tastverhältnisses  $\Delta D$ . Diese wird anschließend auf das bisherige Tastverhältnis angewendet.

$$D(k) = D(k - 1) + \Delta D \quad (11.12)$$

Die Änderung des Tastverhältnisses verschiebt den Arbeitspunkt des PV-Generators. Im nächsten Abtastschritt werden erneut  $U_{PV}(k)$  und  $P_{PV}(k)$  gemessen. Daraus werden neue Werte für  $E(k)$  und  $CE(k)$  berechnet, sodass der gesamte Vorgang wiederholt wird.

In der Nähe des Maximum Power Points wird  $E(k)$  betragsmäßig klein, da die Steigung der Leistungs-Spannungs-Kennlinie dort gegen null geht. Dadurch werden vor allem Regeln aktiv, die nur eine kleine oder keine Änderung des Tastverhältnisses bewirken. Befindet sich der Arbeitspunkt dagegen weiter vom MPP entfernt, ist der Betrag von  $E(k)$  größer. Dann werden Regeln aktiv, die eine stärkere Korrektur des Tastverhältnisses erzeugen. Auf diese Weise kann der Fuzzy-Regler weit entfernte Arbeitspunkte schneller in Richtung MPP verschieben und gleichzeitig in der Nähe des MPP feinfühlicher reagieren.

## 11.4 Implementierung der Algorithmen

Grundsätzlich unterstützt der Prototyp des Gleichspannungswandlers zur Untersuchung des MPP-Trackings jedes der drei oben beschriebenen Verfahren.

Die Implementierung des Perturb-and-Observe Algorithmus basiert, wie in Abschnitt 11.1 dargestellt, auf der Regelung der Betriebsspannung des PV-Arrays als Eingangsspannung des Gleichspannungswandlers. Als Stellgröße für das MPP-Tracking passt der Algorithmus den Sollwert dieser Spannung je nach Vorzeichen der Änderung der gemessenen Leistung an. Im Gegensatz zu den meisten Veröffentlichungen dient in der Implementierung nicht die abgegebene Leistung des PV-Arrays, sondern die abgegebene Leistung des Gleichspannungswandlers als Regelgröße für das MPP-Tracking. Dies berücksichtigt den, vom jeweiligen Betriebspunkt abhängigen, Wirkungsgrad der Leistungselektronik und garantiert somit stets den MPP des Gesamtsystems. [80].

Bei schnellen Änderungen kann der Algorithmus zu Oszillationen der Stellgröße neigen. Abhilfe schafft das implementierte aufeinanderfolgende Messen der Leistungen in den Betriebspunkten: Aktueller Sollwert, dekrementierter Sollwert und inkrementierter Sollwert. Anschließend erfolgt ein Vergleich der drei Messwerte und der Sollwert mit größter Leistung dient als Ausgangspunkt für den nächsten Zyklus. [85]

Die Umsetzung des Incremental-Conductance-Algorithmus unterscheidet sich in den Bedingungen des Entscheidungsbaumes. Die Erfüllung der drei im Ablaufdiagramm enthaltenen Abfragen auf eine Änderung von null bzw. die Gleichheit des differentiellen und aktuellen Leitwertes ist in der Praxis aufgrund von Messungenauigkeiten nicht möglich. Damit diese Fallunterscheidungen nicht wegfallen, sind die Abfragen in der Implementierung durch einen parametrierbaren maximal erlaubten Fehler erweitert. Zu beachten ist, dass das Verfahren mit zunehmenden erlaubten Fehler weniger um den MPP oszilliert, jedoch bei zu großem Wert nicht mehr zuverlässig funktioniert.

Der Fuzzy-Regler wurde grundsätzlich wie oben beschrieben implementiert. Die konkrete Umsetzung auf dem Mikroprozessor beruht auf [87]. Bei der Implementierung des dort vorgestellten Fuzzy-Reglers für allgemeine Zwecke ist zu beachten, dass der veröffentlichte Quellcode viele Fehler enthält. Im Gegensatz zu den anderen beiden Verfahren greift der Fuzzy-Regler direkt auf das Tastverhältnis der nachfolgenden Eingangsstufe zu. Diese sensible Ausgangsgröße und die wenig intuitiven Eingangsgrößen erschweren die korrekte Definition der Regelbasis und der Zugehörigkeitsfunktionen.

Die dargestellten Verfahren eignen sich insbesondere für PV-Arrays mit homogener Bestrahlung. Im Falle eines schnellen Überganges zu einer inhomogenen Bestrahlung ist die Wahrscheinlichkeit groß, dass die Verfahren in einem LMPP bleiben und den GMPP nie erreichen. Um dem entgegenzuwirken, verfügt der Gleichspannungswandler über eine MPP-Screening Funktionalität. Diese beruht auf einer Regelung der Betriebsspannung des PV-Arrays, ausgehend von der Leerlaufspannung bis hin zum Kurzschluss. Der vollständige Durchlauf der Strom-Spannungs-Kennlinie dient zur groben Lokalisierung des GMPP und sollte demnach zyklisch im Abstand von einigen Minuten erfolgen. Nach Abschluss des MPP-Screening wird das MPP-Tracking direkt im Bereich des GMPP fortgesetzt.

# Kapitel 12

## Inbetriebnahme der entwickelten Prototypen

Dieses Kapitel behandelt die Inbetriebnahme und Testumgebung der entwickelten Gleichspannungswandler. Es beginnt mit einer Darstellung der verfügbaren Testumgebungen im Labor und am Solinger Oberleitungsnetz. Darauf folgt eine Einführung in die universelle Software zur Inbetriebnahme der Baugruppen. Im weiteren Verlauf werden die Ergebnisse eines Vergleichs der prognostizierten Verluste von MOSFETs sowie die Resultate des Vergleichs von MOSFETs mit und ohne Kelvin-Source-Anschluss präsentiert. Abschließend folgen ausgewählte Ergebnisse der Auswertung beider Gleichspannungswandler.

Für die Analyse von Gleichspannungswandlern mit hohen Schaltfrequenzen stellt der Messaufbau einen entscheidenden Faktor für die Qualität der Messergebnisse dar. Das Messen durch klassische Tastköpfe mit Masseklemme kann hierbei aufgrund der entstehenden Leiterschleife von der Realität deutlich abweichende Ergebnisse liefern. Die Reduktion der Leiterschleife durch das Aufwickeln auf den Tastkopf verbessert diese Ergebnisse zwar in gewissem Maße, bietet aber meist keinen reproduzierbaren Messaufbau. Zudem besitzt auch die aufgewickelte Leitung eine verbleibende Leitungsinduktivität, die in Kombination mit der Eingangskapazität des Oszilloskop zu Schwingungen neigen kann.

Eine mögliche Optimierung der Tastkopf-Anbindung stellen die in Abbildung 12.1 dargestellten Messadapter dar. Auf der Tastkopfspitze sitzt eine zweipolige Stiftleiste mit spannungsabhängigem Abstand der Kontakte. Der Kontakt für das Messsignal steckt dabei möglichst kurz angebunden direkt auf der Spitze. An den Masse-Kontakt ist ein Draht angelötet, der straff um den nahe der Spitze liegenden Massekontakt der Tastköpfe gewickelt wird. Auf der Platine befinden sich an den gewünschten Stellen entsprechend Stiftleisten, die entweder direkt eingelötet, oder mit möglichst kurzen Leitungen angeschlossen werden. Dieser Aufbau reduziert die Leiterschleife auf ein Minimum und führt zu einer erheblichen Verbesserung der Messergebnisse.

Einen weiteren Aspekt stellt die galvanisch getrennte Spannungsmessung dar. Einige Signale der Gleichspannungswandler, wie beispielsweise die Gate-Spannung der Low- und High-Side MOSFETs, lassen sich nicht mit gleichem Bezugspotential messen. Eine naheliegende

Möglichkeit hierfür kann die Verwendung von galvanisch getrennten Differenzastköpfen sein. Dies ist grundsätzlich zulässig, kann jedoch aufgrund der Koppelkapazität zwischen der Ein- und Ausgangsseite ebenfalls zu Abweichungen der Messergebnisse führen und je nach Größe der Kapazität im Vergleich zur Eingangskapazität des MOSFETs maßgeblich das Schaltverhalten beeinflussen. Eine Alternative kann in der zusätzlichen Messung des Source-Potentials des High-Side MOSFETs bestehen. Die Differenz aus Gate- und Source-Potential ergibt das gewünschte Signal. Dieser Ansatz liefert, trotz der zusätzlich eingebrachten Eingangskapazität des Oszilloskop, meist deutlich bessere Ergebnisse.

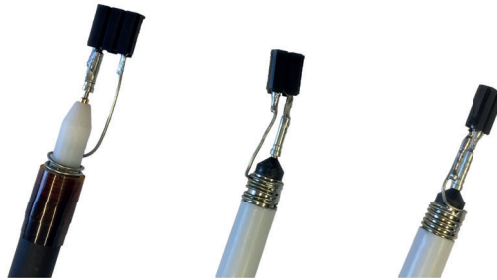


Abbildung 12.1: EMV gerechte Tastköpfe

## 12.1 Testumgebung - Oberleitungsnetz

Für das entwicklungsbegleitende Testen der Hardware besteht Zugriff auf zwei verschiedene Systeme. Für Testläufe unter Laborbedingungen steht eine kombinierte Gleichspannungsquelle und -senke zur Verfügung. Die Leistungsgrenze dieses Netzteils in beiden Betriebsmodi liegt bei 200 kW mit einer maximalen Betriebsspannung von 1000 V und einem maximalen Strom von 600 A. Für das Testen der Leistungsmodule zur Integration von Photovoltaikanlagen dient das Netzteil ausschließlich als Senke, da die Einspeisung durch das in Kapitel 12.2 beschriebene Gerät erfolgt. Das Testen des Gleichspannungswandlers zur Integration von Second-Life-Batterien erfordert beide Betriebszustände. Zum Laden der Batterie dient das Netzteil als Quelle und zum Entladen als Senke. Für reale Testbedingungen dient das in Kapitel 3 beschriebene Solinger Oberleitungsnetz mit Abgriffen am Verwaltungsgebäude sowie am Betriebshof des Verkehrsbetriebes der Stadtwerke Solingen.

## 12.2 Testumgebung - Photovoltaik

Im Verlauf der Entwicklungstätigkeit besteht zum Testen der Hardware der volle Zugriff auf zwei verschiedene PV-Systeme. Für Testläufe unter Laborbedingungen stehen Netzteile mit programmierbaren Kennlinien entsprechend der Charakteristik eines PV-Arrays zur Verfügung. Für reale Testbedingungen dient eine PV-Anlage auf den Dächern der Betriebsstätte der Stadtwerke Solingen. Nachfolgend sind die relevanten Eigenschaften der beiden Systeme beschrieben.

Beim Labornetzteil von der Firma Keysight vom Typ N8900APV [95] handelt es sich um ein Photovoltaik-Array Simulator mit einer maximalen Leistung von 15 kW bei einer maximalen Systemgleichspannung von 1500 V. In Kombination mit der Keysight SAS-Control-Software als Bestandteil der Keysight BenchVue-Umgebung ermöglicht es die Nachbildung der Strom-Spannungs-Kennlinie einer Photovoltaikanlage. Die Software ermöglicht die Auswahl einer aus drei verschiedenen Methoden zur Berechnung der Kennlinie aus unterschiedlich komplexen Parametern, und das Laden einer selbsterstellten Kennlinie. Während die berechneten Kennlinien immer dem optimalen Verlauf mit nur einem MPP entsprechen, ermöglicht die selbst erstellten Kennlinie auch Verläufe mit mehreren lokalen Leistungsmaxima. Dieses Feature eignet sich insbesondere für das Testen der Regelung auf die Fähigkeit, lokale Leistungsmaxima zu erkennen und diese Arbeitspunkte mit global gesehen geringer Leistung zu überwinden. Im Betrieb zeigt die Software den aktuellen Arbeitspunkt sowohl tabellarisch als auch auf der Kennlinie an und ermöglicht somit eine übersichtliche Diagnose.

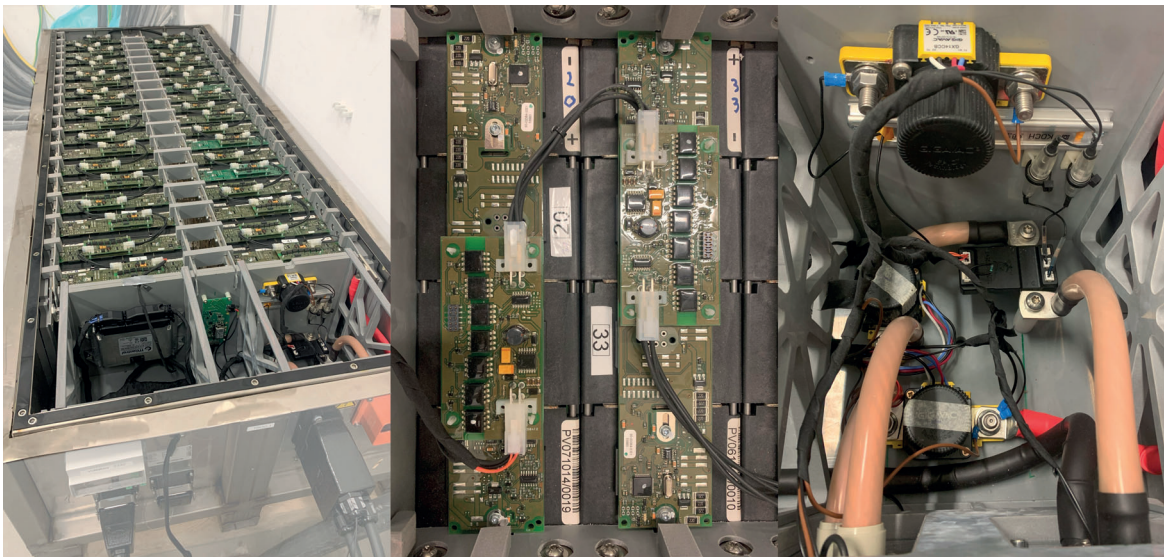
Die reale Photovoltaikanlage basiert auf dem Solarmodul Pyramid 80-316 von der Alfasolar GmbH [96], welches sich jeweils aus 80 polykristallinen Solarzellen zusammensetzt und laut Herstellerangaben einen Wirkungsgrad von 15,4 % erreichen soll. Das einzelne Modul besitzt eine Leerlaufspannung von 49,74 V und einen Kurzschlussstrom von 9 A. Der Arbeitspunkt mit maximaler Leistung von 316 W liegt bei einer Spannung von 38,03 V und einem Strom von 8,31 A. Bezogen auf die Modulfläche ergibt das einen Leistung von  $149,4 \text{ W/m}^2$ , welche bezogen auf verfügbare Module, unterhalb des Mittelwertes liegt.

Die gesamte Anlage besteht aus zehn Photovoltaik-Strings mit einer Reihenschaltung aus 16 der oben beschriebenen Module. Die Leerlaufspannung des gesamten Strings liegt damit bei 795,84 V und der optimale Betriebspunkt liegt bei 608,48 V bei oben genannten Strömen. Die maximale Leistung des Strings liegt folglich bei 5056,5 W und die maximale Leistung der gesamten Anlage bei 50,6 kW. Jeweils zwei Strings sind an einen Wechselrichter REFUsoL 010K der Firma REFUsoL GmbH [97] angeschlossen. Diese Wechselrichter ermöglichen eine maximale Eingangsleistung von 11,0 kW bei maximaler Systemspannung von 1000 V und einem optimalen Arbeitsbereich von 380 V bis 850 V bei einem maximalen Eingangstrom von 29 A. Der Ausgang des Wechselrichters ist für den Anschluss an ein Niederspannungs-Drehstromnetz ausgelegt. Laut Herstellerangaben kann der Wechselrichter eine maximale Ausgangsleistung von 10 kW und einen maximalen Wirkungsgrad von 97,4 % erreichen. Zu erwähnen ist, dass der Wechselrichter beide Strings nur über einen einzigen MPP-Regler einspeist. Weitere Komponenten der Anlage bilden Überspannungsschutzeinrichtungen, manuelle DC-Trennschalter und Kommunikationseinrichtungen. Zu Testzwecken können die bestehenden Wechselrichter abgeklemmt und Die PV-Strings an den entwickelten Gleichspannungswandler angeschlossen werden.

