

# Rekonfigurierbare Lithium-Ionen-Batterien für den Betrieb von industriellen Produktionsstätten

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

**DOKTORS DER INGENIEURWISSENSCHAFTEN**

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

angenommene

**DISSERTATION**

von

**M.Sc. Simon Bischof**

geb. in Ludwigshafen am Rhein

Tag der mündlichen Prüfung:

17.11.2020

Hauptreferent:

Prof. Dr. rer. nat. Marc Weber

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller



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

# Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Prozessdatenverarbeitung und Elektronik (IPE) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Diese Arbeit war in das Graduiertenkolleg “Energiezustandsdaten“ der Deutschen Forschungsgemeinschaft (DFG) eingebettet.

An dieser Stelle möchte ich mich bei den vielen bedanken, ohne deren Unterstützung diese Arbeit nicht möglich gewesen wäre.

Meinem Doktorvater Herrn Prof. Dr. rer. nat. Marc Weber danke ich für das mir entgegengebrachte Vertrauen und die intensive Unterstützung. Ebenfalls möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller für das Interesse an meiner Arbeit und die Übernahme des Korreferats bedanken.

Bei meinem Gruppenleiter Herrn Dr.-Ing Thomas Blank bedanke ich mich für die enge und vertrauensvolle Zusammenarbeit, die intensiven Diskussionen und die mir gegebenen Freiräume.

Mein herzlicher Dank gilt zudem allen Kollegen des IPE für die tatkräftige Unterstützung. Den wissenschaftlichen Mitarbeitern Matthias Luh und Helge Wurst danke ich insbesondere für ihr tiefgehendes Wissen auf allen Gebieten der Leistungselektronik. Bei Alexander Bacher, Uwe Bauer, Peter Schöck und Peter Hoffmann bedanke ich mich für die Unterstützung beim Aufbau der elektronischen Schaltungen und der Anwendung dunkler “Löt-Magie“. Zudem möchte ich mich bei allen von mir betreuten Studenten bedanken. Hervorheben möchte ich dabei insbesondere Cem Küçük, Benedikt Rzepka und Henrik Herzenstiel, die einen großen Beitrag zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Ein besonderer Dank gebührt Michael Vollmer, Holger Trittenbach und Dominik Werle der Arbeitsgruppe “MEGA“ des Graduiertenkollegs für die intensive Zusammenarbeit und den Einblick in die Denkprozesse von Informatikern.

Nicht zuletzt bedanke ich mich bei meiner Familie und allen Freunden die mich in den anstrengenden Jahren der Promotion immer unterstützt haben.

Simon Bischof

Karlsruhe, im Dezember 2020

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>7</b>
1.1	Ziele der Arbeit . . . . .	8
1.2	Beiträge dieser Arbeit . . . . .	8
<b>2</b>	<b>Stand der Technik</b>	<b>10</b>
2.1	Anforderungen an Batteriespeichersysteme . . . . .	10
2.2	Anwendungen von stationären Batteriesystemen . . . . .	11
2.2.1	Eigenbedarfsoptimierung von Photovoltaik-Anlagen . . . . .	12
2.2.2	Lastspitzenkappung (Peak-Shaving) von industriellen Verbrauchern	12
2.2.3	Netzstabilisierung und Bereitstellung von Regelleistung . . . . .	13
2.2.4	Sonstige Anwendungen von stationären Batteriesystemen . . . . .	14
2.2.5	Methoden zur Auslegung von Batteriespeichern . . . . .	14
2.3	Verfügbarkeit und funktionale Sicherheit von Systemen . . . . .	15
2.3.1	Funktionale Sicherheit von Systemen . . . . .	15
2.3.2	Schätzung der Zuverlässigkeit von Systemen . . . . .	16
2.4	Rekonfigurierbare Batteriesysteme . . . . .	18
2.4.1	Skalierbarkeit von Batteriespeichern . . . . .	21
2.4.2	Redundanz in Batteriespeichersystemen . . . . .	21
2.4.3	Verwendung heterogener Module in Batteriespeichern . . . . .	21
2.5	Aufbau von Batteriesystemen . . . . .	22
2.6	Li-Ionen-Zellen . . . . .	24
2.6.1	Funktionsweise von Li-Ionen-Zellen . . . . .	24
2.6.2	Bauformen von Li-Ionen-Zellen . . . . .	26
2.6.3	Betriebsfenster von Li-Ionen-Zellen . . . . .	27
2.6.4	Alterung von Li-Ionen-Zellen . . . . .	28
2.6.5	Konzept von Second-Life-Systemen . . . . .	29
2.7	Das Batteriemanagementsystem . . . . .	30
2.7.1	Zellspannungsüberwachung in Li-Ionen-Batteriesystemen . . . . .	30
2.7.2	Ladungsausgleich in Li-Ionen-Batteriesystemen . . . . .	30
2.7.3	Strommessungsverfahren in Batteriesystemen . . . . .	32
2.7.4	Batteriekontaktierung mittels Relais . . . . .	32
2.7.5	Isolationsüberwachung in Batteriesystemen . . . . .	33
2.7.6	Kommunikation mit dem Inverter . . . . .	33
2.7.7	Ladezustandsschätzung von Li-Ionen-Batterien . . . . .	33
2.8	Gleichspannungswandler . . . . .	37
2.8.1	Funktionsweise des Tiefsetzstellers (Buck-Konverter) . . . . .	37
2.8.2	Funktionsweise des Hochsetzstellers (Boost-Konverter) . . . . .	38

<b>3</b>	<b>Auslegung von Speichersystemen</b>	<b>40</b>
3.1	Industrielle Lastgänge als Basis für die Speicherauslegung . . . . .	40
3.2	Energiezeitreihen von Photovoltaikanlagen als Basis für die Speicherauslegung . . . . .	40
3.3	Batteriemodelle zur Auslegung von Speichersystemen . . . . .	41
3.4	Der Anwendungsfall Lastspitzenkappung (Peak-Shaving) . . . . .	41
3.4.1	Auslegungsmethodik für Batterien zur Lastspitzenkappung . . . . .	42
3.4.2	Potential für Lastspitzenkappung in der AVT . . . . .	43
3.4.3	Anforderungen an die Batterie zur Lastspitzenkappung . . . . .	44
3.5	Der Anwendungsfall Eigenverbrauchserhöhung . . . . .	46
3.5.1	Auslegungsmethodik der Eigenverbrauchsoptimierung . . . . .	47
3.5.2	Potential der Eigenverbrauchsoptimierung in der AVT . . . . .	48
3.5.3	Anforderungen an die Batterie zur Eigenverbrauchsoptimierung . . . . .	48
<b>4</b>	<b>Das FlexBat-System</b>	<b>51</b>
4.1	Systemübersicht über das FlexBat-System . . . . .	53
4.1.1	Mechanische Konstruktion der Submodule . . . . .	54
4.1.2	Aufbau des Batterieblocks . . . . .	56
4.1.3	Das rekonfigurierbare Batteriemanagementsystem (BMSR) . . . . .	57
4.1.4	Der Isolationswächter . . . . .	61
4.1.5	Die Relaiseinheit . . . . .	62
4.1.6	Die Strom-Spannung-Messplatine (UI-Einheit) . . . . .	62
4.1.7	Ansteuerung des Inverters . . . . .	63
4.1.8	Der Gleichspannungswandler (DCDC) . . . . .	63
4.2	Software des FlexBat-Systems . . . . .	67
4.2.1	Struktur der FlexBat-Software . . . . .	67
4.2.2	Funktion des Master-Software-Moduls . . . . .	70
4.2.3	Funktion des Slave-Software-Moduls . . . . .	74
4.2.4	Funktion des Konverter-Software Moduls . . . . .	75
4.2.5	Struktur der Inter-Core-Communication . . . . .	76
4.3	Regelung des FlexBat-Systems . . . . .	78
4.3.1	Interne Regelung des Boost-Converters . . . . .	79
4.3.2	Interne Regelung des Buck-Converters . . . . .	87
4.3.3	Übersicht über die interne Regelung . . . . .	94
4.4	Analyse der Leistungselektronik . . . . .	96
<b>5</b>	<b>Betrieb von rekonfigurierbaren Batterien</b>	<b>100</b>
5.1	Betriebsstrategien für das FlexBat-System . . . . .	100
5.1.1	Steigerung der nutzbaren Kapazität . . . . .	100
5.1.2	Steigerung der Lebensdauer . . . . .	101
5.1.3	Senkung der Ausfallrate . . . . .	102
5.2	Methodik der Systemevaluierung . . . . .	105
5.2.1	UML-Beschreibung der Klasse Cell . . . . .	106
5.2.2	UML-Beschreibung der Klasse Block . . . . .	107

5.2.3	UML-Beschreibung der Klasse Converter . . . . .	107
5.2.4	UML Beschreibung der Klasse Knot . . . . .	108
5.2.5	UML Beschreibung der Klasse Stack . . . . .	108
5.2.6	Berechnung der Lebensdauer . . . . .	109
5.2.7	Berechnung der Ausfallrate . . . . .	109
5.3	Szenarien der Systemauslegung . . . . .	113
5.4	Analyse eines 19kWh FlexBat-Systems zum Peak-Shaving . . . . .	113
5.5	Analyse eines 50kWh FlexBat-Systems zur PV-Eigenverbrauchserhöhung	117
5.6	Diskussion der Ausfallrate . . . . .	121
<b>6</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>123</b>
<b>A</b>	<b>Anhang</b>	<b>138</b>
A.1	Herleitung der Übertragungsfunktion des Boost-Converters . . . . .	138
A.2	Linearisierung der Übertragungsfunktion des Boost-Converters . . . . .	141

# 1 Einleitung

Die bei der Verbrennung fossiler Brennstoffe freigesetzten Treibhausgase sind ein wesentlicher Verursacher des globalen Klimawandels [1]. Die Begrenzung der durch sie hervorgerufenen globalen Erwärmung ist eine wesentliche Aufgabe der Menschheit im 21. Jahrhundert. Ein Ansatz zur Reduzierung klimaschädlicher Treibhausgase stellt der Umstieg auf erneuerbare Energien dar. Diese sind jedoch stark volatil und ihr Einsatz daher schlecht planbar [2]. Um das auszugleichen, werden im zukünftigen Energiesystem Speicherkapazitäten benötigt.

Lithium-Ionen-Batterien wurden in den letzten Jahren technisch signifikant weiterentwickelt [3]. Getrieben von der Elektromobilität hat sich die Energiedichte und Lebensdauer von Li-Ionen-Zellen in den letzten Jahren stark verbessert, während sich der Preis pro Kilowattstunde Speicherkapazität deutlich reduziert hat [4]. Neben der Nutzung in automobilen Anwendungen konnte in den vergangenen Jahren auch eine starke Zunahme der installierten Speicherkapazität von stationären Batterien beobachtet werden [5]. Insbesondere die Anzahl der installierten Batterie-Heimspeicher mit Kapazitäten kleiner 30 kWh hat in den vergangenen Jahren stark zugenommen. Diese werden hauptsächlich zur Erhöhung der Eigenverbrauchsquote von Solarstrom eingesetzt. Hier haben Li-Ionen-Batterien andere Technologien schon fast vollständig abgelöst [5].

Ein weiterer Wachstumsmarkt sind zentrale Speicher im Megawattstundenbereich, die hauptsächlich zur Bereitstellung von Primärregelleistung eingesetzt werden. Obwohl hier noch vermehrt andere Batterietechnologien zum Einsatz kommen, dominieren auch hier mittlerweile Li-Ionen-Batterien.

Im Jahr 2019 betrug der Industrieanteil am deutschen Stromverbrauch 45% [6]. Aufgrund des geringeren Strompreises für Industriekunden sind Batteriespeicheranwendungen dort bisher noch nicht immer wirtschaftlich und daher weniger verbreitet. Aufgrund der weiteren Vergünstigung von Speichern sowie möglicher regulatorischer Veränderungen könnte sich das in Zukunft ändern. In der Industrie bieten sich zudem neuartige Anwendungsfälle wie Lastspitzenkappung, die zukünftig interessant werden können.

Die Investition in ein Batteriesystem amortisiert sich erst nach mehreren Jahren [7]. Wenn ein Submodul des Systems vor Ende der Systemlebenszeit ausfällt, muss dieses ersetzt werden. Es ist jedoch gut möglich, dass die ursprünglich verbaute Zelltechnologie zu diesem Zeitpunkt überholt ist und nicht mehr hergestellt wird. Damit sind unterschiedliche Zelltechnologien in einem System zu kombinieren.

Durch die zunehmende Elektrifizierung des Individualverkehrs könnte es in Zukunft zu einem großen Angebot vorgealterter (second-life), preisgünstiger Batterien aus Elektrofahrzeugen kommen. Diese könnten in stationären Speichern eingesetzt werden.

Sowohl die Reparatur als auch der Einsatz vorgealterter Zellen führen zu Speichersystemen, welche im Vergleich zu fabrikneuen Systemen Batteriezellen mit deutlich voneinander

abweichenden Eigenschaften aufweisen.

Ein Ansatz zur optimalen Nutzung von Batteriesystem mit heterogenen Eigenschaften stellen rekonfigurierbare Batteriespeichersysteme dar. Diese können die Lebensdauer, verfügbare Kapazität und Zuverlässigkeit gegenüber konventionellen Systemen deutlich steigern.

## 1.1 Ziele der Arbeit

Für diese Arbeit wurden drei Ziele formuliert.

- **Methodenentwicklung zur Auslegung industrieller Batteriesysteme:** Es sollen Methoden entwickelt werden, mit denen aus Lastprofilen industrieller Verbräuchen unter Berücksichtigung verschiedener Szenarien, Anforderungen an das Batteriesystem festgelegt werden können.
- **Entwicklung und Aufbau eines rekonfigurierbaren Batteriesystems:** Es soll ein funktionsfähiger Prototyp (FlexBat) eines neuartigen rekonfigurierbaren Batteriesystems entwickelt und aufgebaut werden.
- **Betriebsstrategien für rekonfigurierbare Batteriesysteme:** Es sollen Strategien entworfen werden, um rekonfigurierbare Batterien optimal zur Erfüllung der Anforderungen aus industriellen Anwendungsfällen einsetzen zu können.

## 1.2 Beiträge dieser Arbeit

Fortschritte wurden im Rahmen dieser Arbeit in drei Gebieten erzielt.

- **Auslegungsmethoden für industrielle Batteriesysteme:** Die in der Literatur beschriebenen Methoden zur Dimensionierung von Speichern sind auch für die Auslegung industrieller Batteriesysteme nutzbar. Diese werden adaptiert und mit einem, im Rahmen dieser Arbeit erfassten und veröffentlichten, Datensatz validiert.
- **Betriebsstrategien für rekonfigurierbare Batteriesysteme:** Existierende Methoden werden zu einem Werkzeug zur Evaluierung von Betriebsstrategien für rekonfigurierbare Batterien kombiniert. Im Gegensatz zu in der Literatur vorgeschlagenen Ansätzen, skaliert die hier implementierte Methode schlechter für sehr große Systeme mit einer sehr hohen Anzahl an Zellen oder Modulen. Dafür können jedoch auch sehr heterogene Systeme und Typologien detailliert evaluiert werden.
- **Entwicklung eines neuartigen rekonfigurierbaren Batteriesystems:** ein neuartiges rekonfigurierbares Batteriesystem wird entwickelt. Dabei werden verschiedene bekannte Ansätze kombiniert. Viele in der Literatur beschriebenen Designs demonstrieren nur Teilaspekte eines Systems. Dagegen ist die in dieser Arbeit entwickelte Batterie vollständig einsetzbar und enthält neben der leistungsstarken



Leistungselektronik ein neuartiges Batteriemanagementsystem, das durch besondere Flexibilität und sehr hohe Sicherheitsstandards gekennzeichnet ist. Das System ist zudem als modulare und einfach adaptierbare Entwicklungsplattform für den Test neuer Konzepte im Bereich der Batteriesysteme geeignet.

## 2 Stand der Technik

Der Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft [8] definiert Energiespeicher als „Anlagen, die Energie mit dem Ziel der elektrischen, chemischen, elektrochemischen, mechanischen oder thermischen Speicherung aufnehmen und einer zeitlich verzögerten Nutzung wieder zur Verfügung stellen.“ Bei Lithium-Ionen-Zellen handelt es sich um elektrochemische Speicher. Nicht wiederaufladbare Zellen (Primärelemente) werden in dieser Arbeit nicht betrachtet.

### 2.1 Anforderungen an Batteriespeichersysteme

Batteriespeichersysteme basierend auf Li-Ionen-Technologie haben einen sehr breiten Anwendungsbereich, der sich von Smartphones mit Batteriekapazitäten von ungefähr 10 Wh über Traktionsbatterien in Elektro- und Hybridfahrzeugen (10 kWh bis 100 kWh) bis hin zu stationären Großspeichern (>1MWh) erstreckt. Die Speicher ausschließlich über die verfügbare Kapazität zu kategorisieren, ist allerdings nicht ausreichend. Ein stationärer Speicher für Heimanwendungen und eine Batterie in einem Hybridfahrzeug mögen zwar eine ähnliche Kapazität aufweisen, haben allerdings komplett unterschiedliche Lastprofile. Eine Traktionsbatterie in einer Hybridanwendung kann kurzfristig Entladeraten von über 3 C<sup>1</sup> aufweisen [9] während das Heimspeichersystem 1 C meist nicht überschreitet. Auch an die Umgebungsbedingungen werden unterschiedliche Anforderungen gestellt. Ein stationäres Speichersystem ist in der Regel an einem Ort mit geringen Temperaturschwankungen aufgestellt und muss keinen starken mechanischen Belastungen widerstehen. Die im Mars Rover Opportunity verbauten Li-Ionen-Batterie musste nicht nur die niedrigen Temperaturen der Marsoberfläche [10], sondern auch die beim Start der Trägerrakete und der Landung auf dem Mars auftretenden Beschleunigungen und Vibrationen standhalten. Die durchschnittliche Nutzungsdauer von Mobiltelefonen beträgt zwei bis drei Jahre, während auf Batterieheimspeicher 10 Jahre Garantie gegeben werden [11]. Auch die nötige Verfügbarkeit des Batteriesystems hängt stark von der Anwendung ab. Der Austausch eines defekten Submoduls in einem Elektrofahrzeug zieht einen unangenehmen Werkstattaufenthalt nach sich. Eine ausgefallene Batterie in einem Satelliten kann nicht so einfach getauscht werden. Aufgrund ihrer hohen Energiedichte und verwendeten Materialien geht von unsachgemäß betriebenen Li-Ionen-Batterien ein Risiko für den Menschen aus. Um dieses ausreichend gering zu halten, müssen anwendungsspezifische Anforderungen an die funktionale Sicherheit erfüllt werden.

---

<sup>1</sup>C beschreibt die Laderate einer Batteriezelle im Verhältnis zur Batteriekapazität. Bei einer Rate von 1 C ist Batterie in einer Stunde vollständig geladen. Bei einer Rate von 3 C ist die Batterie in 20 min geladen

Batteriespeichersysteme müssen immer spezifisch an ihren Einsatzzweck angepasst werden. Die nötige Batteriekapazität und Leistung lässt sich, wie in Kapitel 2.2.5 gezeigt, aus dem Nutzungsprofil der gegebenen Anwendung ableiten. Die weiteren Systemspezifikationen ergeben sich aus den erwarteten Umgebungsbedingungen, der benötigten Lebensdauer und Verfügbarkeit, sowie den Anforderungen der funktionalen Sicherheit.

## 2.2 Anwendungen von stationären Batteriesystemen

Die Kosten für Li-Ionen-Zellen haben sich in den vergangenen Jahren deutlich reduziert [5]. Wie in Abbildung 2.1 dargestellt, beträgt der Preis heute, je nach Zellformat, zwischen 100 €/kWh und 250 €/kWh. Durch vermehrte Massenfertigung werden weiter fallende Preise erwartet. Dadurch sind Li-Ionen-Batterien zunehmend für mobile und stationäre Speicheranwendungen interessant.

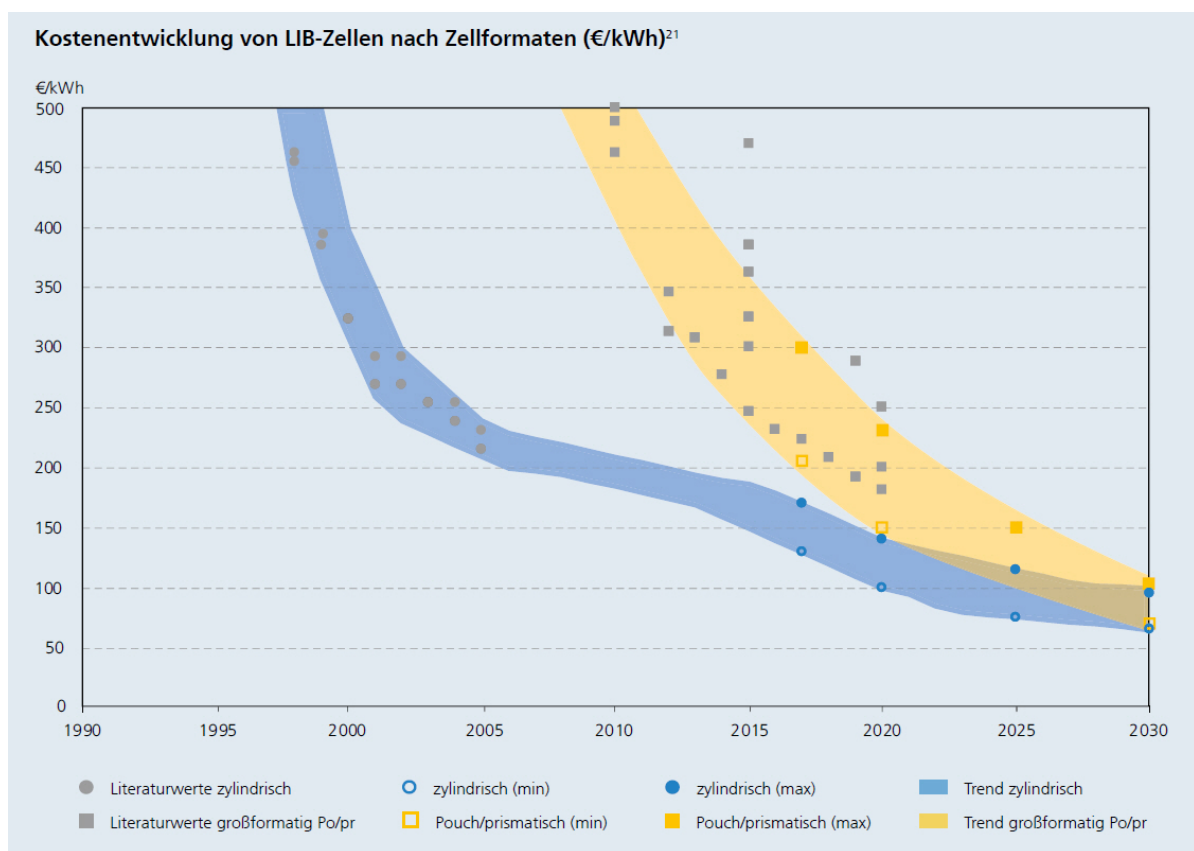


Abbildung 2.1 Geschätzte Preisentwicklung von Li-Ionen-Zellen bis 2030 [4]

Im Folgenden werden einige relevante Einsatzszenarien von stationären Batteriespeichern dargestellt.

## 2.2.1 Eigenbedarfsoptimierung von Photovoltaik-Anlagen

Dezentrale kleine Systeme zur Eigenbedarfsoptimierung von Photovoltaik-Anlagen (PV) stellen zurzeit den häufigsten Anwendungsfall für stationäre Li-Ionen-Speicher dar. Hierbei wird überschüssiger Solarstrom zur Mittagszeit in der Batterie gespeichert und zu anderen Zeitpunkten verbraucht, womit der Bezug von teurem Strom aus dem Netz reduziert wird. Der Abfall der PV-Einspeisevergütung in Kombination mit sinkenden Systempreisen hat bereits Ende 2018 zur Installation von rund 125.000 Batteriespeichern mit einer mittleren Kapazität von 8,1 kWh geführt [12]. In Abbildung 2.2 ist die kumulierte installierte Kapazität von PV-Heimspeichern unter 50 kWh dargestellt. Es standen Ende 2018 also ca. 930 MWh Speicherkapazität zur Verfügung. Betrug 2013 bei Neuinstallationen der Anteil von Blei-Säure Akkumulatoren noch 70%, basierten 2018 fast alle installierten Heimspeicher auf Li-Ionen-Zellen.

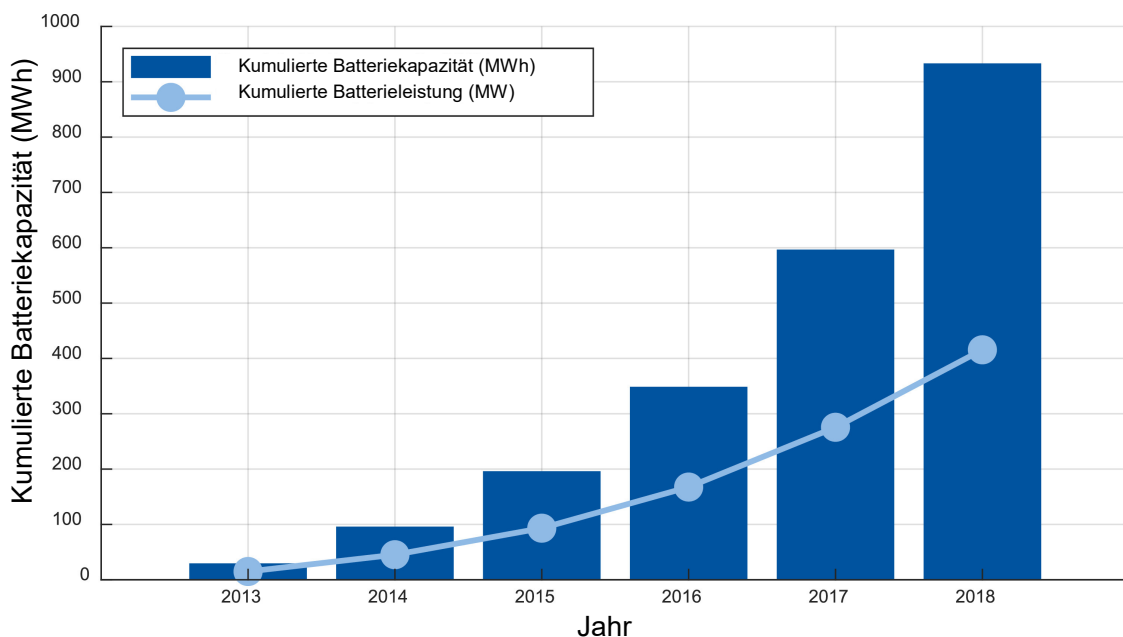


Abbildung 2.2 Installierte dezentrale Heimspeicherkapazität in Deutschland zwischen 2013 und 2018 [12]

## 2.2.2 Lastspitzenkappung (Peak-Shaving) von industriellen Verbrauchern

Ein weiterer in Zukunft interessanter Anwendungsfall von Batteriespeichern stellt Lastspitzenkappung dar. Abbildung 2.3 zeigt den typischen Lastgang einer industriellen Produktionsstätte. Ein Speicher kann mittags benötigte Energie bereitstellen und damit die maximal aus dem Netz entnommene Leistung auf  $P_{MAX}$  begrenzen. In Bereich 2 wird Energie aus dem Netz entnommen um die Batterie wieder aufzuladen. Damit ergibt sich für den Betrieb mit Lastspitzenkappung die durchgezogene Linie.

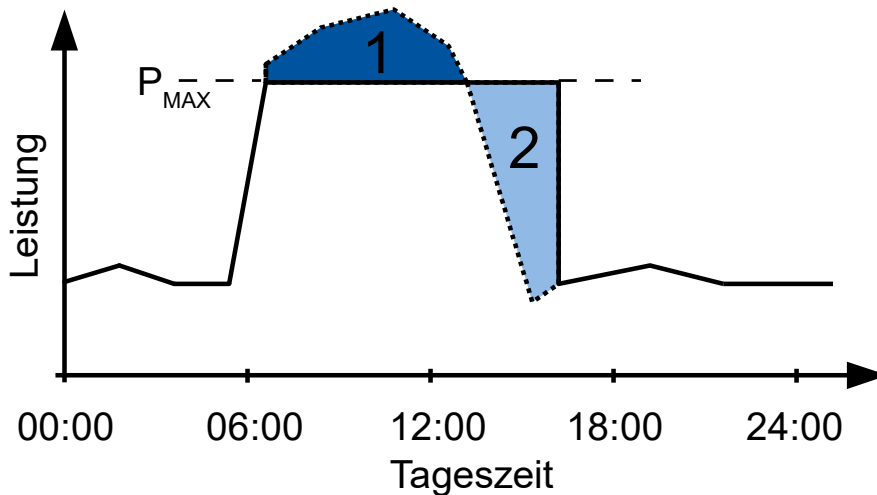


Abbildung 2.3 Typischer Lastverlauf einer Produktionsstätte. Die gestrichelte Linie repräsentiert den Verlauf der Last ohne Einsatz einer Batterie. Die durchgezogene Linie zeigt den Lastverlauf beim Einsatz eines Batteriespeichers zur Lastspitzenkappung.

Dieser Anwendungsfall ist besonders für industrielle Verbraucher interessant, die zusätzlich zur bezogenen Energie (Arbeitspreis), für ihre Spitzenlast (Leistungspreis) zahlen müssen. In [13] wurden vier verschiedene industrielle Lastprofile untersucht und dabei eine Amortisierung der Investition von fünf bis sieben Jahren ermittelt. Die Firma Smart-Power, welche Batteriegroßspeicher vertreibt, stellt an drei Praxisbeispielen (produzierendes Gewerbe, mittelständische Papierfabrik und Metallwerk) mit Kapazitäten von 50 kWh, 91 kWh und 858 kWh, den ökonomischen Nutzen der Lastspitzenkappung dar [14],[15],[16]. Falls durch einen neuen großen Verbraucher ein Netzausbau nötig wird, könnte dieser durch den Einsatz von Peak-Shaving unter Umständen vermieden oder verzögert werden, was zusätzliche Einsparungen erbringen könnte.

### 2.2.3 Netzstabilisierung und Bereitstellung von Regelleistung

Die in Deutschland zuletzt zugebauten zentralen Batteriespeicherkraftwerke in der Größenordnung von mindestens 1 MWh, dienen wie in Abbildung 2.4 hauptsächlich zur Bereitstellung von Primärregelleistung verwendet. Diese dient dazu kurzfristige Laständerungen abzufedern und damit die Netzfrequenz stabil zu halten. Die zweithäufigste Anwendung stellt die Integration von Erneuerbaren Energien (EE) und Smart-Grids (SG) dar. Laut [12] deckt die installierte Batteriekapazität bereits 63% der in Deutschland anfallenden Regelleistung ab. Es ist aber unklar inwieweit sich der Markt für Regelleistung in den nächsten Jahren entwickeln wird [17], was sich auf den weiteren Zubau dieser Speicher auswirken könnte. Stationäre Energiespeicher haben in den vergangenen Jahren zudem schon mehrfach ihren Nutzen in der Beherrschung von Großstörungen beweisen [18].

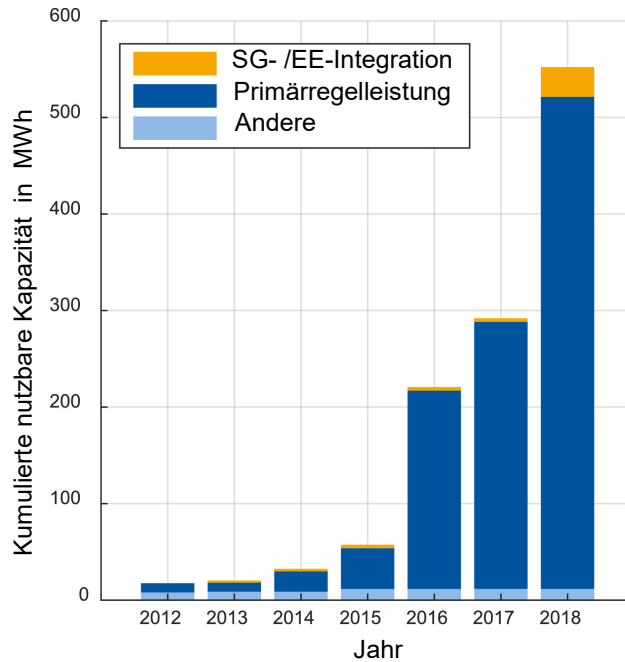


Abbildung 2.4 Installierte Kapazität von Großspeichern in Deutschland zwischen 2012 und 2018 und deren Anwendung [12]

## 2.2.4 Sonstige Anwendungen von stationären Batteriesystemen

In [19] werden über 20 weitere verschiedene Einsatzmöglichkeiten von Batteriespeichern wie Inselanlagen, Maßnahmen zur Verbesserung der Netzqualität oder die Bereitstellung zusätzlicher Kurzschlussleistung diskutiert. Auch wenn einige der beschriebenen Anwendungen technisch möglicherweise sinnvoll sind, existiert zurzeit oftmals kein lohnendes Geschäftsmodell, das die Investitionen rechtfertigen würde.

## 2.2.5 Methoden zur Auslegung von Batteriespeichern

Zur Bestimmung der anwendungsoptimierten Batterie existieren in der Literatur verschiedene Ansätze. Diese ermitteln Entscheidungsgrößen, anhand derer die optimale Konfiguration des Speichersystems festgelegt werden kann. Eine Variante besteht in der Modellierung der Anwendung als lineares Optimierungsproblem. Dabei wird meist keine Betriebsstrategie vorgegeben, die bestimmt, wann und wie die Batterie be- und entladen wird [20]. Diese ergibt sich stattdessen als Lösung des Optimierungsproblems.

Ist die Operationsstrategie jedoch bekannt, bietet sich die szenario-basierte Simulation an [21],[22],[23]. Diese ermöglicht im Gegensatz zur linearen Optimierung den einfachen Einsatz komplexerer Batteriemodelle. Hierbei werden mittels parametrisierter Modelle Anwendungen durchgespielt und daraus die Leistung des Batteriesystems unter verschiedenen Bedingungen abgeleitet. In Gleichung 2.1 wird dies am Beispiel einer

PV-Anlage mit Batteriespeicher und lokalem Verbraucher verdeutlicht.

$$P_{NETZ}(t) = P_{LAST}(t) - P_{PV}(t) + P_{BAT}(t) \quad (2.1)$$

$P_{NETZ}(t)$  stellt die aus dem Netz aufgenommene Leistung,  $P_{LAST}(t)$  den Lastgang des Verbrauchers,  $P_{PV}(t)$  die Produktion von Solarenergie und  $P_{BAT}(t)$  die von der Batterie aufgenommene Leistung dar. Durch optimale Dimensionierung von Batterie und Solaranlage können beispielsweise Stromkosten reduziert und CO<sub>2</sub>-Emissionen vermindert werden.

## 2.3 Verfügbarkeit und funktionale Sicherheit von Systemen

Bei der Entwicklung von technischen Systemen müssen sowohl Anforderungen an die Funktionale Sicherheit als auch an die Verfügbarkeit betrachtet werden [24]. Als funktionale Sicherheit wird die Freiheit von unvermeidbaren Risiken definiert [25]. Ein System ist genau dann nicht verfügbar, wenn es seine erwartete Funktion nicht erfüllt [26]. Risiken definieren sich als eine Kombination von Eintrittswahrscheinlichkeit und Schadensausmaß. Insbesondere wenn Menschen gefährdet werden könnten, müssen Vorkehrungen getroffen werden, um die Wahrscheinlichkeit eines solchen Ereignisses zu verringern. Ein System welches sich in einem sicheren Zustand in der Werkstatt befindet, ist zwar sicher im Sinne der Funktionalen Sicherheit, allerdings nicht verfügbar [24].

### 2.3.1 Funktionale Sicherheit von Systemen

Ein System ist funktional sicher, wenn es mit ausreichend hoher Wahrscheinlichkeit kritische Zustände erkennt und einen sicheren Zustand einnimmt. Um dies zu gewährleisten, existiert die Grundnorm DIN EN 61508 *Funktionale Sicherheit sicherheitsbezogener elektrischer/elektronischer/programmierbarer elektronischer Systeme*. Aus dieser werden für verschiedene Anwendungsgebiete passende Normen, wie beispielsweise die ISO 26262 für Automobilanwendungen abgeleitet. Um das vom System ausgehende Restrisiko auf ein tolerierbares Maß zu reduzieren, schreiben diese Normen ein systematisches Vorgehen beim Systementwurf vor. Für die DIN EN 61508 beinhaltet dieses laut [25]

- Durchführung einer Risikoanalyse und Spezifikation der Sicherheitsanforderungen, d.h. der erforderlichen Risikominderung
- Management der Aktivitäten im Sicherheitslebenszyklus der Sicherstellung einer vollständigen und nachweisbaren Umsetzung der Sicherheitsanforderungen
- Entwurf der Hardware und Softwarearchitektur nach vorgegebenen Prinzipien zur Vermeidung oder Beherrschung von Fehlern
- Planbare und nachvollziehbare Umsetzung über definierte Prozesse (z.B. Für Projektmanagement, Konfigurationsmanagement, Entwurf, Test)

- Anwendung von bestimmten Techniken und Maßnahmen zu Vermeidung oder Erkennung von systematischen Fehlern (z.B. Entwurfsmethoden, Testverfahren)

### 2.3.2 Schätzung der Zuverlässigkeit von Systemen

Rekonfigurierbare Batteriesysteme steigern, wie in Kapitel 2.4 beschrieben durch zusätzliche Redundanz die Zuverlässigkeit und Verfügbarkeit. Funktional sicherer als konventionelle Batterien sind sie jedoch nicht zwangsläufig. Die zur Abschätzung der Zuverlässigkeit verwendeten Methoden und Konzepte werden in diesem Kapitel vorgestellt. In Abbildung 2.5 ist die sogenannte Badewannenkurve aufgezeigt. Darin ist die Fehlerrate eines typischen Bauteils über die Zeit aufgetragen. Dabei kann zwischen frühen, zufälligen und Alterungsfehlern unterscheiden werden. Frühe Fehler treten am Anfang des Lebenszyklus eines Produktes auf. Dabei handelt es sich unter anderem um Produktionsfehler sowie Effekte von Konstruktions- und Planungsfehlern.

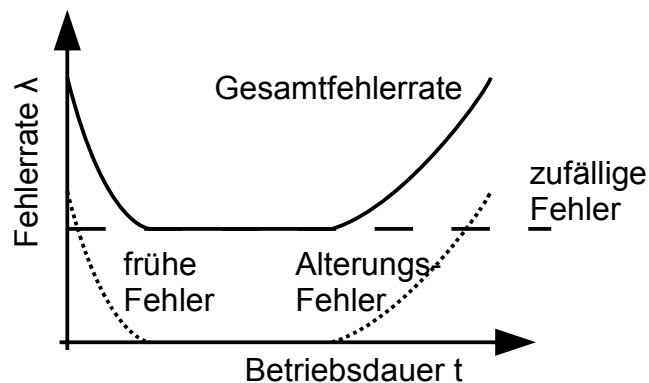


Abbildung 2.5 Badewannenkurve nach [26] zur Beschreibung der Fehlerrate  $\lambda$  über die Betriebsdauer  $t$ . Die durchgezogene Linie repräsentiert die Gesamtfehlerrate unter Berücksichtigung zufälliger Fehler. Diese sind im gestrichelt dargestellten Verlauf vernachlässigt

Zufällige Fehler treten unerwartet und unabhängig von Alter oder Betriebsdauer einer Komponente oder eines Systems auf. Deren Ursachen sind im Allgemeinen technisch erklärbar, jedoch im Einzelfall nicht vorhersehbar [26]. Alterungsfehlern entstehen gegen Ende der vorgesehenen Betriebsdauer oder durch unzulässigen Betrieb.

Die Fehlerrate  $\lambda(t)$  ist definiert durch die Anzahl Fehler pro Zeiteinheit zu einer bestimmten Betriebsdauer  $t$ . Im Folgenden wird mit  $\lambda$  nur die zufällige Fehlerrate bezeichnet, die als zeitunabhängig angenommen wird. In der Praxis hängt die Fehlerrate auch von den Betriebsbedingungen des Objektes ab. Dazu gehören bei elektrischen Komponenten beispielsweise die Betriebsspannung und Temperatur.

Die genaue Bestimmung der Fehlerrate einer Komponente ist sehr aufwendig. Dabei muss eine große Anzahl von Komponenten über lange Zeiträume unter definierten Bedingungen beobachtet werden [26]. Dies ist aufwendig und teuer.