### 12.3 Testumgebung - LFP Batteriespeicher

Die im Rahmen dieses Forschungsprojektes verwendeten gebrauchten LFP-Module stammen aus Oberleitungsbussen aus den USA und besitzen eine Lebensdauer von etwa sechs Jahren im täglichen Einsatz. Die Firma Voltabox, einer der Kooperationspartner in diesem Projekt, hat die LFP-Module in einem umfangreichen Requalifizierungsprozess vermessen, anhand

der Leistungsfähigkeit sortiert und daraus einen stationären Batteriespeicher für das Solinger Oberleitungsnetz hergestellt. Jedes dieser LFP-Module besteht aus 96 Rundzellen der Firma A123-System mit einer Zellspannung von 3,3 V und einer Kapazität von 2,5 Ah. Die elektrische Verschaltung von vier Zellen in Reihe und 24 Zellen parallel (4s24p) ermöglicht ein Modul mit einer Nennspannung von 13,2 V bei einer Nennkapazität von 60 Ah. Dies entspricht einer Energie von 792 Wh und einer spezifischen Energie von 80,8 Wh/kg bei einem Gewicht von 9,8 kg pro Modul. Der kontinuierliche Ladestrom liegt laut Datenblatt [89] bei 1 C und der Spitzen-Ladestrom für 10 s bei 4 C. Der kontinuierliche Entladestrom liegt bei 5 C und der Spitzen-Entladestrom bei 40 C. Das „C“ steht hierbei für die Kapazität der Batterie in Ah, und die Zahl davor gibt den Lade- bzw. Entladestrom im Verhältnis zur Kapazität an. Der mechanische Aufbau besteht aus vier hintereinander angeordneten Kunststoffgehäusen, in denen auf acht Etagen jeweils drei Rundzellen nebeneinander liegen. Die elektrische Verbindung dieser Zellen erfolgt über Bleche jeweils an den äußeren Enden und zwischen den vier Kunststoffgehäusen. Oberhalb der vier Kunststoffgehäuse zwischen den äußeren Laschen, die den Plus- und Minus-Pol des Moduls darstellen, sind eine Platine für das Batteriemanagement des Moduls und eine weitere für die Kommunikation zwischen den Modulen mittels CAN-Bus montiert. Das so angeordnete Modul hat eine Breite von 89 mm bei einer Tiefe von 282 mm und einer Höhe von 259 mm.



**Abbildung 12.2:** LFP-Batteriespeicher

Der stationäre LFP-Batteriespeicher (siehe Abbildung 12.2) besteht aus einem massivem Edelstahlgehäuse, welches eine Reihenschaltung von 38 LFP-Modulen beinhaltet (38s1p). Die resultierende Nennspannung des Speichers liegt bei 501,6 V mit einer Ladeschlussspannung von 547,2 V und einer Nennkapazität von 30,1 kWh. Am negativen Pol der Module ist ein IVT-S Strom- und Spannungssensor von der Firma Isabellenhütte [91], ein 800 V / 350 A DC-Schütz von Sensata-Gigavac Clean Energy [92] und eine wechselbare 200 A / 1000 V Sicherung verbaut. Der positive Pol verfügt ebenfalls über ein DC-Schütz und eine dazu parallele Vorladeschaltung mit einem 44 Ohm Hochleistungswiderstand von der Firma Koch und einem weiteren DC-Schütz. Darüber hinaus sind die beiden Pole des

Modul-Arrays an einen Isolationswächter vom Typ Isometer IR155 von der Firma Bender [93] angeschlossen, welcher eine kontinuierliche Überwachung der Isolation gegenüber dem Edelstahlgehäuse ermöglicht. Die Auswertung bzw. Ansteuerung der verbauten Komponenten, die Abfrage des Sicherheitskreises und die Kommunikation mit den LFP-Modulen erfolgt durch ein sicherheitszertifiziertes Steuergerät vom Typ TTControl HY-TTC-94 der Firma HYDAC International [94]. Alle notwendigen Anschlüsse und die Sicherung sind über massive Steckverbinder aus dem Gehäuse heraus geführt und ermöglichen somit einen sicheren Betrieb.

## 12.4 Testumgebung - LTO Batteriespeicher

Die gebrauchten LTO-Module weisen eine ähnliche Historie wie die LFP-Module auf. Auch diese stammen aus den USA, besitzen eine Lebensdauer von etwa sechs Jahren, und haben anschließend einen Requalifizierungsprozess zur Herstellung eines stationären Batteriespeichers durchlaufen. Jedes LTO-Modul besteht aus einer Reihenschaltung von 36 prismatischen Zellen mit einer Zellspannung von 2,3 V und einer Kapazität von 20 Ah. Die Nennspannung des Moduls liegt damit bei 82,8 V bei einer Energie von 1656 Wh und einer spezifischen Energie von 55,2 Wh/kg bei einem Gewicht von 30 kg pro Modul. Der kontinuierliche Lade- und Entladestrom liegt laut Datenblatt [90] bei 50 A. Der Spitzenstrom für 10 s liegt für das Laden und Entladen bei 200 A. Die prismatischen Zellen stehen in einem länglichen Gehäuse aus Aluminium und sind über einen Klemmmechanismus gegeneinander gepresst. Dies soll einer Volumenänderung im Betrieb entgegenwirken und so die Zuverlässigkeit und Sicherheit des Systems erhöhen. Die elektrische Verbindung der Zellen erfolgt über Metallbügel, die abwechselnd auf der linken und rechten Seite positioniert sind. Auf den Zellen liegen über die gesamte Länge des Moduls Platinen für das BMS des Moduls. Am vorderen Ende des Moduls sitzen die elektrischen Anschlüsse und im Inneren des Moduls eine Platine für die Kommunikation über CAN-Bus und ein Lüfter, der eine Kühlung der Zellen entlang ihrer Seitenflächen ermöglicht. Das Modul besitzt eine Breite von 139 mm bei einer Tiefe von 879 mm und einer Höhe von 148 mm.

Der stationäre LTO-Batteriespeicher (siehe Abbildung 12.3) besteht aus einem Aluminiumgehäuse, welches eine 6s3p Konfiguration der Module beinhaltet. Die Reihenschaltung von sechs Modulen ergibt eine Nennspannung des Speichers von 496,8 V mit einer Ladeschlussspannung von 583,2 V. Das Parallelschalten von drei dieser Reihenschaltungen liefert eine Nennkapazität von 29,8 kWh. Die weitere Beschaltung des LTO-Batteriespeichers entspricht der des LFP-Batteriespeichers. Die Komponenten befinden sich auf der Innenseite der Tür, was einen guten Zugang für Wartungsarbeiten ermöglicht, während die elektrischen Anschlüsse und die Sicherung auf der Außenseite der Tür verbaut sind, um einen sicheren Betrieb bei geschlossenem Gehäuse zu gewährleisten.



Abbildung 12.3: LTO-Batteriespeicher

## 12.5 Inbetriebnahmesoftware

Für die Inbetriebnahme kommt eine über Jahre hinweg optimierte Windows-Software zum Einsatz, die eine Kommunikation mit den entwickelten Baugruppen ermöglicht. Das sogenannte „HERMES.Lab“ besteht aus den vier Basismodulen „Bootloader“, „Parametereditor“, „Log“ und „Scope“. Diese lassen sich jedoch aufgrund des modularen Konzepts beliebig erweitern. Gleiches gilt für die unterstützten Kommunikationsschnittstellen. Aktuell ermöglicht die Software die Nutzung von UART, RS485, CAN-Bus sowie Ethernet (TCP/IP und UDP).

Die für die Inbetriebnahme der Gleichspannungswandler relevanten Module umfassen den „Parametereditor“, das „Log“ und das „Scope“. Der „Parametereditor“ dient zum Anzeigen und Einstellen aller Parameter der Baugruppe. Diese können sowohl Konfigurationen als auch aktuelle Betriebsdaten beinhalten. Jeder Parameter besitzt dafür mindestens eine eindeutige Nummer, einen Namen, eine Kurzbeschreibung, eine Gruppenzugehörigkeit und Zugriffsrechte. Optional lassen sich der zulässige Wertebereich des Parameters begrenzen, Wert-Ersatztexte definieren und Änderungen des Parameters mit Funktionsaufrufen verknüpfen. Das Anlegen der Parameters und die Verknüpfung mit der zugehörigen Variablen erfolgt innerhalb der Firmware auf dem jeweiligen Mikrocontroller. Das „HERMES.Lab“ erhält als Bestandteil des Verbindungsaufbaus eine Liste mit allen Parametern und ihren Eigenschaften. Die Anzeige der Parameter erfolgt in Tabellenform mit je einer Registerkarte pro Parameter-Gruppe. Optional ist die Darstellung in einem Graph, jedoch mit geringer zeitlicher Auflösung möglich.

Eine höhere Auflösung für eine detailliertere Betrachtung des Betriebsverhaltens bietet das „Scope“. Dieses Software-Oszilloskop ermöglicht die Aufzeichnung ein oder mehrerer Parameter über einen vom Anwender definierbaren Zeitraum. Die bei der Aufzeichnung verwendete Abtastfrequenz legt der Mikrocontroller durch den zugehörigen Funktionsaufruf

innerhalb der Firmware fest, wobei diese mindestens der Regelfrequenz entsprechen sollte. Nach Auslösen des manuellen oder ereignisorientierten Triggers speichert der Mikrocontroller die ausgewählten Parameter zyklisch ab und überträgt die Messergebnisse nach Ablauf der eingestellten Messdauer an das „HERMES.Lab“. Der innerhalb des Mikrocontrollers verfügbare Speicher für das Software-Oszilloskop begrenzt dabei das Produkt aus Messdauer und Anzahl der Parameter. Das Fenster zur Anzeige der Messwerte ermöglicht unter anderem die Gruppierung auf gemeinsame Achsen, das Ausblenden einzelner Parameter sowie das Abspeichern der Messwerte.

Das „Log“ dient der Anzeige aller Systemnachrichten und Fehlermeldungen der angeschlossenen Baugruppe. Fehlermeldungen müssen innerhalb der Firmware entsprechend definiert werden. Dazu gehören eine eindeutige Nummer, eine Fehlerstufe, eine Beschreibung und ggf. ein Funktionsaufruf als Reaktion auf den Fehler. Die Anzeige der Meldungen erfolgt in tabellarischer Form. Neben den angesprochenen Eigenschaften zeigt das „Log“ den zugehörigen Zeitstempel des Fehlers sowie die Datei und die Zeile des Quellcodes, in der der Fehler detektiert wurde. Zur einfachen Unterscheidung von Systemmeldungen sowie aktuellen und vergangenen Fehlern in der Tabelle dient eine Farbkodierung.

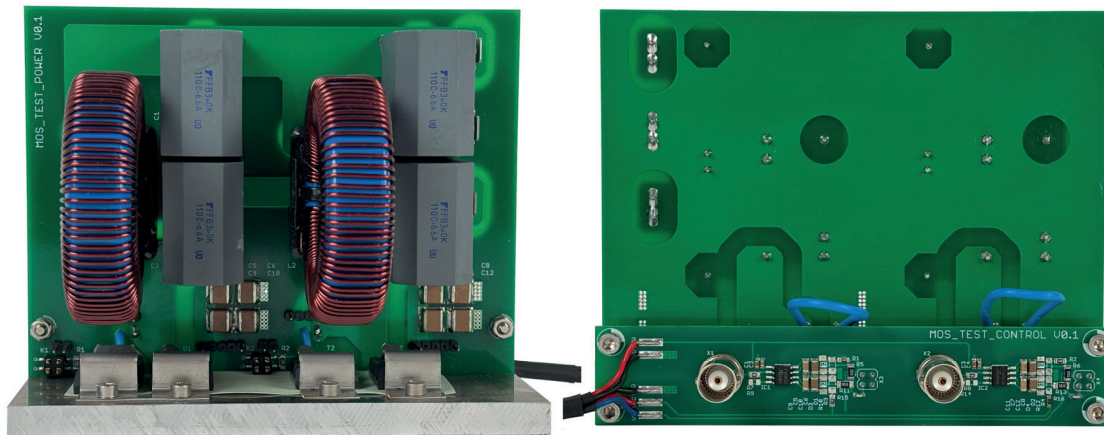
Damit die entwickelten Komponenten das „HERMES.Lab“ in vollem Umfang unterstützen, bedarf es verschiedener Funktionen und Definitionen innerhalb der Firmware. Diese befinden sich teilweise in Libraries, die über viele Jahre hinweg entwickelt wurden. Dazu zählen der Aufbau des Parametermenüs, die einzelnen Parameterdefinitionen, die Kommunikationsschnittstelle, das Status- und Fehlermanagement, die Oszilloskop-Funktionalität sowie viele weitere Funktionen. Neben der anwendungsspezifischen Firmware müssen diese in jeder Komponente implementiert werden.

## 12.6 Effekt des Kelvin-Source-Anschluss

Der von STMicroelectronics in [42] durchgeführte und bereits in Kapitel 7.2.2 erwähnte Vergleich von MOSFETs mit und ohne Kelvin-Source-Anschluss zeigt, dass die Verwendung eines Halbleiters mit zusätzlichem Kelvin-Source-Anschluss eine deutliche Reduktion der Schaltverluste ermöglicht. Während der Projektlaufzeit existierten jedoch nur vereinzelte MOSFETs mit zusätzlichem Kelvin-Source-Anschluss und die in [42] durchgeführten Messungen legen deutlich abweichende Betriebsbedingungen zu Grunde. Eine Verwendung dieser Varianten ohne messbaren Effekt schafft folglich eine deutliche Einschränkung in Bezug auf die Verfügbarkeit von alternativen Bauteilen, was mittelfristig zu Beschaffungsproblemen führen kann. Zudem stand nicht fest, ob und mit welchen Gehäusen sich Siliziumkarbid-Halbleiter durchsetzen. Aus diesem Grund wurde zu Beginn der Entwicklung eine eigene Vergleichsmessung unter Verwendung der eingeplanten Halbleiter und auftretenden Betriebsbedingungen durchgeführt.

Zur Vermeidung unnötiger parasitärer Einflüsse erfolgt die Vergleichsmessung mit einer speziell dafür entwickelten Platine, die zwei nahezu identische Boost-Converter-Anordnungen enthält. Beide Schaltungen verwenden einen MOSFET des Typs C3M0075120x der Firma Wolfspeed [68] [69]. Der einzige Unterschied besteht im jeweiligen Gehäusotyp der MOS-

FETs: Einer der beiden Boost-Converter nutzt ein TP-247-3 Gehäuse ohne, der andere ein TO-247-4 Gehäuse mit Kelvin-Source-Anschluss. Als Freilaufdiode kommt in beiden Schaltungen eine CD4D10120H im TO-247-2 Gehäuse zum Einsatz, ebenfalls von Wolfspeed [70]. Die ungerichtete Ansteuerung der beiden Schaltungen - mittels Funktionsgenerator - erfolgt über eine rückseitig aufgesteckte Steuerplatine. Die darauf befindlichen Gate-Treiber isolieren das Eingangssignal des Funktionsgenerators und ermöglichen eine Ansteuerung der MOSFETs mit  $-4\text{ V}$  bzw.  $+15\text{ V}$ .



**Abbildung 12.4:** Messaufbau - MOSFETs mit und ohne Kelvin-Source-Anschluss

Die Vergleichsmessung der beiden Boost-Converter wurde an den Grenzen des geforderten MPP-Bereichs bei maximaler Ausgangsspannung von etwa  $1000\text{ V}$  durchgeführt. Die zwei betrachteten Arbeitspunkte liegen bei einer Eingangsspannung von  $600\text{ V}$  mit einem Tastverhältnis von etwa  $40\%$  bzw. bei  $800\text{ V}$  mit etwa  $20\%$ . In beiden Arbeitspunkten wurden zudem zwei unterschiedliche Lasten angeschlossen, die zu einer Ausgangsleistung von etwa  $4\text{ kW}$  bzw.  $8\text{ kW}$  führen. Die Messergebnisse zeigen hierbei eine maximale Reduktion der Verlustleistung um  $15,5\%$  für den Einschalt- und  $6,6\%$  für den Ausschaltvorgang. Bei reduzierter Ausgangsleistung verringern sich die eingesparten Verluste. Die durchgeführten Messungen bestätigen die in [42] dargestellten Ergebnisse, weichen von diesen allerdings nach unten ab. Die deutlich höhere Einsparung in [42] kann durch unterschiedliche MOSFETs, abweichende Betriebsbedingungen oder auch durch einen größeren Einfluss von parasitären Effekten des Layouts der Platine entstehen. Insgesamt ist der Einfluss des MOSFET-Gehäuses so signifikant, dass für die beiden Gleichspannungswandler der Einsatz von MOSFETs mit Kelvin-Source-Anschluss beschlossen wird.

## 12.7 Gleichspannungswandler zur Integration von Photovoltaikanlagen

Dieses Kapitel gibt einen Einblick in die Inbetriebnahme des Gleichspannungswandlers zur Integration von Photovoltaikanlagen. Der Schwerpunkt liegt auf der Analyse des Schaltverhaltens sowie auf der Bewertung des erzielten Wirkungsgrads unter verschiedenen Betriebsbedingungen. Anhand von Oszilloskopaufnahmen werden einzelne Aspekte detailliert erläutert, um die Leistungsfähigkeit des entwickelten Gleichspannungswandlers hinsichtlich Schaltqualität und Effizienz zu bewerten. Die dargestellten Messergebnisse stammen aus Labormessungen mit der in 12.1 erwähnten Gleichspannungsquelle und -senke sowie dem in Kapitel 12.2 vorgestellten Photovoltaik-Array Simulator. Abbildung 12.5 zeigt einen der zahlreichen Messaufbauten zur Analyse des Gleichspannungswandlers.

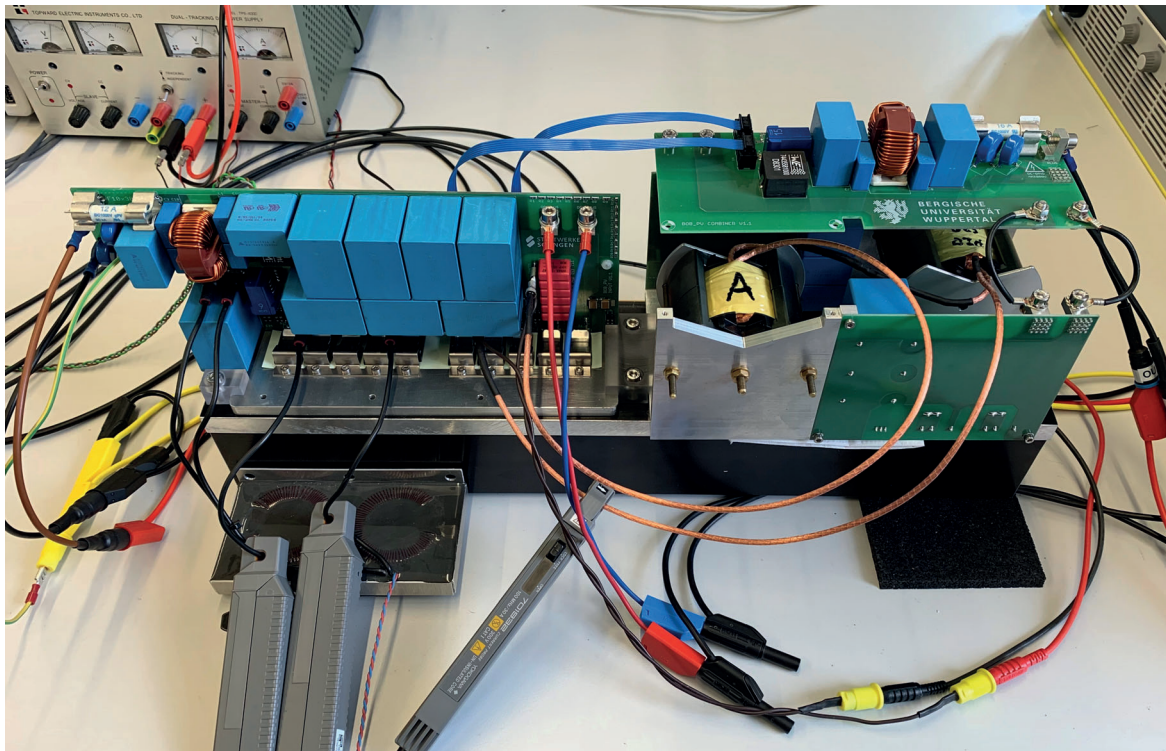
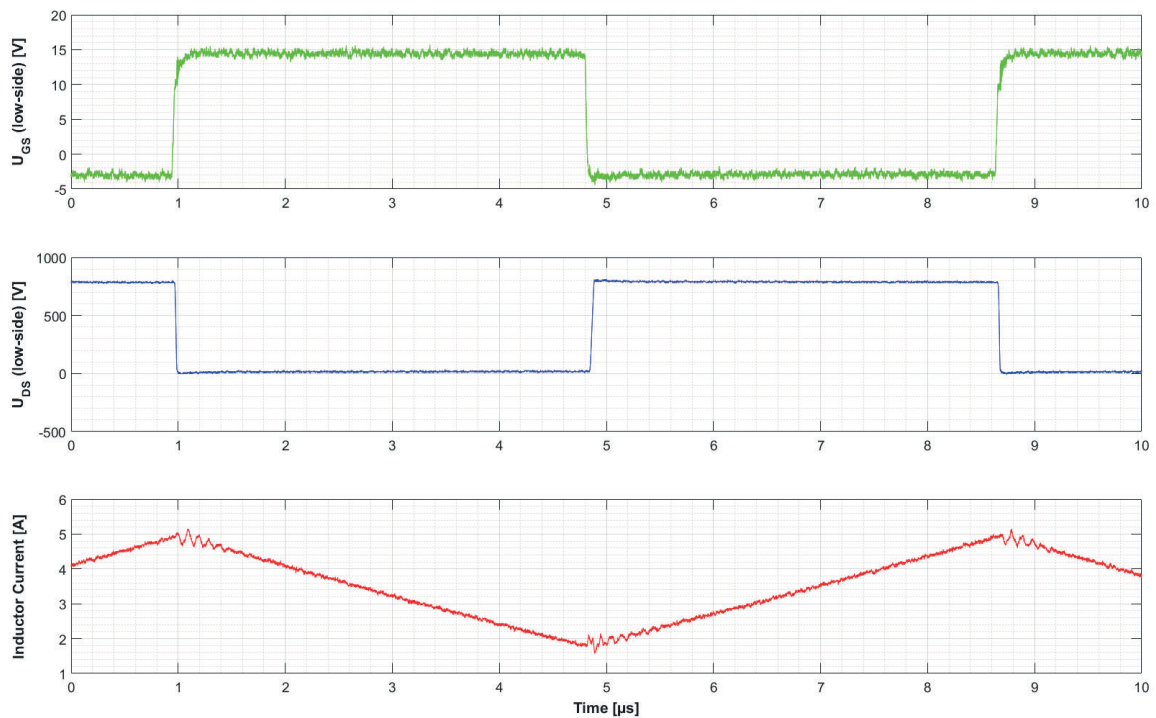
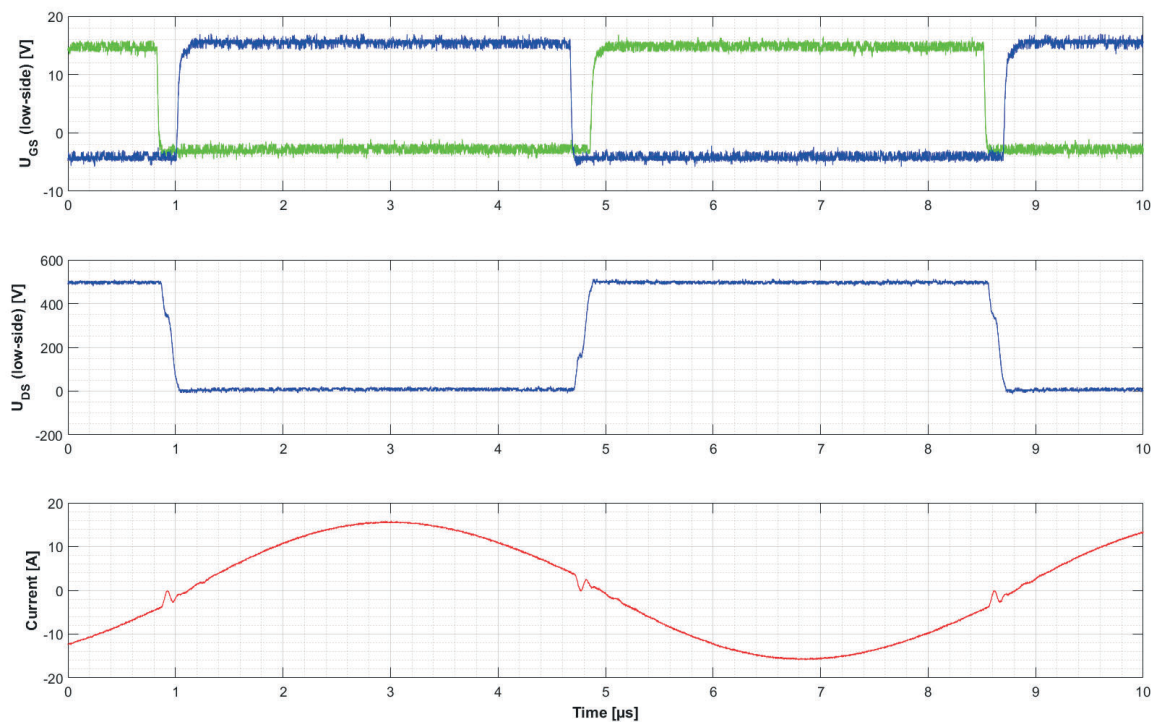


Abbildung 12.5: Messaufbau - Integration von Photovoltaikanlagen



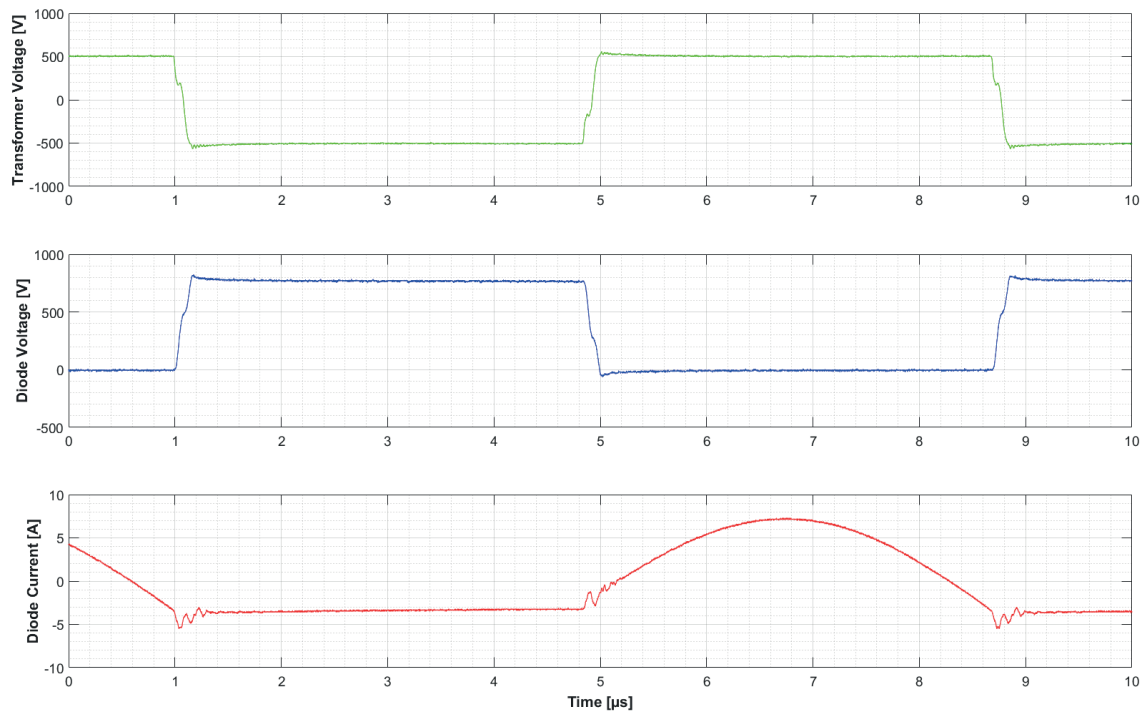
**Abbildung 12.6:** Schaltverhalten - Boost-Converter

Abbildung 12.6 zeigt das Schaltverhalten einer Phase des Interleaved-Boost-Converters. Die dargestellten Signale zeigen von oben nach unten: die Gate-Spannung des MOSFETs, die Drain-Source-Spannung des MOSFETs sowie den Strom durch die Leistungsinduktivität. Die Messung erfolgte bei einem Arbeitspunkt mit einer Eingangsspannung von 400 V, einem mittleren Strom von etwa 3,5 A und einem Tastverhältnis von 50 %, woraus sich eine Ausgangsspannung von rund 800 V ergibt. Sowohl die Spannung am Schaltknoten, als auch die Gate-Spannung zeigen kaum Überschwinger oder unerwünschte Schwingungen. Der Stromverlauf weist im Schaltpunkt eine leichte Resonanz auf, verursacht durch Wechselwirkung der Induktivität mit den parasitären Kapazitäten der Freilaufdiode und des MOSFETs.



**Abbildung 12.7:** Schaltverhalten - Resonante Vollbrücke

Abbildung 12.7 zeigt das Schaltverhalten der resonanten Vollbrücke. Die dargestellten Signale zeigen von oben nach unten: die Gate-Spannung der zwei Low-Side-MOSFETs, die Ausgangsspannung der Vollbrücke sowie den resonanten Strom des Schwingkreises bzw. Transformators. Die Messung erfolgte bei einem Arbeitspunkt mit einer Eingangsspannung von 500 V und einem mittleren Strom von etwa 10 A. Die Betrachtung der Gate-Spannungen in Relation zur Drain-Source-Spannung der MOSFETs zeigt, dass die Spannung bereits vor dem Einschalten des jeweiligen MOSFETs nahe null liegt, so dass sicheres Zero-Voltage-Switching erreicht wird. Gleichzeitig ist der sinusförmige resonante Strom nahezu null, wodurch minimale Schaltverluste entstehen. Zum Zeitpunkt des Umschaltens zeigt der Strom einen leichten Einbruch, was auf eine geringe Abweichung der Schaltfrequenz von der Resonanzfrequenz hindeutet. Dies erfordert eine weitere Anpassung der Schaltfrequenz unter Berücksichtigung der eingestellten Totzeiten.



**Abbildung 12.8:** Schaltverhalten - Gleichrichter

Abbildung 12.8 zeigt das Schaltverhalten des Gleichrichters. Die dargestellten Signale zeigen von oben nach unten: die Primärspannung des Transformators, die Spannung über einer der Gleichrichterdioden sowie den Strom durch diese Diode. Die Messung erfolgte bei einem Arbeitspunkt mit einer Primärspannung von 500 V, einer Ausgangsspannung von 800 V und einem mittleren Diodenstrom von etwa 2,8 A. Der Strom- und Spannungsverlauf an der Diode zeigt, dass sie nahezu unter Zero-Current-Switching-Bedingungen schaltet, da der Strom zum Einschaltzeitpunkt nahe null liegt und erst anschließend ansteigt. Die Diode erfährt in diesem Arbeitspunkt nur geringe Schaltverluste.

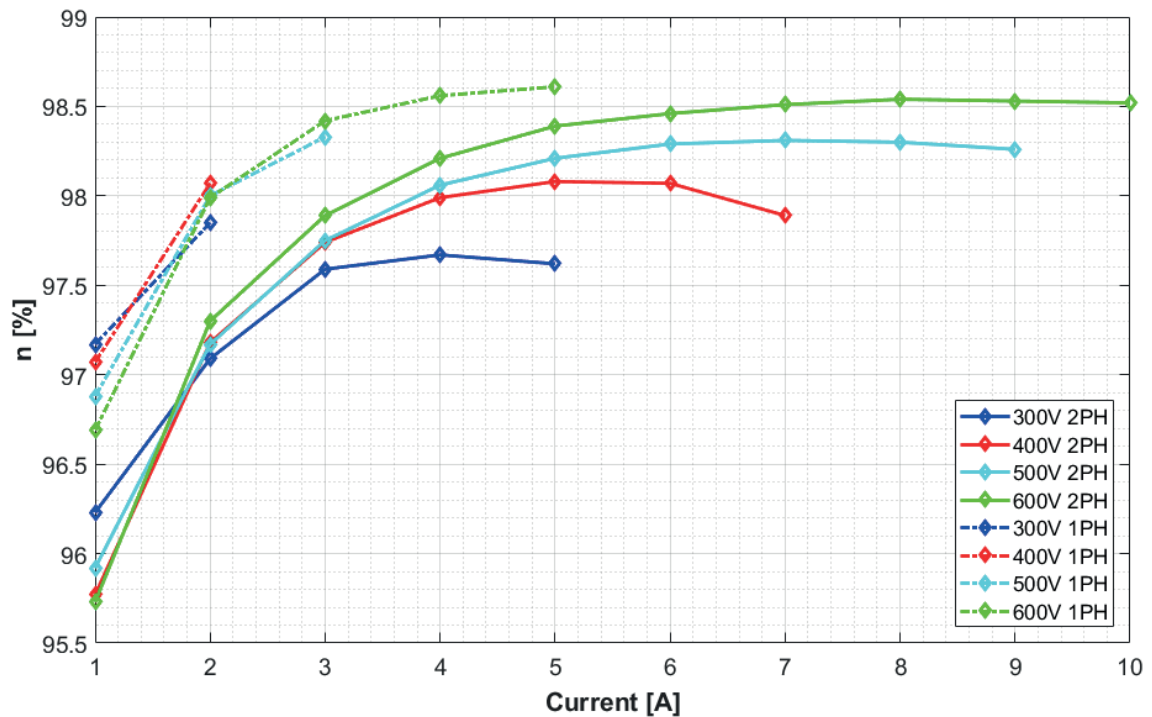
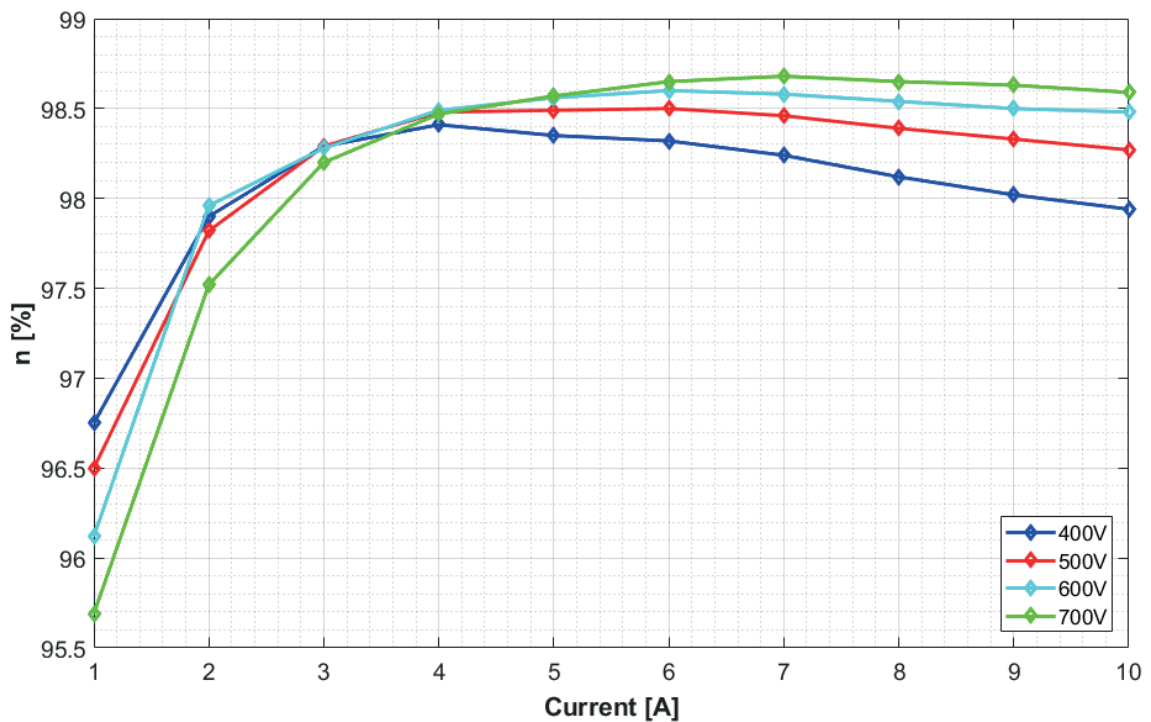