Eine Alternative zur aufwendigen experimentellen Bestimmung, bieten Standards verschiedener Institutionen. Dazu zählen beispielsweise MIL-HDBK-217 [27] des US-Militärs oder FIDES [28] des Französischen Verteidigungsministeriums. Dieses Vorgehen ist günstiger als aufwendige Tests, jedoch weniger genau. Außerdem sind die Standards recht alt. Die neueste Variante des MIL-HDBK-217 stammt aus 1995, die aktuelle Version von FIDES aus dem Jahr 2010. Insbesondere Li-Ionen-Batterien haben sich in den letzten 10 Jahren jedoch deutlich verbessert.

Sind die Ausfallraten  $\lambda_i$  jeder Komponente eines Systems bekannt, kann daraus die Ausfallrate des Gesamtsystems abgeleitet werden. Dafür existieren verschiedenste Methoden wie Zuverlässigkeitsblockdiagramme oder Markov-Prozesse [29].

Markov-Prozesse sind kontinuierliche stochastische Prozesse, in denen zukünftige Zustände nur vom aktuellen Zustand abhängig sind. Diese lassen sich formal mittels Matrizen beschreiben und daher einfach automatisiert lösen [29]. Abbildung 2.6 zeigt die graphische Darstellung eines 2p-Systems. Dieses fällt nur dann aus, wenn beide Komponenten fehlerhaft sind. Die Zustände des Prozesses sind in Tabelle 2.1 beschrieben. Die Übergangswahrscheinlichkeiten sind mit  $\lambda_{ij}$  für die Ausfallrate und  $\mu_{ij}$  für die Reparaturrate beschrieben.

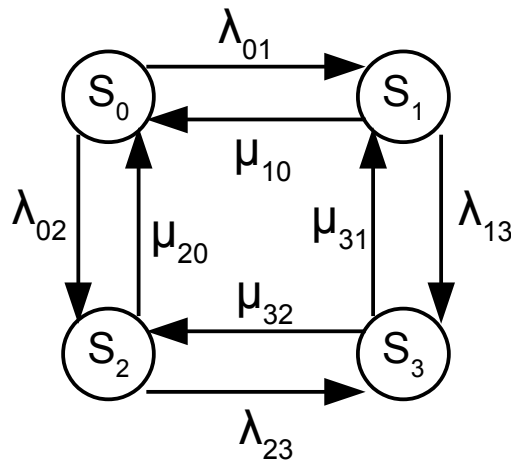


Abbildung 2.6 Graphische Darstellung eines Markovprozesses zur Modellierung der Ausfallrate eines 2p-Systems

Tabelle 2.1 Zustände des Markovprozesses eines 2p-System

$S_0$	beide Komponenten funktional
$S_1$	Ausfall Komponente 1, Komponente 2 funktional
$S_2$	Ausfall Komponente 2, Komponente 1 funktional
$S_3$	Ausfall Komponente 1 und Komponente 2

Aus Abbildung 2.6 lässt sich die Übergangsmatrix 2.2 ableiten.

$$T = \begin{pmatrix} 1 - \lambda_{01} - \lambda_{10} & \lambda_{01} & \lambda_{02} & 0 \\ \mu_{10} & 1 - \lambda_{13} - \mu_{10} & 0 & \lambda_{13} \\ \mu_{20} & 0 & 1 - \lambda_{02} - \mu_{20} & \lambda_{32} \\ 0 & \mu_{31} & \mu_{32} & 1 - \mu_{32} - \mu_{31} \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

Mit dem Wahrscheinlichkeitsvektor  $P$  und der Einheitsmatrix  $I$  gilt.

$$P(T - I) = 0 \quad (2.3)$$

Transponiert ergibt sich.

$$\begin{pmatrix} -(\lambda_{01} + \lambda_{10}) & \mu_{10} & \mu_{20} & 0 \\ \lambda_{01} & -(\lambda_{13} + \mu_{10}) & 0 & \mu_{31} \\ \lambda_{02} & 0 & -(\lambda_{02} + \mu_{20}) & \mu_{23} \\ 0 & \lambda_{13} & \lambda_{23} & -(\mu_{32} + \mu_{31}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_0 \\ P_1 \\ P_2 \\ P_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

Dieses Gleichungssystem enthält aber nur  $n - 1$  unabhängige Gleichungen. Mit  $P_1 + P_2 + P_3 + P_4 = 1$  ergibt sich ein lösbares lineares Gleichungssystem. Damit lässt sich die Wahrscheinlichkeit jedes Zustands ermittelt werden.

$$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ \lambda_{01} & -(\lambda_{13} + \mu_{10}) & 0 & \mu_{31} \\ \lambda_{02} & 0 & -(\lambda_{02} + \mu_{20}) & \mu_{23} \\ 0 & \lambda_{13} & \lambda_{23} & -(\mu_{32} + \mu_{31}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_0 \\ P_1 \\ P_2 \\ P_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

Die Ausfallrate des Systems ergibt sich dann aus der Summe der mit den Zustandswahrscheinlichkeiten gewichteten Übergangswahrscheinlichkeiten aller in den Fehlerzustand führenden Zustände.

$$\lambda_{sys} = P_1 \lambda_{13} + P_2 \lambda_{23} \quad (2.6)$$

## 2.4 Rekonfigurierbare Batteriesysteme

Die Art der Anordnung einzelner Batteriezellen zu einem System wird als Topologie bezeichnet. Im Unterschied zu konventionellen Batteriesystemen können rekonfigurierbare Systeme diese im Betrieb ändern. In der Literatur existiert keine allgemein akzeptierte Klassifikation der verschiedenen Konzepte. Für diese Arbeit wird zwischen Schaltmatritzen (SM), kaskadierten DCDC-Wandlern (CDCDC) und modularen Multilevel-Konvertern (MMC) unterschieden.

Abbildung 2.7 zeigt ein konventionelles Batteriesystem für den stationären Einsatz. Je nach benötigter Kapazität werden mehrere Batteriemodule (BM) in Serie geschaltet. Bei einem Batteriemodul handelt es sich um die Zusammenschaltung von mehreren Batteriezellen zu einer größeren Einheit (vgl. Kapitel 2.5). Um die Batteriespannung  $U_{BAT}$  an die DC-Link-Spannung  $U_{DC-LINK}$  anzupassen, wird ein DCDC-Wandler (vgl.

Kapitel 2.8) eingesetzt. Der Inverter generiert aus  $U_{DC-LINK}$  Drehstrom zur Einspeisung in das Netz.

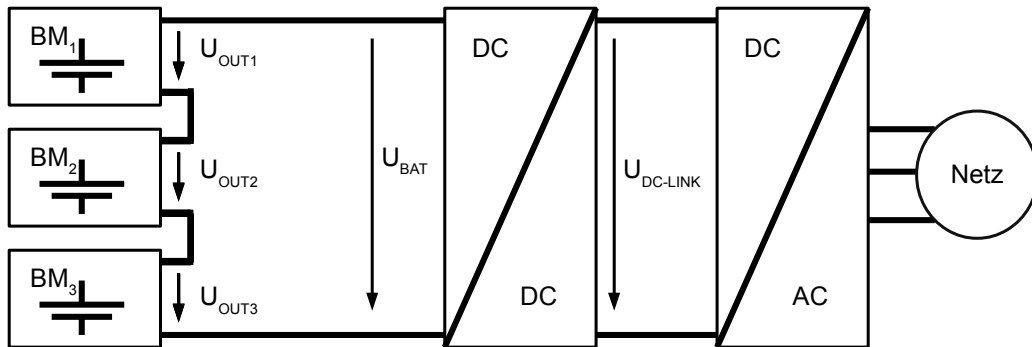


Abbildung 2.7 Vereinfachtes Schaltbild eines konventionellen Batteriesystems

Abbildung 2.8 zeigt eine Schalt-Matrix wie in [30] dargestellt. Mittels Leistungsschaltern können Module im Fehlerfall überbrückt werden.

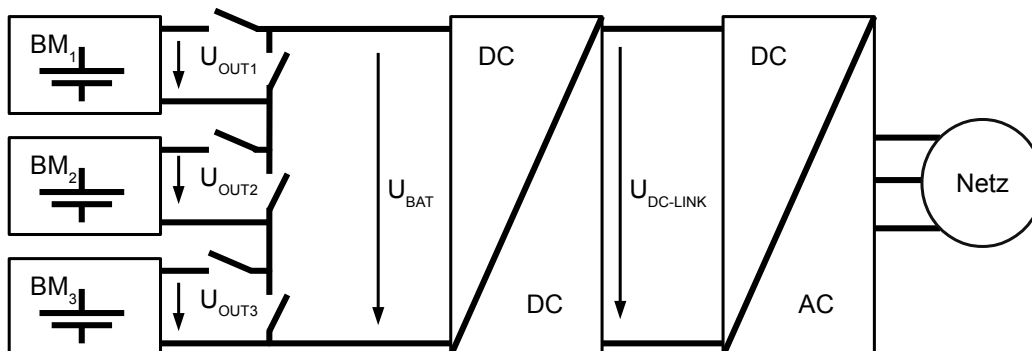


Abbildung 2.8 Vereinfachtes Schaltbild eines Schalt-Matrix-Batteriesystems

Abbildung 2.9 zeigt eine kaskadierte DCDC-Wandler Topologie ähnlich der in [31] und [32] vorgestellten Systeme. Hierbei wird der zentrale DCDC-Wandler nicht mehr benötigt. Durch Anpassung der Ausgangsspannungen  $U_{OUT}$  kann die Leistung jedes Moduls präzise geregelt werden. Genau wie in der Schalt-Matrix-Topologie können fehlerhafte Module überbrückt werden.

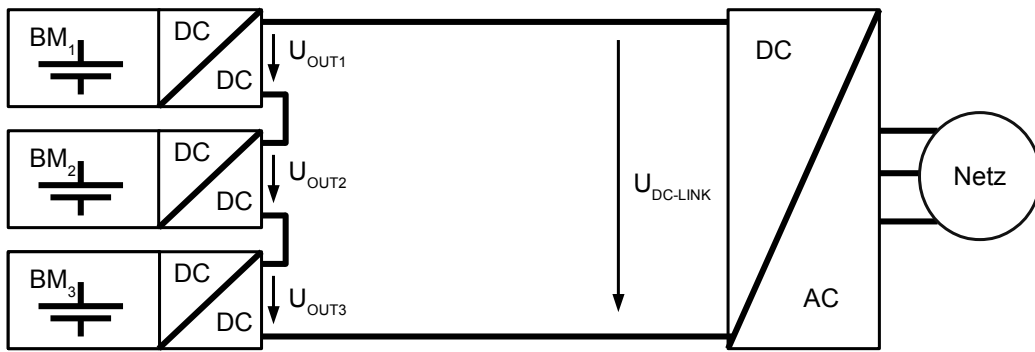


Abbildung 2.9 Vereinfachtes Schaltbild eines kaskadierten DCDC-Wandlers

Abbildung 2.10 zeigt einen modularen Multilevel Converter [33]. Jedes Modul ist mit einer Vollbrückenschaltung (FB) verbunden. Dadurch können Module periodisch zu- und abgeschaltet werden. Über die Induktivitäten ( $L_1, L_2, L_3$ ) kann dadurch direkt ein dreiphasiger sinusförmiger Wechselstrom generiert werden.

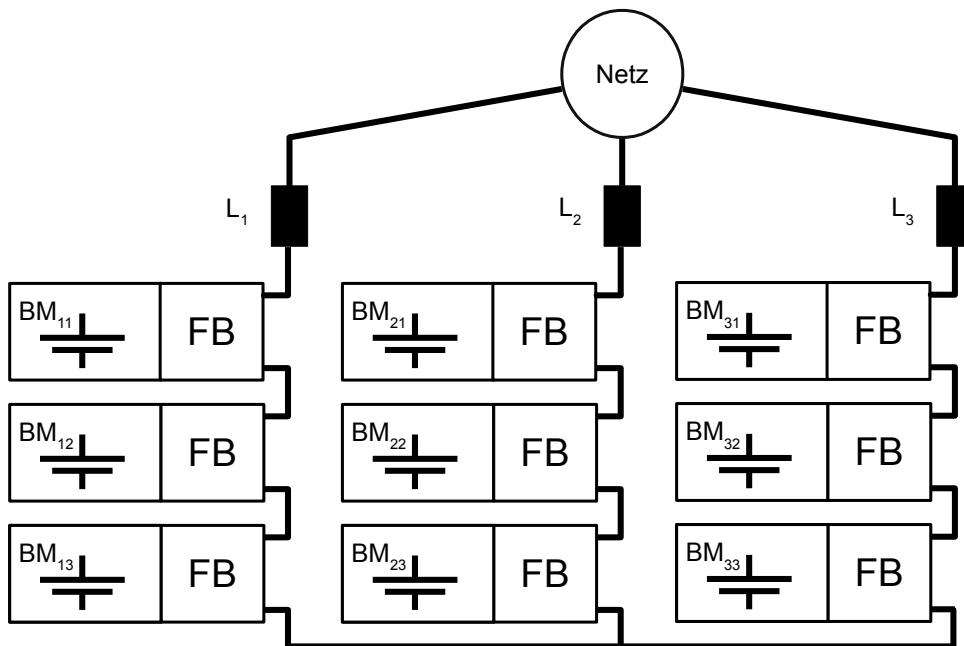


Abbildung 2.10 Vereinfachtes Schaltbild eines modularen Multilevel Converters (MMC)

In Tabelle 2.2 werden die verschiedenen Ansätze in den Kategorien Skalierbarkeit, Redundanz sowie der Nutzbarkeit heterogener Module miteinander verglichen.

Tabelle 2.2 Qualitativer Vergleich der Eigenschaften von konventioneller Batterie, Schaltmatrix (SM), kaskadiertem DCDC-Wandler (CDCDC) und modularem Multilevel Converter (MMC)

Eigenschaft	konventionell	SM	CDCDC	MMC
Skalierbarkeit	0	0	0	–
Redundanz	0	++	++	+
Nutzung heterogener Module	0	+	++	+

### 2.4.1 Skalierbarkeit von Batteriespeichern

Unter Skalierbarkeit wird die Eigenschaft definiert, aus gegebenen Zellen und Modulen ein System mit beliebiger Kapazität zu entwerfen. Mit SM und CDCDC können auch kleine Systeme aufgebaut werden, da beide einen DCDC-Wandler einsetzen, um auch bei niedriger Batteriespannung eine ausreichende DC-Link-Spannung bereitstellen können. Der MMC-Converter benötigt eine Batteriespannung  $U_{BAT}$ , die mindestens der Spitzenspannung des Drehstromnetzes entspricht. Beim 400 V-Niederspannungsnetz in Europa entspricht dies mindestens 360 V. Zudem wird für jede Phase ein Batteriestrang benötigt. Die Skalierbarkeit des MMC ist daher deutlich schlechter als die der anderen Systeme

### 2.4.2 Redundanz in Batteriespeichersystemen

Das konventionelle System bietet keinerlei Redundanz zur Steigerung der in Kapitel 2.3 definierten Zuverlässigkeit. Eine fehlerhafte Zelle führt zum Ausfall des Gesamtsystems. Die funktionale Sicherheit muss jedoch bei allen Systemen gegeben sein. Sowohl Schaltmatrix als auch CDCDC bieten eine hohe Redundanz, da defekte Module überbrückt werden können. Der MMC bietet generell auch die Möglichkeit Module zu überbrücken. Da jedoch kein Aufwärtswandler verfügbar ist, können im Vergleich zu SM und CDCDC nur wenige Module ausfallen, bevor ein Strang die minimale benötigte Spannung zum Einspeisen ins Netz unterschreitet. Zudem können ausgefallene Module nur durch Module des desselben Stranges ersetzt werden. Die Ausfallsicherheit ist daher gegenüber dem CDCDC noch weiter reduziert.

### 2.4.3 Verwendung heterogener Module in Batteriespeichern

Die Batteriezellen in einem Modul sind identischen Umgebungs- und Betriebsbedingungen ausgesetzt und altern daher vergleichbar. Die Kombination von, unter abweichenden Umgebungsbedingungen, gealterten Modulen sowie der Einsatz unterschiedlicher Zelltechnologien in einem System, wird in dieser Arbeit als Verwendung heterogener Module

bezeichnet. Diese weisen abweichende Innenwiderstände und Kapazitäten auf. Kaskadierte DCDC Systeme sind dafür ideal, da die Leistung in jedem Modul einzeln gesteuert und damit je nach innerem Zustand belastet werden kann. Modulare Multilevel Konverter ermöglichen dies auch, jedoch kann keine Leistung zwischen verschiedenen Strängen ausgetauscht werden. SM ermöglicht im Gegensatz zu CDCDC keine exakte Regelung der Modulleistung.

## 2.5 Aufbau von Batteriesystemen

Um aus einzelnen Batteriezellen die benötigte Kapazität und Spannung bereitzustellen zu können, werden Zellen wie in Abbildung 2.11 dargestellt, miteinander kombiniert. Größere Batterien werden dabei meist in Modulbauweise aufgebaut.

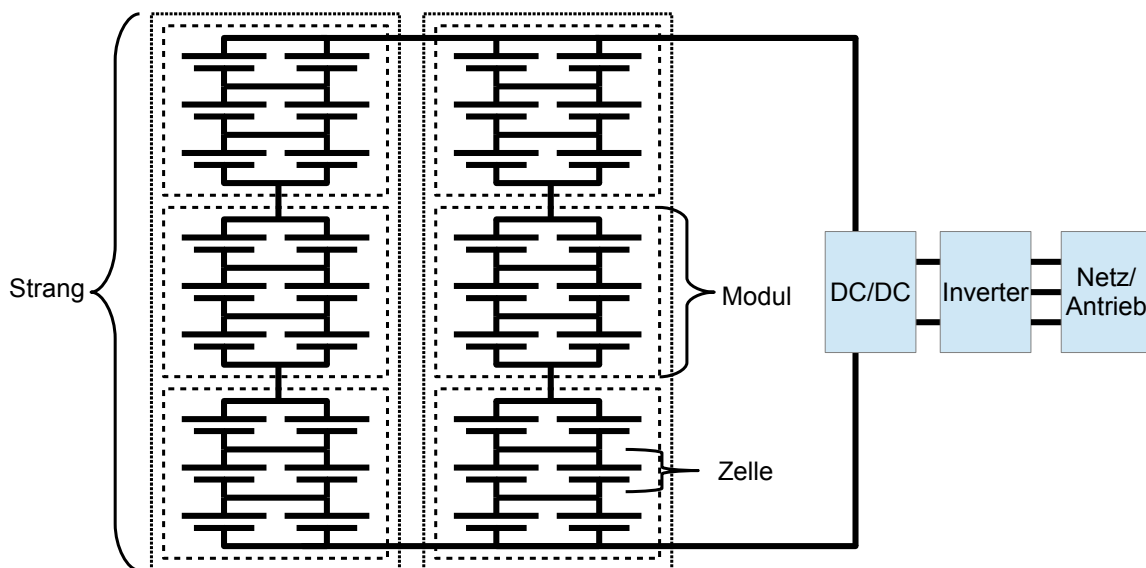


Abbildung 2.11 Topologie eines stationären Batteriespeichersystems

Ein Modul besteht dabei aus einer seriellen Verschaltung von parallel geschalteten Zellen. Ein Modul des Tesla Modell S besteht beispielsweise aus 444 einzelnen Rundzellen von denen jeweils 74 parallel geschaltet sind [34]. Jede dieser Zellen hat eine Kapazität von ca. 3,5 Ah [35]. Sechs dieser „Bündel“ in Serie, bilden ein Modul. Der BWM i3 verwendet im Gegensatz zum Tesla großformatige prismatische Zellen mit einer Kapazität von bis zu 120 Ah. Daher müssen dort keine Zellen parallel verschaltet werden um die benötigte Kapazität bereitzustellen. Ein Modul besteht aus 12 dieser Zellen in Serie.

Um die nötige Gesamtkapazität zu erreichen, werden mehrere dieser Module in Serie geschaltet und bilden damit einen Strang. Alle in Elektrofahrzeugen eingesetzten Batterien bestehen zur Zeit nur aus einem Strang. Große stationäre Systeme können jedoch aus mehreren parallelen Strängen bestehen, um die Kapazität weiter zu erhöhen [36].

Diese Stränge werden an einen Gleichspannungswandler angebunden, um die Batteriespannung auf die nötige DC-Link Spannung anzuheben. Daran wird ein Wechselrichter angebunden, welcher die von der Batterie bereitgestellte Gleichspannung in Wechselspannung umwandelt. Diese wird dann zum Antrieb von Elektromotoren oder zur Einspeisung in Drehstromnetze verwendet.

Die Batteriezellen müssen durch ein stabiles Gehäuse gegenüber äußeren Einwirkungen geschützt werden. Die Anwendung bestimmt die Anforderungen an die Mechanik. Stationäre Batterien müssen dabei gegen Wettereinflüsse und Fehlbedienung gesichert werden. Mobile Batteriesysteme müssen darüber hinaus Vibrationen und Unfällen widerstehen können [37].



Abbildung 2.12 Batteriegehäuse des BMW I3 [38]

Um aus einzelnen Zellen ein Modul aufzubauen, müssen die Ableiter der Batteriezellen stabil und niederohmig miteinander verbunden werden. Dabei können sie entweder mittels verschiedener Verfahren verschweißt [39] oder verschraubt werden. Der Vorteil der Schraubverbindung ist, dass bei der Montage keine Wärme in die Batterie eingebracht und sich Verbindungen wieder lösen lassen. Nachteilig gegenüber der Schweißverbindung ist die geringere Vibrationsfestigkeit, der höhere Übergangswiderstand und der hohe Montageaufwand [40].

Die Betriebstemperatur hat einen starken Einfluss auf Sicherheit und Alterung der Batteriezellen (vgl. Kapitel 2.6.3 und 2.6.4). Bei stationären Anwendungen für den Heimspeichermarkt sind hohe Laderaten eher unüblich. Eine passive Kühlung ist daher meist ausreichend. Batterie-elektrische Fahrzeuge weisen jedoch teilweise sehr hohe Laderaten auf. Zudem müssen die Fahrzeuge auch bei sehr warmen und kalten Außentemperaturen funktionstüchtig sein. Stationäre Speicher hingegen können an Orten mit geringen Temperaturschwankungen aufgestellt werden. Das Thermische Management ist bei Fahrzeugbatterien daher deutlich komplexer.

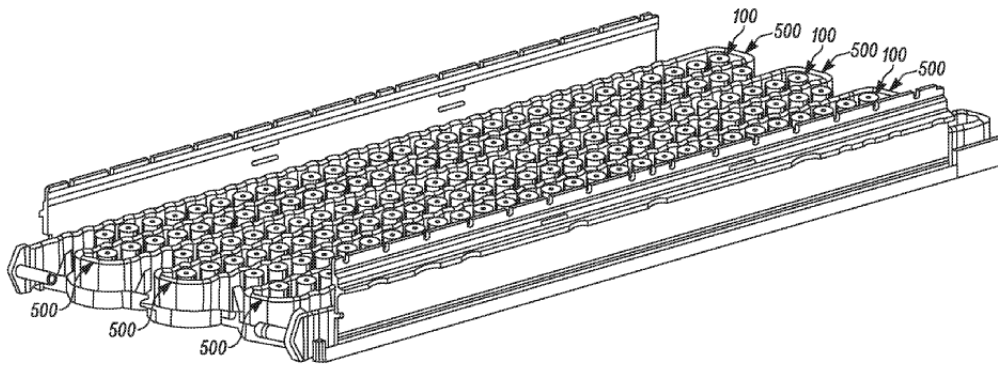


Abbildung 2.13 Kühlsystem des Tesla Model 3 [41]

## 2.6 Li-Ionen-Zellen

Aufgrund ihrer hohen Energiedichte werden wiederaufladbare Lithium-Ionen-Batterien bereits seit 1991 in tragbaren Consumer-Geräten eingesetzt. Seit dem Jahr 2000 sind zudem nahezu alle Notebooks damit ausgestattet [40]. 2019 wurden John Goodenough, Stanley Whittingham und Akira Yoshino für ihre Beiträge zur Lithium-Ionen-Technologie mit dem Chemienobelpreis ausgezeichnet. Lithium-Ionen-Batterien haben sich in den letzten Jahren in Bezug auf Energiedichte, Lebensdauer und Kosten deutlich verbessert [4]. So konnte die Energiedichte in den letzten 10 Jahren um fast das Doppelte gesteigert werden. Neue Kathodenmaterialien und Elektrolyte versprechen eine kontinuierliche Steigerung der Energiedichte in den kommenden Jahren [42]. Weiteres Entwicklungspotential gegenüber Zellen mit Graphit-Anode bieten Lithium-Luft oder Lithium-Schwefel Zellen, welche allerdings noch Gegenstand der Grundlagenforschung sind. Aufgrund ihrer Eigenschaften scheinen sich Lithium-Ionen-Batterien im Automobilssektor gegenüber Alternativen wie der Brennstoffzelle durchzusetzen [43]. Auch in stationären Speicheranwendungen nimmt der Anteil von Lithium-Ionen Systemen stetig zu. Die Lithium-Ionen Zelle wird daher auf absehbare Zeit die dominierende Form der elektrochemischen Energiespeicherung darstellen.

### 2.6.1 Funktionsweise von Li-Ionen-Zellen

Abbildung 2.14 zeigt den Aufbau einer Li-Ionen-Zelle. Nach [44] besteht diese aus negativer Elektrode (Anode), Elektrolyt, Separator und positiver Elektrode (Kathode).

Die Kathode besteht aus einer dünnen Aluminiumfolie auf der das Kathodenmaterial aufgebracht ist. Dieses besteht aus Lithium-Übergangsmetall-Verbindungen, welche eine Kristallstruktur bilden, aus der Lithiumionen beim Laden de-interkalieren und beim Entladen re-interkalieren können [40]. Ein Beispiel eines solchen Materials stellt Lithium-



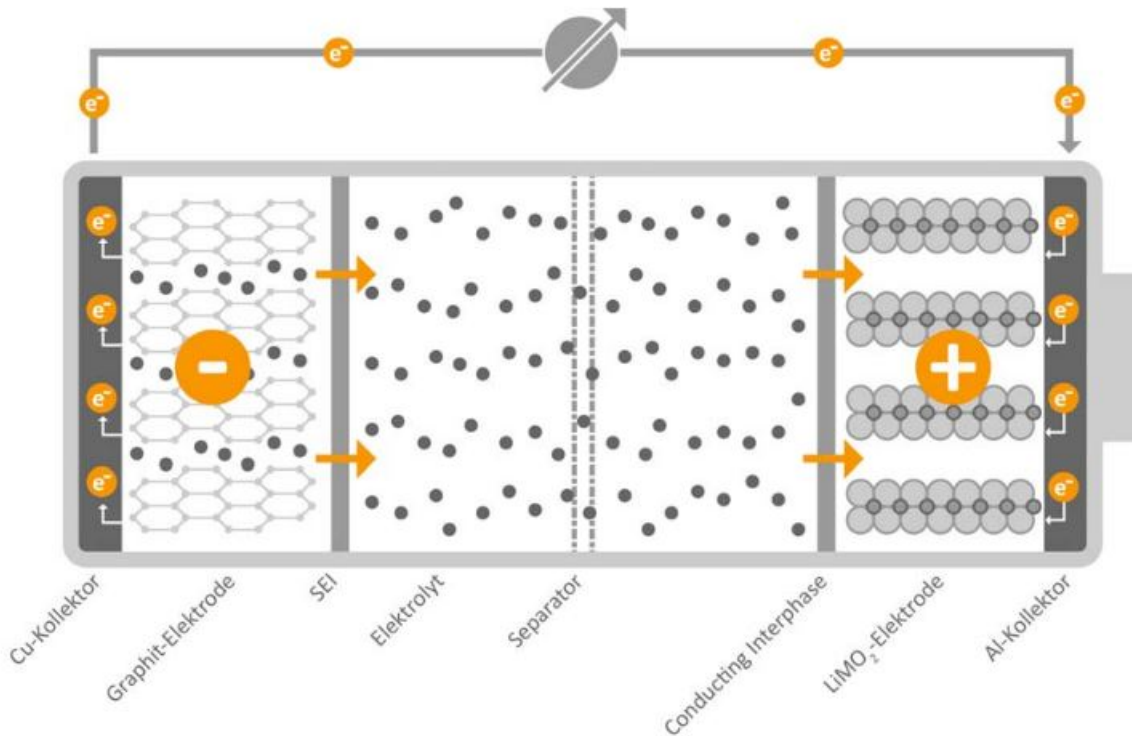
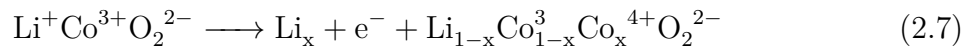


Abbildung 2.14 Aufbau einer Li-Ionen-Zelle [44]

Cobalt-Oxid dar. Gleichung 2.7 zeigt die De-interkalierung während des Ladevorgangs.



Wird mittels einer externen Stromquelle ein Elektron aus der Kathode gezogen, wandert auch ein Lithiumion durch den Separator an die Anode. Ein Anteil  $x \in (0,1)$  des Kobalts erhöht dabei seine Oxidationsstufe. Wird mehr als ca. 50% ( $x > 0.5$ ) Lithium aus der Kathode entfernt, wird dieses instabil und zersetzt sich. Daher ist eine Überladung der Zelle unbedingt zu vermeiden.

In anderen Kathodenmaterialien wird Kobalt teilweise durch Nickel, Mangan bzw. Aluminium ersetzt. Diese nach dem Kathodenmaterial benannten Zellen (NMC und NCA) werden aufgrund der hohen Zyklenstabilität und Energiedichte in Elektrofahrzeugen eingesetzt. Ein weiteres Kathodenmaterial stellt Lithium-Eisen-Phosphat  $\text{LiFePO}_4$  dar, welches aufgrund seines geringen Dichteunterschieds zwischen lithiumreicher und lithiumarmer Phase eine sehr gute Zyklenstabilität zeigt. Die Energiedichte ist allerdings geringer als in NMC oder NCA Systemen.

Die Anode besteht aus einer dünnen Kupferfolie, auf der das Anodenmaterial aufgebracht ist. Dieses besteht meist aus Graphit. Dabei handelt es sich um parallele Schichten aus 2-dimensionalen hexagonalen Kohlenstoffstrukturen. Zwischen diesen Schichten können sich Lithiumionen interkalieren. Gleichung 2.8 zeigt den Ladevorgang der Anode.



Ein anderes Anodenmaterial ist Lithiumtitanat  $\text{Li}_4\text{Ti}_5\text{O}_{12}$ , welches im Gegensatz zu Graphit keine Nebenreaktionen aufweist und daher hohe Laderaten und extrem viele Lade- und Entladezyklen ermöglicht (vgl. Kapitel 2.6.4). Eine Möglichkeit zur Erhöhung der Anodenkapazität ist die Verwendung von Silizium statt Graphit. Während zur Speicherung eines Lithiumatoms sechs Kohlenstoffatome benötigt werden, kann ein Siliziumatom bis zu vier Lithiumionen binden. Silizium dehnt sich bei Aufnahme von Lithium jedoch stark aus. Es kommt zu mechanischen Verspannungen, wodurch die Zyklenstabilität derzeit noch eingeschränkt ist [45].

Der Elektrolyt stellt den Ionentransport zwischen positiver und negativer Elektrode sicher. Er besteht meist aus einem organischen Lösungsmittel und einem Leitsalz. Zwischen Anode und Elektrolyt bildet sich das Solid Electrolyte Interface (SEI), welches die Anode vor Korrosion durch das Elektrolyt schützt.

Der Separator ist eine dünne Schicht aus Polymer oder Keramik, welche positive und negative Elektrode voneinander trennt und dadurch einen inneren Kurzschluss verhindert.

## 2.6.2 Bauformen von Li-Ionen-Zellen

Li-Ionen Zellen werden, wie in Abbildung 2.15 dargestellt, als zylindrische, prismatische oder Pouch-Zellen gefertigt.

Zylindrische Zellen stellen die älteste und erprobteste Technologie dar. Die elektrochemisch aktiven Schichten werden auf einem Kern aufgerollt und von einem zylindrischen Gehäuse aus Stahl oder Aluminium umschlossen, wodurch sie mechanisch sehr stabil sind. Aufgrund der langjährigen Erfahrung mit der Produktion zylindrischer Zellen können diese in hoher Qualität zu günstigen Preisen hergestellt werden. Wegen dem, im Vergleich zu Pouch- und prismatischen Zellen, kleinen Verhältnis von Volumen zu Oberfläche stellt die Kühlung eine Herausforderung dar [40]. Obwohl die gravimetrische und volumetrische Energiedichte auf Zelllevel zurzeit noch besser ist als die anderer Formate, geht dieser Vorteil bei der Integration zu einem Modul verloren.

Prismatische Zellen wurden in den 1980er Jahren eingeführt. Das Aktivmaterial wird dabei entweder als Flachwickel aufgerollt oder in Lagen übereinander gestapelt. Diese werden dann in ein stabiles Metallgehäuse eingefügt. Aufgrund der rechteckigen und flachen

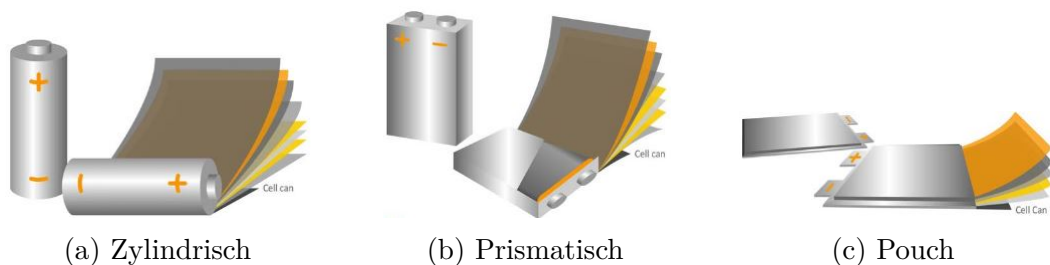


Abbildung 2.15 Bauformen von Li-Ionen-Zellen [44]

Form kann im Vergleich zur zylindrischen Zelle eine bessere Wärmeabfuhr ermöglicht werden [44]. Nachteilig wirkt sich der hohe Fertigungsaufwand aus.

Pouchzellen existieren seit den 1990er Jahren und stellen eine andere Ausführung der prismatischen Zellen dar. Im Gegensatz zu prismatischen Zellen wird ein flexibles Gehäuse aus beidseitig kunststoffbeschichteter Aluminiumfolie verwendet und das Aktivmaterial ausschließlich gestapelt. Vorteilig sind eine hohe gravimetrische und volumetrische Energiedichte sowie günstige Fertigungsverfahren. Nachteilig ist die geringe mechanische Stabilität. Pouchzellen dehnen sich beim Laden aus, was bei dem Design des Moduls beachtet werden muss.

### 2.6.3 Betriebsfenster von Li-Ionen-Zellen

Li-Ionen-Zellen müssen in dem vom Hersteller vorgegebenen Betriebsfenster (Spannung, Temperatur, Strom) gehalten werden. Wird dieses verlassen, sind die Zellen irreversibel geschädigt und können, selbst nach Rückkehr in das Betriebsfenster, nicht mehr sicher betrieben werden. Daher muss das Batteriesystem dafür sorgen, dass das Betriebsfenster nicht verlassen wird. Ist das nicht sichergestellt, muss das System deaktiviert werden. Abbildung 2.16 zeigt das Betriebsfenster einer Li-Ionen-Zelle mit NMC-Kathode [46].

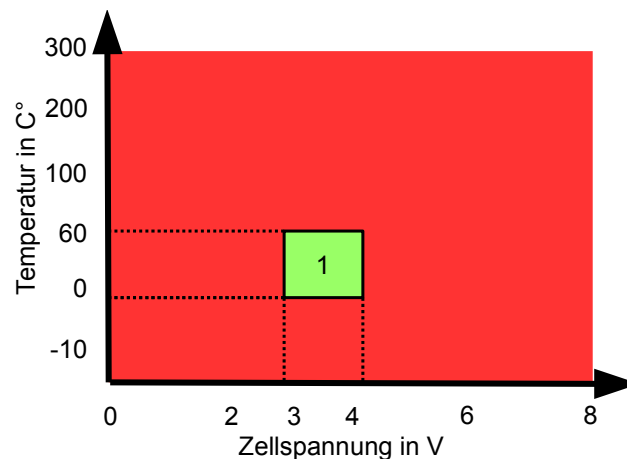


Abbildung 2.16 Betriebsfenster einer NMC-Zelle [46]

Feld 1 zeigt den sicheren Arbeitsbereich für NMC-Zellen, der sich ungefähr zwischen 3 V und 4,2 V sowie von 0 °C bis 60 °C erstreckt. Wird die Zelle bei niedrigen Temperaturen sowie hohen Strömen betrieben, kann dies zu Lithium-Plating führen [47]. Dabei scheidet sich metallisches Lithium an der Graphitanode ab, anstatt in die Anode zu interkalieren. Dies führt dazu, dass Lithium-Ionen dort gebunden sind und sich nicht mehr an Lade- und Entladevorgängen beteiligen können. Dadurch reduziert sich die Kapazität der Zelle. Außerdem kann es zur Ausbildung von Li-Dendriten kommen, welche durch den Separator wachsen und dadurch einen internen Kurzschluss verursachen können.

Wird die Batterie überladen (d.h. die Batteriespannung überschreitet die maximal zugelassene Spannungsgrenze) kann es zur Auflösung des Lithium-Mischkristalls kommen,

aus dem die Kathode aufgebaut ist. Dadurch kommt es zur Freisetzung von Sauerstoff aus der Kathode. Dieser kann heftig unter Wärmeentwicklung mit dem Elektrolyten reagieren [40]. Zudem ist der Elektrolyt nur bis zu einer gewissen Spannung und Temperatur stabil. Das häufig eingesetzte Leitsalz  $\text{LiPF}_6$  kann sich ab  $70\text{ }^\circ\text{C}$  zersetzen und mit Wasser zu gefährlicherer Flusssäure reagieren.

Wird die Batterie tiefentladen (bei  $\text{NMC} < 2,5\text{ V}$ ) kann es zur Auflösung des Anodenkupfers kommen.

Steigt die Temperatur der Zelle, sei es durch einen internen Kurzschluss, Überladung oder externe Einflüsse, kann es zum Ausgasen und Brand des Elektrolyts kommen. Steigt die Temperatur weiter, schmilzt der Separator. Es kommt zum Thermal-Runaway und einem Brand der Zelle.

## 2.6.4 Alterung von Li-Ionen-Zellen

Während des Betriebes von Li-Ionen Batterien treten, neben den in Kapitel 2.6.1 beschriebenen Vorgängen Nebenreaktionen auf, die zur Alterung der Zelle führen. Dies führt zur Abnahme der verfügbaren Kapazität, der Zunahme des Innenwiderstandes oder dem Ausfall der Zelle. Eine genaue Beschreibung der Alterung in Li-Ionen Zellen ist komplex und immer noch Gegenstand aktueller Forschung [48].

Eine der wichtigsten Alterungsmechanismen ist das Wachstum des „Solid Electrolyte Interfaces“ (SEI). Bei diesem handelt es sich um eine Passivierungsschicht aus Graphit, Lithium und Teilen des Elektrolyts, die sich beim ersten Ladeprozess an der Graphit-elektrode bildet. Diese Schicht verhindert die weitere Reaktion des Elektrolyten mit der Anode und ist damit unverzichtbar für die Funktion der Li-Ionen Zelle. Mit der Zeit wächst die Stärke der SEI-Schicht weiter an, was zum Verlust von verfügbaren Lithiumionen und einem erhöhten Diffusionswiderstand führt [49].

Der Fortschritt der Alterung wird meist mit dem State of Health (SoH) aus Gleichung 2.9 beschrieben.

$$\text{SoH}(t) = \frac{\text{Kapazität zum Zeitpunkt } t}{\text{Kapazität zum Zeitpunkt } 0} \quad (2.9)$$

In der Literatur sind verschiedene Ansätze zur Modellierung der Alterung von Batteriezellen beschrieben. Ein Ansatz ist die Verwendung von physikalischen Modellen, welche die inneren chemischen Vorgänge abbilden. Diese bieten eine gute Genauigkeit und Einblick in die inneren Vorgänge der Zelle, sind allerdings sehr komplex, rechenintensiv und schwer zu parametrisieren [50]. Ein weiterer Ansatz stellt die Verwendung von maschinellen Lernmethoden dar. Problematisch ist hier, dass sehr große Datenmengen nötig sind und Phänomene, die nicht im Datensatz enthalten sind nicht abgebildet werden [50]. Einen häufig verwendeten Ansatz stellen empirische Modelle dar, welche zwar keinen Einblick in die inneren Vorgänge der Zelle liefern, die Alterung aber dennoch mit einer akzeptablen Genauigkeit abbilden [50].