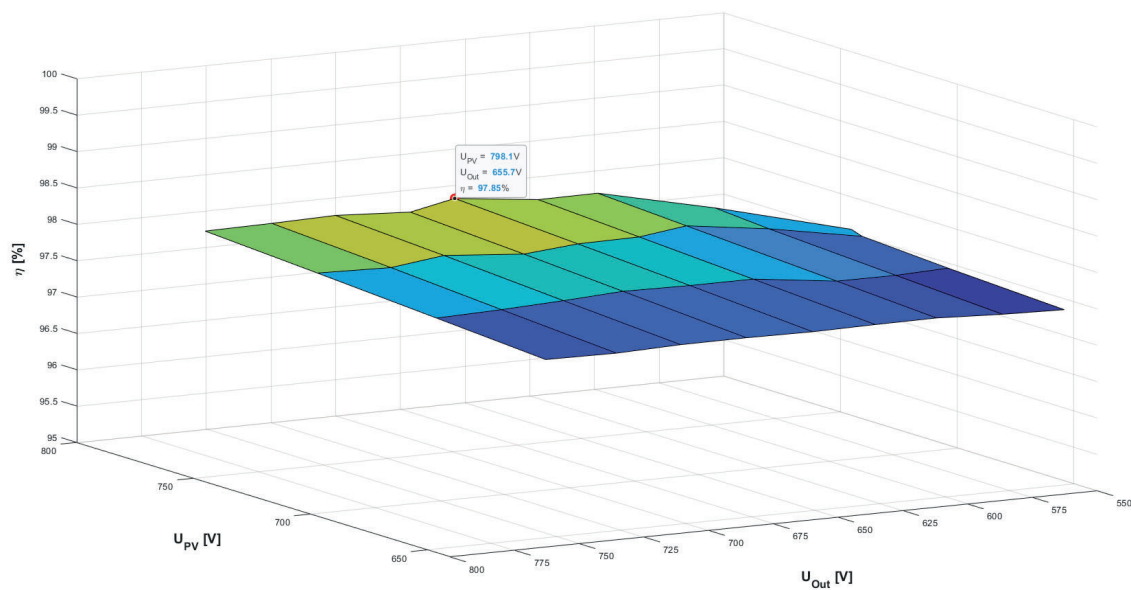
Abbildung 12.9: Wirkungsgrad - Boost-Converter

Abbildung 12.9 zeigt den Wirkungsgrad des ersten Prototypen des Boost-Converters in Abhängigkeit vom Laststrom. Die verschiedenen Farben kennzeichnen unterschiedliche Eingangsspannungen, wobei zwischen einphasigem (gestrichelt) und zweiphasigem (durchgezogen) Betrieb unterschieden wird. Die Ausgangsspannung lag bei allen Messungen konstant bei 800 V. Die dargestellten Kennlinien verdeutlichen, dass der Wirkungsgrad mit abnehmendem Laststrom sinkt. Ursache hierfür ist der zunehmende relative Einfluss der konstanten Schaltverluste der MOSFETs im Teillastbetrieb. Dies erklärt auch, weshalb der Wechsel in den einphasigen Betrieb insbesondere bei geringen Lastströmen einen deutlich stärkeren Einfluss auf den Wirkungsgrad hat als im Vollastbereich. Der maximale Wirkungsgrad von 98,55 % wurde bei einer Eingangsspannung von 600 V und einem Laststrom von 8 A erreicht.



**Abbildung 12.10:** Wirkungsgrad - Resonanten Vollbrücke mit Gleichrichter

Abbildung 12.10 zeigt den Wirkungsgrad des ersten Prototypen der resonanten Vollbrücke in Abhängigkeit vom Laststrom. Die verschiedenen Farben kennzeichnen unterschiedliche Ausgangsspannungen. Die zugehörige Primärspannung des Transformators ergibt sich bei dieser Messung jeweils aus dem Übertragungsverhältnis, das in diesem Fall 4:3 beträgt. Eine Ausgangsspannung von 600 V basiert dementsprechend auf einer Primärspannung von etwa 800 V. Der Verlauf zeigt erneut einen Wirkungsgradeinbruch im Teillastbereich bis etwa 4 A, der auf den hohen relativen Einfluss der konstanten Schaltverluste der MOSFETs zurückzuführen ist. Mit zunehmendem Strom vergrößert sich der Abstand zwischen den Kennlinien der einzelnen Ausgangsspannungen. Dieser Effekt ist auf die Dioden des Ausgangsgleichrichters zurückzuführen: Die Durchlassverluste der Dioden steigen mit dem Strom, da die Vorwärtsspannung weitgehend konstant ist. Dies erklärt bereits den abfallenden Trend aller Kennlinien. Bei geringer Ausgangsspannung ist der relative Anteil dieser Diodenverluste größer als bei höheren Ausgangsspannungen, wodurch niedrigere Spannungen grundsätzlich geringere Wirkungsgrade erreichen können. Der maximale Wirkungsgrad von 98,68 % wurde bei einer Ausgangsspannung von 700 V und einem Laststrom von 7 A erreicht.



**Abbildung 12.11:** Wirkungsgrad - Integration von Photovoltaikanlagen

Abbildung 12.11 zeigt den Gesamtwirkungsgrad der Leistungsmodule des im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Prototyps zur Integration von Photovoltaikanlagen. Der Graph stellt den Wirkungsgrad in Abhängigkeit von der Ein- und Ausgangsspannung bei einer konstanten Ausgangsleistung von 10 kW dar. Der Gesamtwirkungsgrad ergibt sich aus dem Zusammenspiel des Interleaved-Boost-Converters und der resonanten Vollbrücke. Während die Schaltverluste der verwendeten MOSFETs über weite Betriebsbereiche weitgehend konstant bleiben, sind die Durchlass- und Leitungsverluste stark abhängig vom jeweiligen Strom. Da bei konstanter Ausgangsleistung eine höhere Spannung mit einem geringeren Strom einhergeht, reduzieren sich in diesen Betriebspunkten die stromabhängigen Verluste. Folglich steigt der Wirkungsgrad mit zunehmender Ein- und Ausgangsspannung. Am Ausgang ist jedoch zusätzlich die Verlustleistung des Diodengleichrichters zu berücksichtigen. Diese setzt sich aus stromabhängigen Durchlassverlusten sowie spannungsabhängigen Schaltverlusten zusammen. Während die Durchlassverluste mit zunehmender Ausgangsspannung sinken, steigen die Schaltverluste der Dioden an. Dementsprechend steigt der Wirkungsgrad mit zunehmender Ausgangsspannung nicht unbegrenzt, sondern erreicht bei hoher Eingangsspannung und mittlerer Ausgangsspannung ein Maximum. Für das entwickelte Leistungsmodul liegt dieser Punkt mit einem Wirkungsgrad von 97,85 % bei einer Eingangsspannung von 798,1 V und einer Ausgangsspannung von 655,7 V.

## 12.8 Gleichspannungswandler zur Integration von Batteriespeichern

Dieses Kapitel gibt einen Einblick in die Inbetriebnahme des Gleichspannungswandlers zur Integration von Second-Life-Batteriespeichern. Der Schwerpunkt liegt auf der Analyse des Schaltverhaltens sowie auf der Bewertung des erzielten Wirkungsgrads unter verschiedenen Betriebsbedingungen. Anhand von Oszilloskopaufnahmen werden einzelne Aspekte detailliert erläutert, um die Leistungsfähigkeit des entwickelten Gleichspannungswandlers hinsichtlich Schaltqualität und Effizienz zu bewerten. Die dargestellten Messergebnisse stammen aus Labormessungen mit der in 12.1 erwähnten Gleichspannungsquelle und -senke sowie der in Kapitel 12.3 und 12.4 vorgestellten Batteriespeicher. Abbildung 12.12 zeigt einen der zahlreichen Messaufbauten zur Analyse des Gleichspannungswandlers.

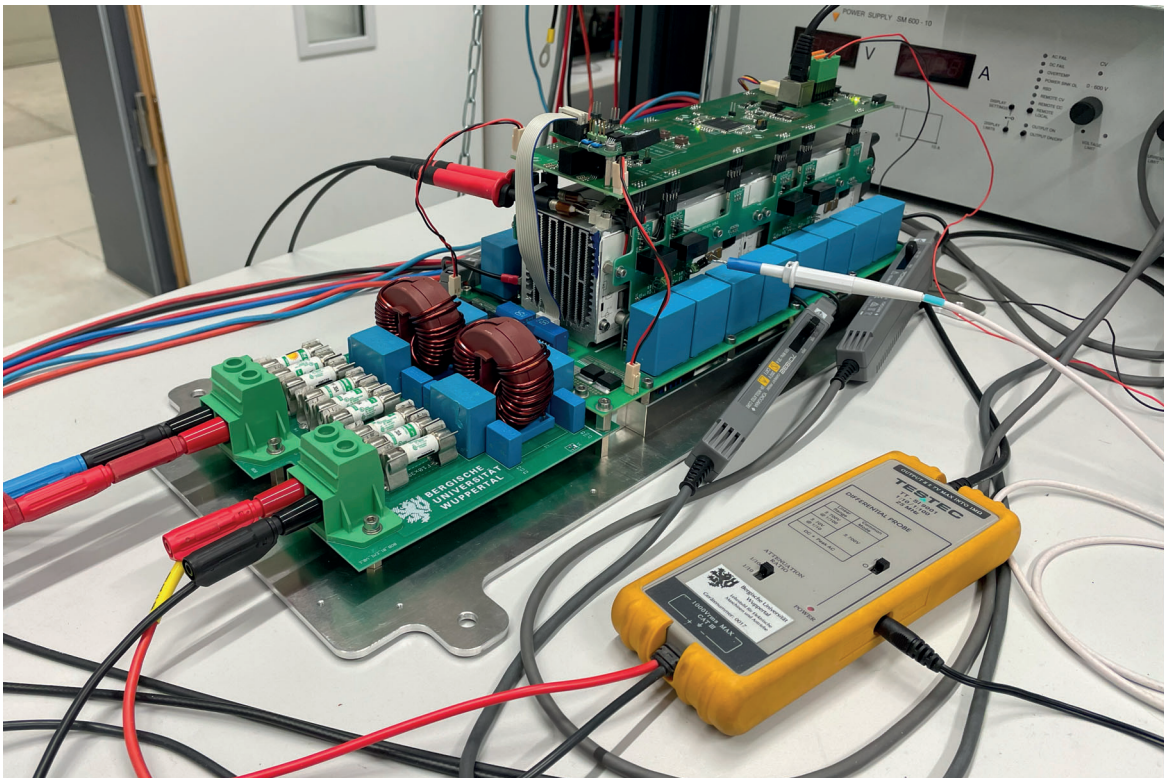


Abbildung 12.12: Messaufbau - Integration von Batteriespeichern

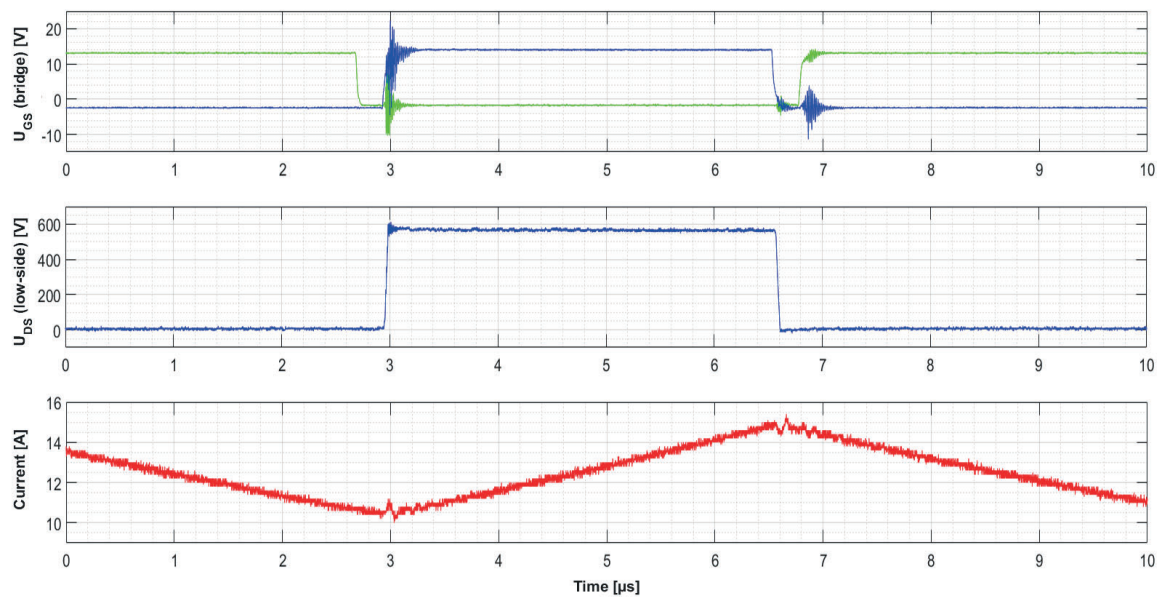
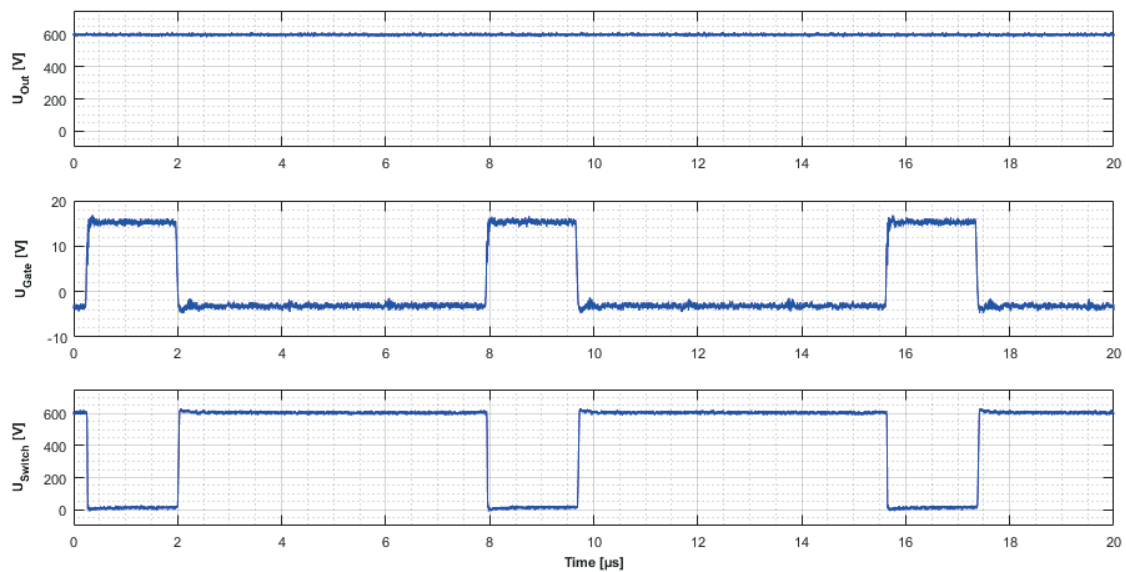


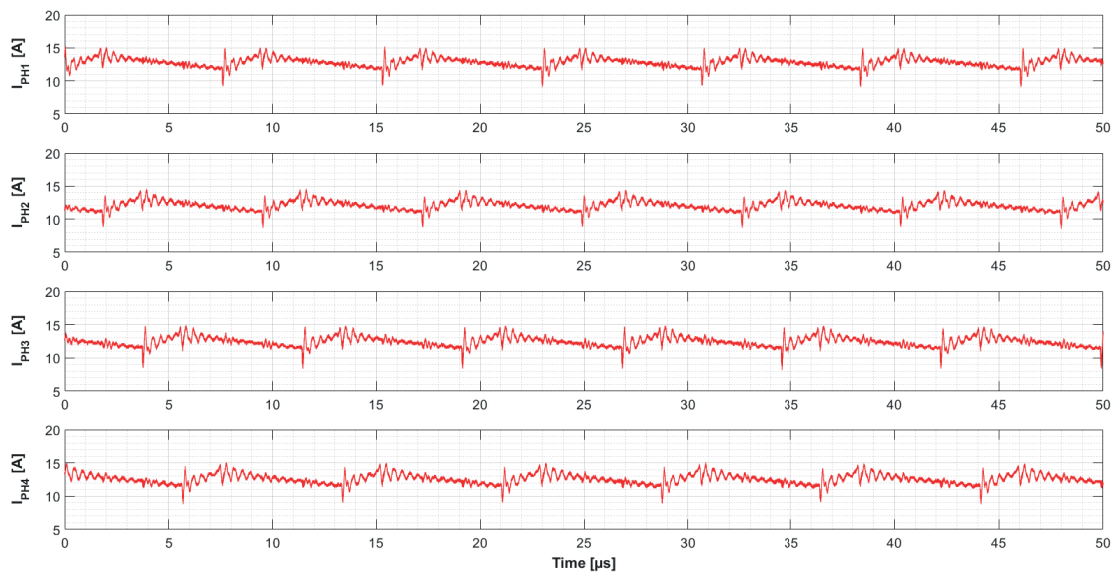
Abbildung 12.13: Schaltverhalten - Buck-Betrieb

Abbildung 12.13 zeigt das Schaltverhalten der MOSFET-Halbrücke während eines Ladevorgangs mit 50 A bei einer Oberleitungsspannung von 600 V und einem Tastverhältnis von etwa 50 %. Die Messergebnisse stammen von einem früheren, in dieser Arbeit nicht weiter behandelten Prototyp des Gleichspannungswandlers mit linearem Aufbau (siehe [136]). Die vier Phasen waren dabei entlang eines Aluminiumwinkels angeordnet, wodurch sich unterschiedlich lange Leitungswege zu den Anschlüssen für Batterie und Oberleitung ergaben. Zudem erfolgte die Anbindung der Halbrücke an die Zwischenkreiskondensatoren und Gate-Treiber über vergleichsweise lange Leiterbahnen mit erhöhter Impedanz und großen Leiterschleifen. Dies führte zu ausgeprägten Schwingungen während der Schaltvorgänge, die eine erhöhte Störaussendung verursacht haben. Die Messergebnisse verdeutlichen somit den Optimierungsbedarf hinsichtlich Layout und Bauteilanordnung, wie er in späteren Entwicklungsstufen erfolgreich umgesetzt wurde.



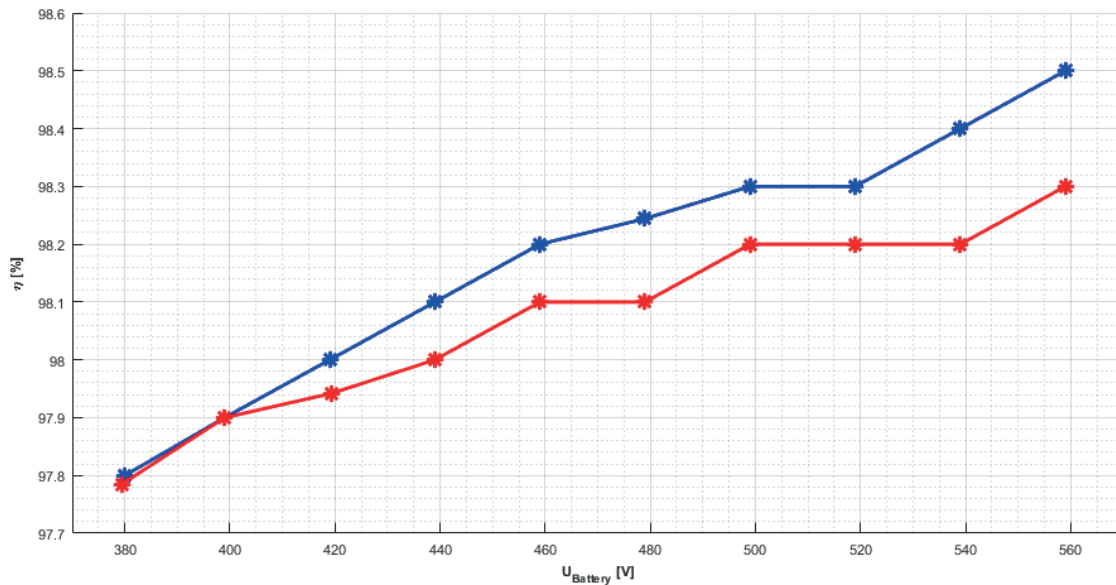
**Abbildung 12.14:** Schaltverhalten - Interleaved-Buck-Boost-Converter (50A Entladevorgang)

Abbildung 12.14 zeigt das Schaltverhalten der MOSFET-Halbbrücke während eines Ladevorgangs mit 50A bei einer Oberleitungsspannung von 600 V und einem Tastverhältnis von etwa 25 %. Die Messergebnisse verdeutlichen, dass eine niederimpedante Anbindung der Halbbrücke an die Ein- und Ausgangskapazitäten ein sauberes Schaltverhalten ermöglicht. Weder die Ausgangsspannung noch der Schaltknoten oder die Gate-Signale weisen ausgeprägte Überschwinger oder sonstige überlagerte Schwingungen auf. Im Vergleich zu den in Abbildung 12.13 gezeigten Ergebnissen des ersten Prototyps stellt dies eine deutliche Verbesserung dar.



**Abbildung 12.15:** Phasenströme - Interleaved-Buck-Boost-Converter (50A Entladevorgang)

Abbildung 12.15 zeigt die Phasenströme des Interleaved Buck-Boost Converters während eines Entladevorgangs mit 50A. Der Wandler befindet sich in diesem Fall im Boost-Betrieb mit deaktiviertem Strombalancing. Die Messungen zeigen, dass das optimierte Platinenlayout auch ohne aktives Balancing eine nahezu gleichmäßige Stromverteilung auf alle vier Phasen ermöglicht. Geringfügige Abweichungen lassen sich auf Fertigungstoleranzen der selbstgewickelten Leistungsdrosseln und deren Anbindung an die Leistungsmodulare zurückführen.



**Abbildung 12.16:** Wirkungsgrad - Interleaved-Buck-Boost-Converter (Entladevorgang 25A in rot / 50A in blau)

Abbildung 12.16 stellt den Verlauf des Wirkungsgrad über den Betriebsbereich der Batterie bei Entladeströmen von 25 A und 50 A und einer Oberleitungsspannung von 600 V dar. Der dargestellte Wirkungsgrad bezieht sich ausschließlich auf die Leistungsübertragung. Die externe Spannungsversorgung wurde in dieser Messung nicht berücksichtigt. Die Messergebnisse zeigen, dass der minimale Wirkungsgrad von 97,80 % nahe der Entladeschlussspannung der Batteriespeicher von etwa 380 V liegt. Mit steigender Batteriespannung steigt der Wirkungsgrad im Entladebetrieb auf 98,30 % bzw. 98,50 % an. Neben den Verlusten der vier Phasen erzeugen auch die beiden Halbleitersicherungen im Leistungspfad deutliche Verluste, die den Wirkungsgrad um etwa 0,35 % verringern.

# Kapitel 13

## Zusammenfassung

Die Elektrifizierung des öffentlichen Personennahverkehrs gehört in vielen Städten zu den zentralen Elementen der aktuellen Verkehrsplanung. Die Stadt Solingen verfolgt dieses Ziel gemeinsam mit der Bergischen Universität Wuppertal und lokal ansässigen Unternehmen im Rahmen des Forschungsprojekts „BOB Solingen - Mit dem Batterie-Oberleitungs-Bus (BOB) und der intelligenten Ladeinfrastruktur zum emissionsfreien ÖPNV“. Ziel dieses vom Bundesministerium für Verkehr und digitale Infrastruktur geförderten Projekts ist die Entwicklung der technischen und wirtschaftlichen Grundlagen für einen nahezu vollständig elektrifizierten und aus erneuerbaren Energiequellen versorgten öffentlichen Personennahverkehr einer Großstadt. Die in dieser Dissertation veröffentlichten Arbeiten stellen mit der Integration von dezentralen erneuerbaren Energien und Energiespeichern ein konkretes Teilvorhaben des vorgestellten Forschungsprojektes dar.

Das Ziel dieser Arbeit liegt auf der Entwicklung kompakter, effizienter und serientauglicher Gleichspannungswandler für den Einsatz entlang des Oberleitungsnetzes. Das Erreichen einer möglichst hohen Effizienz ist dabei entscheidend, da dadurch die regenerative Energie optimal genutzt und langfristig Ressourcen geschont werden. Herkömmliche Silizium-Halbleiter stoßen jedoch an ihre physikalischen Grenzen, sodass der Einsatz neuer Halbleitermaterialien wie Siliziumkarbid (SiC) erforderlich wird. Diese befinden sich zum Zeitpunkt dieses Forschungsprojekts jedoch erst in der Markteinführung, so dass die meisten verfügbaren Gleichspannungswandler meist Sonderlösungen darstellen, welche primär die Grenzen der technischen Machbarkeit untersuchen und nicht für die Serienproduktion ausgelegt sind. Dies erschwert die Entwicklung eines kostengünstigen in Serie produzierbaren Siliziumkarbid-Gleichspannungswandlers, da die Anzahl der verfügbaren Halbleiterchips und Gehäuseausführungen gering ist und zukunftsichere Varianten schwer erkennbar sind. Neben diesen ökonomischen Fragen sind für den industriellen Einsatz auch die technischen Möglichkeiten und Herausforderungen der neuen Halbleitermaterialien unklar und sollen im Rahmen dieser Arbeit untersucht werden.

Die vorliegende Arbeit gliedert sich grob in drei Teile und beginnt mit der Vorstellung des Entwicklungsvorhabens und der Analyse des Photovoltaikpotenzials entlang der Solinger Oberleitungsinfrastruktur, die die Notwendigkeit von hoch effizienten Gleichspannungswandlern zur direkten Integration ohne Umwege über das Niederspannungsnetz verdeutlicht.

Die anschließende Detailbetrachtung des Solinger Oberleitungsnetz, der Grundlagen zum Aufbau und Betrieb von Photovoltaikanlagen sowie der Batteriespeicher dient der Ableitung von Anforderungen an die beiden Gleichspannungswandler. Der zweite Teil gibt einen kurzen Einblick in die Entwicklungsschritte von Leistungshalbleitern und arbeitet die Unterschiede in der Anwendung von Silizium- und Siliziumkarbid-Halbleitern heraus. Der dritte Teil präsentiert die praktische Umsetzung der Gleichspannungswandler beginnend bei der Auswahl einer geeigneten Topologie und Konzeption eines Gesamtkonzepts für die Integration von Photovoltaikanlagen und Batteriespeichern. Im weiteren Verlauf erfolgt die Beschreibung der entwickelten Komponenten und des implementierten MPP-Trackings als entscheidender Bestandteil zur Optimierung des Gesamtwirkungsgrads bei der Einspeisung von Photovoltaikanlagen. Die Arbeit endet mit der Inbetriebnahme der Prototypen und Vorstellung der Messergebnisse.

Neben der bereits dargestellten Effizienzsteigerung gegenüber herkömmlichen Silizium-Halbleitern weisen Siliziumkarbid-Halbleiter eine Reihe weiterer technischer Vorteile für den Einsatz in Schaltnetzteilen auf. Die hohe Schaltgeschwindigkeit von SiC-Halbleitern ermöglicht signifikant erhöhte Schaltfrequenzen, wodurch sich die Baugröße passiver Komponenten wie Induktivitäten und Kapazitäten erheblich reduzieren lässt. Die gleichzeitig hohe Durchbruchspannung erlaubt den direkten Einsatz in Hochvolt-Anwendungen, ohne dass mehrere Bauteile in Serie geschaltet werden müssen, was die Komplexität der notwendigen Topologien verringert. Zudem gestattet die hohe thermische Belastbarkeit den Betrieb bei erhöhten Sperrschichttemperaturen, was den Kühlaufwand sowie den Platzbedarf für die Wärmeabfuhr reduziert. Insgesamt resultieren aus diesen Eigenschaften deutlich kompaktere Schaltnetzteile mit höheren Leistungsdichten und thermisch robusterem Design.

Aus den dargestellten Vorteilen resultieren zugleich spezifische Herausforderungen und Besonderheiten, die ab dem zweiten Teil der Arbeit an verschiedenen Stellen thematisiert und an dieser Stelle kapitelübergreifend und strukturiert zusammengefasst werden.

Die größten Herausforderungen ergeben sich bereits in der Konzeption und Auslegung von Schaltnetzteilen. Die Auswahl geeigneter Leistungshalbleiter für eine festgelegte Topologie erfolgt unter anderem auf Basis der zu erwartenden Verluste sowie des dynamischen Verhaltens der Bauteile in Simulationen. Bei konventionellen Silizium-Halbleitern spielt dabei insbesondere der angegebene Durchlasswiderstand eine zentrale Rolle und ermöglicht in vielen Fällen eine ausreichend genaue Verlustabschätzung. Bei der Verwendung von SiC-Halbleitern und dem Betrieb mit erhöhten Schaltfrequenzen verliert diese Näherung jedoch an Gültigkeit. Die hohen Schaltfrequenzen sowie die schlechteren Eigenschaften der integrierten Body-Dioden erhöhen die Relevanz parasitärer Kapazitäten und Induktivitäten deutlich. Eine präzise Verlustbetrachtung erfordert daher eine wesentlich detaillierte Analyse, da je nach Schaltungstopologie und Arbeitspunkt entweder der Durchlasswiderstand oder die parasitären Effekte den dominierenden Verlustanteil darstellen können. Konventionelle Simulationen stoßen hier an ihre Grenzen bzw. müssen für vergleichbare Genauigkeit deutlich mehr interne und externe parasitäre Komponenten berücksichtigen, was in der Praxis erschwert wird, da viele Hersteller derzeit noch keine vollständigen oder genauen Simulationsmodelle der Leistungshalbleiter zur Verfügung stellen. Gleichzeitig ist bislang unsicher, welche SiC-Halbleiter sich langfristig am Markt durchsetzen werden und in welchen Gehäuseformen diese künftig verfügbar sind.

Darüber hinaus stellen SiC-Halbleiter auch erhöhte Anforderungen an die Gate-Treiber-Schaltung. Eine herkömmliche unipolare Ansteuerung ist in vielen Fällen nicht mehr ausreichend, um den Stromfluss zuverlässig zu unterbrechen. Stattdessen erfordern SiC-Halbleiter eine bidirektionale Gate-Versorgung. Zusätzlich gewinnt bei hohen Schaltfrequenzen der sogenannte „Kelvin-Source-Kontakt“ an Bedeutung, da er den Einfluss der Source-Induktivität reduziert und somit eine präzisere Gate-Ansteuerung sowie ein stabileres Schaltverhalten ermöglicht. Beide Aspekte sind insbesondere bei Topologien mit Halbbrücken relevant, da so das Risiko von ungewollten Einschaltvorgängen unterdrückt werden kann.

Für die übrigen passiven Bauelemente im Leistungspfad von Schaltnetzteilen geht die mögliche Miniaturisierung mit erhöhten Anforderungen an das eingesetzte Material sowie die konstruktive Ausführung einher. Insbesondere induktive Komponenten erfordern Werkstoffe, die für den Betrieb bei hohen Frequenzen geeignet sind. Aufgrund des zunehmenden Einflusses des Skin-Effekts kommen dabei häufig HF-Litzen anstelle klassischer Kupferlackdrähte zum Einsatz. Auch bei der Auswahl geeigneter Filterkondensatoren ergeben sich neue Anforderungen. Diese müssen möglichst nah an den Schaltpunkten positioniert werden, eine geringe Eingangsimpedanz aufweisen und in der Lage sein, hochfrequente Störungen wirksam zu dämpfen. Die Verwendung konventioneller Elektrolytkondensatoren ist unter diesen Bedingungen im Prinzip nicht mehr möglich und wird weitgehend durch keramische oder Folienkondensatoren ersetzt. Insgesamt führt dies zwar zu einer Reduktion der Bauelementgröße, gleichzeitig aber auch zu einer komplexeren Auslegung. Gleiches gilt im Bereich der Filterung, da mit einer Zunahme hochfrequenter Störungen zu rechnen ist.

Im Hinblick auf die praktische Umsetzung der Schaltnetzteile spielt die Dimensionierung der Leiterbahnen eine zentrale Rolle. Zusätzliche parasitäre Kapazitäten und Induktivitäten durch ungünstiges Layout sind, insbesondere im Bereich der Gate-Ansteuerung sowie an den Schaltknoten, soweit wie möglich zu minimieren, da die großen Änderungsraten von Strom und Spannung andernfalls zu erheblichen Schaltverlusten führen können. Zur Reduktion elektromagnetischer Störungen ist auf ein möglichst kompaktes Layout zu achten, das Schleifenflächen minimiert, kapazitive Kopplungen reduziert und zusammenhängende, großflächige Masseflächen verwendet. Bei der Anordnung der Bauelemente ist darüber hinaus zu berücksichtigen, dass sich durch die höhere Temperaturfestigkeit der SiC-Halbleiter grundsätzlich größere thermische Betriebsbereiche ergeben. Dennoch können, insbesondere aufgrund des kompakten Designs, lokal hohe Verlustleistungsdichten auftreten, die eine gezielte thermische Entkopplung oder sogar aktive Kühlung erfordern, um thermische Hotspots zu vermeiden.