Empirische Modelle führen eine Alterungsvariable  $L$  ein, aus der sich der SoH direkt ableiten lässt [51] [52] [53]. Die Alterung  $L$  setzt sich dabei aus der zyklischen  $L_{\text{cycle}}$  und kalendarischen  $L_{\text{cal}}$  zusammen.

$$L_{cycle} = f(\overline{SoC}, DoD, \overline{C}, T) \quad (2.10)$$

$$L_{cal} = f(\overline{SoC}, \overline{T}, t) \quad (2.11)$$

Die zyklische Alterung hängt von dem mittleren Ladezustand ( $\overline{SoC}$ ), der Entladetiefe ( $DoD$ ), der mittleren Laderate ( $\overline{C}$ ) und der Temperatur ( $T$ ) ab. Die Kalendarische Änderung ist abhängig von mittlerem Ladezustand, Temperatur und zeitlicher Alterung ( $t$ ) ab. Um diese Modelle zu parametrisieren, müssen aufwendige Messungen an der zu modellierenden Zelle durchgeführt werden.

Da dies oftmals nicht möglich ist, wird auf stark vereinfachte Modelle zurückgegriffen die aus dem Herstellerdatenblatt abgeleitet werden können. Gleichung 2.13 stellt dabei das Full Equivalent Cycle (FEC) Modell vor [23]. Dieses schätzt ausschließlich die zyklische Alterung. Hier wird nur der Ladezustand (SoC) und die aus dem Datenblatt entnommene Zyklenzahl  $Z_{max}$ , bei der die Zelle noch 80 % Restkapazität aufweist betrachtet.

$$FEC(t) = 0,5 \cdot \frac{1}{t} \int SoC(t) dt \quad (2.12)$$

$$SoH(t) = 1 - \frac{FEC(t)}{Z_{max}} \cdot 0,2 \quad (2.13)$$

Die Schätzung der kalendarischen Änderung alleine aus dem Datenblatt ist nicht möglich. Oftmals wird diese daher vernachlässigt [21] [54] [55].

## 2.6.5 Konzept von Second-Life-Systemen

Nach dem Einsatz in Elektrofahrzeugen, dem ersten Leben, könnten Li-Ionen Batterien in stationären Anwendungen, dem zweiten Leben (second-life), eingesetzt werden.

Obwohl bisher nur begrenzte Langzeiterfahrungen mit Elektrofahrzeugen der ersten Generation gemacht wurden, scheinen sich Befürchtungen über eine vorschnelle Alterung der Fahrzeugbatterien nicht bestätigt zu haben [56]. Es gibt Berichte nach denen Fahrzeuge der Firma Tesla mit einer Batterie über 400.000 km problemlos zurückgelegt haben [57]. Von den rund 165.000 ausgelieferten Fahrzeugen des BMW i3 musste bisher noch keine Batterie wegen vorzeitiger Alterung getauscht werden, und der Hersteller konnte aufgrund guter Erfahrungen die Garantie der Batterie von 100.000 auf 160.000 gefahrene Kilometer erhöhen [58].

Auch haben umfangreiche Labortests von [59] ergeben, dass nach dem ersten Leben als Fahrzeugbatterie noch über 95% der Restkapazität vorhanden ist, und somit aus technischer Sicht nichts gegen den Einsatz dieser Batterien in stationären Anwendungen spricht.

Ökologisch bietet die Nutzung von second-life Batterien großes Potential durch Verlängerung der Batterielebenszeit vor dem Recycling [60]. Dadurch können die bei der Produktion der Zellen entstanden CO<sub>2</sub>-Emissionen weiter kompensiert werden.

Eine ökonomische Bewertung von second-life Konzepten ist schwierig und führt zu uneindeutigen Ergebnissen [61]. Unter Annahme von einem Neupreis von 150 \$/kWh kommen [62] auf einen Marktpreis zwischen 50 \$/kWh und 108 \$/kWh für wiederaufbereitete Batterien. Die Rentabilität hängt von verschiedensten, noch unklaren Umgebungsbedingungen ab. Dazu zählen die Kosten vor-gealterter Zellen im Vergleich zu neuen Batterien, die Rentabilität von Geschäftsmodellen für stationäre Speicher sowie gesetzliche Rahmenbedingungen. In [61] werden Studien zusammen gefasst die für verschiedene Anwendungen eine Profitabilität voraussagen.

Sollten sich second-life Batteriesysteme in Zukunft durchsetzen, könnten rekonfigurierbare Systeme jedoch einen großen Vorteil gegenüber konventionellen Konzepten bieten [63].

## 2.7 Das Batteriemanagementsystem

Das Batteriemanagementsystem (BMS) ist die zentrale Komponente für den sicheren und zuverlässigen Betrieb von Batteriesystemen. Funktionale Sicherheit und Zuverlässigkeit werden in Kapitel 2.3 eingeführt. Die Aufgaben des BMS sind die Messung wichtiger Batteriegrößen (Strom, Spannung, Temperatur), Schutz der Batterie vor falschem Betrieb, die Kommunikation mit der Leistungselektronik, die Schätzung des Batteriezustandes sowie die Diagnostik [64].

### 2.7.1 Zellspannungsüberwachung in Li-Ionen-Batteriesystemen

Damit das Betriebsfenster der Li-Ionen Zelle nicht verlassen wird, muss jede einzelne Zelle im Batteriemodul überwacht werden. Dazu wird jede Zellspannung präzise gemessen, wozu Batterie-Überwachungschips wie der LTC6811 von Linear Technology (Vgl. Abb. 2.17), eingesetzt werden [65].

Batterie-Überwachungschips können mehrere seriell verschaltete Zellen gleichzeitig überwachen. Die Zellspannungsmessung ist sicherheitskritisch, weshalb umfangreiche in den Überwachungschips üblicherweise umfangreiche Selbsttestroutinen zur Spannungsüberwachung implementiert sind. Der LTC6811 kann mittels 16-Bit delta-sigma ADCs eine Messauflösung von 50  $\mu V$  erreichen.

### 2.7.2 Ladungsausgleich in Li-Ionen-Batteriesystemen

Aufgrund Abweichungen in der Coulombeffizienz und der Selbstentladerate zwischen den Zellen in einem Modul, kommt es mit fortschreitender Betriebsdauer zur Divergenz des SoC der Zellen [64]. Wenn diese nicht ausgeglichen (balanced) wird, reduziert sich die nutzbare Kapazität des Batteriesystems. Daher werden Ausgleichsschaltungen eingesetzt. Die einfachste Möglichkeit, das passive Balancen, besteht im Entladen der Zellen mit höherem SoC über einen Vorwiderstand. Um diesen zu steuern, sind oftmals Feldeffekttransistoren im Batterie-Überwachungschip integriert. Der passive Ladungsausgleich hat den Nachteil, dass die auszugleichende Energie in Wärme umgewandelt wird, wodurch

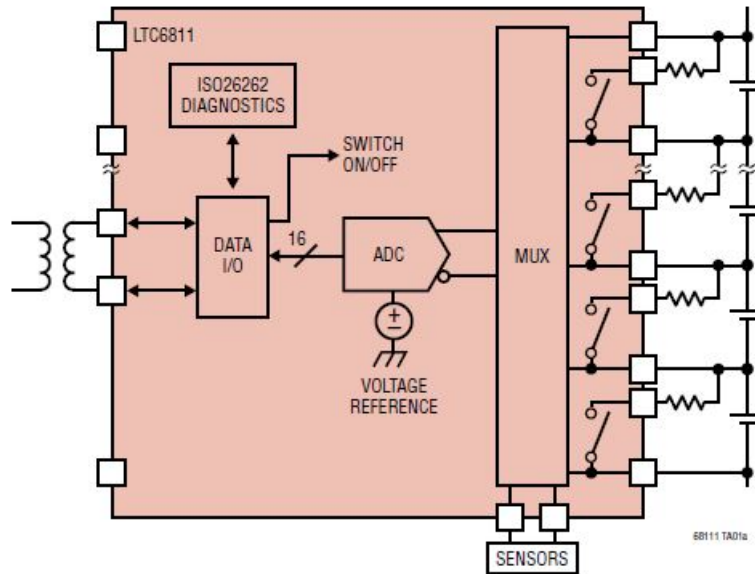


Abbildung 2.17 LTC6811 Zellmonitor zur Zellüberwachung und Ladungsausgleich [65]

mit vertretbarem Aufwand nur kleine Ausgleichsströme zu realisieren sind. Aktive Balancingmethoden ermöglichen höhere Ströme, bedeuten allerdings auch einen höheren Schaltungsaufwand [64].

Ebenso wichtig für den sicheren Betrieb der Batterie ist die kontinuierliche Erfassung der Temperatur. Hierfür bietet der Batterie-Überwachungschip zusätzliche analoge Eingänge zur Messung von Temperaturen. Aus der über einen Thermistor (vgl. Abb. 2.18) abfallenden Spannung kann auf die Temperatur geschlossen werden.

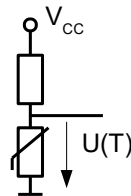


Abbildung 2.18 Spannungsteiler zur Temperaturmessung mittels eines Thermistors

Um eine große Anzahl von Zellen überwachen zu können, ist es möglich, Batteriemonitoringchips in Serie zu schalten. Jedes dieser Bauteile weist dann ein anderes Massepotenzial auf. Daher ist ein Level-shifter für die digitalen Bussysteme integriert. Der LTC6811 kann alternativ zum konventionellen SPI-Bus, mit einem isoSPI-Bus angesteuert werden. Damit sind Mikrocontroller und Batteriemonitor galvanisch voneinander getrennt. Zudem bietet der isoSPI-Bus aufgrund der differentiellen Signalübertragung eine hohe Störsicherheit.

### 2.7.3 Strommessungsverfahren in Batteriesystemen

Ein Batteriemanagementsystem muss den Strom in jedem Modul kennen. Dies dient zur Überwachung des Betriebsfensters der Li-Ionen Zellen und als Eingangsgröße zur Schätzung von SoC und SoH. Prinzipiell existieren drei verschiedene Möglichkeiten zur Messung von Gleichstrom.

#### Strommessung mittels Shunt

Hierbei wird ein nieder-ohmiger (z.B.  $0,1\text{ m}\Omega$ ) Widerstand in den stromführenden Pfad eingefügt. Der Spannungsabfall wird mithilfe eines Analog-Digital-Converters (ADC) abgetastet. Der Strom ergibt sich dann nach dem Ohmschen Gesetz mit  $I = U_{shunt}/R_{shunt}$ . Vorteile gegenüber anderen Messmethoden ist der geringe Offsetfehler und das Fehlen einer Hysterese. Nachteilig ist der erhöhte Schaltungsaufwand durch die galvanische Trennung der Messelektronik und die Temperaturabhängigkeit des Shuntwiderstandes. Die hier anfallende Wärmeenergie muss mit zusätzlichem Aufwand abgeführt werden.

#### Strommessung mittels Hall-Sensor

Ein stromdurchflossener Leiter generiert ein Magnetfeld. Die Stärke dieses Feldes ist proportional zur Stromstärke. Mit einem Hallsensor kann die Stärke des Magnetfeldes bestimmt und damit auf die Stromstärke geschlossen werden. Nachteilig gegenüber der Shuntmessung ist die Messhysterese, verursacht durch das elektromagnetische Messprinzip und ein temperatur- und zeitabhängiger Offset, der auch durch Software nicht vollständig kompensiert werden kann. Vorteilig gegenüber der Shunt Messung ist die inhärente galvanische Trennung und die geringe Eigenerwärmung.

#### Strommessung mittels Flux-Gate-Sensor

Der Flux-Gate-Sensor basiert wie der Hall-Sensor auf der Messung des durch den Strom verursachten Magnetfeldes. Das Magnetfeld wird jedoch mit einem anderen Verfahren gemessen [66]. Hierbei wird eine weichmagnetische Induktivität in das Magnetfeld eingeführt. Diese wird periodisch bis zur Sättigung magnetisiert. Liegt nun ein externes Feld an ändert sich die Magnetisierungskurve, woraus der Strom abgeleitet werden kann. Flux-Gate-Sensoren haben die gleichen Vorteile wie Hall-Sensoren gegenüber der Shunt-Messung. Nachteilig ist im Vergleich zum Hall-Sensor das aufwändigere und damit teurere Messverfahren. Vorteile sind geringere Hysterese- und Offsetfehler.

### 2.7.4 Batteriekontaktierung mittels Relais

Das Batteriemanagementsystem muss in der Lage sein, die Batterie in Notfällen schnell vom Netz zu trennen. Dafür haben sich elektromechanische Relais etabliert. Um Redundanz zu gewähren wird, wie in Abbildung 2.19 dargestellt, je ein Relais in den positiven (HS) und negativen (LS) Strompfand verbaut. Werden diese stromlos geschaltet, wird die Verbindung der Batterie sofort unterbrochen. Für die Zuschaltung des Systems, wird



zusätzlich ein Vorladerelais (PRE) benötigt. Mit diesem wird der Eingangskondensator des Inverters ( $C_{IN}$ ) über einen Widerstand ( $R_{PRE}$ ) langsam auf die Batteriespannung aufgeladen. Ist dies geschehen, wird das HS-Relais geschaltet und die Batterie ist verbunden.

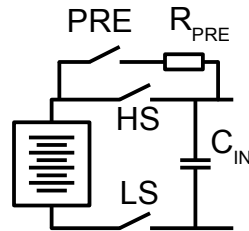


Abbildung 2.19 Positionierung der Relais zur galvanischen Trennung der Batterie vom Inverter

### 2.7.5 Isolationsüberwachung in Batteriesystemen

Aus Sicherheitsgründen sind stromführende Teile des Batteriesystems von berührbaren Teilen wie dem Gehäuse (Schutzleiter) getrennt [64]. Sollte aufgrund eines Fehlers in der Isolation diese Trennung nicht mehr funktionstüchtig sein, kann das lebensgefährliche Konsequenzen haben. Daher muss der Isolationswiderstand zwischen Schutzleiter und Stromleiter mit einem Isolationswächter überwacht werden.

### 2.7.6 Kommunikation mit dem Inverter

Der Inverter prägt der Batterie den Lade- bzw. Entladestrom auf. Um einen optimalen Betrieb sicherzustellen, muss das Betriebsfenster (vgl. Kapitel 2.6.3) streng eingehalten werden. Ladezustand, Strom und insbesondere Temperatur der Batterie wirken sich zudem wie in Kapitel 2.6.4 beschreiben auf die Alterung des Systems aus. Das Batteriemanagementsystem übergibt dem Inverter daher einen Korridor aus maximaler und minimaler DC-Link Spannung sowie die maximalen Lade- und Entladeströme.

### 2.7.7 Ladezustandsschätzung von Li-Ionen-Batterien

Die Ermittlung des Batterieladezustandes (State of Charge, SoC) ist eine der wichtigsten und komplexesten Aufgaben des Batteriemanagementsystems. Systeme, die Energie chemisch in fossilen Brennstoffen speichern, können die zur Verfügung stehende Energie einfach und direkt messen (z.B. Füllstandsanzeige im Automobil). In Batterien kann der Ladezustand nicht direkt gemessen werden, sondern muss mit Modellen über die Messung von Zellspannung, -strom und -temperatur geschätzt werden. Die Grundlage dafür stellen Modelle für einzelne Zellen dar.

Dazu existieren quasi zwei Ansätze. Physikalische Modelle bilden mittels gekoppelter Differentialgleichungen elektrochemische Vorgänge in der Zelle ab. Nachteilig ist dabei die hohe Komplexität dieser Modelle, was die Berechnung auf eingebetteten Systemen schwierig macht. Zudem ist die Parametrisierung sehr aufwendig. Vorteilhaft ist allerdings, dass das Modell auch in Bereichen gültig ist, in dem die Modellparameter nicht ermittelt wurden [45].

Der in eingebetteten Systemen hauptsächlich verwendete Ansatz sind Modelle, die auf empirischen, elektrischen Ersatzschaltbildern (engl. Equivalent Circuit Model) basieren. Diese sind deutlich einfacher als physikalische Modelle. Sie können das Verhalten der Batterie jedoch nur in Bereichen abbilden, in dem das Modell auch parametrisiert worden ist.

Abbildung 2.20 zeigt ein typisches Ersatzschaltbild aus [45]. Es besteht aus einer Spannungsquelle  $U_{OCV}$  die, wie in Abbildung 2.21 dargestellt, vom SoC der Zelle abhängt.

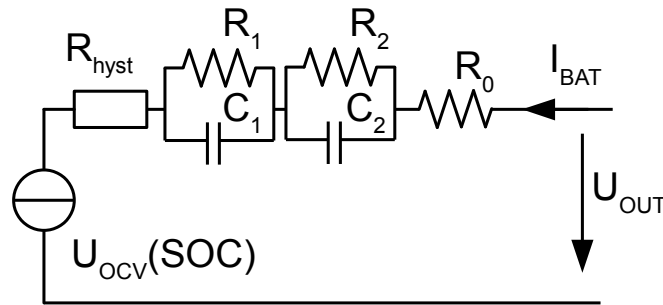


Abbildung 2.20 Elektrisches Ersatzschaltbild einer Li-Ionen-Zelle nach [45]

Gleichung 2.14 zeigt die Abhängigkeit des Ladezustandes vom Ladestrom  $i(t)$ . Sowohl die Kapazität  $C$  also auch die Coulomb-Effizienz  $\eta$  sind nicht konstant sondern von Umgebungsbedingungen wie Temperatur und Laderate abhängig.

$$SoC(t) = SoC(t_0) - \frac{1}{C} \int_{t_0}^t \eta(t) i(t) \quad (2.14)$$

Der ohmsche Innenwiderstand der Zelle wird mit  $R_0$  abgebildet. Der dynamische Innenwiderstand, welcher durch Diffusionsprozesse in der Zelle verursacht wird, kann mit mehreren RC Gliedern ( $R_1, R_2, C_1, C_2$ ) nachgebildet werden. Zusätzlich existiert ein nichtlinearer Widerstand ( $R_{hyst}$ ) zur Simulation von Hystereseffekten.

### Spannungsbasierte SoC-Schätzung

Abbildung 2.21 zeigt den Verlauf der Open-Clamp-Voltage (OCV). Geht der Batteriestrom gegen Null, gilt näherungsweise  $U_{OCV} = U_{OUT}$ . Bei Anwendungen, die nur sehr geringe Laderaten aufweisen, kann die Messung von  $U_{OUT}$  ausreichend sein. Je dynamischer das Einsatzprofil, desto ungenauer wird diese Methode. Zellen mit Lithium-

Eisen-Phosphat Elektrode weisen zudem eine extrem flache OCV-Kurve auf, wodurch eine Zustandsermittlung basierend auf der Spannungsmessung alleine sehr ungenau wird.

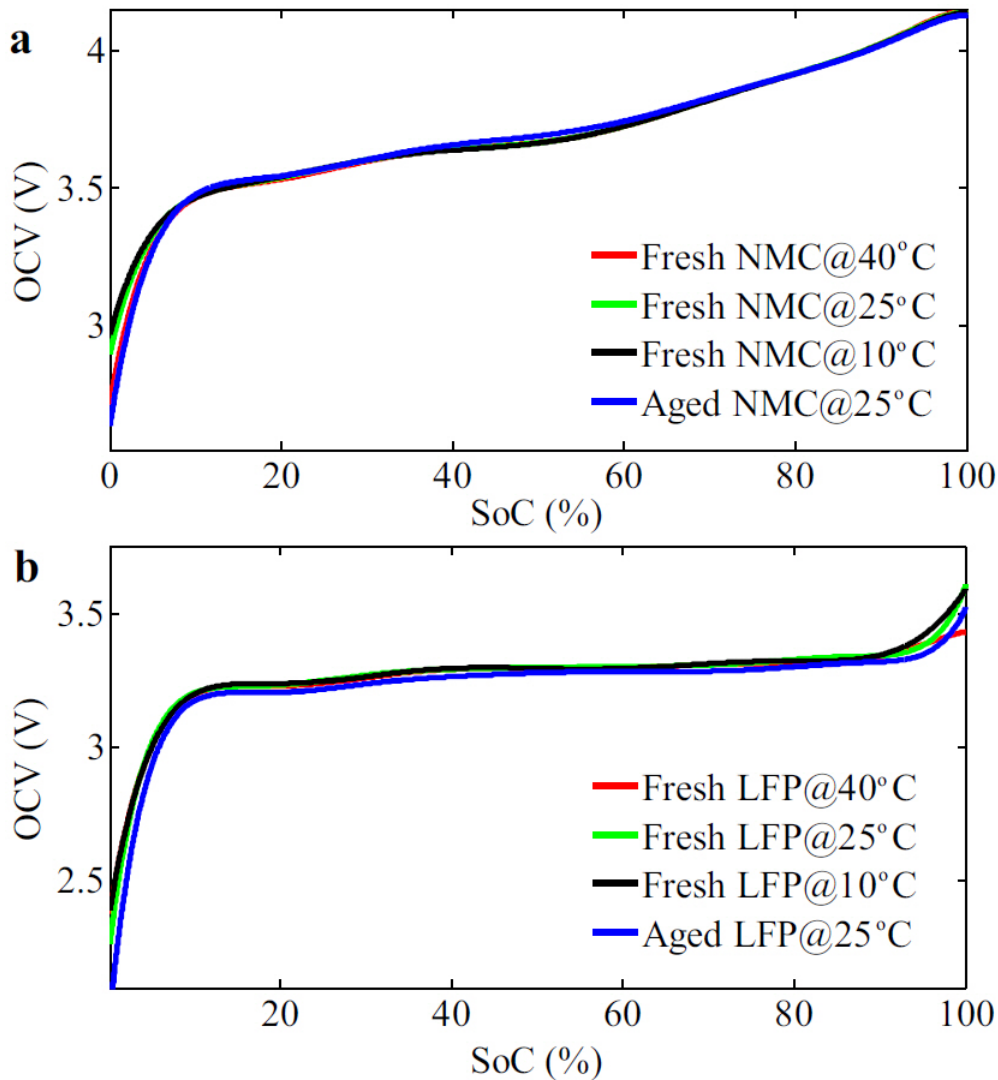


Abbildung 2.21 Abhängigkeit der Open-Clamp-Voltage (OCV) vom Ladezustand (SoC) für verschiedene Zellchemien [67]

### Strombasierte SoC-Schätzung

Wenn der Ladezustand zum Zeitpunkt  $t_0$  bekannt ist, kann der SoC mittels Coulumb counting (vgl. Gleichung 2.15) bestimmt werden. Im Gegensatz zu Gleichung 2.14 sind  $C$  und  $\eta$  nicht exakt bekannt und müssen geschätzt werden. Der Strom  $i$  ist durch Messfehler und Selbstentladung fehlerbehaftet. Mit fortschreitender Zeit nimmt der Fehler der SOC-Schätzung daher zu.

$$\widehat{SoC}(t) = SoC(t_0) - \frac{1}{\widehat{C}} \int_{t_0}^t \widehat{\eta}(t) \widehat{i}(t) \quad (2.15)$$

### **Kombinierte Methoden**

Eine Kombination von Strom- und Spannungsbasierter SoC-Schätzung stellt eine Verbesserung gegenüber den bisher gezeigten Methoden dar. Kurzzeitige Änderungen können dabei mittels Coulomb-Counting geschätzt werden. Größere Fehler werden durch Korrektur über das Zellmodell vermieden. Eine Möglichkeit mit Ungenauigkeiten in diesem Modell umzugehen stellen Kalman-Filter dar [45].

## 2.8 Gleichspannungswandler

Mit Gleichspannungswandlern kann Leistung von einer Spannungsebene auf eine andere Ebene umgesetzt werden. Diese Arbeit nutzt zum Aufbau von rekonfigurierbare Batteriesystemen den in Abbildung 2.22 gezeigten synchronen kaskadierte Abwärts-/Aufwärtswandler (engl. Buck-Boost). Dieser besteht aus einem Tiefsetzsteller (T1, T2), einem Hochsetzsteller (T3, T4) und der Induktivität  $L$ . Wenn die Ausgangsspannung kleiner ist als die Eingangsspannung wird der Tiefsetzsteller verwendet, wenn die Ausgangsspannung größer ist als die Eingangsspannung wird der Hochsetzsteller eingesetzt.

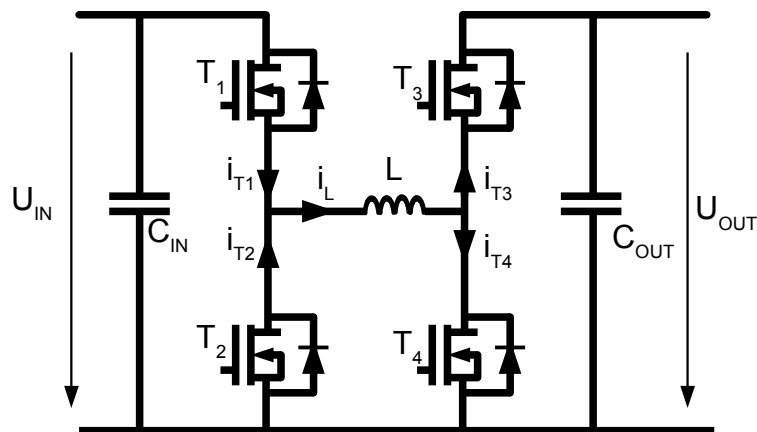


Abbildung 2.22 Topologie des kaskadierten Aufwärts-/Abwärtswandler

### 2.8.1 Funktionsweise des Tiefsetzstellers (Buck-Konverter)

Wird der Wandler als Tiefsetzsteller betrieben, so wird T3 konstant durchgeschaltet und T4 gesperrt. Abbildung 2.23 zeigt die Schaltvorgänge im eingeschwungenen Zustand. Zum Zeitpunkt  $t_1$  ist T1 durchgeschaltet und T2 gesperrt. Dadurch fließt Strom durch  $L$  auf die Ausgangsseite. Zum Zeitpunkt  $t_2$  wird T2 durchgeschaltet und T1 gesperrt. Der Strom wird durch die Induktivität aufrecht erhalten. Das Magnetfeld wird abgebaut und der Strom fängt an abzufallen. Zum Zeitpunkt  $t_3$  wird T1 wieder geschlossen und T2 gesperrt.

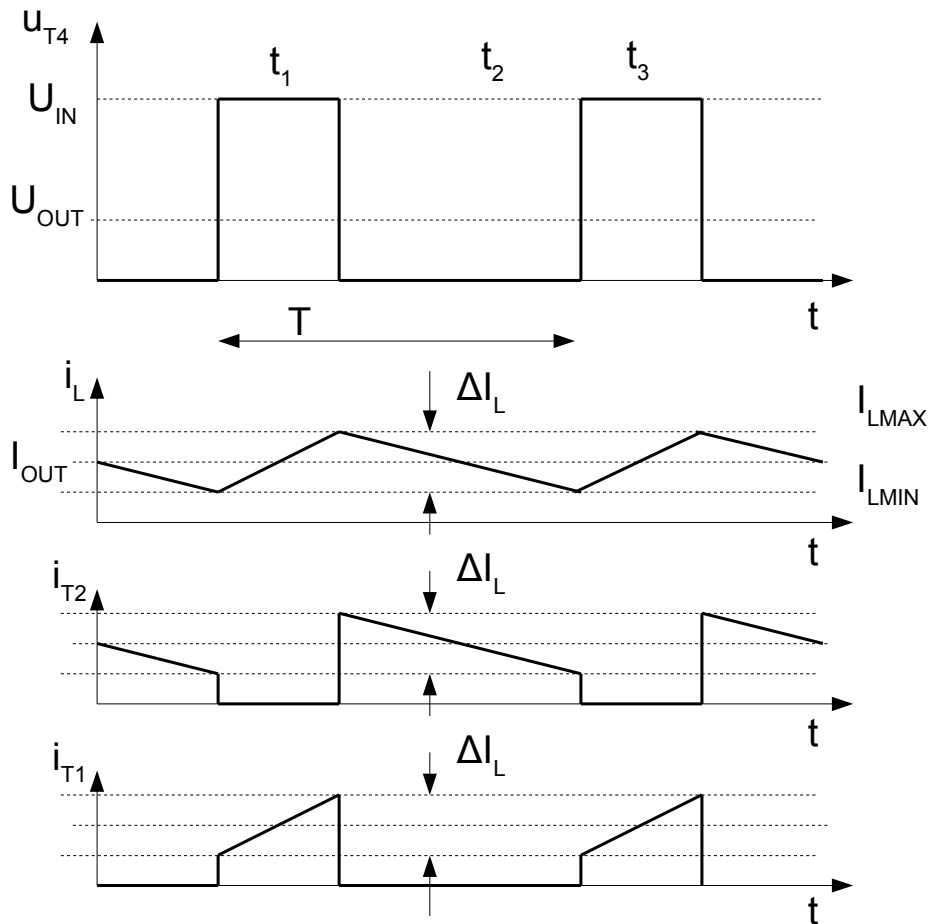


Abbildung 2.23 Spannungen und Ströme im Abwärtswandler-Betrieb

## 2.8.2 Funktionsweise des Hochsetzstellers (Boost-Konverter)

Wird der Wandler als Hochsetzsteller betrieben, wird T1 konstant durchgeschaltet und T2 gesperrt. Abbildung 2.24 zeigt die Schaltvorgänge im eingeschwungenen Zustand. Zum Zeitpunkt  $t_1$  fließt der Strom  $i_L$  durch T4. T3 ist gesperrt. Zum Zeitpunkt  $t_2$  wird T4 gesperrt. Die Induktivität  $L$  treibt jedoch den Strom weiter. Dadurch steigt die Drain-Source-Spannung über T4 über die Ausgangsspannung  $U_{OUT}$  an, wodurch D3 leitend wird und  $i_{T3}$  den Wert von  $i_L$  annimmt. Nach Ablauf der Totzeit wird T3 eingeschaltet und entlastet D3.  $U_{T4}$  ist nun gleich der Ausgangsspannung, womit sich die Polarität der Spannung über  $L$  zum Zeitpunkt  $t_1$  umkehrt. Daher sinkt  $i_L$  nun ab. Zum Zeitpunkt  $t_3$  wird T3 gesperrt und T4 durchgeschaltet.  $U_{T4}$  beträgt nun null Volt wodurch wieder eine positive Spannung über  $L$  anliegt. Damit steigt der Strom durch  $L$  wieder an und der Prozess beginnt von neuem.

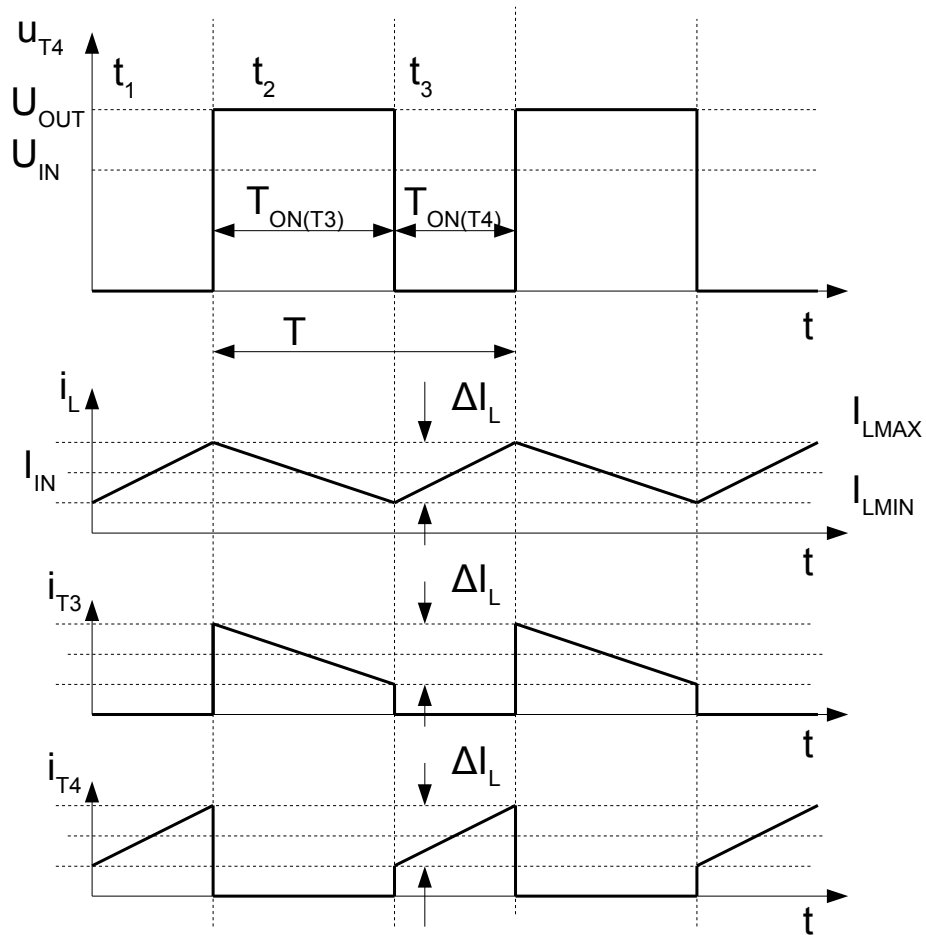


Abbildung 2.24 Spannungen und Ströme im Aufwärtswandler-Betrieb

# 3 Auslegung von Speichersystemen

Ziel der Auslegungsmethodik für Speichersysteme ist es, einen Satz von Entscheidungsgrößen zu ermitteln, anhand derer eine für den Anwendungsfall optimale Batterie ausgewählt werden kann. In dieser Arbeit wird dafür die bereits in Kapitel 2.2.5 eingeführte szenario-basierte Simulationsmethode eingesetzt. Grundlage dieses Ansatzes bilden dabei hoch aufgelöste Energiezeitreihen welche Verbrauch und Erzeugung von Energie beschreiben. Diese werden in den Kapitel 3.1 und 3.2 vorgestellt. Zudem wird ein Batteriemodell benötigt welches in Abschnitt 3.3 eingeführt wird.

Mittels der erhobenen Energiezeitreihen und des Batteriemodells werden für die Anwendungsfälle Lastspitzenkappung (Kapitel 3.4) und Eigenverbrauchserhöhung (Abschnitt 3.5) Auslegungsmethoden entwickelt. Mit diesen werden dann anwendungsoptimierte Systeme dimensioniert.

## 3.1 Industrielle Lastgänge als Basis für die Speicherauslegung

Hochaufgelöste Lastgänge stellen die Basis zur präzisen Auslegung von Batteriesystemen für beliebige Anwendungen dar. Diese sind jedoch oftmals Betriebsgeheimnis und daher nicht öffentlich verfügbar. Im Rahmen dieser Arbeit wurde daher ein solcher Datensatz veröffentlicht [68]. Dazu wurde eine Forschungs-Fabrik am Nordcampus des Karlsruher Institut für Technologie (KIT) mit hochauflösenden Energiezählern ausgestattet. Diese stellt elektronische Baugruppen, Sensoren und Leistungselektronik in Kleinserie her. Der Fokus liegt hierbei in der Aufbau- und Verbindungstechnik (AVT). Dort erfasste Lastgänge bilden die Grundlage der in diesem Kapitel beobachteten Anwendungsfälle. Die hier entwickelten Methoden können allerdings auch auf andere Lastkurven angewandt werden.

## 3.2 Energiezeitreihen von Photovoltaikanlagen als Basis für die Speicherauslegung

In vielen Arbeiten werden zur Auslegung von PV-Systemen mit Batteriespeicher aus Solarstrahlungsdaten simulierte Einspeiseprofile verwendet [20],[21]. Für diese Arbeit stehen jedoch Realdaten aus einem am Nordcampus des KIT aufgestellten Solarpaneel zur Verfügung. Diese können aus vertragsrechtlichen Gründen derzeit, im Gegensatz zu den industriellen Lastkurven, nicht veröffentlicht werden.



### 3.3 Batteriemodelle zur Auslegung von Speichersystemen

Zur Dimensionierung des Batteriesystems wird ein einfaches “Bucket-Modell“ für die Batterie gewählt. Dieses ist in Abbildung 3.1 dargestellt. In [20] und [21] wird ebenfalls ein solches Batteriemodell zur Auslegung von Batteriesystemen genutzt. Es behandelt die Batterie als technologieunabhängigen Speicher mit der Kapazität  $C$  und der Effizienz  $\eta$ . Temperatur- und Alterungseffekte sowie reduzierte Lade- Endladeleistung bei hohem bzw. niedrigem SoC werden in diesem Modell nicht betrachtet.

```
Function: Charge Battery
if  $SoC_n < 1$  then
┌  $SoC_n = SoC_{n-1} + P_{charge} * \eta * dt * \frac{1}{C}$ 
└  $P_{BAT} = P_{charge}$ 
else
┌  $SoC_n = 1$ 
└  $P_{BAT} = 0$ 

Function: Discharge Battery
if  $SoC_n > 0$  then
┌  $SoC_n = SoC_{n-1} + \frac{1}{\eta} P_{discharge} * dt * \frac{1}{C}$ 
└  $P_{BAT} = P_{discharge}$ 
else
┌  $SoC_n = 0$ 
└  $P_{BAT} = 0$ 
```

Abbildung 3.1 Pseudocode des Bucket-Modells der Batterie

### 3.4 Der Anwendungsfall Lastspitzenkappung (Peak-Shaving)

Vorteile der Lastspitzenkappung wurden bereits in Kapitel 2.2.2 dargelegt. Abbildung 3.2 zeigt die Betriebsstrategie der Batterie. Überschreitet die aus dem Netz aufgenommene Leistung  $P_{AVT}$  die festgelegte Grenze  $P_{MAX}$ , wird die Batterie mit  $P_{AVT} - P_{MAX}$  entladen. Liegt die Leistung niedriger als  $P_{MAX}$ , wird die Batterie wieder aufgeladen. Ist die Kapazität und Leistung des Batteriesystems ausreichend, beträgt die maximale Belastung des Netzes  $P_{MAX}$ . Die aus dem Netz aufgenommene Leistung wird mit  $P_{GRID}$  bezeichnet.

```

for all timestamps  $n$  do
  if  $P_{AVT}(n) < P_{MAX}$  then
     $P_{BAT}(n) = \text{chargeBattery}(P_{MAX} - P_{AVT}(n))$ 
  else
     $P_{BAT}(n) = \text{dischargeBattery}(P_{MAX} - P_{AVT}(n))$ 
   $P_{GRID}(n) = P_{AVT}(n) + P_{BAT}(n)$ 

```

Abbildung 3.2 Pseudocode des Peak-Shaving-Algorithmus

### 3.4.1 Auslegungsmethodik für Batterien zur Lastspitzenkappung

Die maximale erreichbare Spitzenlast  $P_{MAX}$  hängt vom Lastprofil  $P_{AVT}$  und der Kapazität  $C$  ab. Die Auslegungsmethode, dargestellt in Abbildung 3.3, soll eine Funktion  $C(P_{MAX})$  herleiten, aus der die optimale Größe der Batterie bestimmt werden kann.

```

 $C = C_{START}$ 
 $C_{UP-OK} = false$ 
 $C_{LOW} = C_{STARTLOW}$ 
while  $C_{UP} - C_{LOW} > \epsilon$  do
   $S = \text{runPeakShaving}(C, P_{MAX}, P_{AVT})$ 
  if  $S = success$  then
     $C_{UP-OK} = true$ 
     $C_{UP} = C$ 
     $C = C_{LOW} + \frac{C_{UP} - C_{LOW}}{2}$ 
  else
     $C_{LOW} = C$ 
    if  $C_{UP-OK} = false$  then
       $C = 2C_{LOW}$ 
    else
       $C = C_{LOW} + (C_{UP} - C_{LOW})$ 

```

Abbildung 3.3 Pseudocode zur Bestimmung von  $C(P_{MAX})$

Begonnen wird mit einer Start-Kapazität  $C_{START}$  und einer Kapazitätsuntergrenze von  $C_{LOW} = C_{STARTLOW}$ . Die Grenze von  $C_{LOW}$  gibt eine Batteriegröße an, welche zu klein ist um den Maximalpeak auf  $P_{MAX}$  zu begrenzen.  $C_{UP}$  gibt die obere Grenze der nötigen Batteriekapazität an. Die Funktion  $\text{runPeakShaving}(C, P_{MAX}, P_{AVT})$  führt das in Abbildung 3.2 vorgestellte Peak-shaving Verfahren für die gesamte Zeitreihe  $P_{AVT}$  durch. Ist mit der gegebenen Batteriegröße  $C$  eine Kappung der Last auf  $P_{MAX}$  nicht möglich wird  $S = false$  gesetzt.

Mittels eines Newtonverfahrens werden nun die Grenzen  $C_{UP}$  und  $C_{LOW}$  aneinander angenähert, bis die Batteriegröße  $C$  bis auf ein Maß kleiner  $\epsilon = 1 \text{ kWh}$  festliegt. Zur Beschleunigung wird  $P_{AVT}$  sortiert, sodass Tage mit hoher Spitzenlast am Anfang der Zeitreihe liegen. Dies beeinflusst die Batteriegröße nicht, da in dem beobachteten Datensatz die Batterie vor Beginn des nächsten Tages wieder komplett aufgeladen werden kann. Wird dieser Algorithmus auf andere Lastgänge angewandt, muss überprüft werden ob diese Annahme noch gültig ist.

### 3.4.2 Potential für Lastspitzenkappung in der AVT

In Abbildung 3.4a ist der Zusammenhang von maximal in der Anwendung auftretenden Spitzenlast zur installierten Batteriekapazität  $C(P_{MAX})$  dargestellt. Abbildung 3.4b zeigt die daraus resultierende maximale Entladerate der Batterie. Mit einer Batteriegröße von 15 kWh ergibt sich eine aus dem Netz aufgenommene Spitzenlast von 50 kW. Das entspricht einer Reduzierung um fast 100% gegenüber der Spitzenlast von knapp 95 kWh ohne Batterie. Um die Spitzenlast weitere 10 kW zu senken, müsste eine über fünf mal größere Batterie installiert werden. Dieser Aufwand ist nicht gerechtfertigt. Kleinere Batterien würden ebenfalls eine erhebliche Reduzierung der Spitzenlast ermöglichen. Diese würden allerdings sehr hohe Entladeraten ( $C > 10$ ) erfahren. Eine 15 kWh Batterie stellt daher einen guten Kompromiss zwischen Spitzenlast, Entladerate und Batteriegröße dar.

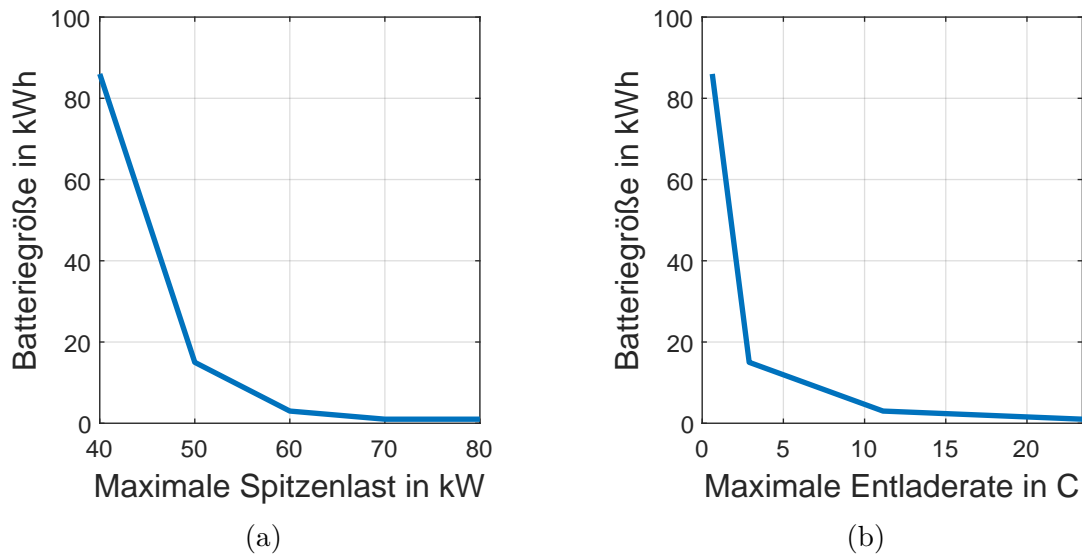


Abbildung 3.4 Zusammenhang von Batteriegröße und der maximalen Spitzenlast (a) bzw. der maximalen Entladerate (b).

### 3.4.3 Anforderungen an die Batterie zur Lastspitzenkappung

Abbildung 3.5 zeigt ein Histogramm über die Anzahl der täglich auftretenden Zyklen. Die Batterie ist nur in 1,51 % der Zeit überhaupt in Betrieb. Es ergibt sich eine mittlere Zyklenzahl von  $C_{av} = 0,087$  Zyklen pro Tag und damit eine geringe Auslastung. In der Vergrößerung (Abb: 3.5b) ist deutlich zu sehen, dass Tage mit mehr als einem Zyklus nur äußerst selten vorkommen.

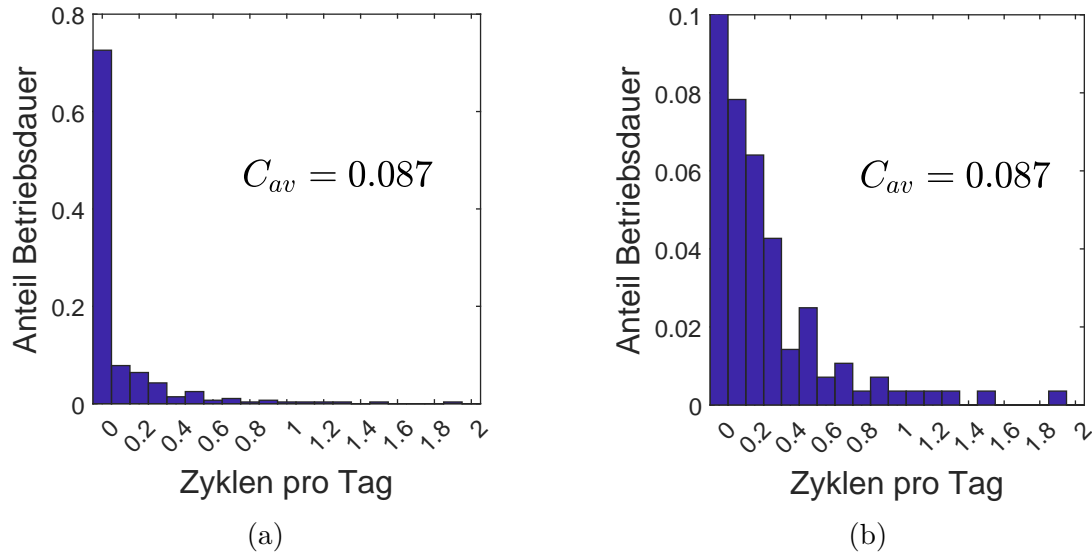


Abbildung 3.5 Histogramm der täglich absolvierten Zyklen (a) in der Anwendung Lastspitzenkappung. Vergrößerung in (b) dargestellt. Durch die Vergrößerung wird der linke Balken (0 bis 0,1 Zyklen pro Tag) nicht mehr vollständig dargestellt.

Abbildung 3.6 zeigt zwei exemplarische Lastgänge über einen Tag. In 3.6a wird ein Szenario mit hoher Batteriebelastung gezeigt. Die dünne blaue Linie entspricht dabei dem Lastgang wenn keine Batterie zur Lastspitzenkappung eingesetzt wird. Die dicke schwarze Linie zeigt den Einsatz einer 15 kWh Batterie. Der Lastgang weist drei Spitzen auf. Zwischen diesen kann die Batterie teilweise wieder aufgeladen werden, wodurch mehr als ein Zyklus pro Tag erreicht wird. Abbildung 3.6b zeigt einen typischeren Anwendungsfall. Dort tritt nur eine einzelne, kleinerer Spitze auf, wodurch die Batterie nur wenig ausgenutzt wird.

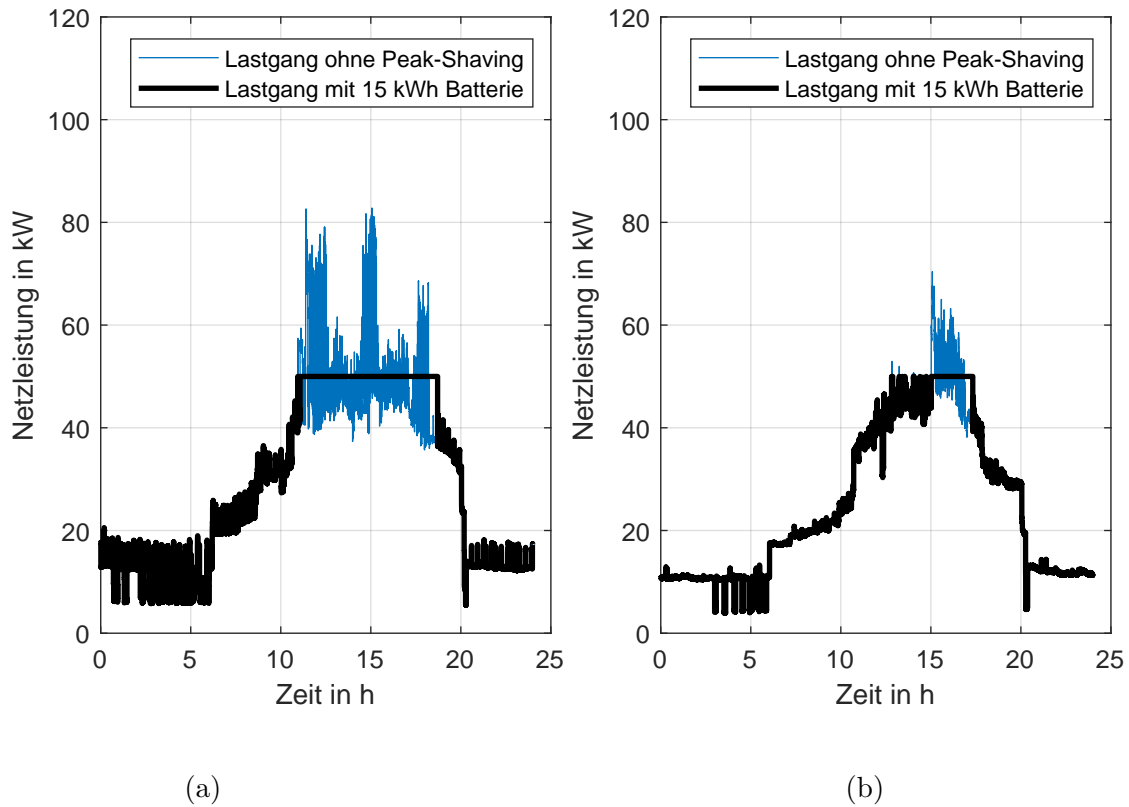


Abbildung 3.6 Beispielhafte Lastgänge der Fertigung mit und ohne Einsatz einer Batterie zur Lastspitzenkappung. Tag mit hohem Lastaufkommen (a). Tag mit durchschnittlichem Lastaufkommen (b).

In Abbildung 3.7 ist die Leistungsverteilung zu sehen, wobei Leerlaufstunden ignoriert werden. Die größte Auftretende Entladeleistung  $\max(P-)$  beträgt  $-43 \text{ kW}$ . Die maximale Ladeleistung beträgt  $\max(P+) = 29 \text{ kW}$ . Der Hauptbetriebspunkt des Systems liegt mit einem Anteil von 7% der aktiven Betriebsstunden bei  $-1 \text{ kW}$ . Der Mittelwert der Betragsleistung beträgt  $|P_{av}| = 6,9 \text{ kWh}$ . Es ergeben sich damit die in Tabelle 3.1 angegebenen minimalen Anforderungen an das Batteriesystem.

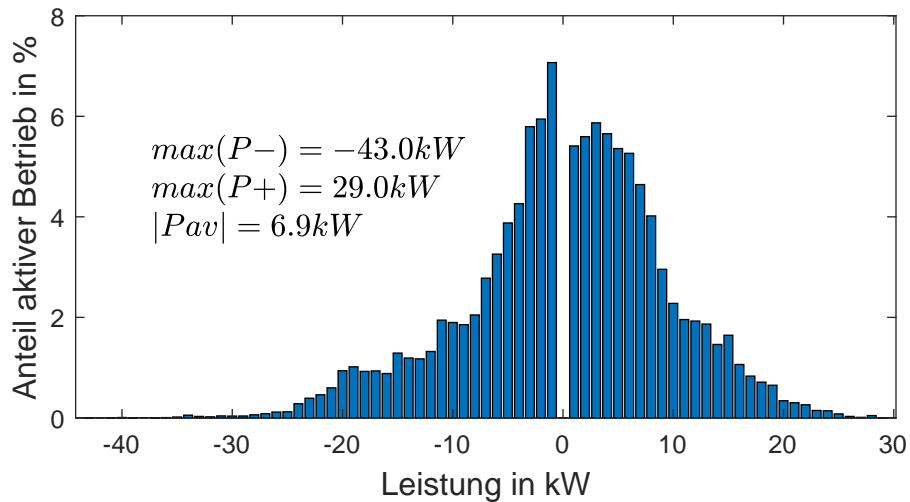


Abbildung 3.7 Histogramm der aktiven Leistungsbereiche in der Anwendung Lastspitzenkappung. Leerlaufstunden mit  $P = 0$  sind zur besseren Lesbarkeit nicht aufgeführt

Tabelle 3.1 Minimale Anforderungen an das Batteriesystem zur Lastspitzenkappung

minimale Kapazität	15 kWh
maximale Entladeleistung	43 kW
maximale Ladeleistung	29 kW
mittlere Leistung	6,9 kW
mittlere Zyklen pro Tag	0,087

### 3.5 Der Anwendungsfall Eigenverbrauchserhöhung

Das Prinzip hinter der Eigenverbrauchserhöhung mittels Batteriespeichern wurde bereits in Kapitel 2.2.1 erläutert. Im Folgenden wird nun eine für den Stromverbrauch der KIT-Fabrik optimale System aus PV-Anlage und Batteriespeicher ausgelegt.

Dazu wird die in Abbildung 3.8 gezeigte Batteriestrategie verwendet. Die aus dem Netz bezogene Leistung  $P_{GRID}$  setzt sich aus der Last  $P_{AVT}$  abzüglich der von den Solarpaneelen erzeugten Leistung  $P_{PV}$  und der Batterieleistung  $P_{BAT}$  zusammen. Liegt die erzeugte PV-Leistung über der Last, wird die Batterie mit der Differenz geladen. Ist weniger PV Leistung vorhanden wird die Batterie entladen. Ist das System vollständig Ent- oder Aufgeladen, beträgt  $P_{BAT} = 0 kWh$ .

```

for all timestamps  $n$  do
  if  $P_{PV}(n) > P_{AVT}(n)$  then
     $P_{BAT}(n) = \text{chargeBattery}(P_{PV}(n) - P_{AVT}(n))$ 
  else
     $P_{BAT}(n) = \text{dischargeBattery}(P_{PV}(n) - P_{AVT}(n))$ 
   $P_{GRID}(n) = P_{AVT}(n) - P_{PV}(n) + P_{BAT}(n)$ 

```

Abbildung 3.8 Pseudocodebeschreibung des Batterieeinsatzes zur PV-Eigenbedarfsoptimierung

### 3.5.1 Auslegungsmethodik der Eigenverbrauchsoptimierung

Die verwendete Methode ist in Gleichung 3.1 abgebildet. Als Entscheidungsvariable werden die Levelized Cost Of Energy (LCOE) herangezogen [69].

$$\begin{aligned}
 LCOE &= \frac{\text{Gesamtkosten über Lebensdauer}}{\text{Verbrauchte Energie}} \\
 &= \frac{\sum_{t=0}^T C_t / (1+r)^t}{\sum_{t=0}^T E_t / (1+r)^t} \\
 &= \frac{(E_N K_N - E_R K_R) T + P_{PV} K_{PV} + C_{bat} K_{bat}}{E_L T}
 \end{aligned}$$

$C_t$  : Kosten [€] im Jahr  $t$

$E_t$  : Verbrauchte Energie [kWh] im Jahr  $t$

$r$  : Abzinsrate

$E_N$  : Aus dem Netz bezogene Energie [kWh/Jahr] (3.1)

$K_N$  : Stromkosten [€/kWh]

$K_R$  : Rückspeisevergütung [€/kWh]

$E_R$  : Ins Netz rückgespeiste Energie [kWh]

$T$  : Betriebsdauer [Jahre]

$P_{PV}$  : Peakleistung PV Anlage [kW]

$K_{PV}$  : Installationskosten PV [€/kW]

$C_{bat}$  : Kapazität Batterie [kWh]

$K_{bat}$  : Installationskosten Batterie [€/kWh]

$E_L$  : Stromverbrauch [kWh/Jahr]

Die Stromkosten werden mit 19 Cent/kWh für Industriestromverbraucher, die nicht von der EEG Umlage befreit sind, angesetzt. Die für 20 Jahre garantierte Einspeisevergütung wird mit 7,54 Cent/kWh angesetzt. Die Kosten für Batterie und PV-Anlage werden

mit 700 €/kWh bzw. 1150 €/kW bemessen [5]. Die Betriebsdauer beträgt wie die garantierte Förderung 20 Jahre. Alterungseffekte der Solarzellen oder der Batterie wird nicht betrachtet. Die Abzinsrate beträgt 0%.

### 3.5.2 Potential der Eigenverbrauchsoptimierung in der AVT

Abbildung 3.2 zeigt die Levelized Cost pro Kilowattstunde. Das Minimum liegt mit einer 50 kWh Batterie und 70 kWp installierter PV-Spitzenleistung bei 14,63 Cent/kWh.

Tabelle 3.2 Levelized Cost of Energy in Cent/kWh

$P_{PVp}$	Batteriekapazität in kWh						
	1	10	30	50	70	100	150
5 kWp	19,29	19,55	20,11	20,67	21,24	22,08	23,49
10 kWp	18,59	18,82	19,38	19,94	20,51	21,35	22,76
30 kWp	16,28	16,40	16,77	17,21	17,70	18,49	19,87
50 kWp	15,18	15,09	15,11	15,28	15,58	16,16	17,31
70 kWp	15,05	14,88	14,69	<b>14,63</b>	14,65	14,82	15,55
100 kWp	15,54	15,27	14,96	14,76	14,64	14,59	14,90

### 3.5.3 Anforderungen an die Batterie zur Eigenverbrauchsoptimierung

Abbildung 3.9 zeigt ein Histogramm über die Anzahl der täglich auftretenden Zyklen des Systems. Im Gegensatz zu der in Kapitel 3.4.3 beschriebenen Peak-shaving Anwendung, steht die Batterie hier nicht hauptsächlich still, sondern fährt im Mittel 0,65 Zyklen/Tag, wobei das Maximum bei 1,4 Zyklen/Tag liegt. Der häufigste Betriebspunkt liegt bei 1,1 Zyklen pro Tag mit einem Anteil von ca. 23% an den Gesamtbetriebsstunden.

Abbildung 3.10 zeigt ein Histogramm über die von der Batterie aufgenommene bzw. abgegebene Leistung. Da der Zeitanteil der Batterie in dem diese inaktiv ( $P = 0 \text{ kW}$ ) ist dominiert, wurde dieser Betriebspunkt aus dem Histogramm entfernt. Die größte Entladeleistung ( $P-$ ) lag dabei bei 50 kW, die maximale Ladeleistung ( $P+$ ) bei 42 kW. Im Mittel wurde die Batterie mit  $|P_{av}| = 13 \text{ kW}$  belastet. Der häufigste Betriebspunkt lag mit einem Anteil an den aktiven Betriebsstunden von ca. 6,8% bei 4 kW.



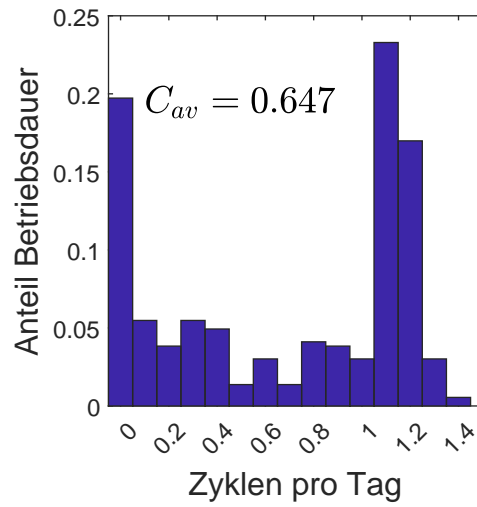


Abbildung 3.9 Histogramm der täglich absolvierten Zyklen in der Anwendung Eigenverbrauchsoptimierung

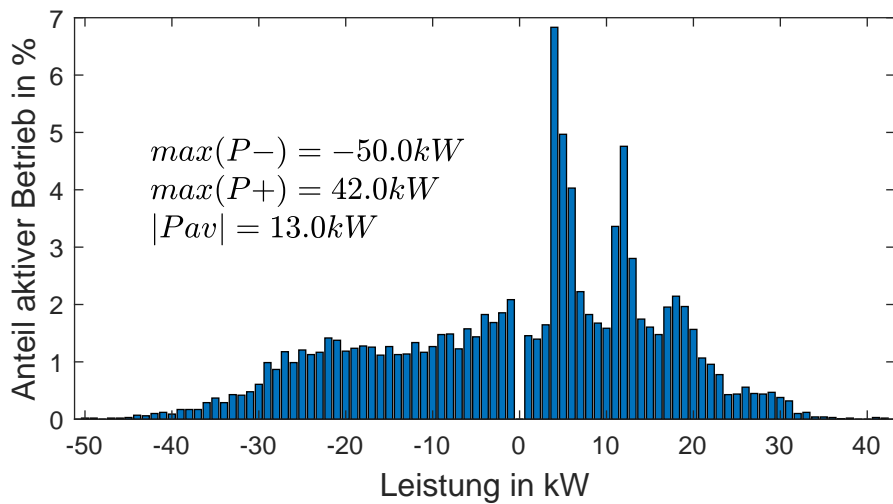


Abbildung 3.10 Histogramm der aktiven Leistungsbereiche in der Anwendung Eigenverbrauchsoptimierung. Leerlaufstunden mit  $P = 0$  sind zur besseren Lesbarkeit nicht aufgeführt

Damit ergeben sich die in Tabelle 3.3 dargestellten minimalen Anforderungen an das Batteriesystem.

Tabelle 3.3 minimale Anforderungen des Batteriesystems zur Eigenverbrauchsoptimierung

minimale Kapazität	50 kWh
maximale Entladeleistung	50 kW
maximale Ladeleistung	42 kW
mittlere Leistung	13,0 kW
mittlere Zyklen pro Tag	0,647

## 4 Das FlexBat-System

Verschiedene rekonfigurierbare Topologien wurden bereits in Kapitel 2.4 vorgestellt. Aufgrund der hohen Eignung für heterogene Module und der Möglichkeit auch kleine Systeme zu implementieren, wird das FlexBat-System als kaskadierter DCDC-Wandler aufgebaut. Tabelle 4.1 zeigt verschiedene Implementierungen von kaskadierten DCDC-Batteriespeichern aus der Literatur. Rein theoretische Arbeiten wie [70] und [71], die nur Konzepte für rekonfigurierbare Systeme aufzeigen, ohne den experimentellen Beweis zu erbringen, werden hier nicht betrachtet.

Tabelle 4.1 Vergleich verschiedener auf kaskadierten DCDC-Wandlern basierenden Systemen

System	dezentraler Wandler	dezentrale Regelung	Wandler Topologie	$P_{MODUL}$	$Z_{MODUL}$	BMS
FlexBat	Ja	Ja	synchroner Buck-boost	1,5 kW	12-24	Ja
[72]	Ja	Ja	synchroner Buck	<5 W	1	Ja
[31]	Ja	Nein	Buck-boost	500 W	12(Blei)	Nein
[32]	teils	Nein	dezentraler Boost zentraler Buck	<500 W	-	Nein
[73]	Ja	Nein	DAB	500 W	4	Ja
[74]	Nein	Nein	DAB	<35 W	1	Ja

Die in Tabelle 4.1 dargestellten Systeme werden danach eingeteilt, ob ein dezentraler Wandler und eine dezentrale Regelung eingesetzt wird. Zudem ist die Wandler-Topologie, die Modulleistung ( $P_{MODUL}$ ) und die Anzahl der Zellen pro Modul ( $Z_{MODUL}$ ) von Interesse. Außerdem wird betrachtet, ob ein Batteriemanagementsystem (BMS) implementiert ist. Um ein frei skalierbares System bereitzustellen, muss sowohl der Wandler als auch dessen Regelung dezentral implementiert werden. Dies wird nur von FlexBat und [72] erfüllt. In [31] und [32] sind zwar dezentrale Regelschleifen vorgesehen, die gesamte Regelung wird allerdings auf einer zentralen DSP-Plattform implementiert. Die dezentrale Regelung hat den Nachteil, dass mehrere Prozessoren verbaut und programmiert werden müssen, was den Implementierungsaufwand steigert. Zudem führt der Austausch von Mess- und Stellgrößen über ein Bus-System zu zusätzlichen Latenzen und damit zu einer meist reduzierten Abtastrate gegenüber der Implementierung in einem zentralen System. Je nach Spannungslage werden Buck- oder Boost-Konverter eingesetzt. Die Referenzen [73] und [74] nutzen allerdings eine galvanisch getrennte Dual-Active-Bridge (DAB). In

[74] werden die Wandler über einen geteilten magnetischen Kreis gekoppelt, wodurch diese Topologie nur sehr eingeschränkt flexibel skalierbar ist. [32] nutzt zwar modulare und dezentrale Boost-Wandler, koppelt diese allerdings mit zentralen multi-port Buck-Konverter. Damit ist die Menge der Module auf die Anzahl der Ports des Buck-Konverters begrenzt. FlexBat, [72] und [31] nutzen keinerlei zentralen DCDC-Wandler. Daher können, solange die Spannungslagen eingehalten werden, beliebig viele Module seriell verschaltet werden.

Das FlexBat System ist dahingehend einzigartig, dass es hoch skalierbar, dezentral und flexibel ist. Mit seiner höheren Leistung pro Modul im Vergleich zu anderen Systemen, geht es über eine Konzeptstudie hinaus und kann im realen Einsatz eingesetzt werden.

## 4.1 Systemübersicht über das FlexBat-System

Abbildung 4.1 zeigt eine Übersicht über das FlexBat-System. Dieses ist in einer Master-Slave Konfiguration aufgebaut. Jeder Master kann aktuell mit bis zu 13 Slaves kombiniert werden. Dies ist allerdings, wie in Kapitel 4.2.2 dargestellt, nur eine Softwarelimitierung und kann durch Steigerung der Slave-Abtastrate erhöht werden. Jedes Modul besteht aus einem Batterie-Block (Bat), welcher die Batteriezellen enthält, einem DC/DC-Wandler und einem rekonfigurierbaren Batteriemanagementsystem (BMSR). Das Master Modul enthält zusätzlich zum Slave einen Isolationswächter, die Hauptrelais (PC, HS, LS) zum Kontakt der Batterie mit dem Inverter, sowie das UI-Bord zur Messung der DC-Link-Spannung und des Eingangsstromes. Zur Umwandlung der DC-Gleichspannung in 400 V Drehstrom, wird ein bidirektionales Netzteil der Firma Delta des Types SM-500-CP90 als Inverter eingesetzt, welches über einen PC gesteuert wird.

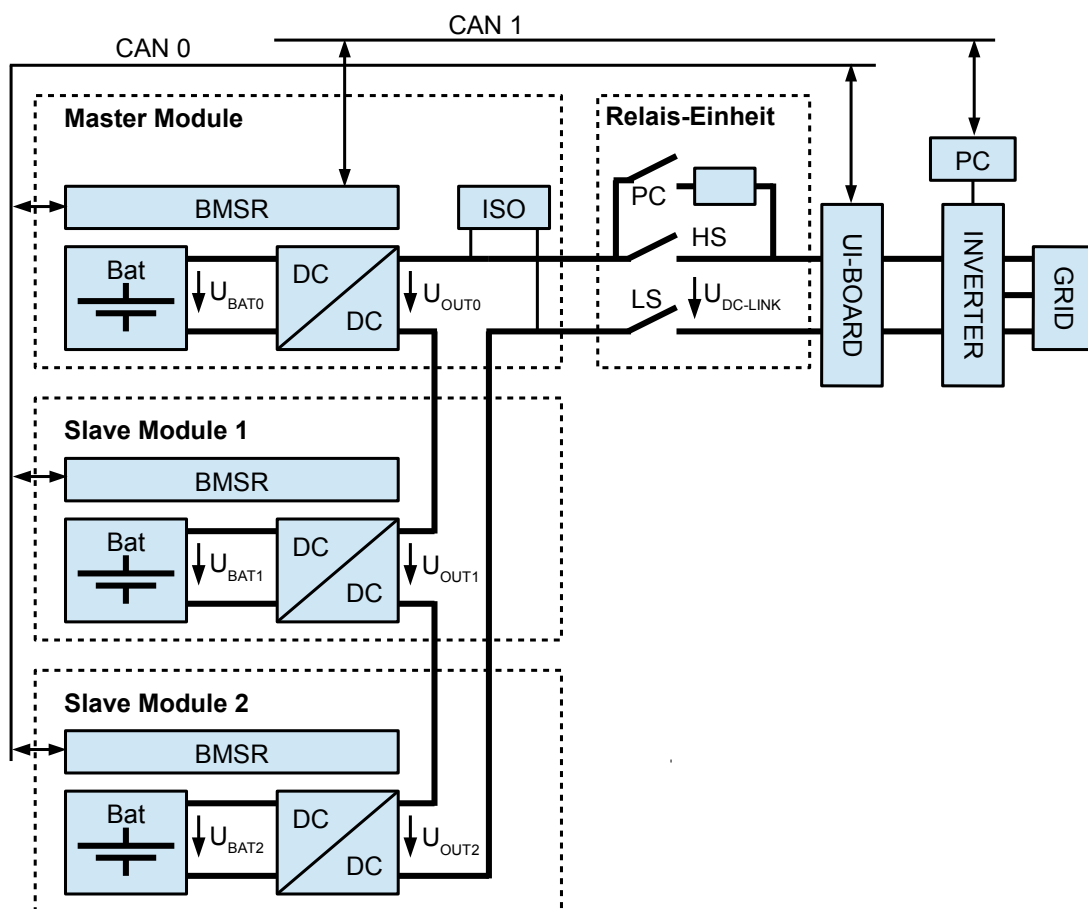


Abbildung 4.1 Struktur des FlexBat-Systems

### 4.1.1 Mechanische Konstruktion der Submodule

Abbildung 4.2 zeigt den Aufbau eines Modulgehäuses. Wie in Kapitel 4.1 gezeigt, ist das FlexBat-System sehr modular aufgebaut. Die Mechanik ist bewusst überdimensioniert. Es ist ausreichend zusätzlicher Platz vorgesehen, um in den gleichen Gehäusen neue Konzepte mit aktiver Kühlung, breiteren prismatischen Zellen oder anderer Leistungselektronik auszuprobieren. Jedes Modulgehäuse hat eine Breite von 19 Zoll und lässt sich damit einfach in konventionelle Racks einbauen.

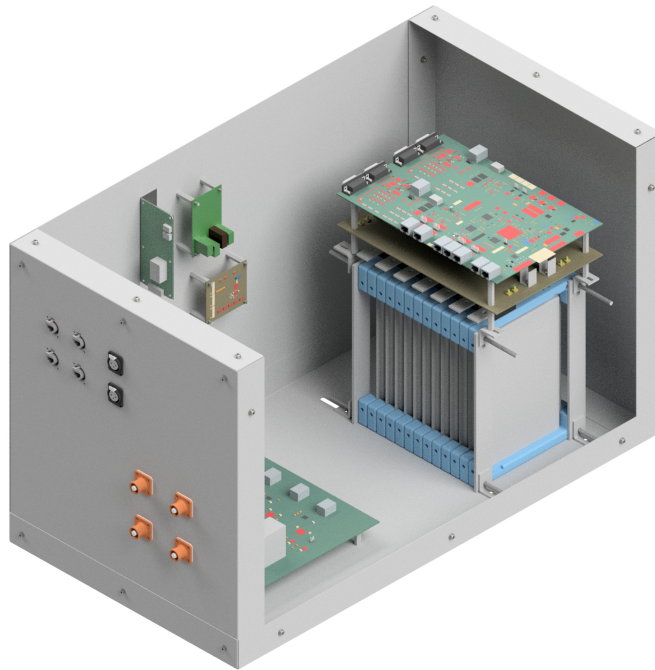


Abbildung 4.2 Gehäuse eines Moduls des FlexBat-Systems

Alle Teile des Gehäuses bestehen aus 1 mm starkem feuerverzinktem Stahl und werden miteinander verschraubt. Dadurch ist es möglich, Teile des Gehäuses zur Wartung, Fehlersuche oder dem Anbringen von Messgeräten zu entfernen. Alle tragenden Teile sind als Wannen ausgeführt. Dabei handelt es sich um Bleche, die an den Seiten abgekantet sind. Die Grundlage des Moduls bildet die Bodenwanne, auf welcher alle verbauten Komponenten angebracht werden. Diese kann Lasten von über 100 kg tragen. An der Vorderwanne sind die Anschlussbuchsen für CAN-Bus, Versorgungsspannung und Batteriekontaktierung angebracht. Bei Mastermodulen sind auf der Vorderwand noch Hauptrelais, Isolationswächter und UI-Platine angebracht. Um die Anwendung weiter zu schützen kann das aus Bodenwanne, Rück- und Vorderwand bestehende Gebilde mit Wänden beplankt werden.

Abbildung 4.3 zeigt den Aufbau eines Batterieblocks. Dabei werden Pochzellen mit Ab-

standshaltern aus Kunstharz übereinander gestapelt. Zwischen Zelle und Abstandshalter wird zudem ein Polster aus Kunststoff angebracht. Dieses Zellpack wird dann wie in Abbildung 4.2 auf der Bodenwanne verschraubt. Zudem wird auf dem Batterieblock (vgl. Kapitel 4.1.2 ) das rekonfigurierbare Batteriemanagementsystem (BMSR) (vgl. Kapitel 4.1.3) angebracht.

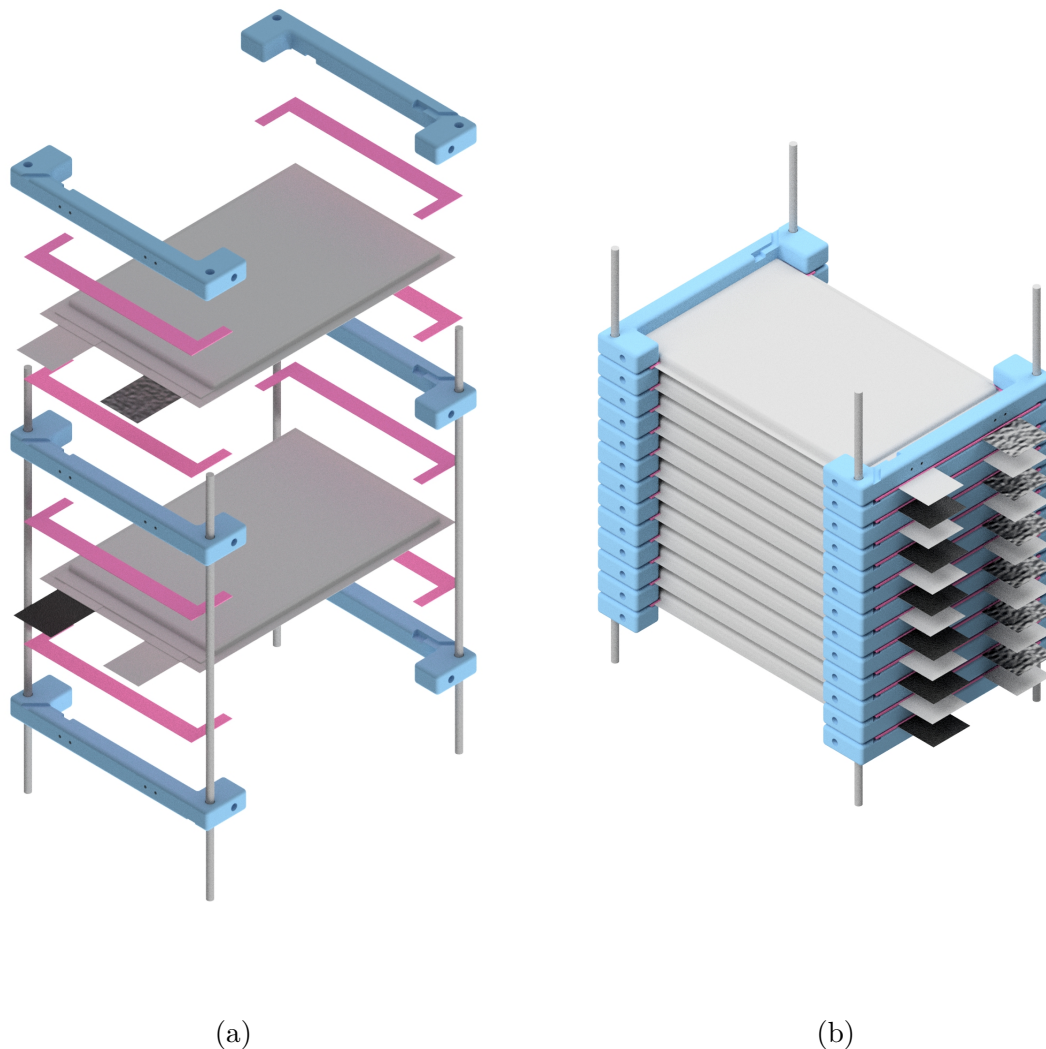


Abbildung 4.3 Mechanischer Aufbau des Batterieblocks eines Moduls

Die Verbindung der Zellen ist in Abbildung 4.4 dargestellt. Dabei wird auf den aus Kunstharz gegossenen Abstandshalter ein Plastikblock montiert. Auf diesem befindet sich ein Kontaktblech aus Aluminium mit Löchern zum Befestigen von Temperatursensoren und Zellspannungsabgriffen. Über diesem Kontaktblech werden die Ableiter der Pouchzellen gefaltet und mit Schrauben befestigt. Um eine stabile Verbindung zu gewährleisten und die Schrauben kontern zu können, werden Gewindeeinsätze in das Kunstharz eingegossen. Jede Verbindung wird mit einem Drehmoment von  $1,5 \text{ Nm}$  angezogen.

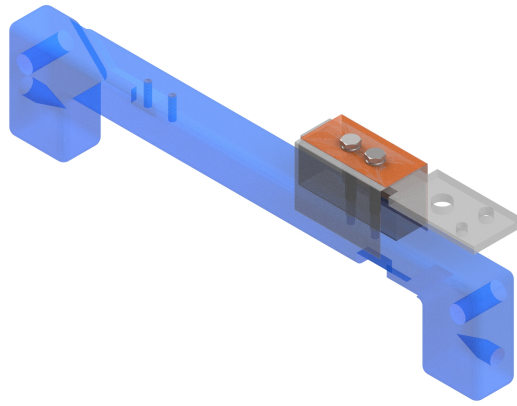


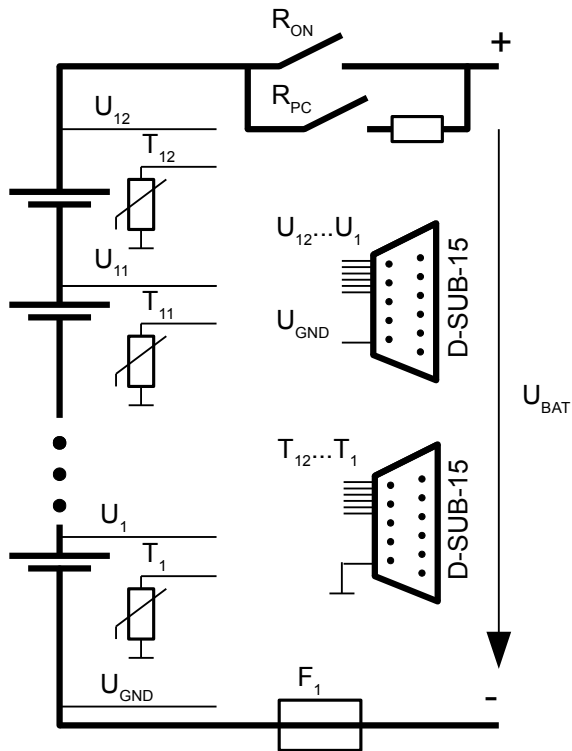
Abbildung 4.4 Detailansicht des Abstandshalters aus Kunstharz mit Ableitern zur Zellkontaktierung

#### 4.1.2 Aufbau des Batterieblocks

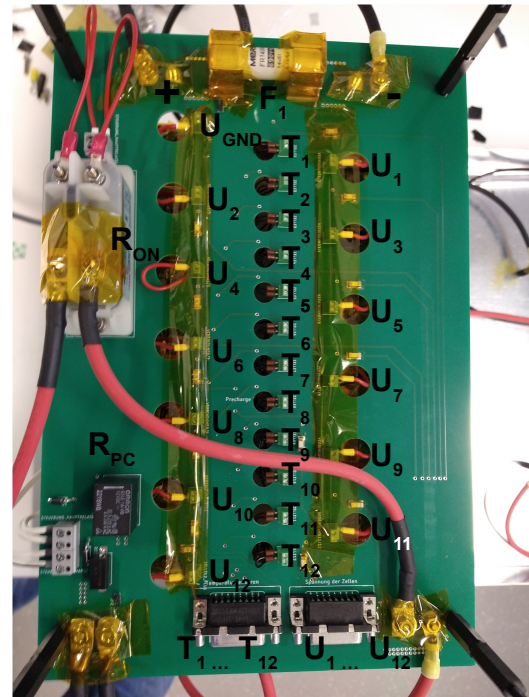
Das System soll in der Lage sein, einfach mit neuen Zellen ausgestattet zu werden. Bei kommerziellen Systemen wird das Batteriemanagementsystem aus Kostengründen oftmals direkt mit den Zellen verbunden [34]. Im Gegensatz dazu nutzt das FlexBat-System eine weitere Subeinheit (Batterie-Block) zur Anbindung der Zellen. Diese bietet eine universelle Schnittstelle zur Anbindung an das Batteriemanagementsystem (BMS). Die Erprobung neuer Zellen oder Konzepte (z.B. aktive Kühlung), erfordert daher nur einen Neuentwurf des Batterie-Blocks. Komplexere Komponenten wie Zellüberwachung und BMS müssen nicht ausgetauscht werden.