Die erhöhte Schaltfrequenz stellt erweiterte Anforderungen an die Regelkreise, die Signalverarbeitung sowie die Ansteuerung der Leistungshalbleiter über die PWM-Einheit. Um auf schnelle Systemänderungen reagieren zu können, muss die Regelung mit entsprechend hoher Dynamik arbeiten. Voraussetzung hierfür ist eine schnelle und hochauflösende Messtechnik, da andernfalls relevante Systemdynamiken, wie beispielsweise Schwingungen oder ungleichmäßige Lastverteilungen in Interleaved-Topologien, nicht rechtzeitig erkannt und entsprechend kompensiert werden können. Die zugrunde liegende PWM-Einheit muss, um eine ausreichend feine Auflösung des Tastverhältnis zu ermöglichen, mit einer deutlich höheren Taktfrequenz arbeiten. Nur so kann das Steuersignal mit der erforderlichen Genauigkeit erzeugt und eine präzise Regelung des Schaltnetzteils gewährleistet werden.

Die Analyse der entwickelten Schaltnetzteile gestaltet sich mit steigender Schaltfrequenz zunehmend anspruchsvoll, da der Messaufbau einen entscheidenden Einfluss auf die Qualität der Messergebnisse nimmt. Klassische Tastköpfe mit Masseklemme führen aufgrund der entstehenden Leiterschleifen zu verfälschten Messwerten. Auch Differenzastköpfe erweisen sich in diesem Zusammenhang als problematisch, da ihre Koppelkapazitäten zu unerwünschten Beeinflussungen der Messstellen führen können.

Die im Verlauf der Arbeit vorgestellten Lösungsansätze für die beschriebenen Herausforderungen zeigen, dass die Entwicklung eines kompakten, effizienten und serientauglichen Gleichspannungswandlers zur Integration von Photovoltaikanlagen bzw. Second-Life-Batteriespeichern nicht nur grundsätzlich realisierbar ist, sondern auch überzeugende Ergebnisse liefert. Die Messergebnisse belegen, dass die entwickelten Geräte eine zuverlässige Integration mit Wirkungsgraden von über 97,45 % im gesamten Betriebsbereich für Photovoltaikanlagen und von über 97,80 % im relevanten Betriebsbereich für Second-Life-Batteriespeicher ermöglichen. Dabei zeichnen sich die Wandler durch einen einfachen Aufbau auf Basis leicht verfügbarer Bauteile aus, was eine kosteneffiziente Überführung in die Serienproduktion ohne erheblichen Mehraufwand erlaubt. Die allein durch den Einsatz von Siliziumkarbid-Halbleitern erreichbare Steigerung der Leistungsdichte ermöglicht es, dass der entwickelte Gleichspannungswandler für die Integration von Photovoltaikanlagen mit einer Einspeiseleistung von bis zu 50 kW denselben Bauraum beansprucht wie die bislang am Solinger Oberleitungsnetz eingesetzten Silizium-basierten Wechselrichter mit einer maximalen Einspeiseleistung von etwa 10 kW. Dieser Aspekt sowie der hohe Wirkungsgrad des Gleichspannungswandlers belegen, dass das angestrebte Entwicklungsziel eines kompakten, serientauglichen SiC-basierten Prototyps erreicht wurde.

# Kapitel 14

## Ausblick

Die zu Beginn des Forschungsprojekts durchgeführte Analyse des Photovoltaikpotenzials in Solingen zeigt, dass sich die Oberleitungsbusse rein bilanziell zu 100 % aus erneuerbaren Energien betreiben lassen. In der Praxis ist dies zum aktuellen Zeitpunkt aufgrund fehlender Speichermöglichkeiten nicht möglich, da sich der Strombedarf über den gesamten Tages- und Jahresverlauf verteilt. Die zusätzlich durchgeführte Akzeptanzanalyse mit Eigentümern bzw. Pächtern von Objekten, die zur Versorgung beitragen könnten, zeigt, dass eine positive Grundeinstellung gegenüber dem Einspeisen von Photovoltaikenergie in das Oberleitungsnetz besteht. Anreize für diese Kooperation sind ein hohes Umweltbewusstsein der Unternehmer, der Wunsch die Energiewende zu fördern, die nachhaltige Verwendung ungenutzter Ressourcen, ein gewisses Prestige als Vorreiter in Solingen und die geplante Vergütung des erzeugten Stromes.

Der im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Gleichspannungswandler zur Integration von Photovoltaikanlagen kann die geplante dezentrale Einspeisung mit maximaler Effizienz übernehmen und unterstützt somit das Ziel, das Solinger Oberleitungsnetz vollständig aus regenerativen Energien zu versorgen. In Kombination mit dem ebenfalls entwickelten Gleichspannungswandler zur Integration von Second-Life-Batterien in den Unterwerke lässt sich der Anteil der selbstgenutzten Energie erhöhen und das Ziel vorantreiben. Beide Ansätze bieten eine vielversprechende Grundlage für den langfristigen Einsatz der entwickelten Gleichspannungswandler entlang des Solinger Oberleitungsnetzes.

Vor der Installation der Gleichspannungswandler entlang der Infrastruktur sollten die am Ende des Forschungsprojekts noch offenen Fragen geklärt werden, um Betriebsfehler zu vermeiden und die langfristige Akzeptanz des Systems sicherzustellen.

Zum jetzigen Zeitpunkt sind die möglichen Wechselwirkungen zwischen mehreren parallelen Gleichspannungswandlern entlang einer gemeinsamen Oberleitung noch unklar. Der asynchrone Betrieb mehrerer Regler mit gemeinsamer Ausgangsgröße könnte insbesondere im Leerlauf, ohne die Belastung der Oberleitung durch die Busse, zum gegenseitigen Aufschaukeln und zu unerwünschten Schwingungen führen. Darüber hinaus wurde das grundsätzliche Verhalten eines solchen Gesamtsystems bei plötzlichen Laständerungen oder dem Zu- und Abschalten einzelner Gleichspannungswandler bislang nicht untersucht.

Ein weiteres Problem in Bezug auf Wechselwirkungen mehrerer Gleichspannungswandler resultiert aus den verwendeten Isolationswächtern. Moderne Isolationswächter basieren auf Messverfahren, die zur Auswertung des Isolationswiderstands eine alternierende Rechteckspannung zwischen die Netzphasen und PE anlegen. Das Parallelschalten dieser asynchronen Spannungsquellen kann die Messung beeinträchtigen und ungewollte Betriebszustände generieren. Die Verwendung eines einzelnen Isolationswächters für das gesamte System ist aufgrund der geografischen Ausdehnung undenkbar. Möglicherweise ist eine Segmentierung des Oberleitungsnetzes oder eine Vernetzung der Isolationswächter erforderlich, so dass die Messungen nur noch in zugewiesenen Zeitabschnitten stattfinden. Zum sicheren Betrieb der Infrastruktur müssen hier unbedingt weitere Untersuchungen durchgeführt werden.

Da es mittlerweile alle notwendigen Komponenten für eine Photovoltaikanlagen mit einer maximal zulässige Betriebsspannung von 1500 V gibt, sollte eine entsprechende Anpassung der Hardware des Gleichspannungswandlers zur Integration von Photovoltaikanlagen analysiert werden. Die höhere Spannung ermöglicht bei gleicher Leistung deutlich geringere Ströme und damit eine weitere Steigerung des Wirkungsgrads. Die Modifikation der Hardware bedeutet neben der Verwendung von anderen MOSFETs auch die Überarbeitung der Platinen und ggf. des Gesamtkonzepts, da die höhere Spannung größere Isolationsabstände zur Folge hat. In diesem Zuge sollte erneut die Topologie, inklusive einer einstufigen Lösung, betrachtet werden.

# Kapitel 15

## Nomenklatur

### 15.1 Abkürzungsverzeichnis

<i>AC</i>	Alternating Current
<i>ACS</i>	Ant Colony System
<i>ADC</i>	Analog-to-Digital Converter
<i>ANN</i>	Artificial Neural Networks
<i>BFOM</i>	Baliga Figure of Merit
<i>BHFOM</i>	Baliga Hochfrequenz Figure of Merit
<i>BJT</i>	Bipolar Junction Transistor
<i>BMVI</i>	Bundesministerium für Verkehr und digitale Infrastruktur
<i>BMS</i>	Battery Management System
<i>BOB</i>	Batterieoberleitungsbus
<i>CAD</i>	Computer Aided Design
<i>CAN</i>	Controller Area Network
<i>CC</i>	Constant-Current
<i>CPU</i>	Central Processing Unit
<i>CV</i>	Constant-Voltage
<i>DC</i>	Direct Current
<i>DE</i>	Differential Evolution
<i>DMA</i>	Direct Memory Access
<i>EC</i>	Evolutionary Computation
<i>EMV</i>	Elektromagnetische Verträglichkeit
<i>EMS</i>	Electronics Manufacturing Services
<i>FHA</i>	First Harmonic Approximation
<i>FOCV</i>	Fractional Open Circuit Voltage
<i>FOM</i>	Figure of Merit
<i>FSCC</i>	Fractional Short Circuit Current
<i>GaN</i>	Gallium Nitride
<i>GMPP</i>	Globaler Maximum Power Point

### Fortsetzung Abkürzungsverzeichnis

<i>GTO</i>	<b>Gate Turn-Off</b>
<i>IC</i>	<b>Integrated Circuit</b>
<i>IGBT</i>	<b>Insulated-Gate Bipolar Transistor</b>
<i>IGC</i>	<b>Integrated Gate-Commutated</b>
<i>JFET</i>	<b>Junction Field Effect Transistor</b>
<i>JFOM</i>	<b>Johnson Figure of Merit</b>
<i>LEMP</i>	<b>Lightning Electromagnetic Pulse</b>
<i>LCO</i>	<b>Lithium-Cobaltoxid</b>
<i>LFP</i>	<b>Lithium-Eisenphosphat</b>
<i>LMO</i>	<b>Lithium-Mangan-Oxid</b>
<i>LTO</i>	<b>Lithium-Titanat-Oxid</b>
<i>LT</i>	<b>Light-Triggered</b>
<i>MC</i>	<b>MOS Controlled</b>
<i>MOSFET</i>	<b>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</b>
<i>MOV</i>	<b>Metalloxid-Varistoren</b>
<i>MPP</i>	<b>Maximum Power Point</b>
<i>MPPT</i>	<b>Maximum Power Point Tracking</b>
<i>NCA</i>	<b>Nickel-Cobalt-Aluminiumoxid</b>
<i>NMC</i>	<b>Nickel-Mangan-Cobaltoxid</b>
<i>PID</i>	<b>Potentialinduzierte Degradation</b>
<i>PSFB</i>	<b>Phase-Shifted Full-Bridge</b>
<i>PV</i>	<b>Photovoltaik</b>
<i>PWM</i>	<b>Pulsweitenmodulation</b>
<i>SEI</i>	<b>Solid Electrolyte Interphase</b>
<i>SEMP</i>	<b>Switching Electromagnetic Pulse</b>
<i>SEPIC</i>	<b>Single Ended Primary Inductance Converter</b>
<i>Si</i>	<b>Silicon, Silizium</b>
<i>SiC</i>	<b>Siliconcarbide, Siliziumkarbid</b>
<i>SMD</i>	<b>Surface-Mounted Device</b>
<i>SoC</i>	<b>State-of-Charge</b>
<i>THT</i>	<b>Through-Hole Technology</b>
<i>TVS</i>	<b>Transient Voltage Suppressor</b>
<i>VDMOS</i>	<b>Vertical Diffused Metal-Oxide-Semiconductor</b>
<i>ZCS</i>	<b>Zero-Current-Switching</b>
<i>ZVS</i>	<b>Zero-Voltage-Switching</b>

## 15.2 Symbolverzeichnis

$A_L$	$A_L$ -Wert
$A_e$	effektive Querschnittsfläche des Kerns
$C$	Kapazität
$C_{DS}$	Drain-Source-Kapazität
$C_{GD}$	Gate-Drain-Kapazität, Miller-Kapazität
$C_{GS}$	Gate-Source-Kapazität
$C_{OUT}$	Ausgangskondensator
$C_{PE}$	Netzableitkapazität
$C_R$	Kapazität im Schwingkreis
$C_{ZK}$	Zwischenkreiskondensator
$C_{IN}$	Eingangskondensator
$C_{ISS}$	Eingangskapazität am MOSFET
$D$	(effektives) Tastverhältnis
$di$	infinitesimal kleine Stromänderung
$dt$	infinitesimal kleiner Zeitabschnitt
$du$	infinitesimal kleine Spannungsänderung
$E_B$	kritische Feldstärke
$E_g$	Energiedifferenz zwischen Valenz- und Leitungsband
$f_R$	Resonanzfrequenz
$f_T$	Cut-off-Frequenz des Bauteils
$f_n$	normierte Frequenz
$f_{SW}$	Schaltfrequenz
$G$	frequenzabhängiger Verstärkungsfaktor
$I$	Strom
$I'_L$	transformierter Laststrom
$I_K$	Kurzschlussstrom
$I_{LM}$	Magnetisierungsstrom
$I_{OUT}$	Ausgangsstrom
$I_R$	Resonanzstrom
$I_{max}$	Maximaler Strom
$I_m$	Messtrom
$I_{MPP}$	Strom im MPP
$I_{pv}$	Strom des PV-Arrays
$I_{rms}$	Strom (effektiv)
$l$	Länge
$l_e$	effektive mittlere Feldlinienlänge
$L_M$	Magnetisierungsinduktivität
$L_R$	Induktivität im Schwingkreis
$N$	Anzahl der Windungen

### Fortsetzung Symbolverzeichnis

$N_P$	Primärwindungen
$N_S$	Sekundärwindungen
$P$	Leistung
$Q$	Güte
$R_A$	Widerstand der Strom-Sammelregion
$R_{an}$	Ansprechwert
$R_{CD}$	Übergangswiderstand von Silizium auf Metall am Drain
$R_{CH}$	Kanalwiderstand
$R_{CS}$	Übergangswiderstand von Silizium auf Metall am Source
$R_D$	Widerstand der n-Schicht
$R_{DS(on)}$	Durchlasswiderstand
$R_F$	Isolationswiderstand
$R_G$	Gate-Widerstand (intern oder extern)
$R_i$	Gleichstrominnenwiderstand
$R_{JFET}$	Widerstand des parasitären JFET
$R_K$	Ankoppelwiderstand
$R_L$	Lastwiderstand
$R_M$	Messwiderstand
$R_{N+}$	Widerstand des n-dotierten Source-Gebietes
$R_{PE}$	Isolationswiderstand
$R_{SUB}$	Widerstand des Drain-Substrates
$RC$	Dämpfungsglieder aus Widerstand und Kondensator
$RCD$	Dämpfungsglieder aus Widerstand, Diode und Kondensator
$t$	Zeit
$t_{an}$	Ansprechzeit
$t_D$	minimale Abkühlzeit (Delayzeit)
$T_{crit}$	maximale Betriebstemperatur
$U_{BR}$	Durchbruchspannung
$U_{DS}$	Drain-Source-Spannung
$U_{GS}$	Gate-Source-Spannung
$U_H$	Hilfsspannung
$U_{IN}$	Eingangsspannung
$U_L$	Leerlaufspannung
$U_m$	Messspannungsscheitelwert
$U_M$	Messspannung
$U_n$	Nennspannung
$U_{max1}$	höchste erlaubte Dauerspannung
$U_{max2}$	höchste nicht permanente Spannung
$U_{min1}$	niedrigste erlaubte Dauerspannung
$U_{min2}$	niedrigste nicht permanente Spannung
$U_{MPP}$	PV-Array Eingangsspannung im MPP

### Fortsetzung Symbolverzeichnis

$U_n$	Nennspannung
$U_{OUT}$	Ausgangsspannung
$U_{PV}$	PV-Array Eingangsspannung
$V_{sat}$	Sättigungsdriftgeschwindigkeit
$W$	Energie
$y_{akt}$	scharfer Ausgangswert
$Z_0$	frequenzunabhängige Impedanz
$Z_i$	Wechselstrominnenwiderstand
$Z_{in}$	Eingangsimpedanz
$\Delta I_{PV}$	Änderung des PV-Stroms
$\Delta P_{PV}$	Änderung der PV-Leistung
$\Delta T_m$	Temperaturerhöhung
$\Delta U_{PV}$	Änderung der PV-Spannung
$\beta$	Formfaktor für den Halbleiter
$\lambda$	Wärmeleitkoeffizient
$\mu_0$	magnetische Feldkonstante
$\mu_e$	Ladungsträgermobilität für Elektronen
$\mu_h$	Ladungsträgermobilität für Löcher
$\mu_r$	Permeabilität des Kernmaterials
$\varepsilon_r$	Dielektrizitätszahl
$\varphi$	Phasenverschiebung

# Literaturverzeichnis

- [1] J. Reulecke  
*Geschichte der Urbanisierung in Deutschland*  
Suhrkamp Verlag, 1. Auflage, 1985  
ISBN: 978-3-518-11249-6
- [2] Wikipedia – Die freie Enzyklopädie  
*Elektromote*  
<https://de.wikipedia.org/wiki/Elektromote>  
abgerufen im April 2020
- [3] Wikipedia – Die freie Enzyklopädie  
*Geschichte des Oberleitungsbusses*  
[https://de.wikipedia.org/wiki/Geschichte\\_des\\_Oberleitungsbusses](https://de.wikipedia.org/wiki/Geschichte_des_Oberleitungsbusses)  
abgerufen im April 2020
- [4] J. Lehmann  
*Der O-Bus in Solingen*  
Kenning, 1. Auflage, 2002  
ISBN: 978-3-933613-55-4
- [5] Stadtwerke Solingen GmbH  
*Geschäftsberichte 2015/2016, 2016/2017 und 2017/2018*  
<https://www.stadtwerke-solingen.de/ueber-uns/unternehmen/geschaeftsberichte/>  
abgerufen im April 2020
- [6] NOW GmbH  
*Mit dem Batterie-Oberleitungs-Bus (BOB) und der intelligenten Ladeinfrastruktur zum emissionsfreien ÖPNV*  
<https://www.now-gmbh.de/projektfinder/bob-solingen/>  
abgerufen im April 2020
- [7] Bundesministerium für Wirtschaft und Energie  
*Bruttostromerzeugung in Deutschland 2017 in TWh*  
<https://www.bundeswirtschaftsministerium.de/Redaktion/DE/Infografiken/Energie/bruttostromerzeugung-in-deutschland.html>  
abgerufen im Februar 2018