Abbildung 4.5 zeigt den aktuell eingesetzten Batterie-Block. Dieser enthält 12 Pouchzellen mit je 44 Ah in Serie. Jede Zelle ist zur Temperaturmessung an einen NTC-Widerstand angebunden. Spannungs- und Temperatursignale werden über D-SUB-15 Stecker an das BMS-Bord angebunden. Jeder Block hat zudem ein Precharge- ( $R_{PC}$ ) und eine Hauptrelais ( $R_{ON}$ ) zur Zuschaltung an das Gesamtsystem. Passiv ist dieser mit einer Sicherung ( $F1=50\text{ A}$ ) abgesichert.





(a)



(b)

Abbildung 4.5 Schaltplan des Batterieblocks (a). Foto des Batterieblocks von oben (b)

### 4.1.3 Das rekonfigurierbare Batteriemanagementsystem (BMSR)

Die Hauptaufgaben eines Batteriemanagementsystems (BMS) sind die Erfassung aller Batteriegrößen (Spannung, Strom, Temperatur), das Berechnen wichtiger Zustandsgrößen (z.B. Ladezustand (SoC)) sowie die Kommunikation mit den anderen Subsystemen. Zur Sicherstellung der funktionalen Sicherheit müssen unzulässige Betriebszustände (z.B. Überspannung einer Zelle) zuverlässig erkannt und das System in einen sicheren Zustand gebracht werden. Daher ist die zuverlässige Überwachung der Batterie sicherheitskritisch. Im FlexBat-System muss das BMS zudem noch die Sensorik der Leistungselektronik auslesen und die PWM-Signale für die Ansteuerung der Leistungshalbleiter generieren. Die Abbildungen 4.6a und 4.6b zeigen den generellen Aufbau der BMS-Hardware sowie ein Foto der Platine. Auf die implementierte Software wird in Kapitel 4.2.5 genauer eingegangen.

Jede BMS-Platine stellt zwei Kanäle zur Messung von jeweils 12 Zellen mittels LTC6811 Batteriemonitoringchip zur Verfügung. Jede Zelle kann passiv mit einem Strom von 100 mA balanciert werden. Beide Kanäle sind für bis zu 1000 V isoliert. Als Controller wird ein AURIX TC275 mit drei Kernen eingesetzt. Es sind fünf Leistungsschalter zum Schalten von Relais oder Pumpen implementiert. Zudem existiert eine Schnittstelle

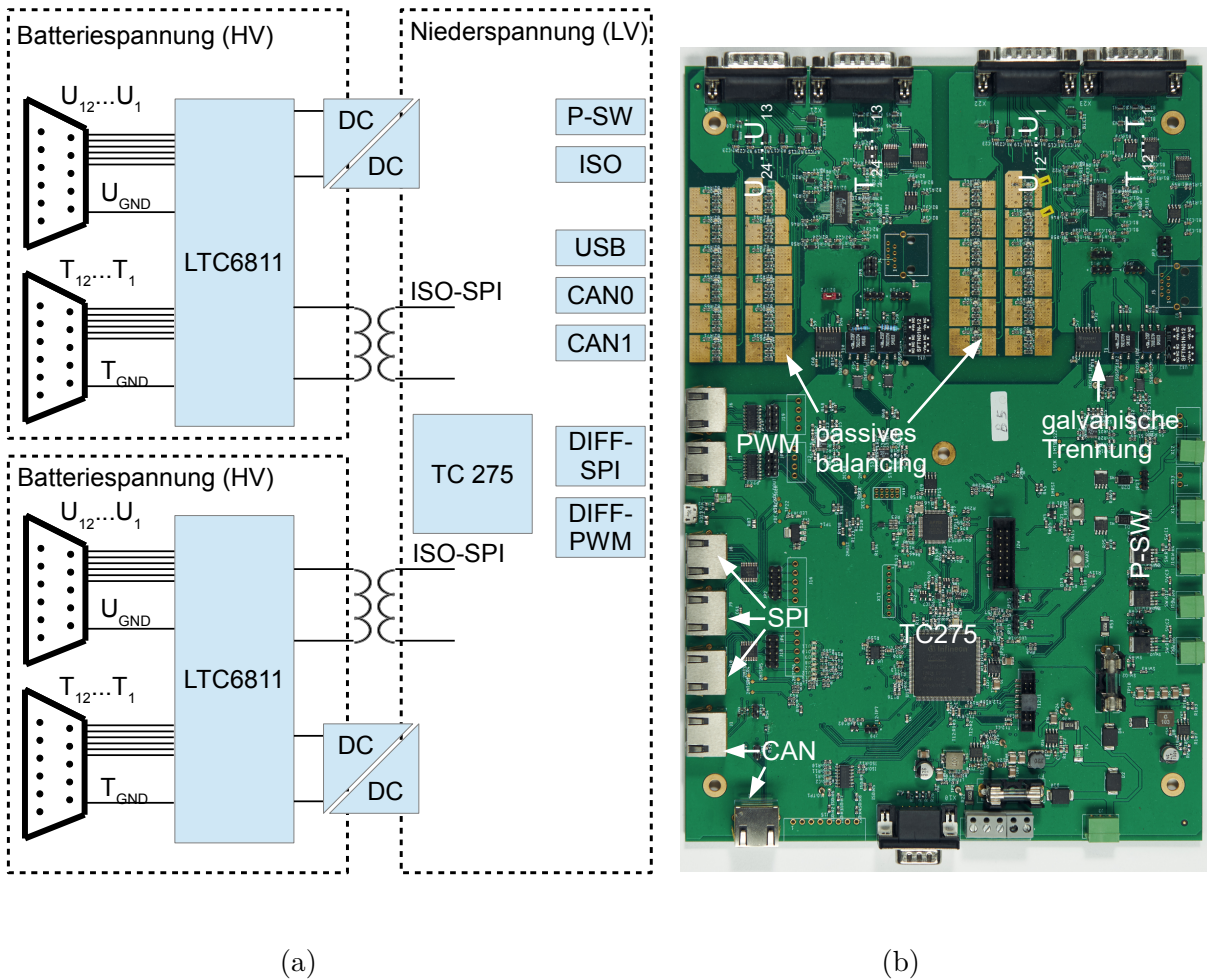


Abbildung 4.6 Vereinfachtes Schaltbild der Batteriemanagementsystem-Elektronik (a).  
Abbildung der BMSR-Platine (b)

zum Auslesen des Isolationswächters dessen Funktion in Kapitel 4.1.4 genauer erläutert wird. Die Kommunikation mit anderen Subsystemen wird mittels zweier CAN-Bus Schnittstellen realisiert. Zur Programmierung und Fehlersuche sind eine USB- und eine JTAG-Schnittstelle implementiert. Im Folgenden wird die funktional sichere Erfassung der kritischen Messwerte erläutert.

**Zellspannungsmessung**

Wie in Kapitel 2.6 gezeigt, kann eine Über- bzw. Unterschreitung der zulässigen Zellspannung gravierende Konsequenzen haben. Die Überwachung der Zellspannungen ist daher eine sicherheitskritische Funktion, die in Abbildung 4.7 dargestellt ist. Einzelne Zellspannungen werden mittels LTC6811-Batteriemonitor gemessen [65]. Dieser ist nach ISO-26262 zertifiziert und damit gut für sicherheitskritische Systeme geeignet. Der LTC6811 implementiert umfangreiche Selbsttestroutinen mit denen fehlerhafte Analog-

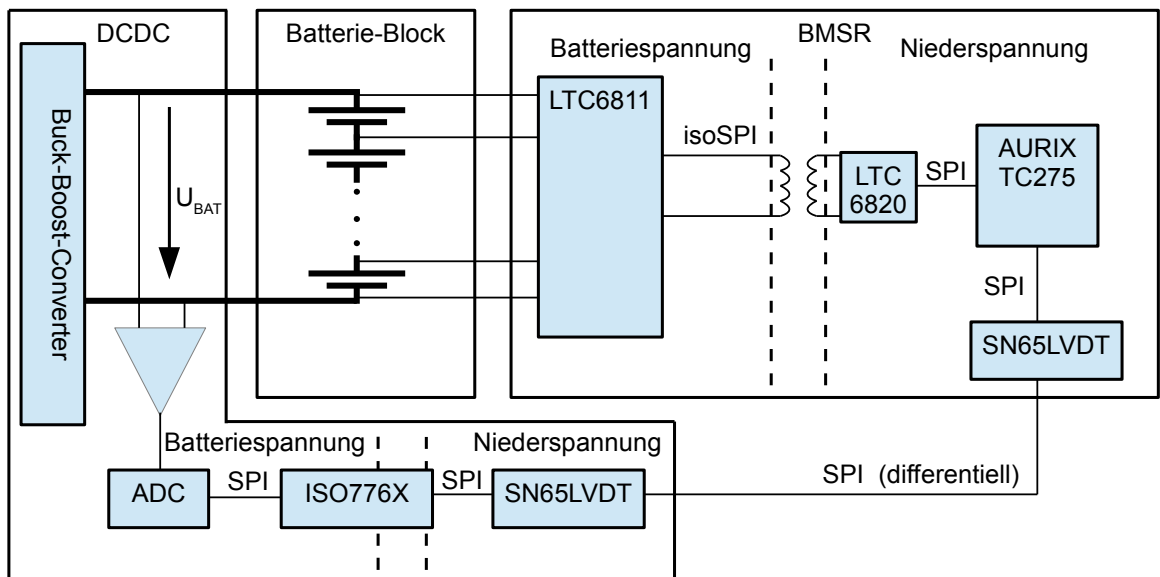


Abbildung 4.7 Konzept der funktional sicheren Zellspannungserfassung

Digital-Converter erkannt werden können. Zur Spannungsmessung kommen zwei Delta-Sigma-Wandler mit einer maximalen Auflösung von 16-bit zum Einsatz. Im genauesten Modus ergibt sich damit laut Datenblatt [65] ein Messfehler von  $50 \mu V$  bei einer Abtastrate von  $26 Hz$ . Wird die Messauflösung auf 10 bit gesenkt kann eine Abtastrate von  $26 kHz$  erreicht werden.

Zur Datenübertragung ist der LTC6811 auf der Hochvoltseite mit einem isoSPI-Bus angeschlossen. Dieser nutzt ein differentielles Stromsignal zur Steigerung der Resistenz gegenüber Gleichtaktstörungen. Mittels Transformator wird das isoSPI Signal auf die Niederspannungsseite übertragen und dort in ein konventionelles SPI-Signal umgewandelt, welches dann vom Mikrokontroller (TC275) ausgewertet werden kann.

Im Kommunikationsprotokoll zwischen AURIX und LTC6811 werden je sechs Datenbytes mit dem in Gleichung 4.1 dargestellten CRC-Polynom abgesichert, welches auch im CAN-Bus zum Einsatz kommt. Laut [75] ergibt sich damit eine Hamming-Distanz von sechs, wodurch alle 5-Bit Fehler detektiert werden können.

$$\text{CAN-CRC} := x^{15} + x^{14} + x^{12} + x^{10} + x^8 + x^4 + x^3 + x + 1 \quad (4.1)$$

Um zusätzlich die Plausibilität der Zellspannungsmessung zu überprüfen, wird die Modulspannung  $U_{BAT}$  mit einem weiteren ADCs auf dem DCDC-Wandler gemessen. Abweichung zwischen der gemessenen Modulspannung und der Summe der Zellspannungen eines Moduls weisen auf eine fehlerhafte Messung im System hin. Der Sensor zur Messung der Modulspannung  $U_{BAT}$  ist mittels SPI angebunden, welches kapazitiv mittels ISO776X auf

die Niederspannungsseite gekoppelt wird. Zur Übertragung an das BMSR wird es mit dem SN65LVDT-Chip in ein differentielles Signal umgewandelt. Dieser Kanal implementiert lediglich ein Paritätsbit, wodurch ausschließlich ungerade Bit-Fehler erkannt werden können.

### Zelltemperaturmessung

Die zuverlässige Erfassung der Zelltemperatur ist Voraussetzung für den sicheren Betrieb von Batteriesystemen. Daher ist im FlexBat-System sowohl an der Anode als auch an der Kathode jeder einzelnen Zelle ein NTC-Temperatursensoren angebracht. Auch diese werden mit den im LTC6811 verbauten delta-Sigma ADC mit den entsprechenden Selbsttests ausgewertet. Die Übertragung der Messwerte ist analog der Zellspannungsmessung abgesichert.

### Zellstrommessung

Eine Überschreitung des maximalen Lade- und Entladestromes kann zu irreversiblen Schäden an der Zelle führen. Dieser muss daher ständig überwacht werden. Das FlexBat-System ist in seiner jetzigen Konfiguration für einen maximalen Lade- und Entladestrom von 40 A ausgelegt, was einer Entladerate von ca. 1 C entspricht. Die Zellen können aber kurzzeitig Ströme von 3 C (120 A) liefern. Der zurzeit eingesetzte Inverter kann mit maximal 90 A die Batterie laden und entladen. Ein Überschreiten des Maximalstroms ist daher sehr unwahrscheinlich.

Trotzdem wird der Eingangsstrom jedes Moduls mehrfach redundant wie in Abbildung 4.8 gezeigt gemessen. Inverter (vgl. Kapitel 4.1.7) und UI-Board (vgl. Kapitel 4.1.6) messen redundant den Gesamtstrom des Systems.

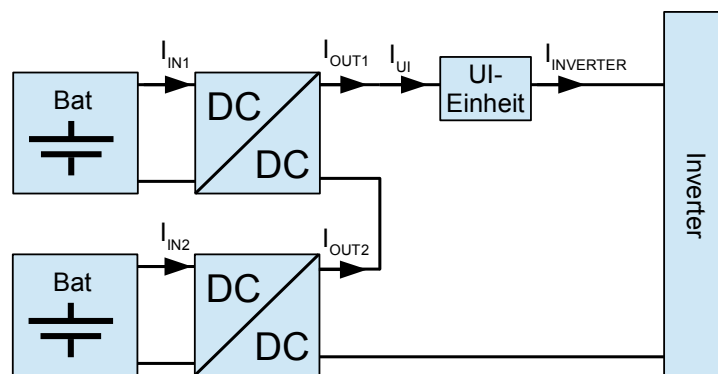


Abbildung 4.8 Konzept der funktional sicheren Zellstromerfassung

Auf Modulebene wird sowohl der Moduleingangsstrom  $I_{OUTX}$  als auch der Batteriestrom  $I_{INX}$  mit einem TLI4970 Hall-Sensor gemessen. Wie in Anhang A.1 und Kapitel 4.3.2 hergeleitet gilt für  $I_{OUTX}$  und  $I_{INX}$  unter Berücksichtigung des Tastverhältnisses  $D$  der

in Gleichung 4.2 dargestellte Zusammenhang. Weichen gemessene und berechnete Werte voneinander ab ist von einer fehlerhaften Strommessung auszugehen.

$$\begin{aligned}
 I_{INVERTER} &= I_{UI} = I_{OUTX} \\
 \text{Boost-Modus: } I_{OUTX} &\approx I_{INX}(1 - D) \\
 \text{Buck-Modus: } I_{OUTX} &\approx \frac{I_{INX}}{D}
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

## Balancing

Wie bereits in Kapitel 2.7.2 beschrieben, muss die Abweichung des Ladezustands der einzelnen Zellen eines Moduls durch Ladungsausgleich begrenzt werden. Dazu wird im FlexBat-System auf Modulebene passives Balancing eingesetzt. Mittels externer MOSFETs kann ein Entladewiderstand von  $25 \Omega$  verwendet werden. Dies resultiert bei einer voll aufgeladenen Zelle mit  $4,2 \text{ V}$  in einem Entladestrom  $250 \text{ mA}$  und einer maximal abzuführenden Wärmeleistung von  $0,7 \text{ W}$ . Die Kühlflächen sind entsprechend dimensioniert um diese abzuführen.

Zusätzlich befindet sich neben jedem LTC6811-Chip ein zusätzlicher Anschluss für den isoSPI Bus. Mit diesem können Balancer-Chips wie der LTC3300 angesteuert werden um zukünftig aktiven Ladungsausgleich zwischen den Zellen eines Moduls zu realisieren.

### 4.1.4 Der Isolationswächter

Der Isolationswächter überwacht kontinuierlich den Isolationswiderstand zwischen stromführenden Komponenten und dem Schutzleiter. Dazu wird im FlexBat-System ein ISOMETER IR155-3203 der Firma Bender eingesetzt. Dieser erzeugt eine pulsformige Messspannung zwischen Leiter- und Schutzleiter [76]. Der Isolationsfehler kann durch einen Widerstand  $R_F$  modelliert werden, über diesen ein durch die Messspannung hervorgerufener Strom fließt. Dieser wird vom Isolationswächter gemessen. Wenn dieser Strom einen Wert überschreitet wird ein Fehler detektiert und das System abgeschaltet.



Abbildung 4.9 Der im FlexBat-System eingesetzte Isolationswächter (ISOMETER IR155-3203) [76]

### 4.1.5 Die Relaiseinheit

Abbildung 4.10 zeigt die Relais Einheit. Diese besteht aus dem High-Side (HS), Precharge (PC), und Low-Side (LS) Relais.

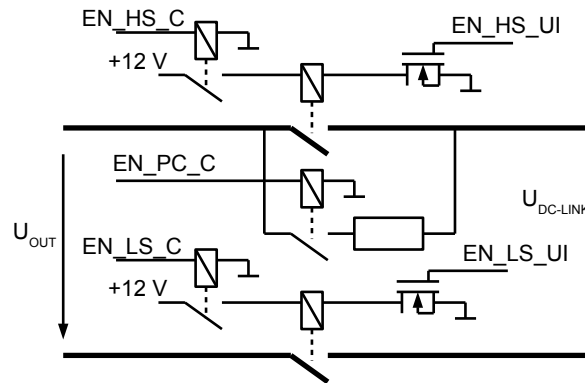
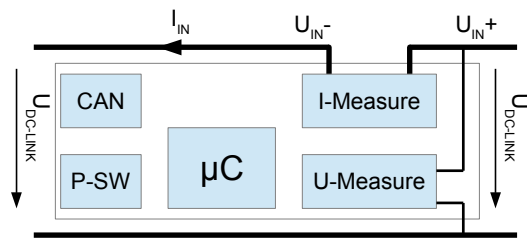


Abbildung 4.10 Konzept der Relais Einheit

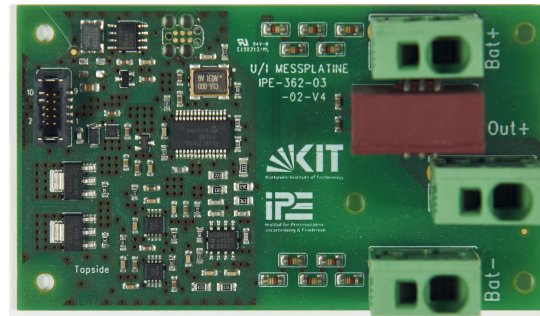
HS- und LS-Relais dienen dazu, die Batterie mit dem Inverter zu verbinden. Das Precharge Relais dient dazu, den Eingangskondensator des Inverters vorzuladen, bevor das High-Side Relais geschlossen wird. Im Fehlerfall können diese geöffnet werden, um den Stromfluss in die Batterie zu unterbrechen. Die Relais können redundant sowohl von dem Master Modul, als auch von der UI-Einheit geöffnet werden, um redundantes Abschalten von UI-Einheit und Batteriemanagementsystem zu ermöglichen.

### 4.1.6 Die Strom-Spannung-Messplatine (UI-Einheit)

Abbildung 4.11 zeigt die Strom-Spannung-Messplatine. Ihre Hauptaufgabe ist die Messung der DC-Link-Spannung ( $U_{DC-LINK}$ ) und des Eingangsstromes ( $I_{IN}$ ). Es können Spannungen bis 1000 V und Ströme bis  $\pm 60 A$  gemessen werden. Um eine genaue Strommessung zu ermöglichen, wird ein Fluxgate Sensor eingesetzt. Mittels zweier Halbleiterrelais (P-SW) werden die Hauptrelais geschaltet. Strom- und Spannungswerte werden über CAN-Bus an den Controller übertragen. Die UI-Einheit überwacht redundant mit dem Master die CAN-Kommunikation, Strom sowie Gesamtspannung und öffnet, wenn nötig, die Hauptrelais.



(a)



(b)

Abbildung 4.11 Vereinfachtes Blockschaltbild der Strom-Spannung-Messplatine (a). Nahaufnahme der Platine (b)

#### 4.1.7 Ansteuerung des Inverters

Abbildung 4.12 zeigt die Ansteuerung des bidirektionalen Labornetzteils SM-500-CP90 [77] der Firma Delta Elektronik, das im FlexBat-System als Inverter eingesetzt wird. Das Netzteil wird von einem PC über Ethernet (ETH) gesteuert.

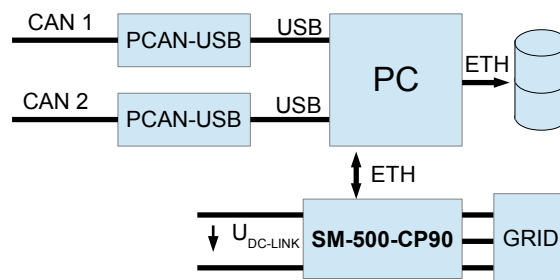


Abbildung 4.12 Blockschaltbild zur Darstellung der Invertersteuerung

Die CAN-Busse werden über zwei PCAN-USB Adapter an den PC angebunden [78]. Steuerungsbefehle, Batteriezustand (SoC, SoH, Fehlerzustände) sowie Strom- und Spannungslimits empfängt der PC über CAN 2. Diese Kommunikation, sowie der Datenaustausch zwischen UI, Master und Slaves über CAN 1 wird aufgezeichnet und in einer SQL-Datenbank gespeichert.

#### 4.1.8 Der Gleichspannungswandler (DCDC)

Abbildung 4.13 zeigt das DCDC-Wandler Modul welches wie in Abbildung 4.1 gezeigt sowohl von Master als auch Slave eingesetzt werden. Dieses besteht aus einem bidirektionalem Buck-Boost Konverter, Sensoren und Filtern. Auf Batterie- und Ausgangsseite

Tabelle 4.2 Betriebsmodi DCDC-Wandler

Boost-Mode	$d_{boost} = \frac{t_{on}(T_4)}{T}$	$U_{OUT} = U_{IN} \left( \frac{1}{1 - d_{boost}} \right)$
Buck-Mode	$d_{buck} = \frac{t_{on}(T_1)}{T}$	$U_{OUT} = U_{IN} \cdot d_{buck}$
Bridge-Mode	$d_{buck} = 1, d_{boost} = 0$	$U_{OUT} = U_{IN}$
Bypass-Mode	$d_{buck} = 0, d_{boost} = 0$	$U_{OUT} = 0 V$

sind jeweils ein LC-Tiefpass und ein Common-mode-Filter verbaut. Ein- und Ausgangsspannungen werden mit einem 16-Bit ADC abgetastet. Ein- und Ausgangsströme werden mittels zweier TLI-4970 Hall-Stromsensoren gemessen. Strom- und Spannungswerte werden über SPI-Bus an den Controller übergeben. Alle Signale werden, zum Schutz gegen elektromagnetische Störungen differentiell über geschirmte CAT-6 Kabel übertragen.

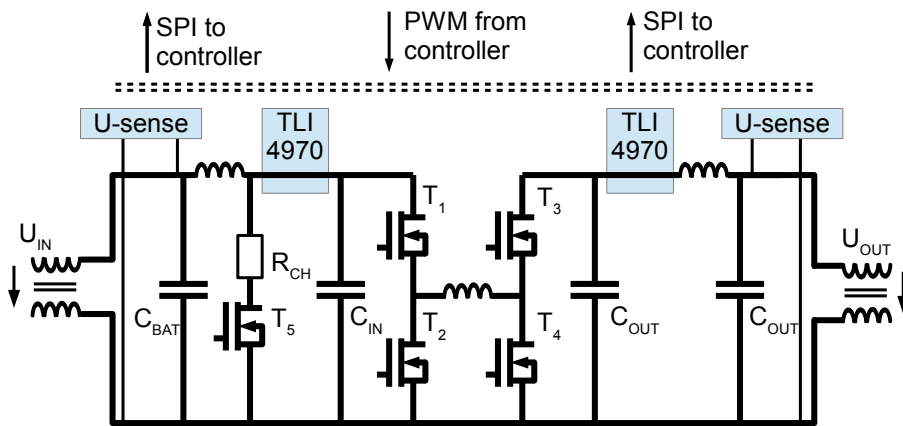


Abbildung 4.13 Vereinfachtes Schaltbild des eingesetzten DCDC-Wandlers

Der Buck-Boost-Converter arbeitet mit einer Schaltfrequenz von 100 kHz und kann wie in Tabelle 4.2 dargestellt, in verschiedenen Modi betrieben werden. Wenn  $U_{out} > U_{BAT}$  wird der Wandler im Boost Modus betrieben. Dabei ist  $T_1$  konstant durchgeschaltet und  $T_2$  offen.  $T_3$  und  $T_4$  werden mit dem duty cycle  $d_{boost}$  geschaltet. Wenn  $U_{out} < U_{BAT}$  wird der Wandler als Buck-Wandler betrieben. Dabei ist  $T_3$  konstant durchgeschaltet und  $T_4$  offen.  $T_1$  und  $T_2$  werden mit  $d_{buck}$  geschaltet.

Wenn  $T_1$  und  $T_3$  konstant durchgeschaltet sind, befindet sich das System im Bridge-Modus. Da hier keine Schaltverluste auftreten ist die Effizienz in diesem Modus besonders hoch. Wenn  $T_1$  offen und  $T_3, T_2$  geschlossen sind, ist das System im Bypass-Modus. Dabei ist der Batterie-Block von dem Gesamtsystem entkoppelt.



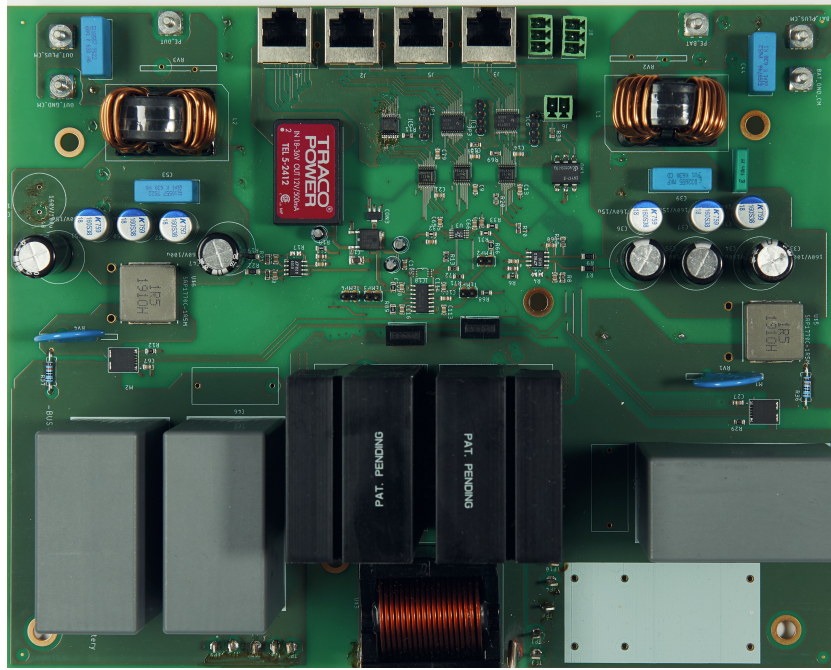


Abbildung 4.14 Detailaufnahme des DCDC-Wandlers

### Dimensionierung der passiven Bauelemente

Der Boost-Converter benötigt eine größere Induktivität und Ausgangskapazität für eine vergleichbare Eingangsleistung als ein Buck-Converter. Daher wird zunächst ein Hochsetzsteller für Batteriemodule mit 12 NMC-Zellen in Serie ausgelegt. Mit einem Spannungsbereich von 3,0 V bis 4,2 V ergibt sich eine Eingangsspannung zwischen 36 V und 50 V. Die maximale Ausgangsspannung beträgt 100 V. Die Schaltfrequenz beträgt 100 kHz. Es soll ein Eingangsstrom von  $\pm 40$  A ermöglicht werden.

Zunächst wird nach [79] die Induktivität bestimmt. Texas Instruments [80] empfiehlt einen Ripplestrom von 20 % bis 40 % des Spulenstromes, woraus ein Bereich von  $\Delta I_L = 8$  A bis  $\Delta I_L = 16$  A folgt. Mit Gleichung 4.3 ergibt sich eine Induktivität im Bereich von  $15,6 \mu H$  bis  $31,3 \mu H$

$$L = \frac{T}{\Delta I_L} U_e \left(1 - \frac{U_e}{U_a}\right) \quad (4.3)$$

Als Spule bieten sich Hochstrominduktivitäten der WE-HCFT 3540 Serie von Würth-Elektronik an, die in Tabelle 4.3 abgebildet sind.

Davon wird die  $22 \mu H$  Variante verwendet. Mit einem maximalen Duty Cycle von 0,5 und einer Schaltfrequenz von 100kHz ergibt sich  $t_{ON} = 5 \mu s$ . Der maximale Spannungsripple soll  $U_{CSS} = 1$  V betragen. Damit ergibt sich mit Gleichung 4.4 ein Ausgangskondensator mit  $C_{OUT} = 100 \mu F$ .

$$C_{OUT} = I_{OUT} \frac{t_{ON}}{U_{CSS}} \quad (4.4)$$

Tabelle 4.3 Induktivitäten der Serie WE-HCFT

Bauteil-Nr	$L(\mu H)$	$I_R(A)$	$I_{SAT}(A)$	$R_{DC}(m\Omega)$
7443763540150	15	45,3	51,6	1,77
7443763540220	22	40,6	42	2,63
7443763540330	33	32	38,9	5,67

Der Ausgangskondensator muss den Ausgangsstrom stellen, während T3 abgeschaltet ist. Dieser kann schlimmstenfalls 20 A betragen. Aufgrund der hohen Strombelastbarkeit und der Vergleichsweise hohen Kapazität bietet sich hier ein Folienkondensator an. Hier wird der C4AQLBW6100A3MK mit  $100 \mu F$  der C4AQ Serie von Kemet eingesetzt. Dieser weist allerdings nur ein  $I_{rms}$  von 19 A auf. Daher werden zwei dieser Ausgangskondensatoren parallel auf der Ausgangsseite angebracht.

Wird Energie vom Ausgang zum Eingang übertragen, arbeitet der Boost-Converter im Prinzip als Tiefsetzsteller. Nach [79] ergibt sich für den Eingangskondensator mit Gleichung 4.5 eine Kapazität von  $C_{in} = 20 \mu F$ . Als Eingangskondensator wird, wie ausgangsseitig ein C4AQLBW6100A3MK eingesetzt, obwohl der Kondensator in diesem Fall überdimensioniert ist.

$$C_{IN} = \frac{T\Delta I}{8U_{CSS}} \quad (4.5)$$

### LC-Filter

Der Rippel der Ausgangsspannung könnte, trotz des großzügig dimensionierten Ausgangskondensators, zu EMV Störungen führen. Daher wird als zusätzliche Vorsichtsmaßnahme ein LC-Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von unter 10 kHz eingesetzt. Damit werden Störungen mit mindestens 40dB gedämpft. Aufgrund der reduzierten Stromrippel können nun auch Elektrolytkondensatoren für den LC-Tiefpass eingesetzt werden. Mit einer Spule der Serie SRP1770C mit  $L_{Filter} = 1,5 \mu H$  und  $C_{Filter} = 330 \mu F$  ergibt sich eine Grenzfrequenz von 7,15 kHz.

## 4.2 Software des FlexBat-Systems

In diesem Kapitel wird die Software des FlexBat-Systems vorgestellt. Absatz 4.2.1 zeigt die generelle Struktur des Software-Stacks. Kapitel 4.2.2 bis 4.2.4 beschreiben die Subkomponenten Master, Slave und Konverter und deren Interaktion. Absatz 4.2.5 beschreibt den Datenaustausch zwischen den verschiedenen Kernen.

### 4.2.1 Struktur der FlexBat-Software

Abbildung 4.15 zeigt eine vereinfachte Darstellung des FlexBat-Systems, wie es bereits in Kapitel 4.1 vorgestellt wurde. Dieses ist in einer Master-Slave Konfiguration ausgeführt. Der Master stellt dabei die zentrale Steuereinheit des Systems dar, welche Messgrößen von anderen Subsystemen übernimmt, auswertet und Steuergrößen zurückgibt. Der Slave dient hauptsächlich für die Zellüberwachung, der Konverter zur Ansteuerung der DCDC-Wandler. Alle diese Funktionen werden auf identischer Hardware, dem in Kapitel 4.1.3 vorgestellten Batteriemanagementsystem ausgeführt.

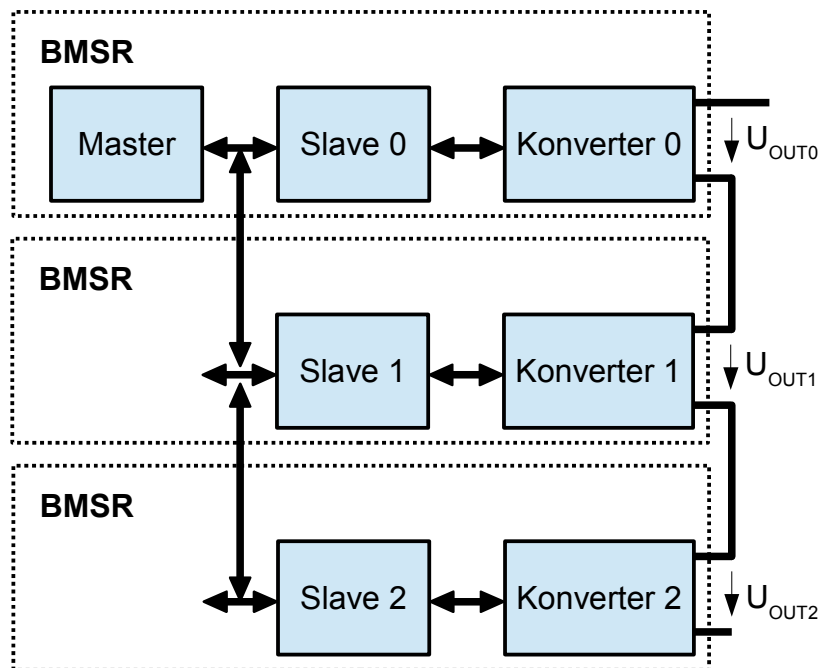


Abbildung 4.15 Vereinfachte Darstellung des FlexBat-Systems und der Software-Komponenten

Abbildung 4.16 zeigt den generellen Aufbau der Software. Dabei wurde sich an der Software Framework Struktur von Infineon orientiert. Master und Slave greifen auf den gleichen Quellcode zurück, wodurch mit geringem Entwicklungsaufwand Funktionalitäten verschoben werden können. Beim Start des Controllers wird geprüft ob der Controller

als Master oder Slave operiert. Die unterste Ebene stellt den von Infineon gelieferte Micro Controller Hardware Abstraction Layer (4\_McHal) dar. Dieser ermöglicht einen vereinfachten Zugriff auf den Mikrocontroller. Die nächsthöhere Ebene stellt das Platform Abstraction Layer (3\_Platform\_Abstraction) dar. Diese abstrahiert die darunterliegende Ebene und maskiert bestimmte nicht genutzte herstellerspezifische Funktionen. Damit wird eine einfache Portierung auf Mikroprozessoren anderer Hersteller ermöglicht. Der Service-Layer (2\_Service) enthält anwendungsspezifische, komplexere Treiber für Systemkomponenten, wie beispielsweise die Ansteuerung des LTC6811 Batteriemonitoringchips oder die Konfiguration der CAN-Schnittstellen. Die Service Software and Wrappers (1\_SrvSw) abstrahiert controllerunabhängige Bibliotheken und Compiler Funktionen. Der Application Software Layer (0\_AppSW) stellt die höchste Ebene dar, in welcher das FlexBat System realisiert ist. Zum Systemverständnis reicht es aus, die Ebenen 0\_AppSW und 2\_Service zu erklären.

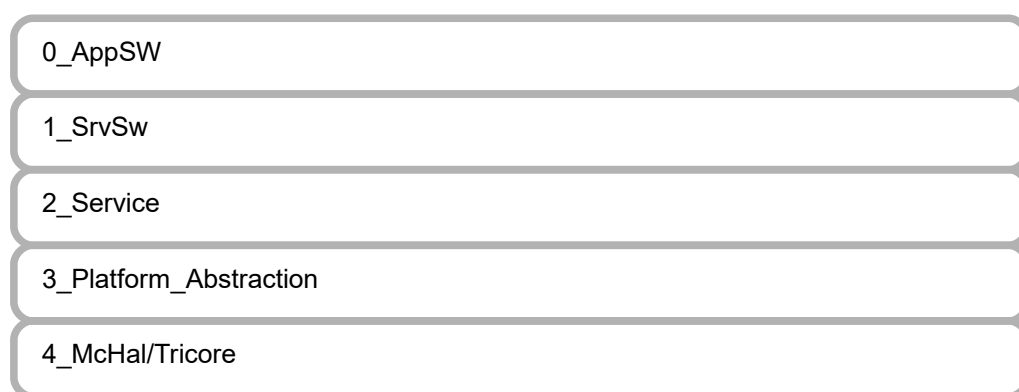


Abbildung 4.16 Struktur des verwendeten Software-Stacks

Abbildung 4.17 gibt einen nach Funktion sortierten Überblick über die in 0\_AppSW implementierten C-Files. Die Steuerung des Gesamtsystems ist in **BMS\_Master.c** implementiert und wird in Kapitel 4.2.2 genauer erläutert. **BMS\_Balance.c** implementiert die nötigen Funktionen zum Ladungsausgleich innerhalb eines Moduls.

**BMS\_Master\_Charge\_ctrl.c** realisiert das Constant Voltage Constant Current Ladeverfahren. Dies ist nur aktiv, wenn die kaskadierten DCDC-Wandler sich im Bridge-Modus befinden (vgl. Kapitel 4.1.8), und die Batteriespannung über den externen Inverter eingestellt werden müssen. **BMS\_Master\_FlexBat\_Inverter\_ctrl.c** übernimmt diese Funktion, wenn die DCDC-Wandler auf Modulebene genutzt werden können. Dieses Modul gibt allen Wandlern im System ihre Sollgrößen vor und regelt so wie in Kapitel 4.3 beschreiben den Anteil jedes Moduls an der Gesamtleistung. **BMS\_Master\_ctrl.c** und **BMS\_Master\_fcn.c** enthalten Hilfsfunktionen um **BMS\_Master.c** kürzer und übersichtlicher zu halten. Ist das System als Slave konfiguriert, gibt **BMS\_Slave\_uart.c** Informationen über die serielle Schnittstelle aus. In **BMS\_SoC\_estimator** ist ein Schätzer zur Ermittlung des Batterieladezustandes (vgl. Kapitel 2.7.7) implementiert.

**BMS\_SoC\_KF.c** und **BMS\_SoC\_KF\_methods.c** implementieren einen alternativen Ladezustandsschätzer basierend auf einem Kalman-Filter. Alle Konfigurationsmodule dienen der Initialisierung des Systems. **CON\_DC\_DC\_Ctrl.c** realisiert die Ansteuerung des DCDC-Wandlers. Der hierfür benötigte Regelungsalgorithmus wurde modellbasiert in Simulink entwickelt und liegt in **AUTO\_GEN\_internal\_ctrl.c**. **Cpu0\_Main**, **Cpu1\_Main** sowie **Cpu2\_Main** dienen zur Aufteilung der Tasks auf die drei Kerne des Mikrocontrollers. In **mc.c** sind die Methoden zum Datenaustausch zwischen den drei CPU implementiert.

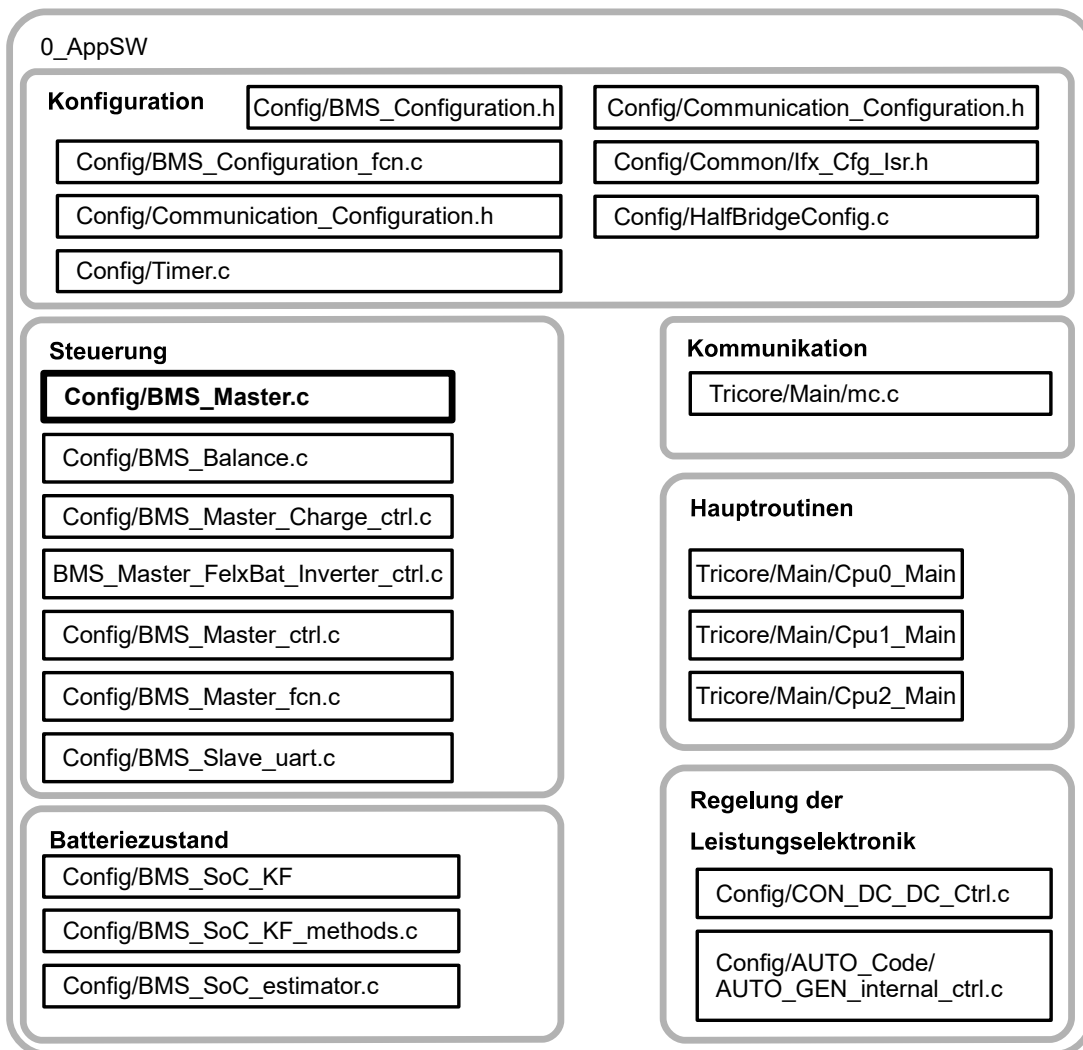


Abbildung 4.17 Übersicht über den Application-Layer des FlexBat-Systems

Abbildung 4.18 zeigt das Service-Layer. Die wichtigsten Funktionen zur Überwachung des Batteriezustandes sind in **BMS\_Slave\_LTC6811\_fsm.c** sowie **BMS\_Slave\_LTC6811\_methods.c** abgelegt. In diesen werden Zellspannungen mittels des LTC6811-Batteriemonitors ausgelesen. **LTC6811\_Reg.c** stellt die Registerdefinition für den

LTC6811 bereit. **BMS\_Slave\_Functions.c** enthält Hilfsfunktionen für **BMS\_Slave\_LTC6811\_fsm.c**. **BMS\_Temp\_sens.c** wertet die Temperatursensoren der Zellen aus. **BMS\_Iso\_Checker.c** kommuniziert mit dem Isolationswächter. **BMS\_CAN\_Mailbox.c** und **BMS\_CAN\_Methods** implementieren den CAN-Bus. **CON\_Measure\_I** und **CON\_Measure\_U** lesen die Strom- und -Spannungssensoren des DCDC-Wandlers aus. **Serial.c** und **Serial\_Interface.c** implementieren die serielle UART-Schnittstelle. **BMS\_Relays.c** steuert alle Relais. **BMS\_Error\_Stack.c** und **BMS\_Clear\_Error\_states.c** übernehmen die Fehlerverwaltung. **BMS\_Flash.c** implementiert Zugriffe auf den Flash-Speicher des Mikrocontrollers.

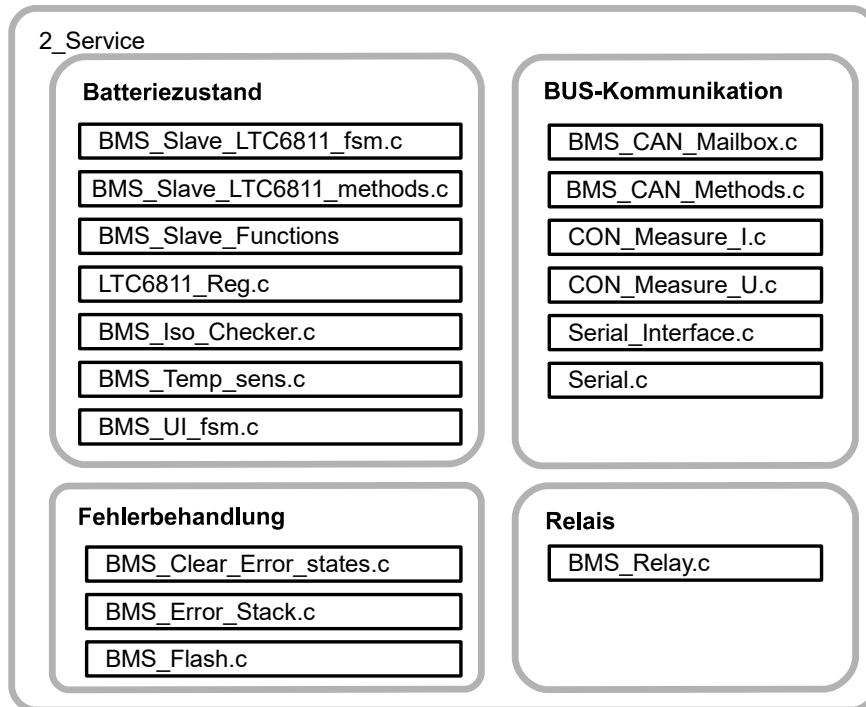


Abbildung 4.18 Übersicht über den Service-Layer des FlexBat-Systems

#### 4.2.2 Funktion des Master-Software-Moduls

Abbildung 4.19 zeigt den Pseudocode der Funktion **Cpu0\_main()**. Ist das System als Master konfiguriert, wird die Funktion **BMS\_Master\_fsm()** ausgeführt. Dieser wird die globale Variable **Global\_Cpu0\_1ms\_counter** übergeben, welche mittels Interruptserviceroutine jede Millisekunde inkrementiert und nach 250 ms wieder auf null gesetzt wird. Alle 5 ms wird **BMS\_CAN\_Inverter\_fsm()** ausgeführt, welche die Kommunikation mit dem Inverter implementiert. Ist das System nicht als Master konfiguriert wird **BMS\_Slave\_uart\_fsm** ausgeführt. Diese realisiert ein Debuginterface mit einem PC über die serielle USB-Schnittstelle.

```

void Cpu0_main (void)
{
    init();
    while(1) {
        if(systemIsMaster == TRUE) {
            BMS_Master_fsm(...,Global_Cpu0_1ms_counter);
            if(Global_Cpu0_1ms_counter % 5 == 0) {
                BMS_CAN_Inverter_fsm(...);
            }
        }
        else {
            BMS_Slave_uart_fsm(...,Global_Cpu0_1ms_counter);
        }
    }
}

```

Abbildung 4.19 Pseudocode der Hauptfunktion auf Kern 0 (Cpu0\_main())

Die Hauptaufgabe des Masters ist das Sammeln und Verarbeiten von Daten aller im System verbauten Komponenten sowie die Rückgabe von Sollgrößen an diese. Dazu zählen Zellinformationen (Spannung, Temperatur), wie sie von den Slave-Modulen gemessen wird, Modulspannungen und Ströme aus den Konverter-Modulen, sowie Systemspannung und -strom aus dem UI-Board. Dies ist in der Funktion **BMS\_Master\_fsm()** realisiert.

Abbildung 4.20 zeigt die Interaktion des Masters mit den anderen Komponenten. Das Kommunikationsprotokoll wiederholt sich statisch alle 250 ms und folgt einem Command/Response Schema. Dadurch wird sichergestellt, dass der Bus nie blockiert ist. Von  $t=0$  ms bis  $t=50$  ms werden mittels der UART-Schnittstelle Statusmeldungen an den PC gesendet und Befehle von diesem empfangen. Dies dient ausschließlich zu Test- und Fehlerkorrekturzwecken.

Zum Zeitpunkt  $t=50$  ms sendet der Master ein Anforderungstelegramm über CAN an das UI-Board. Im UI-Board wird dadurch ein Interrupt ausgelöst, woraufhin dieses sofort mit einem Telegramm antwortet, welches die anliegende DC-Linkspannung, den Ladestrom und den Fehlerzustand der UI-Platine enthält. Empfängt das UI-Board über mehrere Zyklen kein Telegramm, wird ein Ausfall des Masters angenommen, wodurch die UI-Platine die Hauptrelais stromlos schaltet.

Von  $t=60$  ms bis  $t=70$  ms wird Slave 0 und Konverter 0 ausgelesen. Slave 0 befindet sich auf der gleichen Platine wie Master und Konverter, bzw. wird im gleichen Mikrocontroller ausgeführt. Daher erfolgt die Kommunikation nicht über CAN, sondern über den Intercorebuffer (vgl. Kapitel 4.2.5). Trotzdem werden alle Telegramme, wie auch bei der Kommunikation mit allen anderen Slaves, auf den Bus gelegt, um die darin erhaltenen Informationen extern aufzeichnen zu können.

Zwischen  $t=70$  ms bis  $t=80$  ms wird Slave 1 ausgelesen. Dies funktioniert analog zur Abfrage der UI-Platine. Allerdings werden, um alle übertragenen Informationen aufnehmen zu können, zwei Telegramme geschickt. Diese enthalten sowohl Sollgrößen für den DCDC-Wandler als auch Informationen darüber, welche Zellen des Slaves balanciert werden soll. Empfangen werden neun Telegramme, welche Zellspannung, Zelltemperatur

sowie Fehlerzustand des Slaves übermitteln. Zudem werden die Ist-Größen von Strom und Spannung des Konverters auf Batterie- und Ausgangsseite übermittelt. In 10 ms Intervallen werden alle weiteren im System verbauten Slaves abgefragt. Sind diese nicht angeschlossen, geschieht in dieser Zeit nichts.

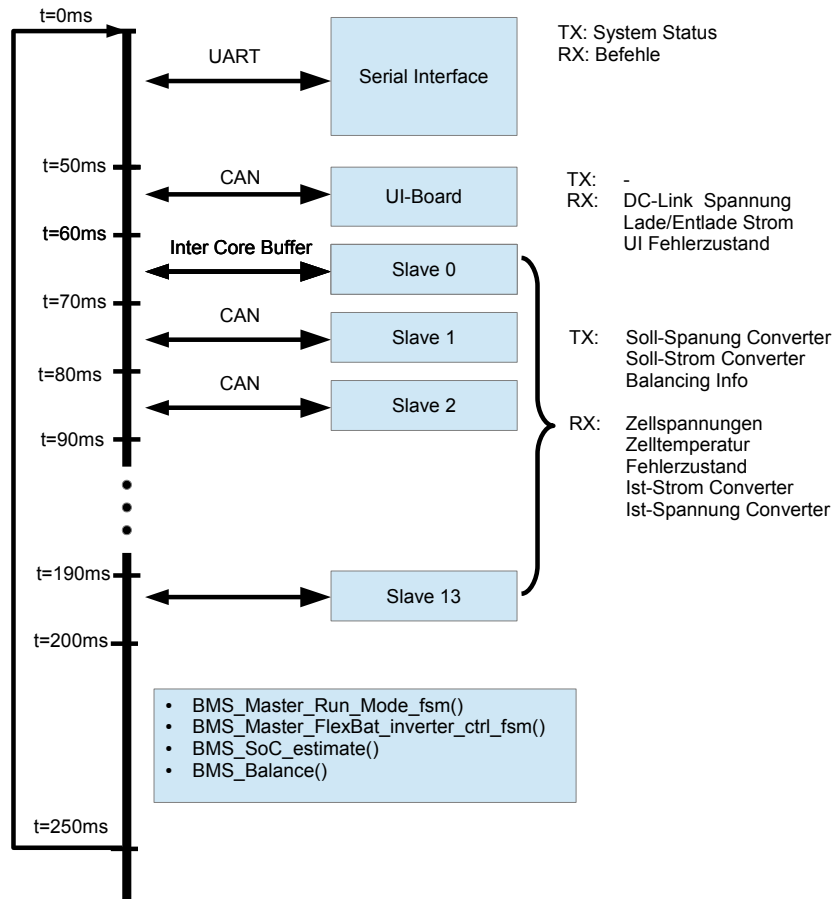


Abbildung 4.20 Zeitlicher Ablauf der Funktion BMS\_Master\_fsm()

Zwischen  $t=200$  ms und  $t=250$  ms werden wichtige Berechnungen durchgeführt. Dazu zählt die Berechnung des Batterieladezustandes (SoC) mit den gerade empfangenen Zellinformationen und die Entscheidung über das Balancieren einzelner Zellen. Zudem werden weitere Zustandsautomaten ausgeführt, welche die Zuschaltroutine (**BMS\_Master\_Run\_Mode\_fsm()**) und die äußere Regelschleife der Konvertermodule (**BMS\_Master\_FlexBat\_Inverter\_ctrl\_fsm()**) implementieren.

Abbildung 4.21 zeigt den vereinfachten Zustandsautomaten **BMS\_Master\_Run\_Mode\_fsm()**. Dieser wird alle 250 ms einmal aufgerufen. Nach dem Hochfahren des Systems (**IDLE**) wird überprüft, ob alle Messwerte des Systems in Ordnung sind und keine Fehler aufgetreten sind (**CHECK\_IF\_MEASUREMENT\_OK**). Ist dies der Fall



werden alle Konverter im Tiefsetzsteller-Modus (**CHECK\_BUCK\_CONVERTER**) und im Hochsetzsteller-Modus (**Check\_BOOST\_CONVERTER**) betrieben, um die korrekte Funktion der Leistungselektronik sicherzustellen. Dadurch kann geprüft werden ob alle Module fehlerfrei arbeiten. Dann werden die Hauptrelais getestet (**RELAY\_TEST**). Dazu wird zunächst vom Inverter eine DC-Link-Spannung angelegt. Liegt diese an, ist die Spannungsmessung der UI-Platine in Ordnung und sind die Hauptrelais erfolgreich getrennt, besteht kein Kurzschluss an der DC-Link-Spannung.

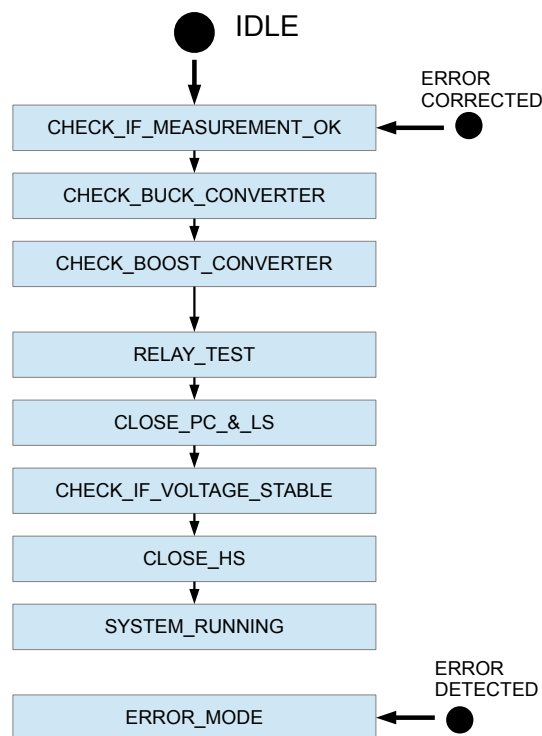


Abbildung 4.21 Vereinfachte Darstellung des in `BMS_Master_Run_Mode_fsm()` implementierten Zustandsautomaten

Anschließend wird die Batteriespannung auf die nötige DC-Link-Spannung gesetzt und das Low-Side (LS) und Precharge-Relais (PC) werden geschlossen. DC-Link und Batterieausgangsspannung sollten nun stabil angeglichen sein. Ist dies der Fall, wird das High-Side Relais geschlossen und das Precharge-Relais wieder geöffnet. Das System ist nun voll einsatzbereit.

Sollten im System Fehler detektiert werden, wird der Fehlermodus aktiviert. Dort sind alle Hauptrelais offen und die Batterie vom Netz getrennt. Sollte der Fehler nicht mehr anliegen und ein Wiederhochfahren des Systems in Ordnung sein, beginnt die Zuschaltroutine von vorn.

### 4.2.3 Funktion des Slave-Software-Moduls

Abbildung 4.22 zeigt den Pseudocode der Funktion `Cpu1_main()`. Diese führt jede Millisekunde `BMS_Slave_LTC6811_fsm()` aus.

```
void Cpu1_main (void)
{
    init_cpu1();
    while(1) {
        if(Global_Cpu1_tick==TRUE) {
            BMS_Slave_LTC6811_fsm() ;
        }
    }
}
```

Abbildung 4.22 Pseudocode der Hauptfunktion auf Kern 1 (`Cpu1_main()`)

Abbildung 4.23 zeigt ein vereinfachtes Ablaufdiagramm der Slave Funktionalität. Im Gegensatz zum Master wird das Timing nicht extern vorgegeben, sondern orientiert sich an den Anforderungen des LTC6811 Batteriemonitors.

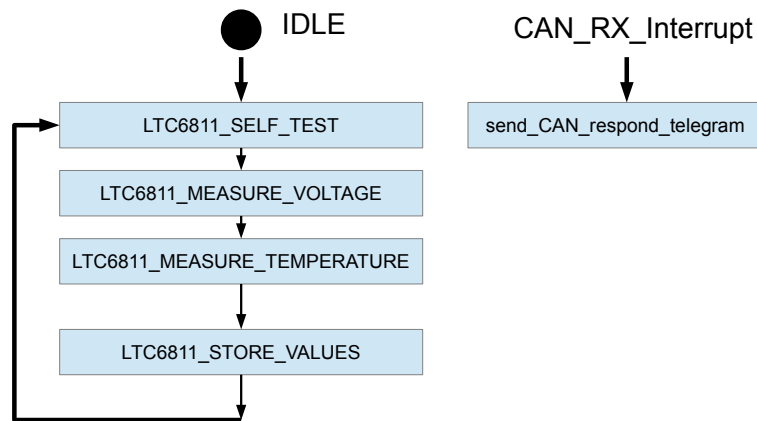


Abbildung 4.23 Vereinfachte Darstellung des Zustandsautomaten `BMS_Slave_LTC6811_fsm()`

Nach dem Start des Systems wird zunächst der Selbsttest des Batteriemonitors durchgeführt. Anschließend werden die Zellspannungen gemessen. Die Dauer des Messvorgangs und damit die Abtastrate wird maßgeblich von der eingestellten Messauflösung der Zellspannung bestimmt. Das Flex-Bat System nutzt zurzeit die maximal mögliche Auflösung des LTC6811 Batteriemonitors. Daher wird mit einer Auflösung von 16 Bit gemessen, was einem Messfehler von  $50 \mu V$  entspricht, und eine Messdauer von ca. 200 ms nach sich zieht [65]. Anschließend werden die Zelltemperaturen gemessen, was nur wenige Millisekunden dauert. Danach werden alle benötigten Werte zur Übertragung an Master und Konverter entsprechend abgespeichert.

Wird ein CAN-Interrupt von einem Anforderungstelegramm (vgl. Kapitel 4.2.2) ausgelöst, werden die benötigten Informationen über den CAN Bus gesendet. Der Messvorgang wird dadurch nicht unterbrochen.

#### 4.2.4 Funktion des Konverter-Software Moduls

Abbildung 4.24 zeigt den Pseudocode der Funktion `Cpu2_main()`. `Global_Cpu2_tick` wird alle  $50\mu s$  auf TRUE gesetzt, woraufhin `CON_DC_DC_Ctrl_fsm()` ausgeführt wird.

```

void Cpu2_main (void)
{
    init_cpu2();
    while (1) {
        if(Global_Cpu2_tick == TRUE) {
            CON_DC_DC_Ctrl_fsm(...);
            if(CON_DC_DC_Ctrl_fsm.state==CON_CTRL_DONE) {
                Global_Cpu2_tick=FALSE;
                CON_DC_DC_Ctrl_fsm.state=CON_CTRL_IDLE;
            }
        }
    }
}

```

Abbildung 4.24 Pseudocode `Cpu2_main()`

Ist diese komplett (`CON_CTRL_DONE`) wird `Global_Cpu2_tick` auf FALSE gesetzt und `CON_DC_DC_Ctrl_fsm()` wieder in den IDLE Zustand versetzt.

Abbildung 4.25 zeigt den Ablauf der Konverterregelschleife. Zum Zeitpunkt  $t=0\mu s$  werden die Batteriespannung und der Batteriestrom abgefragt. Mit 16-Bit Datenwörtern und 5 MHz SPI Frequenz dauert dies ca.  $3,2\mu s$ . Anschließend werden die Ausgangsspannung und der Ausgangsstrom abgefragt. Zum Zeitpunkt  $t = 6,4\mu s$  wird der Reglerschritt berechnet und die Pulsweite der PWM für Boost- und Buckkonverter entsprechend angepasst. Nach  $50\mu s$  wird die Regelschleife wiederholt.

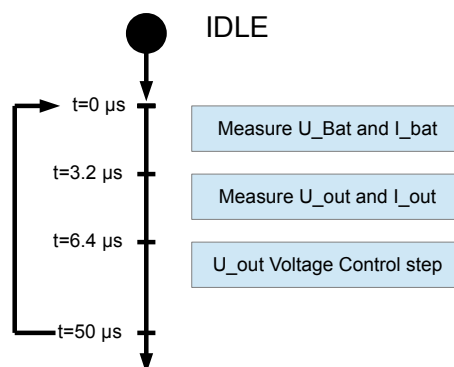


Abbildung 4.25 Zustandsautomat Regelung DCDC-Wandler

## 4.2.5 Struktur der Inter-Core-Communication

In der Tricore Hardware Architektur besitzt jede CPU einen lokalen Cache Speicher. Cachekohärenz ist daher nicht automatisch gewährleistet. Um den Datenaustausch zwischen verschiedenen Kernen zu gewährleisten, wird daher der in Abbildung 4.26 gezeigte Mechanismus eingesetzt. Alle zwischen den Kernen auszutauschende Daten sind in drei identischen Buffern (Local Buffer A, Global Buffer, Local Buffer B) gespeichert. Auf Buffer A kann dabei direkt von CPU A zugegriffen werden, auf Buffer B direkt von CPU B. Ein direkter Zugriff auf Buffer A von CPU B, könnte zu Zugriffskonflikten führen wenn CPU A und CPU B zum selben Zeitpunkt versuchen würden auf den gleichen Speicher zuzugreifen. Selbst wenn keine Zugriffskonflikte auftreten, könnte es vorkommen, dass die Information, welche CPU A in den Cache geschrieben hat, nicht im cachefreien Speicherbereich liegen und CPU B daher falsche Informationen lesen könnte.

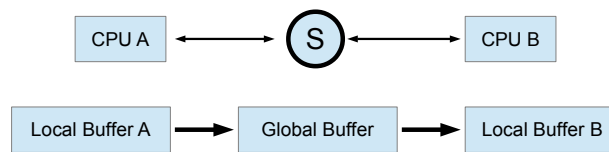


Abbildung 4.26 Konzept des Datenaustauschs zwischen verschiedenen Kernen

CPU A und CPU B arbeiten deshalb ausschließlich auf ihren lokalen Speichern. Der Austausch findet über einen zentralen Buffer statt, der nicht im Cache liegt. Der Zugriff auf diesen wird mittels einer Semaphore geregelt. Dadurch können keine Zugriffskonflikte auftreten. Der Informationsfluss ist unidirektional.

Abbildung 4.27 zeigt den Datenaustausch zwischen den drei Kernen. **buffer\_slave\_0** und **slave\_0\_balance\_info** werden nur auf dem Master System implementiert und übertragen Zellspannungen, Temperaturen und die zu balancierenden Zellen von Slave 0. Damit übernehmen sie die Funktion des CAN-Busses für Slave 0.

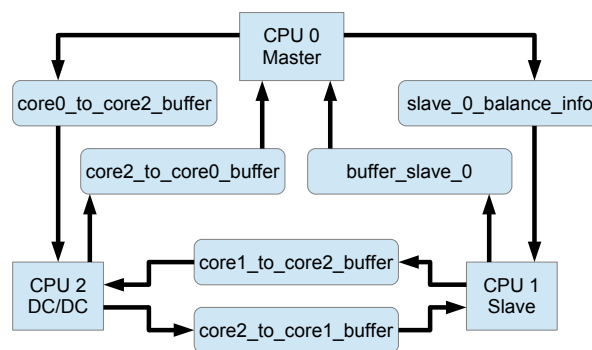


Abbildung 4.27 Struktur der Inter-Core-Kommunikation des FlexBat-Systems

**core\_2\_to\_core\_1\_buffer** übergibt Sollwerte, die CPU 1 über den CAN-Bus empfangen hat, an CPU 2. **core\_1\_to\_core\_2\_buffer** übergibt die Strom- und Spannungsmesswerte des Wandlers an CPU 1. Dieser überträgt die Werte dann per CAN an das System. **core\_2\_to\_core\_0\_buffer** dient dazu, interne Daten des DC/DC-Wandlers an CPU 0 zu übergeben. **core\_0\_to\_core\_2\_buffer** überträgt Kommandos der seriellen Schnittstelle an CPU 2.

### 4.3 Regelung des FlexBat-Systems

Abbildung 4.28 zeigt die Regelstecken am Beispiel eines FlexBat-Systems mit zwei in Serie geschalteten Modulen. Der zentrale Regler jedes Submoduls (internal control) hält die Ausgangsspannung  $U_{OUT}$  auf dem Sollwert  $U_{SET}$ . Die Stellgröße für den DCDC-Wandler stellt der duty-cycle für Buck und Boost-Converter  $d$  dar. Die interne Regelschleife wird mit einer Abtastrate von  $50 \mu s$  ausgeführt.

Alle Messgrößen (System Info) jedes Submoduls werden mittels CAN-Bus an den Master übertragen. Je nach Batteriezustand und Betriebsstrategie wird  $U_{SET}$  für jedes Submodul vorgegeben. Um einen sicheren Betrieb zu gewährleisten, wird dem Inverter ein Betriebskorridor aus maximalem Be- und Entladestrom sowie maximaler und minimaler DC-Link Spannung vorgegeben. Die äußere Regelschleife im Master, wird mit einer Abtastrate von  $250 ms$  ausgeführt.

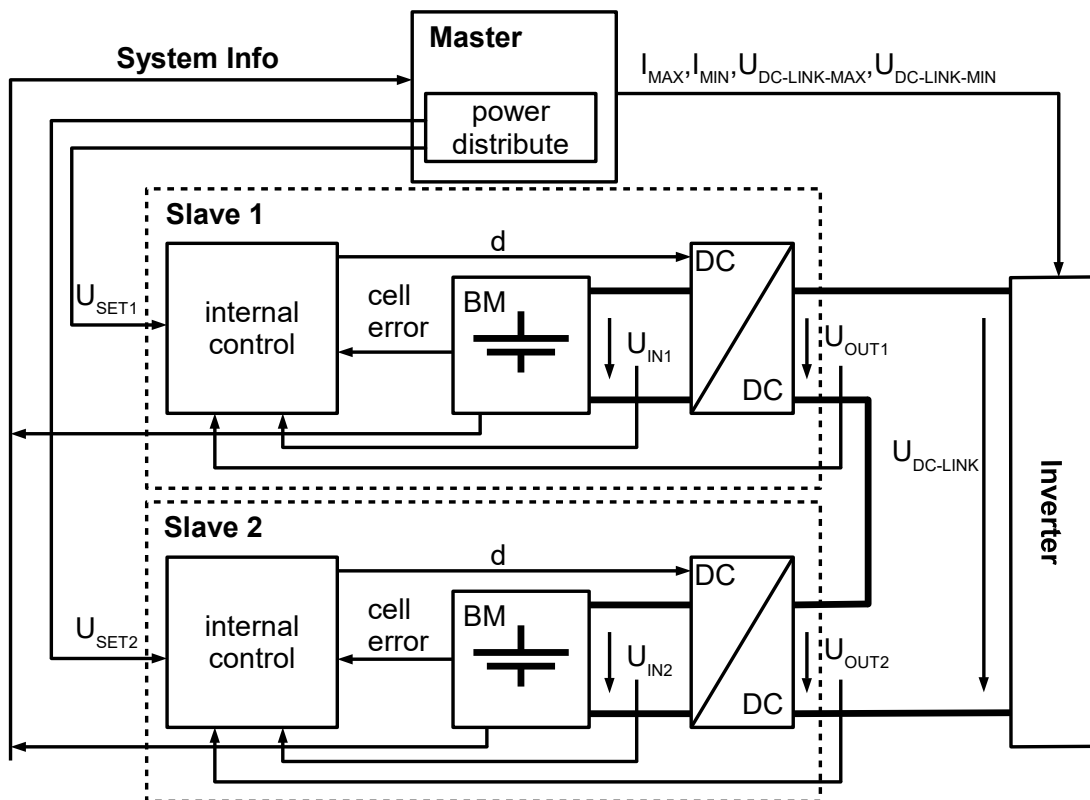


Abbildung 4.28 Struktur der Gesamtregelung des FlexBat-Systems

### 4.3.1 Interne Regelung des Boost-Converters

Ziel der internen Regelung ist es, die Ausgangsspannung jedes einzelnen Moduls  $U_{OUTX}$  stabil an die Sollspannung  $U_{SETX}$  heranzuführen. Externe Störungen von  $U_{OUTX}$  sollen dabei unterdrückt werden und die Stabilität des Systems nicht beeinflussen. Dazu wird zunächst nach [81] die Übertragungsfunktion des Boost-Konverters hergeleitet. Abbildung 4.29 zeigt nochmals den in Kapitel 4.1.8 vorgestellten Wandler.

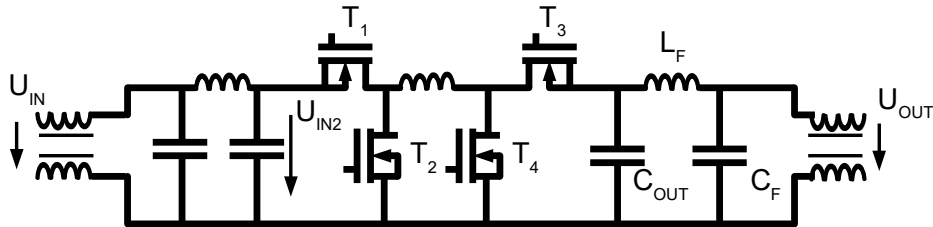


Abbildung 4.29 Buck-Boost Converter mit Ein- und Ausgangsfiltern

Im Boost-Mode kann dieses Schaubild, wie in Abbildung 4.30 dargestellt, vereinfacht werden. Da Gleichtakt-Störungen durch die Regelung nicht behoben werden können, fallen die Drosseln am Ein- und Ausgang weg. Es wird angenommen, dass die Spannung  $U_{IN2}$  stabil ist, wodurch der Eingangsfilter vernachlässigt werden kann. In diesem Modell werden Totzeiten und Schaltvorgänge nicht beachtet, wodurch sich die jeweiligen  $R_{DS(ON)}$  von  $T_1, T_3, T_4$  sowie der Serienwiderstand  $R_L$  zu einem Widerstand  $R_X$  zusammenfassen lassen. Die Last wird mit  $R_{LOAD}$  modelliert.

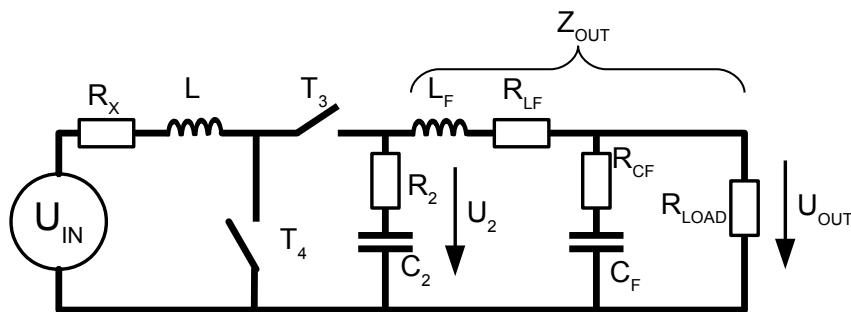


Abbildung 4.30 Vereinfachtes Boost-Converter Schaltbild

Zunächst wird mithilfe der Laplace-Transformation die Abhängigkeit der Ausgangsspannung  $U_{OUT}(s)$  von Duty-Cycle  $D(s)$ , Eingangsspannung  $U_{IN}(s)$  und den Bauteilparametern ausgedrückt.

Nach Herleitung in Anhang A.1 gilt folgendes:

$$U_2(s) = (U_{IN}(s) - (1 - D)U_2(s)) \left( \frac{1}{sL + R_x} \right) (1 - D) \underbrace{[(R_2 + 1/sC_2) || Z_{OUT}(s)]}_{F(s)} \quad (4.6)$$

$$Z_{out}(s) = [(R_{CF} + 1/sC_F) || R_{LOAD}] + sL_F + R_{LF}$$

$$F_{LP}(s) = \frac{U_{OUT}(s)}{U_2(s)} = \frac{(R_{CF} + 1/sC_F) || R_{LOAD}}{[(R_{CF} + 1/sC_F) || R_{LOAD}] + sL_F + R_{LF}}$$

Damit ergibt sich das folgende regelungstechnische Ersatzschaltbild.

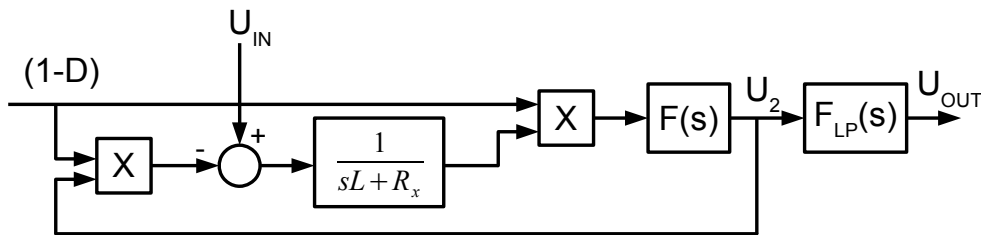


Abbildung 4.31 Regelungstechnisches Ersatzschaltbild des Boost-Converters nach [81]

### Linearisierung im Arbeitspunkt

Um mit dem Reglerentwurf als Lineares Zeitinvariantes (LTI) System fortzufahren muss die Übertragungsfunktion im Arbeitspunkt linearisiert werden [81]. Zur Auslegung der Spannungsregelung wird die Übertragungsfunktion  $G_{OUTD}$  hergeleitet, welche die Abhängigkeit der Änderung Ausgangsspannung  $\delta U_{OUT}(s)$  von der Änderung des Duty-Cycles  $\delta D(s)$  beschreibt.

$$G_{OUTD} = \frac{\delta U_{OUT}(s)}{\delta D(s)} \quad \text{mit: } \delta U_{IN} = 0 \quad (4.7)$$

Nach Herleitung in Anhang A.2 und einsetzen der in Tabelle 4.4 dargestellten Bauteilwerten, ergibt sich im Arbeitspunkt  $P_{OUT} = 2 \text{ kW}$ ,  $U_{IN} = 50 \text{ V}$ ,  $U_{OUT} = 100 \text{ V}$  die in Gleichung 4.9 abgebildete Übertragungsfunktion.

Tabelle 4.4 Bauteilwerte Boost-Converter

$R_x$	$L$	$R_2$	$C_2$	$L_F$	$R_{LF}$	$R_{CF}$	$C_F$
15 mΩ	22 μH	1,5 mΩ	200 μF	1,5 μH	1,8 mΩ	0,66 Ω	300 μF



$$G_{Ud}(s) = \frac{\delta U_{OUT}(s)}{\delta D(s)} \quad (4.8)$$

$$= \frac{-4,7 \cdot 10^{-23} s^5 - 1,7 \cdot 10^{-16} s^4 - 5,3 \cdot 10^{-11} s^3 + 2,6 \cdot 10^{-6} s^2 + 0,04849 s + 195,2}{2,0 \cdot 10^{-27} s^6 + 1,6 \cdot 10^{-21} s^5 + 3,3 \cdot 10^{-16} s^4 + 7,6 \cdot 10^{-12} s^3 + 6,3 \cdot 10^{-8} s^2 + 3,1 \cdot 10^{-4} s + 1} \quad (4.9)$$

### Analyse des Übertragungsverhaltens

Abbildung 4.32 zeigt die Übertragungsfunktion  $\frac{\delta U_{OUT}(s)}{\delta D(s)}$  in Abhängigkeit von verschiedenen Ausgangsleistungen. Der Amplitudengang sieht ähnlich aus, jedoch wird die 0 dB Grenze bei höheren Ausgangsleistungen erst bei höheren Frequenzen durchschritten. Im Phasengang wird die Phasendrehung von  $-180^\circ$  mit höherer Last bei geringeren Frequenzen erreicht.