- [8] Zentrum für Sonnenenergie- und Wasserstoff-Forschung Baden-Württemberg, Umweltbundesamt  
*Erneuerbare Energien in Deutschland 2017 - Daten zur Entwicklung im Jahr 2017*  
<https://www.umweltbundesamt.de/publikationen/erneuerbare-energien-in-deutschland-2017>  
abgerufen im März 2018
- [9] REN21  
*Renewables 2018 Global Status Report*  
<https://www.ren21.net/gsr-2018/>  
abgerufen im März 2018
- [10] Agentur für Erneuerbare Energien  
*Föderal Erneuerbar - Bundesländer mit neuer Energie: Installierte Leistung Photovoltaik 2017*  
<https://www.foederal-erneuerbar.de/>  
abgerufen im März 2018
- [11] Wikipedia – Die freie Enzyklopädie  
*Albedo*  
<https://de.wikipedia.org/wiki/Albedo>  
abgerufen im April 2020
- [12] A. Wagner  
*Photovoltaik Engineering - Handbuch für Planung, Entwicklung und Anwendung*  
Springer Vieweg, 5. Auflage, 2019  
ISBN: 978-3-662-58454-5
- [13] F. Konrad  
*Planung von Photovoltaik-Anlagen - Grundlagen und Projektierung*  
Vieweg und Teubner Verlag, 1. Auflage, 2007  
ISBN: 978-3-8348-0106-7
- [14] W. I. Bower, J. C. Wiles  
*Analysis of Grounded and Ungrounded Photovoltaic Systems*  
Proceedings of the 1994 IEEE 1st World Conference on Photovoltaic Energy Conversion (WCPEC), Vol. 1  
Waikoloa, HI, USA, 1994  
S. 809-812, DOI: 10.1109/WCPEC.1994.520083
- [15] M. K. Alam, F. Khan, J. Johnson, J. Flicker  
*A Comprehensive Review of Catastrophic Faults in PV Arrays: Types, Detection, and Mitigation Techniques*  
IEEE Journal of Photovoltaics, Vol. 5, No. 3, Mai 2015  
S. 982-997, DOI: 10.1109/JPHOTOV.2015.2397599

- [16] B. Hemmann, B. Mausser  
*Erdung - Blitzschutz - Potentialausgleich*  
Sonnenenergie, Mai 2011
- [17] S. Pingel, O. Frank, M. Winkler, S. Daryan, T. Geipel, H. Hoehne, J. Berghold  
*Potential Induced Degradation of Solar Cells and Panels*  
2010 35th IEEE Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)  
Honolulu, HI, USA, 2010  
S. 2817-2822, DOI: 10.1109/PVSC.2010.5616823
- [18] R. Korthauer (Hrsg.)  
*Handbuch Lithium-Ionen-Batterien*  
Springer Vieweg, 1. Auflage, 2013  
ISBN: 978-3-642-30652-5
- [19] L. Dorrman, K. Sann-Ferro, P. Heininger, J. Mähliß  
*Kompendium: Li-Ionen-Batterien - Grundlagen, Bewertungskriterien, Gesetze und Normen*  
VDE Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e.V., 2021
- [20] J. Dambrowski  
*Methoden der Ladezustandsbestimmung und ihre Eignung für LiFePO<sub>4</sub>/Li<sub>4</sub>Ti<sub>5</sub>O<sub>12</sub>-Zellen - Teil 1*  
Elektronik, Heft 7, S. 30-35, Juli 2013
- [21] J. Neubauer, E. Wood, A. Pesaran  
*A Second Life for Electric Vehicle Batteries: Answering Questions on Battery Degradation and Value*  
SAE International Journal of Materials and Manufacturing, April 2015  
S. 544-553, DOI: 10.4271/2015-01-1306
- [22] N. Vekić  
*Lithium-Ionen-Batterien für die Elektromobilität: Status, Zukunftsperspektiven, Recycling*  
THINKTANK Industrielle Ressourcenstrategien, März 2020  
DOI: 10.13140/RG.2.2.14824.70406
- [23] G. Reid, J. Julve  
*Second Life-Batterien als flexible Speicher für Erneuerbare Energien*  
Kurzstudie im Auftrag des Bundesverbandes Erneuerbare Energie e.V. und der Hannover Messe, Berlin, April 2016
- [24] SMA Solar Technology AG  
*Technische Information: Isolationswiderstand von nicht galvanisch getrennten PV-Anlagen*  
Dokumentnummer Riso-UDE104521, Version 2.1, 2010  
<https://files.sma.de/downloads/Riso-UDE104521.pdf>, abgerufen im Februar 2019

- [25] M. Schulz  
*Vom Selen zum Siliziumkarbid: Historie der Leistungselektronik*  
Elektronikpraxis, EP 015, S. 128-131, 2016
- [26] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann  
*Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*  
ISLE Steuerungstechnik und Leistungselektronik, 2. Auflage, 2015  
ISBN: 978-3-938843-85-7
- [27] D. Schröder  
*Leistungselektronische Bauelemente*  
Springer, 2. Auflage, 2006  
ISBN: 978-3-540-28728-5
- [28] J. Lutz  
*Halbleiter-Leistungsbaulemente - Physik, Eigenschaften, Zuverlässigkeit*  
Springer, 2. Auflage, 2012  
ISBN: 978-3-642-29795-3
- [29] M. Michel  
*Leistungselektronik - Einführung in Schaltungen und deren Verhalten*  
Springer, 5. Auflage, 2011  
ISBN: 978-3-642-15983-1
- [30] J. Specovius  
*Grundkurs Leistungselektronik - Bauelemente, Schaltungen und Systeme*  
Springer Vieweg, 10. Auflage, 2020  
ISBN: 978-3-658-30398-3
- [31] B. J. Baliga  
*Fundamentals of Power Semiconductor Devices*  
Springer, 2. Auflage, 2019  
ISBN: 978-3-319-93987-2
- [32] R. K. Williams, M. N. Darwish, R. A. Blanchard, R. Siemieniec, P. Rutter, Y. Kawaguchi  
*The Trench Power MOSFET: Part I - History, Technology, and Prospects*  
IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 64, No. 3, März 2017  
S. 674-691, DOI: 10.1109/TED.2017.2653239
- [33] Vishay Siliconix  
*Application Note AN849: Power MOSFET Basics - Understanding Superjunction Technology*  
Vishay, April 2015
- [34] C.-M. Hu  
*A Parametric Study of Power MOSFETs*  
PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference  
San Diego, CA, USA, 1979  
S. 385-395, DOI: 10.1109/PESC.1979.7081051

- [35] V. Crisafulli  
*A New Package with Kelvin Source Connection for Increasing Power Density in Power Electronics Design*  
2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)  
Geneva, Switzerland, 2015  
S. 1-8, DOI: 10.1109/EPE.2015.7309198
- [36] R. K. Williams, M. N. Darwish, R. A. Blanchard, R. Siemieniec, P. Rutter, Y. Kawaguchi  
*The Trench Power MOSFET: Part II - Application Specific VDMOS, LDMOS, Packaging, and Reliability*  
IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 64, No. 3, März 2017  
S. 692-712, DOI: 10.1109/TED.2017.2655149
- [37] ROHM Semiconductor  
*Application Note: Silicon Carbide Power Devices - Understanding and Application Examples Utilizing the Merits*  
ROHM Semiconductor, März 2017
- [38] E. O. Johnson  
*Physical Limitations on Frequency and Power Parameters of Transistors*  
1958 IRE International Convention Record, Vol. 13  
New York, NY, USA, 1965  
S. 27-34, DOI: 10.1109/IRECON.1965.1147520
- [39] B. J. Baliga  
*Semiconductors for High-Voltage, Vertical Channel Field-Effect Transistors*  
Journal of Applied Physics, Vol. 53, No. 3, März 1982  
S. 1759-1764, DOI: 10.1063/1.331646
- [40] B. J. Baliga  
*Power Semiconductor Device Figure of Merit for High-Frequency Applications*  
IEEE Electron Device Letters, Vol. 10, No. 10, Oktober 1989  
S. 455-457, DOI: 10.1109/55.43098
- [41] R. W. Keyes  
*Figure of Merit for Semiconductors for High-Speed Switches*  
Proceedings of the IEEE, Vol. 60, No. 2, Februar 1972  
S. 225-225, DOI: 10.1109/PROC.1972.8593
- [42] STMicroelectronics  
*Application Note AN4407: Advantage of the Use of an Added Driver Source Lead in Discrete Power MOSFETs*  
STMicroelectronics, Rev. 1, Januar 2015

- [43] Y. Xiao, H. Shah, T. P. Chow, R. J. Gutmann  
*Analytical Modeling and Experimental Evaluation of Interconnect Parasitic Inductance on MOSFET Switching Characteristics*  
Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Vol. 1  
Anaheim, CA, USA, 2004  
S. 516-521, DOI: 10.1109/APEC.2004.1295856
- [44] Nexperia UK  
*MOSFET & GaN FET Application Handbook - A Power Design Engineer's Guide*  
Nexperia UK, 2020  
ISBN: 978-0-9934854-7-3
- [45] Nexperia UK  
*Diode Application Handbook - Fundamentals, Characteristics, Applications*  
Nexperia UK, 2022  
ISBN: 978-0-9934854-9-7
- [46] Texas Instruments  
*Power Topologies Handbook*  
Texas Instruments, Rev. A, 2016
- [47] S. Roberts  
*DC/DC Book of Knowledge - Practical Tips for the User*  
RECOM Engineering GmbH & Co. KG, 3. Auflage, 2016
- [48] G. Hagmann  
*Leistungselektronik - Grundlagen und Anwendungen in der elektrischen Antriebstechnik*  
Aula, 2019  
ISBN: 978-3-89104-827-6
- [49] G. Chrysis  
*High-Frequency Switching Power Supplies - Theory and Design*  
McGraw-Hill, 1. Auflage, 1984  
ISBN: 978-0-07-010949-0
- [50] R. W. Erickson, D. Maksimović  
*Fundamentals of Power Electronics*  
Springer, 3. Auflage, 2020  
ISBN: 978-3-030-43879-1
- [51] C. Wm. T. McLyman  
*Transformer and Inductor Design Handbook*  
CRC Press, 4. Auflage, 2011  
ISBN: 978-1-4398-3687-3

- [52] M. Brown  
*Power Supply Cookbook*  
Newnes, 2. Auflage, 2001  
ISBN: 978-0750673297
- [53] A. I. Pressman, K. Billings, T. Morey  
*Switching Power Supply Design*  
McGraw Hill, 3. Auflage, 2009  
ISBN: 978-0-07-159432-5
- [54] O. Ibrahim, N. Z. Yahaya, N. Saad and K. Y. Ahmed  
*Design and Simulation of Phase-Shifted Full Bridge Converter for Hybrid Energy Systems*  
6th International Conference on Intelligent and Advanced Systems (ICIAS)  
Kuala Lumpur, Malaysia, 2016  
S. 1-6, DOI: 10.1109/CENCON.2014.6967482
- [55] K.-B. Park, C.-E. Kim, G.-W. Moon and M.-J. Youn  
*Voltage Oscillation Reduction Technique for Phase-Shift Full-Bridge Converter*  
IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, no. 5, 2007  
S. 2779-2790, DOI: 10.1109/TIE.2007.899872
- [56] P. Wang, C. Liu, L. Guo  
*Modeling and Simulation of Full-bridge Series Resonant Converter Based on Generalized State Space Averaging*  
Applied Mechanics and Materials, 2013  
S. 347-350, DOI: 10.2991/iccsee.2013.567
- [57] S. Son, M. Kim, S. Lee and J. S. Lee  
*Robust Controller Design for Phase-Shifted Full-Bridge Series Resonant Converter under the Nonlinear Load*  
17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)  
Geneva, Switzerland, 2015  
S. 1-9, DOI: 10.1109/EPE.2015.7309326
- [58] M. K. Kazimierczuk, D. Czarkowski  
*Resonant Power Converters*  
Wiley, 2. Auflage, 2011  
ISBN: 978-0-470-90538-8
- [59] R. P. Severns  
*Topologies for Three-Element Resonant Converters*  
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7, No. 1, 1992  
S. 89-98, DOI: 10.1109/63.124581

- [60] Y. Li, X. Cheng, J. Zhao, Q. Zhao, H. Li, Y. Zhang, X. Hao  
*State of the Art Review on Topology and Deductive Methods of LLC Resonant Converter*  
Journal of Electrical Engineering & Technology, Vol. 19, 2024  
S. 2217-2237, DOI: 10.1007/s42835-023-01690-x
- [61] N. Azura, S. Iqbal, S. Taib  
*LLC resonant DCDC Converter for High Voltage Applications*  
IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)  
Johor Bahru, Malaysia, 2014  
S. 90-95, DOI: 10.1109/CENCON.2014.6967482
- [62] EPCOS AG  
*Ferrites and Accessories - Data Book 2017*  
EPCOS AG, a TDK Group Company, 2017
- [63] S. Maniktala  
*Switching Power Supplies A to Z*  
Newnes, 1. Auflage, 2006  
ISBN: 978-0-7506-7970-1
- [64] A. Van den Bossche, V. C. Valchev  
*Inductors and Transformers for Power Electronics*  
CRC Press, 1. Auflage, 2005  
ISBN: 978-1-57444-679-1
- [65] M. K. Kazimierczuk  
*High-Frequency Magnetic Components*  
Wiley, 2. Auflage, 2013  
ISBN: 978-1-118-71779-0
- [66] S. De Simone, C. Adragna, C. Spini, G. Gattavari  
*Design-Oriented Steady-State Analysis of LLC Resonant Converters Based on FHA*  
2006 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation  
and Motion (SPEEDAM), 2006  
S. 200-207, DOI: 10.1109/SPEEDAM.2006.1649771
- [67] MORNSUN Guangzhou Science & Technology Co., Ltd.  
*Datenblatt: PV40-29B24 – PVxx-29Bxx Series, 200–1500 VDC Ultra-Wide Input  
DC/DC Converter*  
Rev. B, Dezember 2021
- [68] Wolfspeed Inc.  
*Datenblatt: C3M0075120D – 1200 V, 75 mΩ, Discrete SiC MOSFET*  
Rev. 06, September 2024
- [69] Wolfspeed Inc.  
*Datenblatt: C3M0075120K – 1200 V, 75 mΩ, Discrete SiC MOSFET*  
Rev. 07, September 2024

- [70] Wolfspeed Inc.  
*Datenblatt: C4D10120H – 1200 V, 10 A, Discrete SiC Schottky Diode*  
Rev. 3, August 2024
- [71] Infineon Technologies  
*Datenblatt: 1EDI60N12AF – EiceDRIVER™ 1EDI Compact 150 mil*  
Rev. 1.20, 16. Dezember 2025
- [72] Broadcom  
*Datenblatt: ACPL-C87B, ACPL-C87A, ACPL-C870 – Precision Optically Isolated Voltage Sensors*  
16. September 2024
- [73] STMicroelectronics  
*Datenblatt: STM32F334x4, STM32F334x6, STM32F334x8 – Arm® Cortex®-M4 32-bit MCU+FPU*  
DS9994 Rev. 9, Juli 2018
- [74] Texas Instruments  
*Datenblatt: TM4C1294NCPDT – Tiva™ TM4C1294NCPDT Microcontroller*  
SPMS433B, 18. Juni 2014
- [75] Wolfspeed Inc.  
*Datenblatt: C3M0065100J – 1000 V, 65 mΩ, Discrete SiC MOSFET*  
Rev. 04, September 2025
- [76] STMicroelectronics  
*Datenblatt: STM32H753xI – 32-bit Arm® Cortex®-M7 480 MHz MCU*  
DS12117 Rev. 10, Januar 2026
- [77] Microchip Technology  
*Datenblatt: LAN8742A/LAN8742Ai – Small Footprint RMII 10/100 Ethernet Transceiver with HP Auto-MDIX and flexPWR® Technology*  
Revision 1.1, 21. Mai 2013
- [78] W. Hofheinz  
*Schutztechnik mit Isolationsüberwachung*  
VDE Verlag, 3. Auflage, 2011  
ISBN: 978-3-8007-3281-4
- [79] Dipl.-Ing. Walther Bender GmbH & Co. KG  
*Verfahren und Einrichtung zur Isolationsüberwachung von ungeerdeten Gleich- und Wechselstromnetzen*  
Europäische Patentanmeldung EP 0 654 673 A1, angemeldet am 18. November 1994, veröffentlicht am 24. Mai 1995