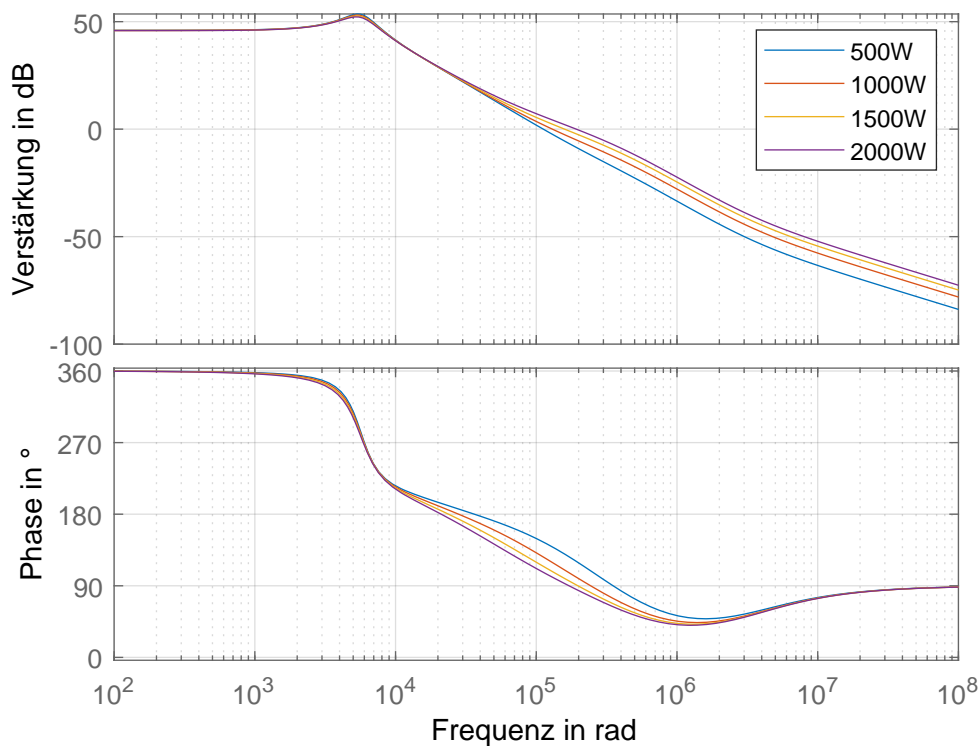


Abbildung 4.32 Übertragungsfunktion  $\frac{\delta U_{OUT}(s)}{\delta D(s)}$ ,  $U_{in} = 50 V$ ,  $U_{OUT} = 100 V$  mit variabler Ausgangsleistung

Abbildung 4.33 zeigt die Übertragungsfunktion  $\frac{\delta U_{OUT}(s)}{\delta D(s)}$  in Abhängigkeit von verschiedenen Ausgangsspannungen. Eine höhere Ausgangsspannung und damit ein höheres Tastverhältnis  $D$  führt zu einer Resonanzüberhöhung bei niedrigeren Frequenzen. Zur Reglerauslegung wird daher wie in [81] der Arbeitspunkt mit der maximalen Ausgangsspannung ( $U_{OUT} = 100 \text{ V}$ ) und der maximalen Ausgangsleistung ( $P_{OUT} = 2000 \text{ W}$ ) verwendet. Dies ist in Gleichung 4.9 dargestellt.

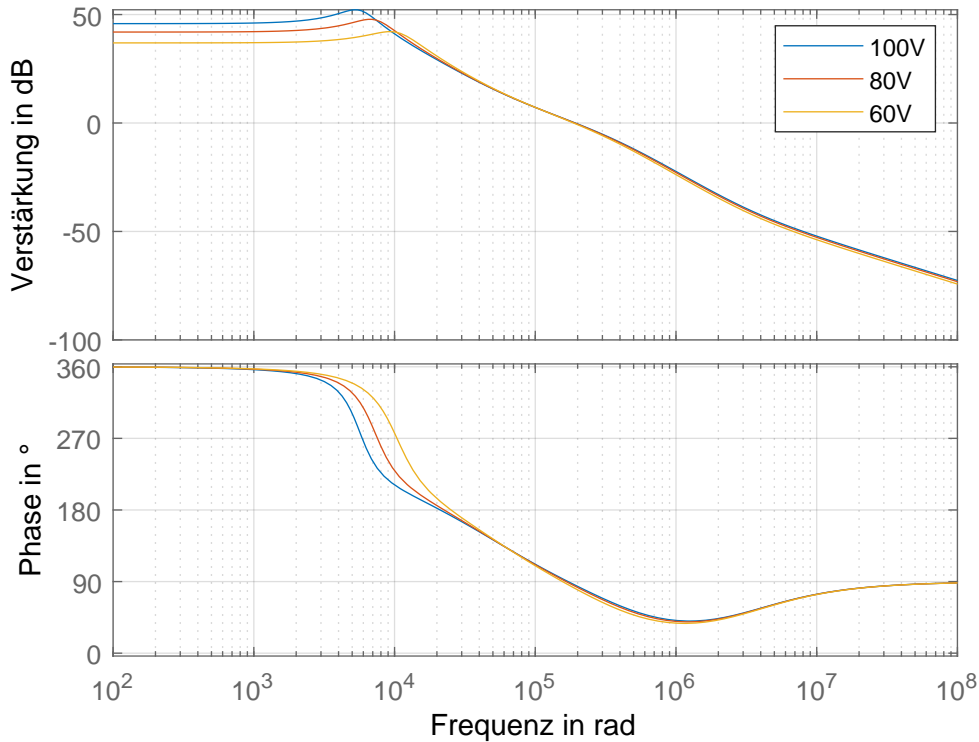


Abbildung 4.33 Übertragungsfunktion  $\frac{\delta U_{OUT}(s)}{\delta D(s)}$ ,  $U_{in} = 50 \text{ V}$ ,  $P_{OUT} = 2000 \text{ W}$  mit variabler Ausgangsspannung

### Reglerauslegung

Abbildung 4.34 zeigt den zu dimensionierenden Regelkreis. Ein guter Ansatz, wie er auch in [81] und [82] vorgeschlagen wird, stellt ein PID-Regler dar. Der PI-Anteil sorgt für ausreichende Genauigkeit im statischen Fall. Der PD-Anteil unterdrückt Schwingungen. Um Überschwinger bei  $\omega_r = 10^4 \text{ rad/s}$  zu unterdrücken bräuchte der PD-Regler laut [82] eine obere Grenzfrequenz von ungefähr  $\omega_p = 10 \cdot \omega_r$ . Um den Regler einfach diskretisieren zu können sollte die Abtastfrequenz  $\omega_s = 2\pi/T$  größer als  $20 \cdot \omega_p$  betragen [83]. Mit einer Abtastrate von  $T = 50 \mu\text{s}$  ist das aufgrund des Abtasttheorems nicht darstellbar. Daher

wird ein reiner PI-Regler ausgelegt. Der Vorfilter wird als PT1-Glied implementiert, um Überschwinger durch schnelle Änderungen der Sollgröße zu reduzieren.

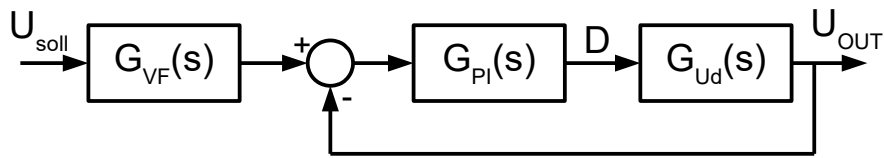


Abbildung 4.34 Interne Reglerstruktur des Boost-Wandlers

Der PI-Regler wird mithilfe des PID-Tuners von MATLAB ausgelegt. Damit ergibt sich der in Gleichung 4.10 abgebildete PI Regler.

$$G_{PI}(s) = \frac{4.9576}{s} \quad (4.10)$$

Die Grenzfrequenz des Vorfilters wurde ca. eine Dekade vor der Resonanz auf  $1000 \frac{rad}{s}$  festgelegt (Gleichung 4.11).

$$G_{VF}(s) = \frac{1}{s(0.001s + 1)} \quad (4.11)$$

Abbildung 4.35 zeigt das Bodediagramm des offenen Kreises  $F_o(s) = G_{PI}(s)G_{Ud}(s)$ . Mit einer Phasenreserve von  $86.4^\circ$  und einer Amplitudenreserve 9,88 dB von ist das System stabil. Abbildung 4.36 zeigt die Sprungantwort des geschlossenen Kreises mit und ohne Vorfilter. Der Vorfilter sorgt für eine deutlich schwingungsärmere Sprungantwort.

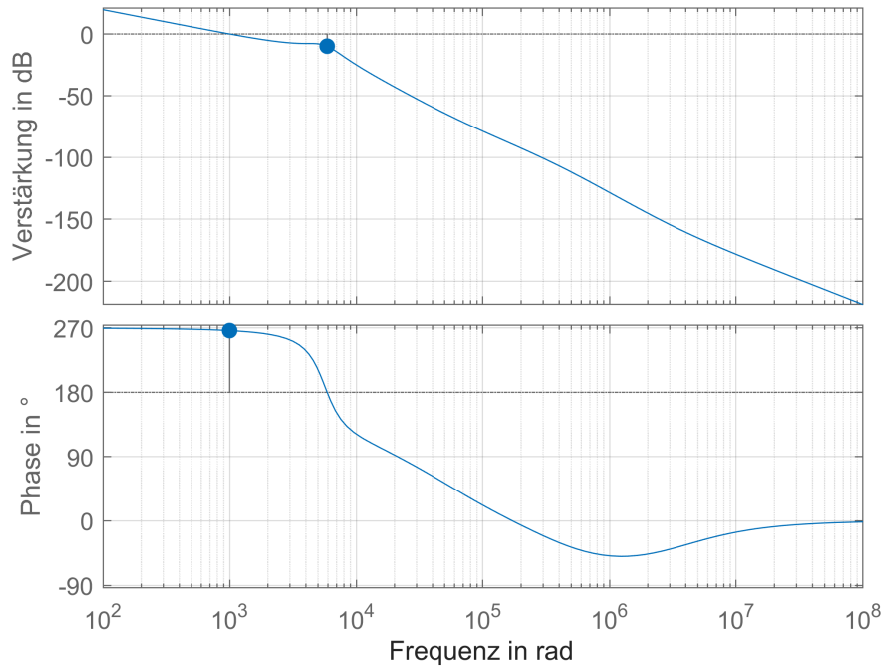


Abbildung 4.35 Bodediagramm des offenen Kreises  $F_o$

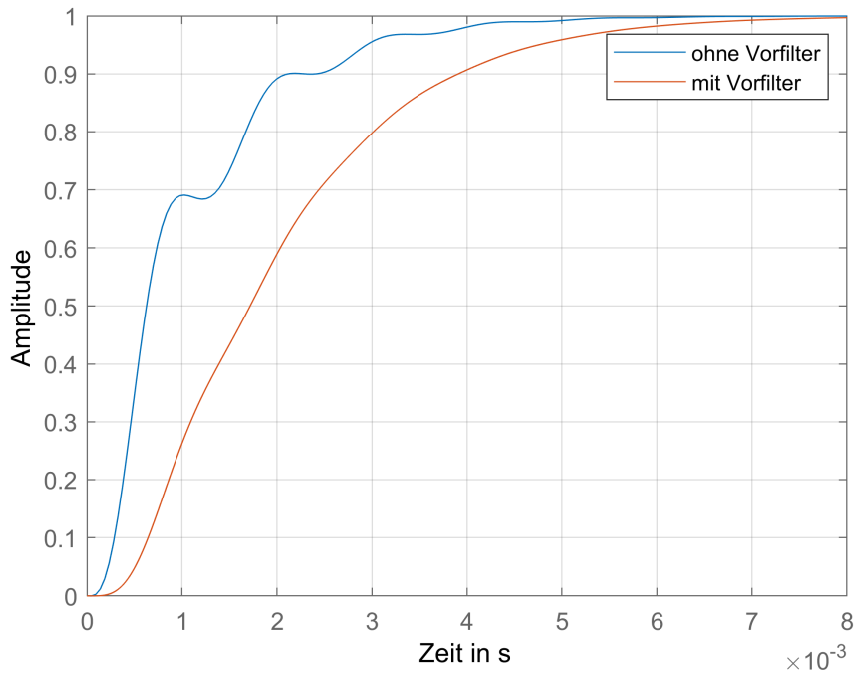


Abbildung 4.36 Sprungantwort des geschlossenen Kreises  $F_c$

## Diskretisierung

Nach der Diskretisierung mittels Abtast-Halte-Glieds ergibt sich für den PI-Regler und den Vorfilter.

$$G_{VF}(z) = \frac{0.04877}{z - 0.9512} \quad (4.12)$$

$$G_{PI}(s) = \frac{0.00024788}{(z - 1)} \quad (4.13)$$

Abbildung 4.37 zeigt das Pol-Nullstellen-Diagramm des geschlossenen Kreises. Alle Polstellen liegen innerhalb des Einheitskreises, wodurch das System stabil ist. Abbildung 4.38 zeigt die diskrete Sprungantwort. Auch hier reduziert der Vorfilter die Schwingung deutlich.

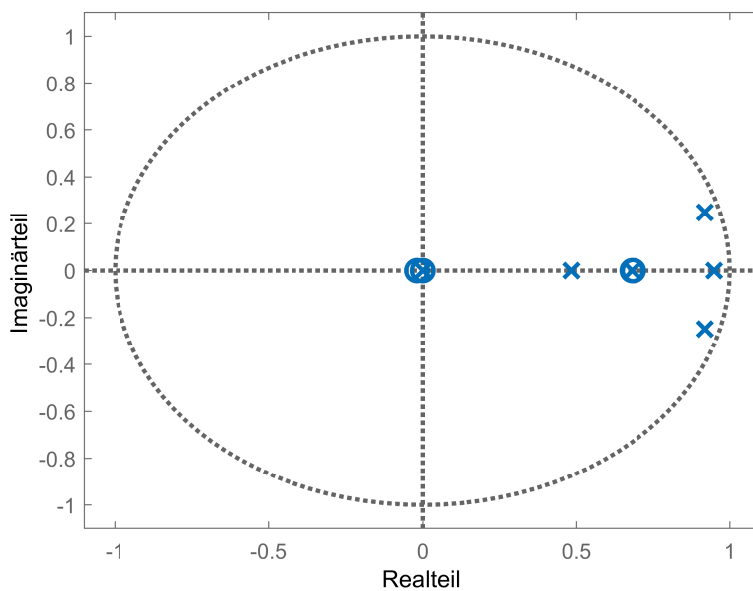


Abbildung 4.37 Pol-Nullstellen des geschlossenen Kreises

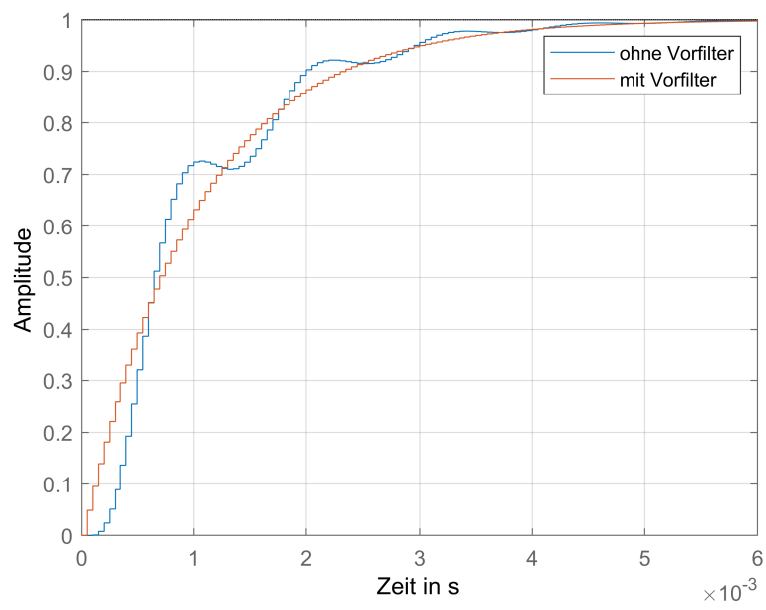


Abbildung 4.38 Sprungantwort des diskretisierten Systems

### 4.3.2 Interne Regelung des Buck-Converters

Abbildung 4.39 zeigt den schon in Kapitel 2.8.1 eingeführten Tiefsetzsteller. Die Herleitung der Übertragungsfunktion lehnt sich an [81] an.

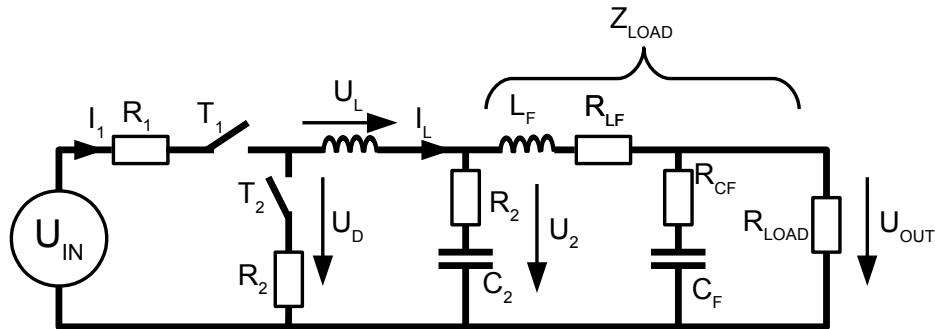


Abbildung 4.39 Buck-Boost converter im Buck-Modus

Für den Zeitpunkt  $t = [0, DT]$  ist Schalter  $T_1$  geschlossen und  $T_2$  geöffnet. Dabei gilt  $i_1 = i_L$  und  $u_D = U_{IN} - R_1 i_1$ . Für den Zeitpunkt  $t = [DT, T]$  ist  $T_1$  offen und  $T_2$  geschlossen. Daher ist  $i_1 = 0$  und  $u_D = -R_2 i_2$ . Durch Mittlung von  $i_L$  gilt  $I_1 = DI_L$ . Abbildung 4.40 zeigt den Verlauf der Spannung  $u_L$ . Im Mittelwert ist diese im statischen Fall null. Auch der Strom durch  $C_2$  ist im Mittel null.

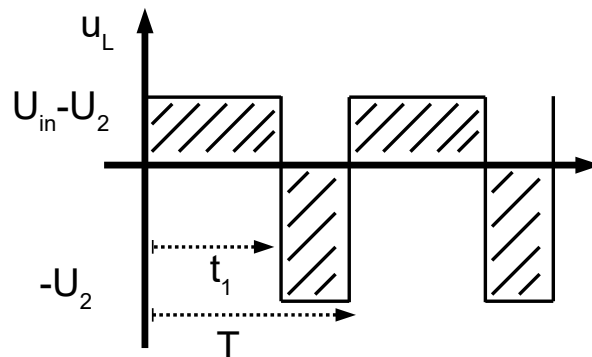


Abbildung 4.40 Verlauf der Spannung  $U_L$

Damit gilt

$$U_2 = U_D = D(U_{IN} - R_1 I_L) - (1 - D)R_2 I_L \quad (4.14)$$

$$U_2 = DU_{IN} - I_L \underbrace{(DR_1 + (1 - D)R_2)}_{R_x} \quad (4.15)$$

Für den Ausgangsstrom  $I_L$  gilt.

$$I_L = \frac{U_2}{Z_{LOAD}} \quad (4.16)$$

$$Z_{LOAD} = R_{LF} + sL_F + Z_{CF-LOAD} \quad (4.17)$$

$$Z_{CF-LOAD} = \frac{[R_{CF} + 1/(sC_F)]R_{LOAD}}{[R_{CF} + 1/(sC_F)] + R_{LOAD}} \quad (4.18)$$

Und damit gilt mit Gleichung 4.15.

$$U_2 = \frac{DU_{IN}}{1 + \frac{R_x}{Z_{LOAD}}} \quad (4.19)$$

### Linearisierung im Arbeitspunkt

Um mit den Reglerentwurf als Lineares Zeitinvariantes (LTI) System fortzufahren, muss die Übertragungsfunktion  $\frac{\delta U_{OUT}}{\delta D}$  im Arbeitspunkt linearisiert werden. Abbildung 4.41 zeigt das Kleinsignalersatzschaltbild für kleine Änderungen  $\delta D$ .

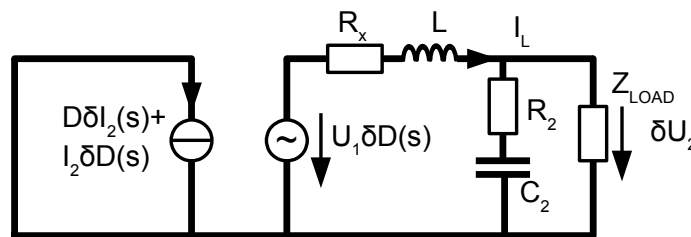


Abbildung 4.41 Linearisiertes Kleinsignalersatzschaltbild für kleine Variationen des Duty-Cycles [81]

Damit gilt:



$$\begin{aligned}
\frac{\delta U_2(s)}{\delta D(s)} &= U_1 \frac{1}{s^2 LC + s\left(\frac{L}{Z_{LOAD}} + CR_x\right) + \frac{R_x}{Z_{LOAD}} + 1} \\
\frac{\delta U_{OUT}(s)}{\delta U_2(s)} &= \frac{Z_{CF-LOAD}}{Z_{LOAD}} \\
\frac{\delta U_{OUT}(s)}{\delta D(s)} &= \frac{\delta U_2(s)}{\delta D(s)} \frac{\delta U_{OUT}(s)}{\delta U_2(s)} \\
&= R_{LOAD} U_1 \frac{C_F R_{CF} s + 1}{Z_0 + Z_1 s + Z_2 s^2 + Z_3 s^3 + Z_4 s^4} \\
Z_0 &= R_{LF} + R_{LOAD} + R_x \\
Z_1 &= L + L_F + C_2 R_{LF} R_x + C_2 R_{LOAD} R_x + C_F R_{CF} R_{LF} \\
&\quad + C_F R_{CF} R_{LOAD} + C_F R_{LF} R_{LOAD} + C_F R_{CF} R_x + C_F R_{LOAD} R_x \\
Z_2 &= C_2 L R_{LF} + C_2 L R_{LOAD} + C_F L R_{CF} + C_F L R_{LOAD} \\
&\quad + C_2 L_F R_x + C_F L_F R_{CF} + C_F L_F R_{LOAD} + C_2 C_F R_{CF} R_{LF} R_x \\
&\quad + C_2 C_F R_{CF} R_{LOAD} R_x + C_2 C_F R_{LF} R_{LOAD} R_x \\
Z_3 &= C_2 L L_F + C_2 C_F L R_{CF} R_{LF} + C_2 C_F L R_{CF} R_{LOAD} \\
&\quad + C_2 C_F L R_{LF} R_{LOAD} + C_2 C_F L_F R_{CF} R_x + C_2 C_F L_F R_{LOAD} R_x \\
Z_4 &= C_2 C_F L L_F (R_{CF} + R_{LOAD})
\end{aligned} \tag{4.20}$$

Aus Gleichung 4.20 geht hervor, dass der Arbeitspunkt der Übertragungsfunktion  $\frac{\delta U_{OUT}(s)}{\delta D(s)}$  unabhängig von der Ausgangsspannung ist. Daher muss im Gegensatz zum Boost-Converter die Variation der Ausgangsspannung nicht untersucht werden. Der Einfluss einer veränderten Ausgangsleistung auf die Übertragungsfunktion ist in Abbildung 4.42 dargestellt.

Zur Reglerauslegung wird die Übertragungsfunktion mit maximaler Ausgangsleistung ( $P_{OUT} = 2000 \text{ W}$ ) verwendet, die in Gleichung 4.21 dargestellt ist.

$$\begin{aligned}
G_{ud}(s) &= \frac{\delta U_{OUT}(s)}{\delta D(s)} \\
&= \frac{0.009829s + 49.41}{2.994 \cdot 10^{-18}s^4 + 8.722 \cdot 10^{-13}s^3 + 1.56 \cdot 10^{-08}s^2 + 0.0002249s + 1}
\end{aligned} \tag{4.21}$$

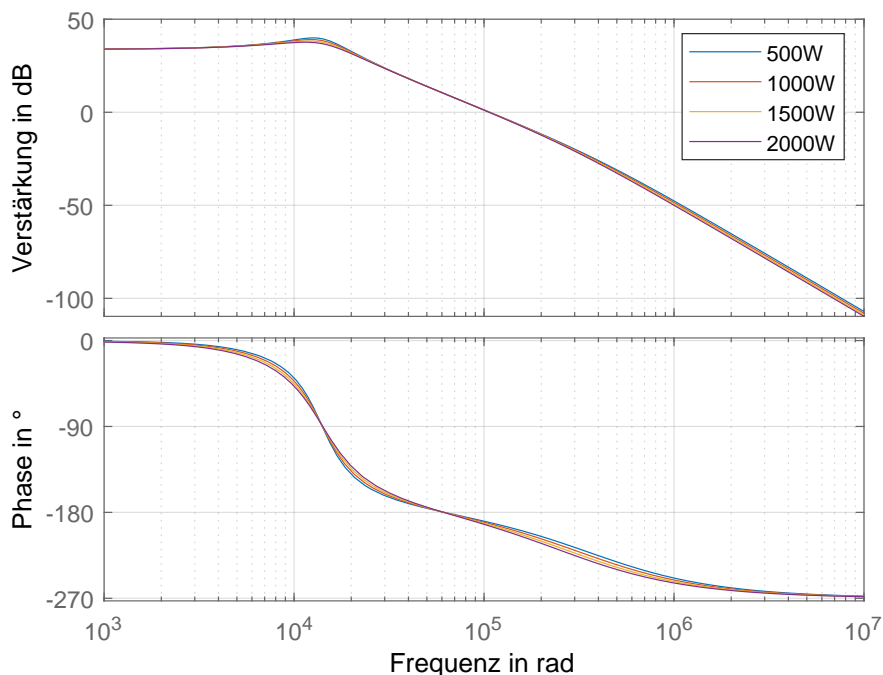


Abbildung 4.42 Bodediagramm des Buck-Converters bei Variation der Ausgangsleistung

### Reglerauslegung

Wie für den Boost-Konverter soll ein PI-Regler mit PT1-Glied als Vorfilter ausgelegt werden.

Der PI-Regler wird mittels des PID-Tuners von MATLAB ausgelegt. Damit ergibt sich der in Gleichung 4.22 abgebildete PI Regler.

$$G_{PI}(s) = \frac{39.003}{s} \quad (4.22)$$

Als Vorfilter wird das gleiche PT1-Glied wie für den Boost Converter verwendet

$$G_{VF}(s) = \frac{1}{s(0.001s + 1)} \quad (4.23)$$

Abbildung 4.43 zeigt das Bodediagramm des offenen Kreises  $F_o(s) = G_{PI}(s)G_{Ud}(s)$ . Mit einer Phasenreserve von  $86,4^\circ$  und einer Amplitudenreserve von 14.4 dB ist das System stabil. Abbildung 4.44 zeigt die Sprungantwort des geschlossenen Kreises  $F_c = F_o/(F_o + 1)$ .

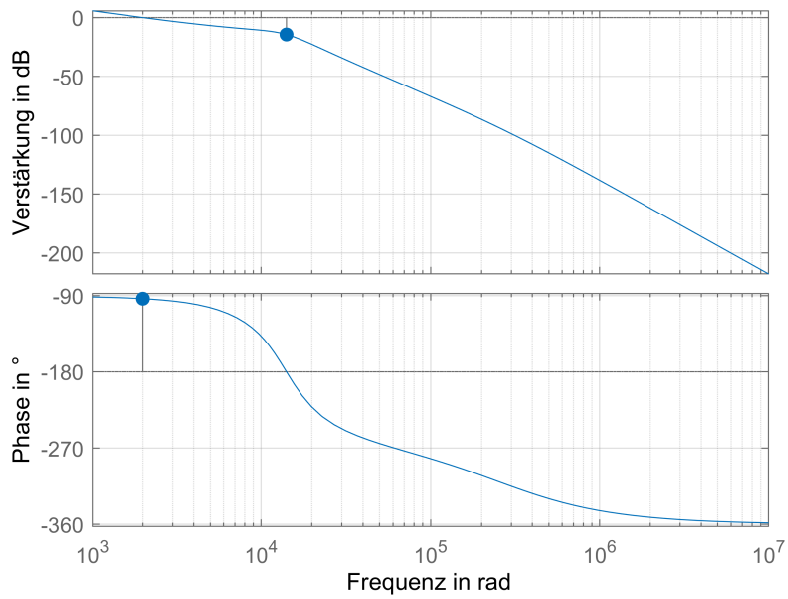


Abbildung 4.43 Bodediagramm des offenen Kreises

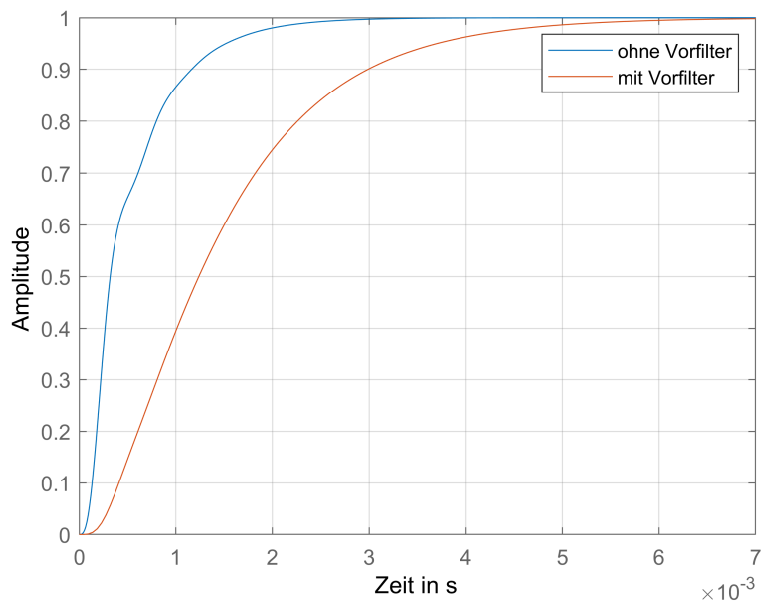


Abbildung 4.44 Sprungantwort des geschlossenen Kreises  $F_c$

## Diskretisierung

Nach der Diskretisierung mittels Abtast-Halte-Glied ergibt sich für den PI-Regler und den Vorfilter.

$$G_{VF}(z) = \frac{0.04877}{z - 0.9512} \quad (4.24)$$

$$G_{PI}(z) = \frac{0.0019501}{z - 1} \quad (4.25)$$

Abbildung 4.45 zeigt das Pol-Nullstellen Diagramm des geschlossenen Kreises. Alle Polstellen liegen innerhalb des Einheitskreises, wodurch das System stabil ist. Abbildung 4.46 zeigt die diskrete Sprungantwort. Im Gegensatz zum Boost-Wandler verringert der Vorfilter hier keine Schwingungen, passt das Verhalten aber an den Boost-Wandler an.

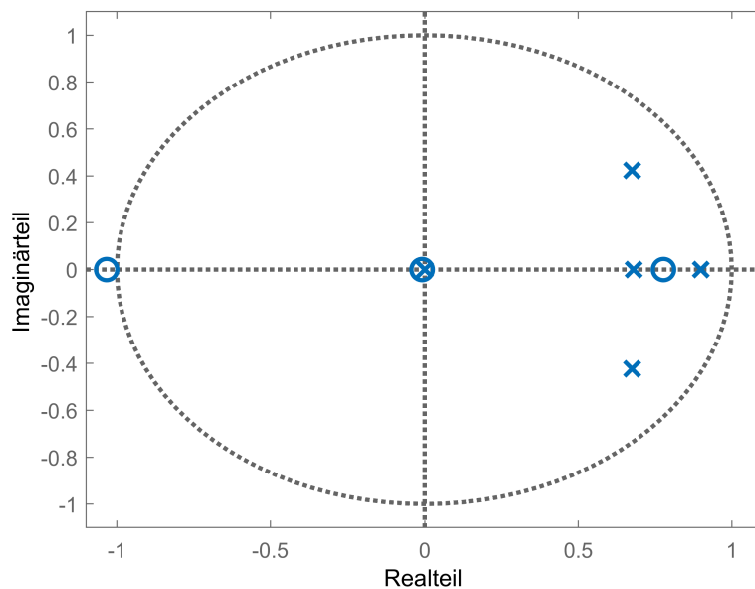


Abbildung 4.45 Pol-Nullstellendiagramm des geschlossenen Kreises  $F_c$

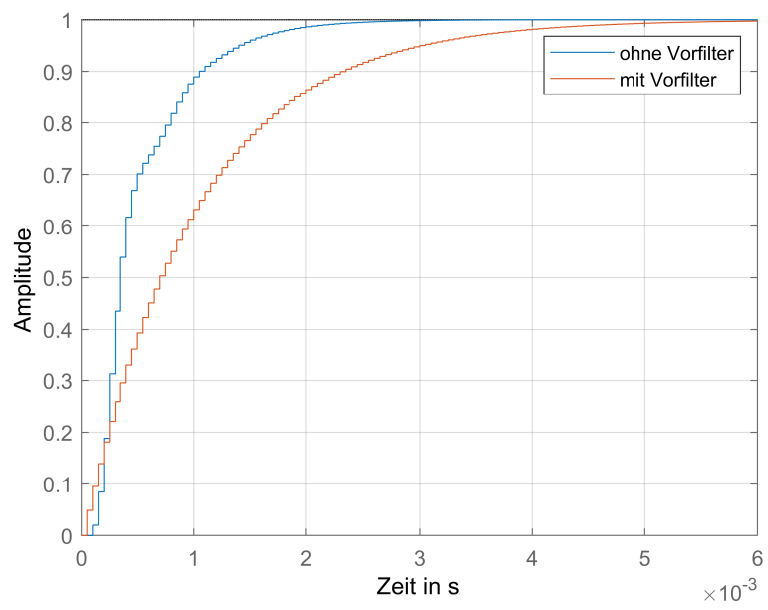


Abbildung 4.46 Sprungantwort digitales System  $F_c$

### 4.3.3 Übersicht über die interne Regelung

Abbildung 4.47 stellt eine Übersicht über die interne Regelung dar. Diese implementiert die zuvor hergeleiteten Regler für den Buck- und Boostbetrieb. Die Blöcke **Voltage\_ctrl\_buck** und **Voltage\_ctrl\_boost** implementieren die in Kapitel 4.3.2 und 4.3.1 hergeleiteten PI-Regler. Der Vorfilter ist in **Lowpass** implementiert. Die Inverterzuschaltoutine ist in **voltage\_control\_fsm** als Zustandsautomat implementiert.

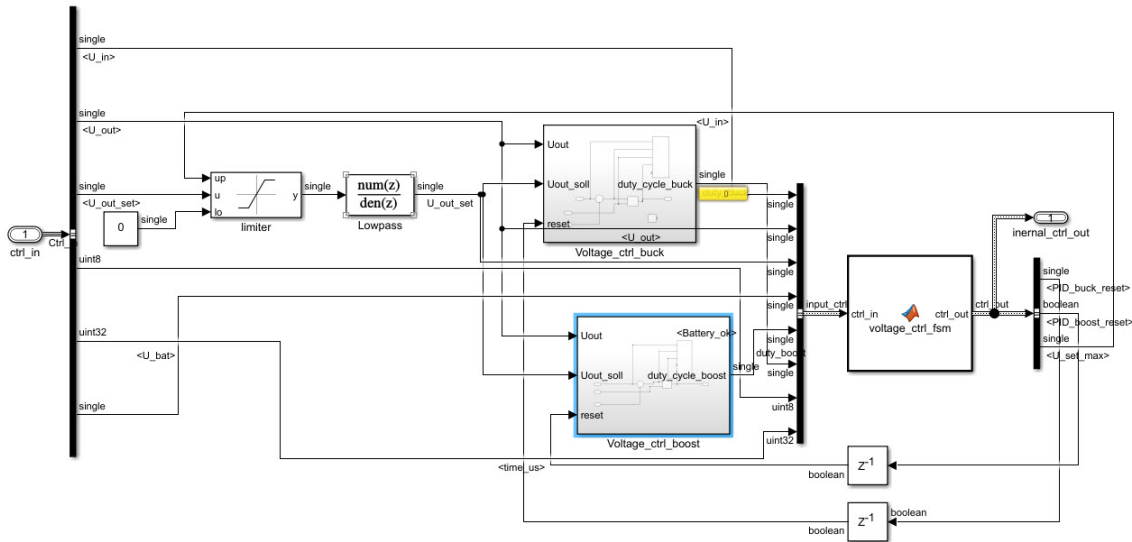


Abbildung 4.47 SIMULINK Blockschaltbild der internen Regelung

Die Regelung wurde in SIMULINK realisiert. Die Leistungselektronik wurde mittels Simscape implementiert. Abbildung 4.48 zeigt das simulierte Verhalten des Reglers.

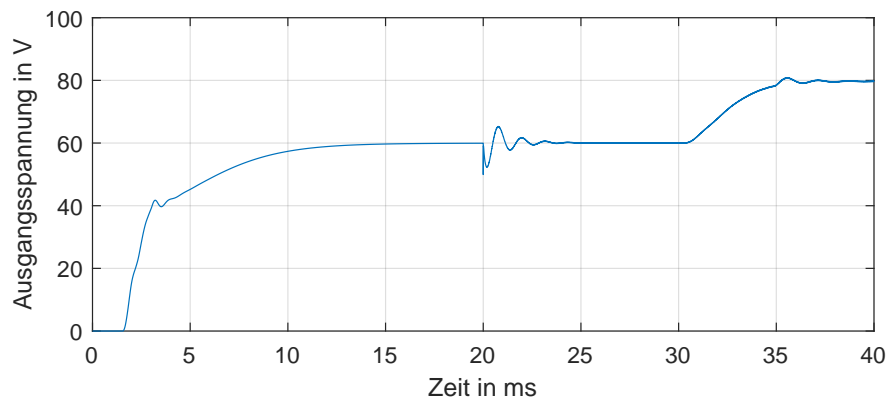


Abbildung 4.48 Verhalten der Modulausgangsspannung

Zum Zeitpunkt  $t = 1,5$  ms sind die Systemchecks abgeschlossen und eine Ausgangsspannung von  $U_{OUT} = 60$  V wird eingestellt. Die Batteriespannung beträgt  $U_{BAT} = 40$  V.

Zum Zeitpunkt  $t = 20 \text{ ms}$  wird der Ausgang mit  $I_{OUT} = 20 \text{ A}$  belastet. Diese Störung wird innerhalb von unter  $5 \text{ ms}$  ausgeregelt. Zum Zeitpunkt  $t = 30 \text{ ms}$  wird die Ausgangsspannung auf  $U_{OUT} = 80 \text{ V}$  erhöht.

## 4.4 Analyse der Leistungselektronik

Abbildung 4.49 zeigt die Effizienz des Wandlers im Boost-Betrieb aufgetragen über die Eingangsleistung bei verschiedenen Ausgangsspannungen. Die Eingangsspannung beträgt  $U_{IN} = 50\text{ V}$ . Bei einer Ausgangsspannung von  $U_{OUT} = 50\text{ V}$  befindet sich das System im Bridge-Modus (vgl. Kapitel 4.1.8). Effizienz und Leistung wurde mit einem HIOKI PW3390 Power Analyser und CT6862-05 Stromsensoren gemessen.

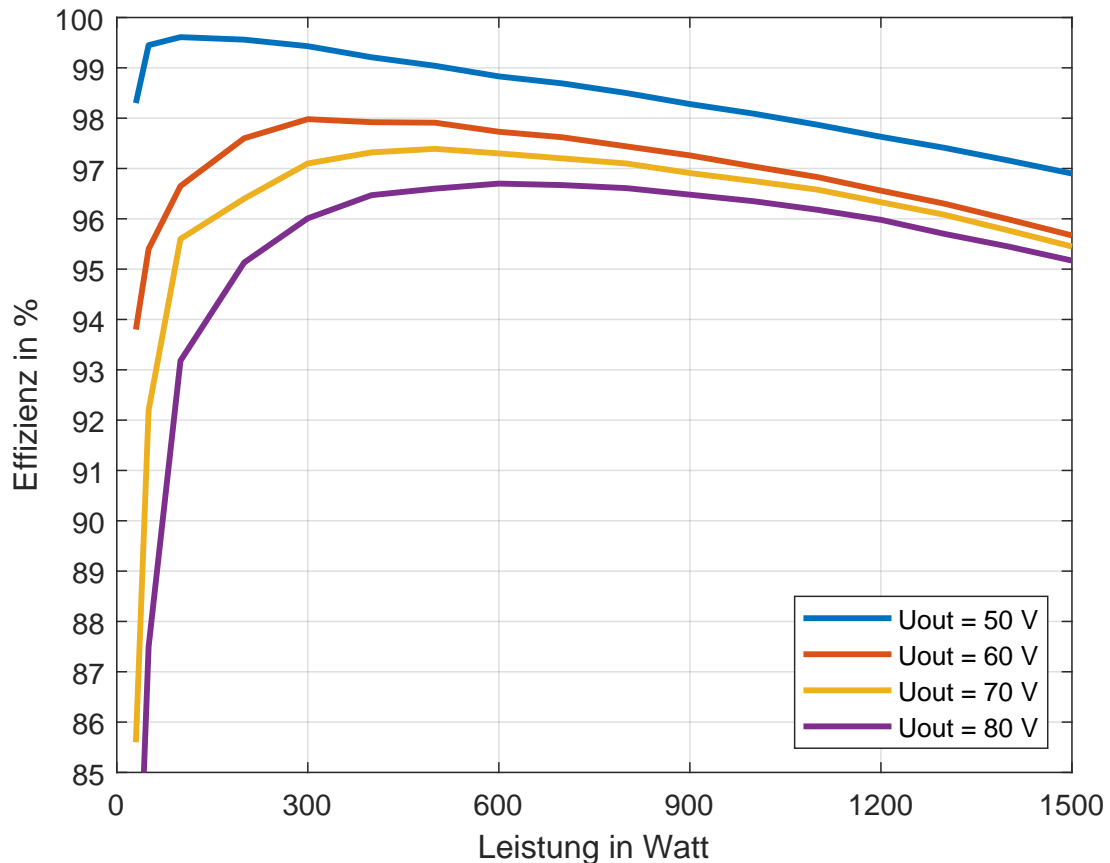


Abbildung 4.49 Effizienz des DCDC-Wandlers im Boost-Betrieb bei verschiedenen Ausgangsspannungen mit  $U_{IN} = 50\text{ V}$

### Modellierung der Leitungsverluste

Abbildung 4.50 zeigt die ohmschen Widerstände der Komponenten und Leiterbahnen. Als Widerstandswerte für die passiven ( $R_{CM}, R_{LF}$ ) und aktiven ( $R_{FET}$ ) Bauelemente wurden die typischen Werte aus den Datenblättern verwendet. Änderung durch Bauteilerwärmung wurde nicht betrachtet. Die Leiterbahnwiderstände ( $R_{L1} \dots R_{L5}$ ) wurde mit einem



HIOKI RM3545-02 Ohmmeter gemessen. Für die Verlustberechnung wird für  $I_{IN}$  und  $I_{OUT}$  der Mittelwert verwendet, das angenommen wird, dass der Stromrippel von den Ausgangskondensatoren gefiltert wird. Schaltende Elemente werden mit dem RMS-Wert beaufschlagt, um den Rippelstrom mit in Betracht zu ziehen.