- [80] M. Chakkarapani, R. G. Praanesh, R. G. Raghav, G. S. Ilango, C. Nagamani  
*On the Issues in MPPT Implementation for PV Systems*  
2016 21st Century Energy Needs - Materials, Systems and Applications (ICTFCEN)  
Kharagpur, India, 2016  
S. 1-6, DOI: 10.1109/ICTFCEN.2016.8052708
- [81] T. Eswam, P. L. Chapman  
*Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques*  
IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 22, no. 2, 2007  
S. 439-449, DOI: 10.1109/TEC.2006.874230
- [82] P. Bhatnagar, R. K. Nema  
*Maximum power point tracking control techniques: State-of-the-art in photovoltaic applications*  
Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 23, 2013  
S. 224-241, DOI: 10.1016/j.rser.2013.02.011
- [83] M. A. Eltawil, Z. Zhao  
*MPPT techniques for photovoltaic applications*  
Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 25, 2013  
S. 793-813, DOI: 10.1016/j.rser.2013.05.022
- [84] K. Ishaque, Z. Salam  
*A review of maximum power point tracking techniques of PV system for uniform insolation and partial shading condition*  
Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 19, 2013  
S. 475-488, DOI: 10.1016/j.rser.2012.11.032
- [85] Y.-T. Hsiao, C.-H. Chen  
*Maximum Power Tracking for Photovoltaic Power System*  
Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference, 37th IAS Annual Meeting, Vol. 2  
Pittsburgh, PA, USA, 2002  
S. 1035-1040, DOI: 10.1109/IAS.2002.1042685
- [86] S. Zacher, M. Reuter  
*Regelungstechnik für Ingenieure - Analyse, Simulation und Entwurf von Regelkreisen*  
Springer Vieweg, 15., korrigierte Auflage, 2017  
ISBN: 978-3-658-17631-0
- [87] A. M. Eltamaly, A. I. Alolah, M. Y. Abdulghany  
*Digital Implementation of General Purpose Fuzzy Logic Controller for Photovoltaic Maximum Power Point Tracker*  
2010 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)  
Pisa, Italy, 2010  
S. 622-627, DOI: 10.1109/SPEEDAM.2010.5542207

- [88] N. Ravikumar, J. Kohila  
*Tracking Maximum Power Point from Photovoltaic System Using Fuzzy Logic Technique*  
IEEE Conference on Information and Communication Technologies (ICT)  
Thuckalay, India, 2013  
S. 93-97, DOI: 10.1109/CICT.2013.6558069
- [89] Voltabox GmbH  
*Datenblatt: Voltabox Li-Ion Batteriemodule LFP*  
Voltabox GmbH, 2015
- [90] Voltabox GmbH  
*Datenblatt: Voltabox Li-Ion Batteriemodule LTO*  
Voltabox GmbH, 2015
- [91] Isabellenhütte Heusler GmbH & Co. KG  
*Datenblatt: IVT-S – High Precision Current Measurement*  
Version 1.03, 2022
- [92] GIGAVAC Inc.  
*Datenblatt: GXNC14 Series – Normally Closed High Voltage DC Contactor*  
GIGAVAC Inc., 2017
- [93] Bender GmbH & Co. KG  
*Datenblatt: ISOMETER® IR155-3203/IR155-3204 – Isolationsüberwachungsgerät für ungeerdete DC-Antriebssysteme*  
Version V004, Juni 2024
- [94] HYDAC International GmbH  
*Datenblatt: HY-TTC-94*  
HYDAC International GmbH, 2017
- [95] Keysight  
*Manual: N8900 Series Autoranging System DC Power Supply Operating and Service Guide*  
Keysight, 2020
- [96] Alfasolar GmbH  
*Datenblatt: Pyramid 80-316*  
Alfasolar GmbH, 2018
- [97] REFUsol GmbH  
*Datenblatt: REFUsol 010K*  
REFUsol GmbH, 2018

### **Berücksichtigte Normen und Richtlinien**

- [98] DIN VDE 0100-200 (VDE 0100-200):2006-06  
*Errichten von Niederspannungsanlagen – Teil 200: Begriffe*
- [99] DIN VDE 0100-410 (VDE 0100-410):2018-10  
*Errichten von Niederspannungsanlagen – Teil 4-41: Schutzmaßnahmen – Schutz gegen elektrischen Schlag*
- [100] DIN VDE 0100-510 (VDE 0100-510):2014-10  
*Errichten von Niederspannungsanlagen – Teil 5-51: Auswahl und Errichtung elektrischer Betriebsmittel – Allgemeine Bestimmungen*
- [101] DIN VDE 0100-530 (VDE 0100-530):2018-06  
*Errichten von Niederspannungsanlagen – Teil 530: Auswahl und Errichtung elektrischer Betriebsmittel – Schalt- und Steuergeräte*
- [102] DIN VDE 0100-540 (VDE 0100-540):2012-06  
*Errichten von Niederspannungsanlagen – Teil 5-54: Auswahl und Errichtung elektrischer Betriebsmittel – Erdungsanlagen und Schutzleiter*
- [103] DIN VDE 0100-600 (VDE 0100-600):2017-06  
*Errichten von Niederspannungsanlagen – Teil 6: Prüfungen*
- [104] DIN VDE 0100-712 (VDE 0100-712):2016-10  
*Errichten von Niederspannungsanlagen – Teil 7-712: Anforderungen für Betriebsstätten, Räume und Anlagen besonderer Art – Photovoltaik-(PV)-Stromversorgungssysteme*
- [105] DIN VDE 0105-100 (VDE 0105-100):2015-10  
*Betrieb von elektrischen Anlagen – Teil 100: Allgemeine Festlegungen*
- [106] DIN EN 62305-1 (VDE 0185-305-1):2011-10  
*Blitzschutz – Teil 1: Allgemeine Grundsätze*
- [107] DIN EN 62305-2 (VDE 0185-305-2):2013-02  
*Blitzschutz – Teil 2: Risiko-Management*
- [108] DIN EN 62305-3 (VDE 0185-305-3):2011-10  
*Blitzschutz – Teil 3: Schutz von baulichen Anlagen und Personen*
- [109] DIN EN 62305-4 (VDE 0185-305-4):2011-10  
*Blitzschutz – Teil 4: Elektrische und elektronische Systeme in baulichen Anlagen*
- [110] DIN EN 61557-8 (VDE 0413-8):2007-12  
*Elektrische Sicherheit in Niederspannungsnetzen bis AC 1000 V und DC 1500 V – Geräte zum Prüfen, Messen oder Überwachen von Schutzmaßnahmen – Teil 8: Isolationsüberwachungsgeräte für IT-Systeme*
- [111] CISPR 11:2024  
*Industrial, scientific and medical equipment – Radio-frequency disturbance characteristics – Limits and methods of measurement*

- [112] DIN EN 50122-1 (VDE 0115-3):2017-10  
*Bahnanwendungen – Ortsfeste Anlagen – Elektrische Sicherheit, Erdung und Rückleitung – Teil 1: Schutzmaßnahmen gegen elektrischen Schlag*
- [113] DIN EN 50163 (VDE 0115-102):2005-07  
*Bahnanwendungen – Speisespannungen von Bahnnetzen*
- [114] DIN EN 50124-1 (VDE 0115-107-1):2017-12  
*Bahnanwendungen – Isolationskoordination – Teil 1: Grundlegende Anforderungen – Luft- und Kriechstrecken für alle elektrischen und elektronischen Betriebsmittel*
- [115] DIN EN 50124-2 (VDE 0115-107-2):2017-12  
*Bahnanwendungen – Isolationskoordination – Teil 2: Überspannungen und zugeordnete Schutzmaßnahmen*
- [116] DIN EN 50121-1 (VDE 0115-121-1):2017-11  
*Bahnanwendungen – Elektromagnetische Verträglichkeit – Teil 1: Allgemeines*
- [117] DIN EN 50121-5 (VDE 0115-121-5):2017-11  
*Bahnanwendungen – Elektromagnetische Verträglichkeit – Teil 5: Störaussendungen und Störfestigkeit von ortsfesten Anlagen und Einrichtungen der Bahnenergieversorgung*
- [118] DIN EN 50526-1 (VDE 0115-526-1):2012-05  
*Bahnanwendungen – Ortsfeste Anlagen – Überspannungsableiter und Spannungsbegrenzungseinrichtungen – Teil 1: Überspannungsableiter*
- [119] DIN EN 50526-2 (VDE 0115-526-2):2014-07  
*Bahnanwendungen – Ortsfeste Anlagen – Überspannungsableiter und Spannungsbegrenzungseinrichtungen für Gleichspannungsnetze – Teil 2: Spannungsbegrenzungseinrichtungen*
- [120] DIN EN 50526-3 (VDE 0115-526-3):2017-01  
*Bahnanwendungen – Ortsfeste Anlagen – Überspannungsableiter und Spannungsbegrenzungseinrichtungen für Gleichspannungsnetze – Teil 3: Anwendungsleitfaden*
- [121] DIN EN 50149 (VDE 0115-602):2013-02  
*Bahnanwendungen – Ortsfeste Anlagen – Elektrischer Zugbetrieb – Rillenfahrdrähte aus Kupfer und Kupferlegierung*
- [122] DIN EN 60891 (VDE 0126-6):2010-10  
*Photovoltaische Einrichtungen – Verfahren zur Umrechnung von gemessenen Strom-Spannungs-Kennlinien auf andere Temperaturen und Bestrahlungsstärken*
- [123] DIN CLC/TS 61836 (VDE V 0126-7):2010-04  
*Photovoltaische Solarenergiesysteme – Begriffe, Definitionen und Symbole*
- [124] DIN EN 50530 (VDE 0126-12):2013-12  
*Gesamtwirkungsgrad von Photovoltaik-Wechselrichtern*

- [125] DIN EN 50524 (VDE 0126-13):2022-12  
*Datenblatt- und Typschildangaben von Photovoltaik-Wechselrichtern*
- [126] DIN EN 62109-1 (VDE 0126-14-1):2011-04  
*Sicherheit von Wechselrichtern zur Anwendung in photovoltaischen Energiesystemen – Teil 1: Allgemeine Anforderungen*
- [127] DIN EN 62109-2 (VDE 0126-14-2):2012-04  
*Sicherheit von Leistungsumrichtern zur Anwendung in photovoltaischen Energiesystemen – Teil 2: Besondere Anforderungen an Wechselrichter*
- [128] DIN EN 62446-1 (VDE 0126-23-1):2019-04  
*Photovoltaik(PV)-Systeme – Anforderungen an Prüfung, Dokumentation und Instandhaltung – Teil 1: Netzgekoppelte Systeme – Dokumentation, Inbetriebnahmeprüfung und Prüfanforderungen*
- [129] DIN EN IEC 62446-2 (VDE 0126-23-2):2021-08  
*Photovoltaik(PV)-Systeme – Anforderungen an Prüfung, Dokumentation und Instandhaltung – Teil 2: Netzgekoppelte Systeme – Instandhaltung von PV-Systemen*
- [130] RASt 06  
*Richtlinien für die Anlage von Stadtstraßen* Forschungsgesellschaft für Straßen- und Verkehrswesen, 2006

### Eigene Veröffentlichungen

- [131] A. Bartsch, F. Senicar, S. Kratz, S. Soter  
*Enhanced FPGA Based Three Level Space Vector Pulse Width Modulation with Active Neutral Point Balancing*  
 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)  
 Denver, CO, USA, 2013  
 S. 1748-1753, DOI: 10.1109/ECCE.2013.6646918
- [132] S. Kratz, B. Krüger, R. Wegener, S. Soter  
*Integration of Photovoltaics into a Smart Trolley System Based on SiC-Technology*  
 2018 IEEE 7th International Conference on Power and Energy (PECon)  
 Kuala Lumpur, Malaysia, 2018  
 S. 168-173, DOI: 10.1109/PECON.2018.8684157
- [133] B. Krüger, S. Kratz, T. Theopold, S. Soter  
*Wear Reduction Control Method in a Blade Pitch System of Wind Turbines*  
 2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)  
 Vancouver, BC, Canada, 2019  
 S. 1107-1112, DOI: 10.1109/ISIE.2019.8781106
- [134] T. Schneider, S. Kratz, R. Wegener, S. Soter  
*Symmetrical Bidirectional CLLC-Converter with Simplified Synchronous Rectification for EV-Charging in Isolated DC Power Grids*  
 2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)  
 Vancouver, BC, Canada, 2019  
 S. 990-995, DOI: 10.1109/ISIE.2019.8781269
- [135] S. Kratz, A. Schmidt, B. Krüger, R. Wegener, S. Soter  
*Power Supply of a Short-Range Public Transportation System Based on Photovoltaics - Potential Analysis and Implementation*  
 2019 IEEE 46th Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)  
 Chicago, IL, USA, 2019  
 S. 3077-3081, DOI: 10.1109/PVSC40753.2019.8980716
- [136] S. Kratz, P. Hanses, B. Krüger, R. Wegener, S. Soter  
*Integration of Second Life Batteries into a Smart Overhead Contact System Based on SiC-Technology*  
 2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)  
 Detroit, MI, USA, 2019  
 S. 1-5, DOI: 10.1109/ITEC.2019.8790484
- [137] A. Haselhoff, S. Kratz, S. Soter  
*Simplified Analytical Loss Analysis for Early Exclusion of Unsuitable MOSFET Candidates*  
 2025 IEEE 34th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)  
 Toronto, ON, Canada, 2025  
 S. 1-6, DOI: 10.1109/ISIE62713.2025.11124602

**Während der Tätigkeit am Lehrstuhl für elektrische Maschinen und Antriebe der Bergischen Universität Wuppertal betreute studentische Arbeiten**

- [138] Marius Schröer  
*Entwicklung und Vermessung eines Stromsensors für einen modularen FPGA basierten Servoregler*  
Bachelor-Thesis, August 2014
- [139] Benjamin Schulz  
*Entwicklung eines Datenloggers zur zentralen Zustandserfassung eines Elektrofahrzeug-Prototyps*  
Bachelor-Thesis, Januar 2015
- [140] Tobias Sydlik  
*Entwicklung und Inbetriebnahme eines Gleichstromstellers zur Anbindung von Photovoltaikanlagen an eine Versorgungsinfrastruktur für Oberleitungsbusse*  
Master-Thesis, Februar 2016
- [141] Steven Morzinek  
*Optimierung der Hard- und Software eines selbstbalancierenden Elektrofahrzeuges*  
Bachelor-Thesis, September 2016
- [142] Nils Kullmann  
*Konzeption und Entwicklung der Hard- und Software einer Messeinrichtung zur Überwachung des Isolationszustandes eines Gleichstrom-Versorgungsnetzes*  
Master-Thesis, Februar 2017
- [143] Pit Fiur  
*Entwicklung und Inbetriebnahme der Hard- und Software eines Steuergerätes zur Zustandsüberwachung und Steuerung eines Elektrorollers*  
Bachelor-Thesis, Mai 2017
- [144] Karsten Flüs  
*Auslegung, Entwicklung und Inbetriebnahme der Hardware eines universellen Laborumrichters zur Verwendung in Forschung und Lehre*  
Master-Thesis, August 2017
- [145] Solo Traore  
*Entwicklung und Inbetriebnahme eines einphasigen 3,5kW Leistungsfaktorkorrekturfilters zur Stromversorgung des Ladegerätes eines Elektrofahrzeuges*  
Master-Thesis, November 2017
- [146] Boris Terfurth  
*Entwicklung der Hard- und Software eines Spielstandzählers mit Sprachausgabe zur Integration in ein Beachvolleyballnetz*  
Bachelor-Thesis, Februar 2018

- [147] Paul Hanses  
*Konzeption und Entwicklung eines modularen Umrichters zur Integration von stationären Speichern in ein elektrisches Versorgungsnetz für den öffentlichen Personennahverkehr*  
Master-Thesis, März 2018
- [148] Aljoscha Schmidt  
*Ermittlung des Ausbaupotentials von PV-Anlagen zur Integration in das Solinger ÖPNV Oberleitungsnetz und Akzeptanzanalyse verschiedener Betriebskonzepte*  
Master-Thesis, Juli 2018
- [149] Wolfgang Eidemüller  
*Entwicklung eines tragbaren Batteriespeichers mit Photovoltaik-Versorgung und Wechselrichter für den Inselnetzbetrieb*  
Master-Thesis, November 2019
- [150] Kai Simon Schaefer  
*Entwicklung der Hard- und Firmware einer Steuereinheit zur Durchführung von Leistungstests an Lithium-Batterien am Beispiel der Segway Traktionsbatterie*  
Bachelor-Thesis, Januar 2020
- [151] Christoph Borgmeier  
*Entwicklung einer Sensoreinheit mit drahtloser Datenübertragung zur Aufzeichnung der Spieler- und Schlägerbewegung in einer Ballsportart*  
Bachelor-Thesis, Dezember 2020
- [152] Alireza Molaei  
*Optimierung und Verifizierung eines 3kW HV/LV-Ladewandlers mit Planar-Magnetic-PCB für die Elektromobilität*  
Master-Thesis, April 2021
- [153] Kai Simon Schaefer  
*Auslegung und Untersuchung einer Antriebseinheit mit integrierter Leistungs- und Interface-Elektronik für eine medizinische Membranpumpe*  
Master-Thesis, Februar 2022
- [154] Loin Sbaih  
*Entwicklung eines universellen Antriebsumrichters mit aktiver PFC-Schaltung zur Verwendung in Labormühlen, Backenbrechern und Vibrationssiebmaschinen*  
Bachelor-Thesis, Oktober 2023
- [155] Aron Haselhoff  
*Technologievergleich von Silizium, Siliziumkarbit und Galliumnitrit im Hinblick auf MOSFETs*  
Hausarbeit, Februar 2025