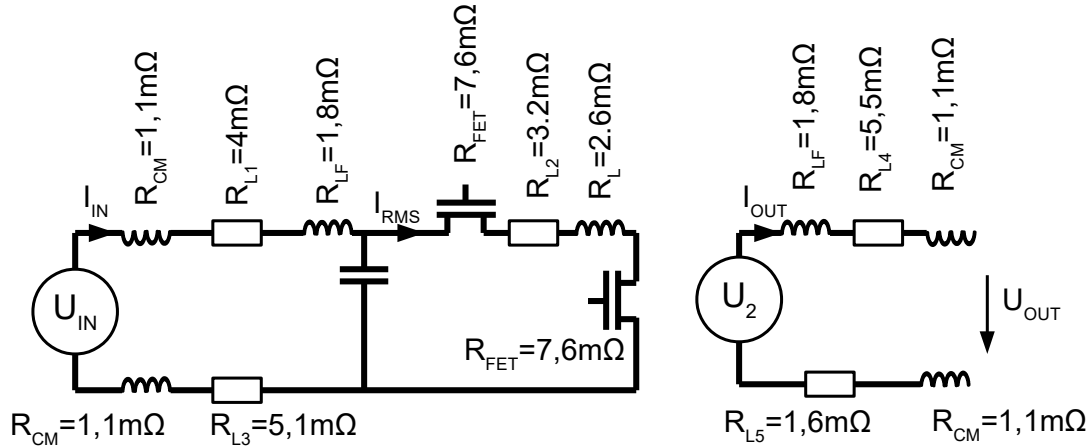


Abbildung 4.50 Modell ohmsche Verluste

Damit ergibt sich die ohmsche Verlustleistung zu Gleichung 4.26

$$\begin{aligned}
 P_{ohm} &= I_{IN}^2(2R_{CM} + R_{LF} + R_{L1} + R_{L3}) + I_{RMS}^2(2R_{FET} + R_{L2} + R_L) \\
 &\quad + I_{OUT}^2(2R_{CM} + R_{LF} + R_{L5} + R_{L4}) \\
 \Delta i &= \frac{U_{IN}D}{2Lf_{sw}} \\
 I_{RMS} &\approx I_{IN}\sqrt{1 + \frac{1}{3}\left(\frac{\Delta i}{I_{IN}}\right)} \\
 I_{OUT} &= \frac{U_{IN}}{U_{OUT}}I_{IN}
 \end{aligned} \tag{4.26}$$

Der Großteil der ohmschen Verluste wird durch die Leiterbahnen verursacht ( $RL = 19,4 \text{ m}\Omega$ ). Aufgrund des minimalen Pitches einiger Bauteile und der damit verbundenen geringen Abstände zwischen den Anschlüssen ist das Design auf eine maximale Leiterbahndicke von  $70 \text{ }\mu\text{m}$  begrenzt. Nach dem Austausch dieser Elemente könnte die Stärke der Leiterbahnen vergrößert und die ohmschen Verluste vermindert werden.

Der zweitgrößte Beitrag der ohmschen Verluste ergibt sich durch Leitverluste der MOSFET ( $R_{FET} = 15,2 \text{ m}\Omega$ ). Die Verwendung von MOSFETs mit geringerem  $R_{DS}$  führt allerdings höhere Gate-Kapazitäten mit sich.

Den geringsten Anteil haben die passiven Komponenten ( $R_{PASS} = 8 \text{ m}\Omega$ ). Hier könnte über eine Verkleinerung des Common-Mode Filters nachgedacht werden.

## Modellierung der Schaltverluste

Die Schaltverluste des MOSFET IPP076N15N5 wurden aufgrund von Datenblattparametern basierend auf [84] ermittelt:

$$\begin{aligned}
 E_{ON} &= U_{OUT} I_{IN} \frac{t_{ri} + t_{fu}}{2} + Q_{rr} U_{OUT} \\
 t_{fu} &= \frac{1}{2} U_{OUT} \frac{C_{GD1} + C_{GD2}}{I_{Gon}} & (4.27) & \quad \text{Aus Datenblatt:} \\
 I_{Gon} &= \frac{U_{Dr+} - U_{Miller}}{R_G} & & \quad R_g = 21 \, \Omega \\
 & & & \quad U_{Dr+} = 12 \, V \\
 & & & \quad U_{Dr-} = -5 \, V \\
 E_{OFF} &= U_{OUT} I_{IN} \frac{t_{ru} + t_{fi}}{2} + Q_{rr} U_{OUT} & & \quad U_{Miller} = 5,7 \, V \\
 t_{fi} &= \frac{1}{2} U_{OUT} \frac{C_{GD1} + C_{GD2}}{I_{Goff}} & (4.28) & \quad C_{GD1} = C_{rss}(0 \, V) = 500 \, pF \\
 I_{Goff} &= \frac{U_{Miller} - U_{Dr-}}{R_G} & & \quad C_{GD2} = C_{rss}(60 \, V) = 30 \, pF \\
 & & & \quad Q_{rr} = 96 \, pF \\
 & & & \quad t_{ri} = 4 \, ns \\
 & & & \quad t_{ru} = 4 \, ns \\
 P_{SW} &= (E_{ON} + E_{OFF}) f_{sw} & (4.29) & 
 \end{aligned}
 \tag{4.30}$$

Abbildung 4.51 zeigt die Verlustleistung des Boost-Wandlers bei verschiedenen Eingangströmen und Ausgangsspannungen.

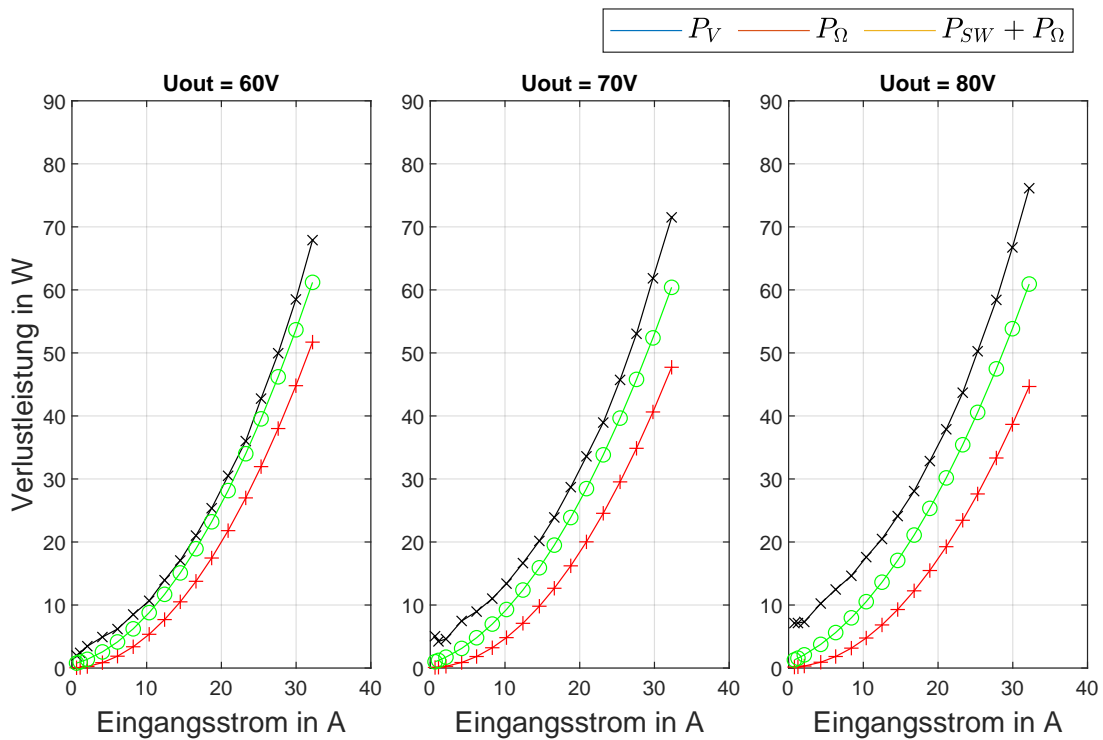


Abbildung 4.51 Verlustmodellierung

$P_V$  stellt die realen gemessenen Verluste dar. Diese enthalten statische und dynamische Verluste. Daneben sind die nach Gleichung 4.26 und Gleichung 4.29 modellierten Einzelverluste  $P_\Omega$  und  $P_{SW}$  dargestellt.

Die Summe aus  $P_\Omega$  und  $P_{SW}$  beschreibt die experimentell gemessenen Verluste  $P_V$  wie in Abbildung 4.51 ausreichend genau. Die in der Verlustmodellierung nicht betrachteten Dioden- und Totzeitverluste sowie der nicht beachtete Einfluss der Bauteilerwärmung könnte diese Differenzen erklären.

# 5 Betrieb von rekonfigurierbaren Batterien

In diesem Kapitel werden Betriebsstrategien für das FlexBat-System hergeleitet. Abschnitt 5.1 stellt Methoden vor, um rekonfigurierbare gegenüber konventionellen Batterien optimal einzusetzen. Kapitel 5.2 stellt das Software-Werkzeug zur Evaluierung des FlexBat-Systems vor. In den Abschnitten 5.4 und 5.5 wird das rekonfigurierbare Batteriesystem in den Anwendungsfällen Lastspitzenkappung und PV-Integration diskutiert.

## 5.1 Betriebsstrategien für das FlexBat-System

Das FlexBat-System bietet im Vergleich zu konventionellen Batterien die Möglichkeit die Leistung einzelner Module unabhängig voneinander zu regeln. Dadurch ergeben sich neben der höheren Ausfallsicherheit zusätzliche Freiheitsgrade zur Steigerung der Lebensdauer und der Kapazität. Im Folgenden werden diese Möglichkeiten aufgezeigt.

### 5.1.1 Steigerung der nutzbaren Kapazität

Abbildung 5.1 zeigt drei in Reihe geschaltete Module ( $M_1, M_2, M_3$ ) mit einer identischen Nennspannung von 100 V.  $M_1$  und  $M_2$  weisen dabei eine Kapazität von 10 Ah, Modul  $M_3$  hat nur eine Kapazität von 8 Ah.

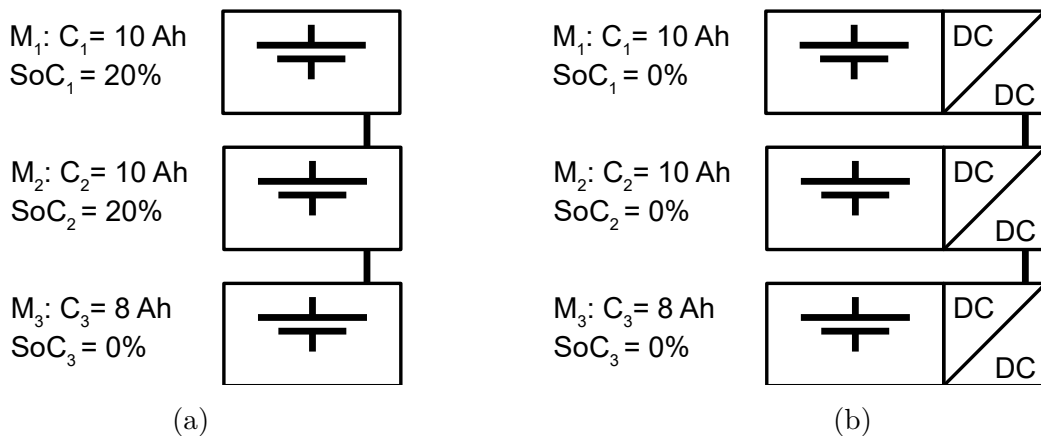


Abbildung 5.1 Steigerung der nutzbaren Kapazität mittels FlexBat-System. (a) zeigt ein konventionelles System das die in  $M_1$  und  $M_2$  gespeicherte Energie nicht nutzen kann. Das FlexBat-System in (b) kann hingegen die verfügbare Kapazität voll ausnutzen

Werden alle Zellen mit dem gleichem Strom bzw. der gleichen Leistung von einem SoC von 100% entladen, so muss der Entladevorgang gestoppt werden, obwohl die Module  $M_1$  und  $M_2$  noch nicht vollständig entladen sind (20% Restkapazität), da  $M_3$  nicht unter 0% SoC entladen werden kann (siehe Abbildung 5.1a). Mit dem FlexBat-System kann die Leistung in  $M_3$  äquivalent zur verfügbaren Kapazität durch den Modul-DCDC-Wandler vermindert werden, sodass bei einem SoC von 0% alle Module komplett entladen sind (siehe Abbildung 5.1b). Damit ergeben sich die in Gleichung 5.1 abgebildeten abrufbaren Kapazitäten.

Mit dem FlexBat-System kann die nutzbare Energie im vorliegenden Beispiel um 0,4 kWh (17 %) gegenüber einem konventionellen System gesteigert werden.

$$\begin{aligned}
 C_{conv}[kWh] &= 3 * U_{nom} \min(C_1, C_2, C_3) = 3 * 100 \text{ V} * 8 \text{ Ah} \\
 &= 2,4 \text{ kWh} \\
 C_{FlexBat}[kWh] &= U_{nom} * (C_1 + C_2 + C_3) = 100 \text{ V} * (8 \text{ Ah} + 10 \text{ Ah} + 10 \text{ Ah}) \\
 &= 2,8 \text{ kWh}
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

### 5.1.2 Steigerung der Lebensdauer

Abbildung 5.2a zeigt drei Module mit identischer Spannung und Kapazität.  $M_1$  und  $M_2$  weisen jeweils 500 Restzyklen auf.  $M_3$  ist stärker gealtert und hat daher nur von 400 Restzyklen. Hierbei wird die kalendarische Alterung vernachlässigt. Wird ein konventionelles Batteriesystem eingesetzt, in dem alle Module identisch belastet werden, kann die Lebensdauer des Systems nicht vollständig ausgenutzt werden. Während  $M_3$

schon am Ende des Lebenszyklus angelangt ist, haben Modul  $M_1$  und  $M_2$  noch abrufbare Kapazität (Abb. 5.2b).

Mit dem Flex Bat System kann der Leistungsfluss entsprechend so gesteuert werden, dass alle Module gleichzeitig das Ende ihrer Lebensdauer erreichen und damit die Ausnutzung der verfügbaren Zellen, bei gleichem Nutzungsprofil, verbessert werden kann (Abb. 5.2c).

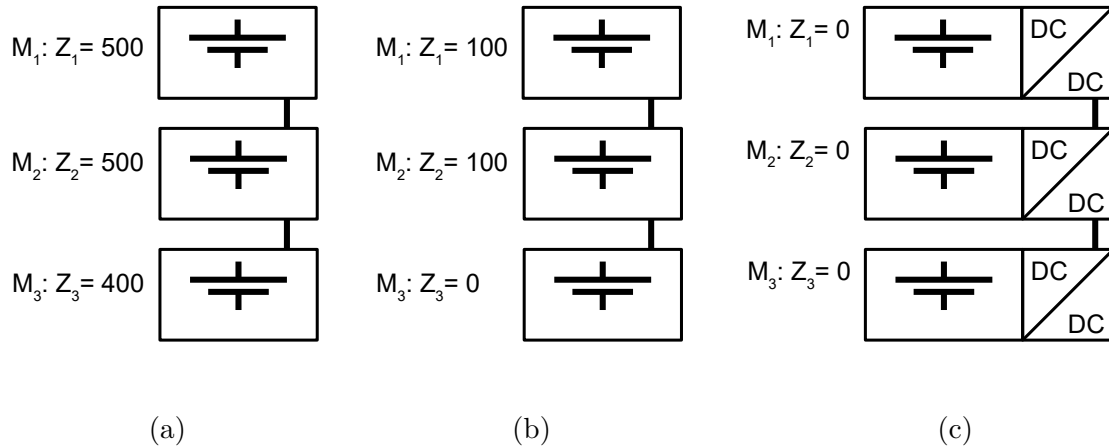


Abbildung 5.2 Steigerung der Verfügbaren Restzyklen mittels FlexBat-System. (a) zeigt ein einsatzfähiges konventionelles Batteriesystem. (b) zeigt dieses an seinem Lebensende. Hierbei verfügen  $M_1$  und  $M_2$  noch über Restzyklen. (c) zeigt das FlexBat-System am Ende des Systemlebensdauer. Hier werden alle verfügbaren Restzyklen der Module genutzt.

### 5.1.3 Senkung der Ausfallrate

Abbildung 5.3 zeigt den Ausfall eines Modul an einem FlexBat-System bestehend aus drei in Serie geschalteten Modulen mit einer Nennspannung von jeweils 100 V. Abbildung 5.3a zeigt den Normalbetrieb in dem  $M_1$ ,  $M_2$  und  $M_3$  mit einer Ausgangsspannung von jeweils 100 V betreiben werden. Abbildung 5.3b zeigt den Ausfall von  $M_1$ . Dabei erhöhen  $M_2$  und  $M_3$  ihre Klemmspannung auf jeweils 150 V, wodurch die Gesamtspannung von 300 V erhalten bleibt. In diesem Beispiel ist die maximale Ausgangsspannung eines DCDC-Wandlers auf 150 V begrenzt. Sollte ein weiteres Modul ausfallen, kann die nötige Ausgangsspannung von 300 V nicht mehr bereitgestellt werden und das System fällt aus. Damit ergibt sich die in Abbildung 5.4 dargestellte Markov-Kette zur Berechnung der Ausfallwahrscheinlichkeit des Systems.

In diesem Beispiel bleibt die Ausfallrate jedes Moduls konstant. In der Realität erhöht sich, bei gleichbleibender Gesamtleistung, die Leistung pro Modul. Dies führt zu einer stärkeren Erwärmung der noch einsatzfähigen Module und damit zur Steigerung der Ausfallrate. Dies wird in der in Kapitel 5.2 beschriebenen Methode beachtet. Zustand  $S_0$  beschreibt das System ohne Fehler. Die Zustände  $S_1$  bis  $S_3$  modellieren den Ausfall von maximal einem System ( $M_1$ ,  $M_2$  bzw.  $M_3$ ).  $S_4$  stellt das Versagen des Gesamtsystems

dar. Ein einzelnes Modul wäre, aufgrund der Beschränkung auf 150 V Ausgangsspannung, nicht in der Lage die, 300 V Gesamtspannung bereitzustellen.

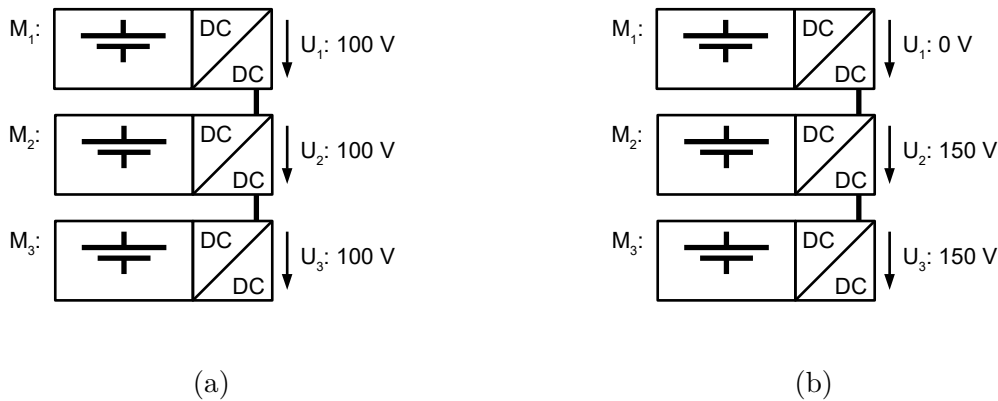


Abbildung 5.3 Ausfall eines Systems

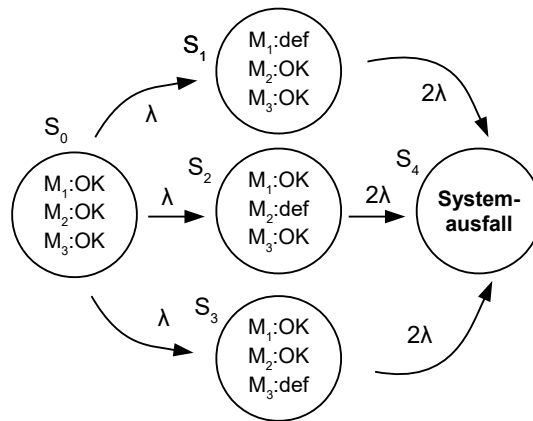


Abbildung 5.4 Markovkette zur Ausfallratenbestimmung des Beispielsystems

Die Übergangsrate  $\lambda = \sum \lambda_{cell}$  setzt sich aus der Ausfallrate der in Serie geschalteten Zellen eines Batteriemoduls zusammen. Die Übergangsrate von  $S_1$ ,  $S_2$  und  $S_3$  nach  $S_4$  kann mit  $2\lambda$  beschrieben werden, da der Ausfall eines weiteren Moduls zum Systemausfall reicht. Nach Kapitel 2.3 ergibt sich damit eine Systemausfallrate von  $\lambda_{Bat} = \frac{6}{5}(\lambda)$ .

Abbildung 5.5 verdeutlicht die Berechnung des Anteils der Leistungselektronik an der Gesamtausfallrate. Laut MIL-HDBK-217F [27] ist die Ausfallrate der Induktivität  $\lambda_L$  um den Faktor 1000 kleiner als die Ausfallrate  $\lambda_{FET}$  eines MOSFET und wird daher in der Berechnung der Systemausfallrate vernachlässigt

Für alle Transistoren wird eine identische Ausfallrate  $\lambda_{FET}$  angenommen. Der Ausfall eines MOSFET führt entweder zu einer hochohmigen oder niederohmigen Drain-Source-Strecke. Der Ausfall des Systems aufgrund hochohmiger Ausfälle ist in Abbildung 5.5b mittels Zuverlässigkeitsblockdiagramm dargestellt. Das System gilt dann, aufgrund der

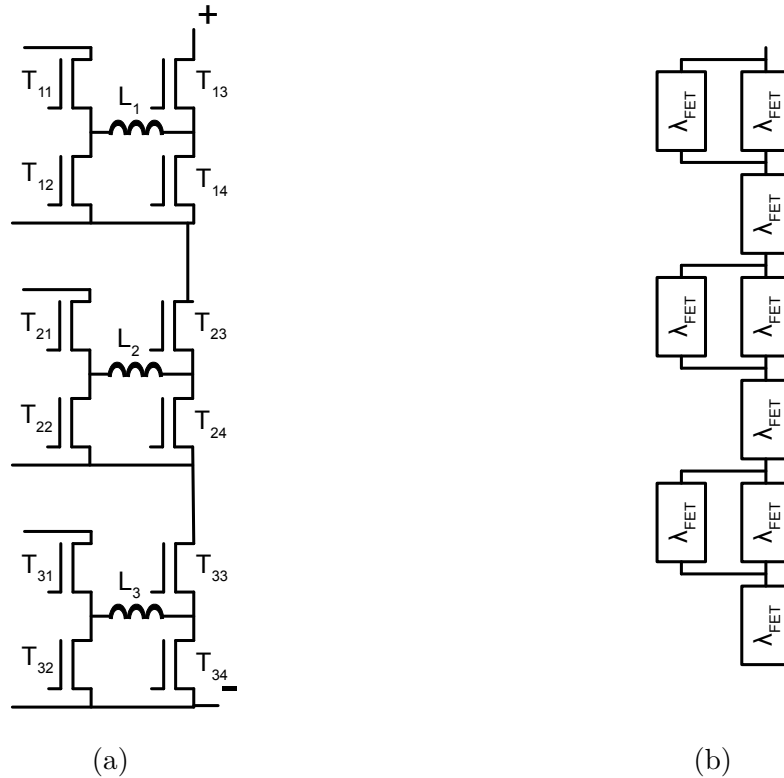


Abbildung 5.5 Zuverlässigkeitsmodellierung der Leistungselektronik mit Zuverlässigkeitsblockdiagramm

Leistungselektronik, als ausgefallen, wenn kein Strompfad zwischen Plus- und Minuspol bereitgestellt werden kann (vgl. Abbildung 5.5a). Dabei wird angenommen, dass der Strom jeweils über  $T_{X3}$  fließen muss. Zudem kann der Strom über  $T_{X4}$  sowie  $L_X$  und  $T_{X2}$  fließen.  $T_{X1}$  spielt in dieser Betrachtung keine Rolle.

Um den Ausgang eines DC/DC Wandlers „kurzzuschließen“ müssten gleichzeitig  $T_{X3}$  und  $T_{X2}$  bzw.  $T_{X1}$  niederohmig ausfallen. Hier wird davon ausgegangen, dass nur ein Schalter gleichzeitig ausfällt, wodurch niederohmige Ausfälle durch abschalten der entsprechenden Mosfet in einen „hochohmigen“ Fehlerzustand überführbar sind. Wie in den Arbeiten von [85], [86] und [63] werden niederohmige Ausfälle in der Berechnung der Systemausfallrate daher nicht beachtet.

Im Sinne der funktionalen Sicherheit ist das FlexBat-System auch gegen den gleichzeitigen, niederohmigen Ausfälle mehrerer MOSFET mit zusätzlichen Relais und passiven Sicherungen abgesichert (vgl. Kapitel 4.1.2).

Für Abbildung 5.5b ergibt sich nach Kapitel 2.3 eine Ausfallrate von  $\lambda_{P-EL} = 4,5 * \lambda_{FET}$ . Für das FlexBat-System gilt dann  $\lambda_{FlexBat} = \lambda_{P-EL} + \lambda_{Bat}$ . Die Ausfallrate eines konventionellen Systems würde bei  $\lambda_{konv} = 3\lambda_{Bat}$  liegen. Dies bedeutet wenn  $3\lambda_{bat} < \frac{6}{5}(\lambda_{bat}) + 4,5 * \lambda_{FET}$  erfüllt ist, weist ein konventionelles System eine höhere Ausfallsicherheit auf.



## 5.2 Methodik der Systemevaluierung

Um beliebige Konfigurationen des FlexBat-Systems, unter den in Kapitel 3 ermittelten Bedingungen zu modellieren und mit konventionellen Systemen zu vergleichen, wurde ein objektorientiertes Werkzeug entwickelt. Damit ist es möglich, beliebige Systeme über ihre gesamte Lebensdauer zu simulieren. Abbildung 5.6a zeigt das generelle Vorgehen zur Modellierung eines beliebigen FlexBat-Systems.

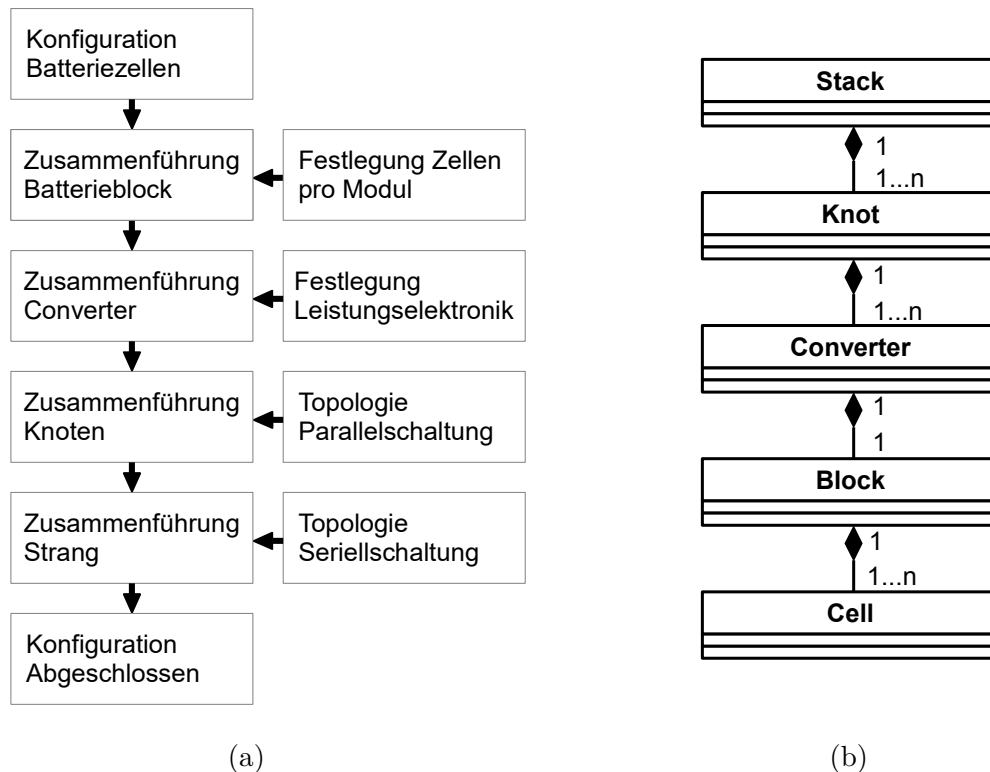


Abbildung 5.6 Generelles Vorgehen zur Modellierung eines FlexBat-Systems (a).UML-Beschreibung der generierten Modellstruktur(b).

Zunächst werden die verwendeten Batteriezellen wie in Kapitel 5.2.1 dargestellt parametrisiert. Dabei kann jede einzelne Zelle individuelle Parameter aufweisen. Diese Zellen werden seriell zu Modulen (genannt Blöcke) zusammengefügt. Eine Parallelschaltung auf dieser Ebene ist nicht vorgesehen. Jedes Modul kann eine beliebige Anzahl von Zellen enthalten. Jeder Block wird dann mit einem Konverter gekoppelt. Hier werden auch die Eigenschaften der leistungselektronischen Komponenten festgelegt. Konverter werden, wenn benötigt, parallel verschaltet und bilden damit einen Knoten. Diese Knoten werden in Serie verschaltet und bilden damit einen Strang. Dadurch ergibt sich die in Abbildung 5.6b dargestellte Struktur, die im Folgenden genauer evaluiert wird.

## 5.2.1 UML-Beschreibung der Klasse Cell

Abbildung 5.7 zeigt die UML Beschreibung der Klasse die zur Modellierung der Batteriezellen eingesetzt wird.

Cell_Ah_aging	
capacity_Ah_start	% Kapazität zum Start der Simulation in Ah
capacity_Ah	% Aktuelle Kapazität
cycles_nom	% Lebensdauer in äquivalenten Vollzyklen
EOL	% End of Life Kriterium (hier 80%)
resistance_ohm	% Innenwiderstand
voltage_V	% Nominelle Zellspannung
T_ambient	% Umgebungstemperatur
R_th	% Thermischer Widerstand
Lambda_0	% Basisausfallrate
set_lambda(I_cell)	% berechne Ausfallrate
calc_ageing(Ah_throughput)	% berechne Alterung

Abbildung 5.7 UML-Klassendiagramm des Batteriezellenmodells

Die Ausfallrate  $\lambda$  wird nach [85] mit Gleichung 5.2 aus Temperatur der Zelle  $T_{CELL}$  berechnet. Diese ergibt sich aus der Umgebungstemperatur  $T_{AMBIENT}$ , dem mittleren Zellstrom  $I_{CELL}$ , dem Innenwiderstand  $R_{CELL}$  und dem Thermischen Widerstand  $R_{TH}$  der Zelle.

$$\begin{aligned}
 T_{CELL} &= T_{AMBIENT} + I_{CELL}^2 R_{CELL} * R_{TH} \\
 \lambda &= \lambda_0 * 1.5^{(T_{CELL} - T_{AMBIENT})/10}
 \end{aligned}
 \tag{5.2}$$

In [51], [87] und [88] wird ebenfalls eine Exponentialfunktion zur empirischen Beschreibung der Ausfallrate, bzw. Zellalterung genutzt. Diese beschreibt allerdings nur Alterungsprozesse bei erhöhten Temperaturen. Werden Batterien in einer sehr kalten Umgebung geladen und entladen altern diese jedoch deutlich schneller. Dies ist in dem eingesetzten Modell nicht abgebildet. In dieser Arbeit wird daher davon ausgegangen, dass das FlexBat-System in geschützten Räumen mit Temperaturen über 10 °C aufgestellt wird, wodurch die Alterungseffekte bei niedrigen Temperaturen nicht betrachtet werden müssen. Zur Modellierung der Zellalterung wird das in Gleichung 5.3 gezeigte Modell eingesetzt. Es basiert auf äquivalenten Vollzyklen (EFC) und wird in Kapitel 2.6.4 beschrieben.

$$\begin{aligned}
 EFC_n &= 0.5 * \frac{Ah_{throughput}}{capacity} \\
 C_n &= C_{n-1} - \frac{C_{start}(1 - EOL) * EFC_n}{cycles_{nom}}
 \end{aligned}
 \tag{5.3}$$

## 5.2.2 UML-Beschreibung der Klasse Block

Abbildung 5.8 zeigt einen Ausschnitt aus der Blockklasse. Diese dient hauptsächlich zur Aggregation der in ihr gekapselten Zellen. Dazu zählt beispielsweise die Bestimmung des Innenwiderstandes, der Zellspannung und der Ausfallrate.

<b>Block</b>	
R_internal	% Innenwiderstand Zellblock
Block_voltage_V	% Gesamtspannung Block
T_av	% mittlere Temperatur
Capacity_kWh	% Gesamtkapazität Block
lambda_block	% Aggregierte Ausfallrate
Ploss	% Verlustleistung
....	
set_Ploss(I_block)	% berechne Verlustleistung
set_lambda(I_block)	% berechne Ausfallrate
...	

Abbildung 5.8 UML-Klassendiagramm Block

## 5.2.3 UML-Beschreibung der Klasse Converter

Hier wird der in Kapitel 5.9 beschriebene DCDC-Wandler nachgebildet. Diese Klasse bestimmt in Abhängigkeit von Batteriespannung sowie Ausgangsleistung und -spannung den Batteriestrom. Auf diesem basiert die Berechnung der Ausfallrate.

<b>Converter</b>	
Vi	% Eingangsspannung (Batterie)
Ii	% Eingangsstrom (Batterie)
Pi	% Eingangsleistung (Batterie)
Vo	% Ausgangsspannung
Io	% Ausgangsstrom
Po	% Ausgangsleistung
PI	% Verlustleistung Converter
D	% Duty Cycle
N	% Effizienz
lambda_power_electronics	% Ausfallrate Leistungselektronik
lambda_cells	% Aggregierte Ausfallrate Batterizellen
Lambda	% Ausfallrate Elektronik + Zellen
Block*	% Pointer auf Block
...	
Calc_Failure_Rate(I_block)	% berechne Ausfallrate
Calc_Efficiency()	% berechne Effizienz
set_State()	% Setze Zustand für Ausfallratenberechnung
...	

Abbildung 5.9 UML-Klassendiagramm Converter

**Calc\_Failure\_Rate()** triggert dabei die Berechnung der Ausfallrate in den untergeordneten Klassen. Die Funktion **set\_State()** dient der Definition des Systemzustandes im Markov-Prozess zur Bestimmung der Ausfallrate des Systems (vgl. Kapitel 5.2.7).

### 5.2.4 UML Beschreibung der Klasse Knot

In dieser Klasse werden mehrere Konverter parallel geschaltet und die darunterliegenden Werte aggregiert. Die Funktion **addConverterToKnot()** verbindet einen weiteren Konverter mit dem Knoten. **AhThoughtputAgeDistribute()** verteilt den Amperestundendurchsatz auf die Konverter des Knotens in Abhängigkeit von deren Leistung.

<b>Knot</b>	
parallel_Converter_List	% Liste der parallel geschalteten Converter
voltage	% Knotenspannung
current	% Knotenstrom (Summe Converterströme)
P_loss	% aggregierte Verlustleistung
P_out	% Ausgangsleistung
stateVector	% Zustandsvektor
capacity_kWh	% Kapazität Knoten
...	
add_Converter_To_Knot()	% verbinde Converter mit Knoten
Ah_Thoughtput_Age_Distribute()	% setze Ah Durchsatz
...	

Abbildung 5.10 UML-Klassendiagramm Knoten

### 5.2.5 UML Beschreibung der Klasse Stack

Diese Klasse stellt die oberste Ebene zur Beschreibung des Batteriesystems dar. Die theoretische Kapazität entspricht der Summe der Kapazitäten aller Zellen. Die Variablen **Capacity\_available** stellt die nutzbare Kapazität, die mit dem FlexBat System bereitgestellt werden kann, dar. **Capacity\_konv** beschreibt die Kapazität, welche mit einem konventionellen System gleicher Topologie erreichbar wäre.

Stack	
OutputPower	% Stack Leistung
OutputVoltage	% Stack Spannung
OutputCurrent	% Stack Strom
P_loss	% aggregierte Verlustleistung
Knot_List	% Liste der Knoten in Stack
Converter_List	% Liste der Converter in Stack
Cap_Matrix	% Kapazitätsmatrix
Capacity_avaliable	% verfügbare Kapazität
Capacity_Theoretical	% theoretisch verfügbare Kapazität
Capacity_konv	% Kapazität konventionelles System
...	
add_Knot_To_Stack()	% verbinde Knoten mit Stack
Power_Distribute(sVector)	% verteile Leistung auf Converter
Energy_Age_Distribute(EWh)	% verteile Energie auf Converter
...	

Abbildung 5.11 UML-Klassendiagramm Stack

Mittels der Funktion **addKnotToStack()** werden einem Stack weitere Knoten hinzugefügt. **PowerDistribute(sVector)** verteilt die Systemleistung in Abhängigkeit des Statusvectors (sVector) auf die Konverter des Systems. **EnergyAgeDistribute()** verteilt den Energiedurchsatz entsprechend der Teilleistung auf die Konverter.

### 5.2.6 Berechnung der Lebensdauer

Die Berechnung der Lebensdauer eines Systems ist in Abbildung 5.12 dargestellt. Solange keine Subkomponente die minimale Kapazität  $C_{min} > C_{nom} \cdot EOL$  unterschreitet, also das Lebensende des Systems für diese Anwendung erreicht wurde, wird das System im Modell täglich gealtert. Dabei wird die Batterie mit einer mittleren Leistung von  $P_{AV}$  und einem Tagesenergieverbrauch  $E_{day}$  beaufschlagt.  $Capacity_n$  stellt dann die verfügbare Kapazität zum Tag  $n$  dar.

```

while  $C_{min} > C_{nom} * EOL$  do
  Stack.PowerDistribute( $P_{AV}$ )
  Stack.EnergyAgeDistribute( $E_{day}$ )
   $Capacity_n = Stack.Capacity_avaliable$ 
   $n++$ 

```

Abbildung 5.12 Pseudocode zur Berechnung der Lebensdauer

### 5.2.7 Berechnung der Ausfallrate

Um die mittlere Ausfallrate des Systems zu bestimmen, wird die in Kapitel 2.3 eingeführte Methode verwendet. Jeder Zustand  $N$  des Markov-Prozesses wird als Vektor  $S_N =$

$[s_{n0}, s_{n1}, s_{n2}, \dots, s_{nk}]$  definiert.  $s_{nk}$  beschreibt dabei den Zustand des k-ten Konverters. Ist  $s_{nk} = 0$ , so ist Konverter k funktionstüchtig. Beträgt  $s_{nk} = 1$ , so ist Modul k beschädigt und wird überbrückt (vgl: Kap: 2.3). Die in Gleichung 5.4 dargestellte Zustandsmatrix  $M_S$  beschreibt also alle in der Markov-Kette vorkommenden Zustände. Der Vektor  $V$  beschreibt, ob der Zustand  $S_N$  einen Systemausfall darstellt ( $v_N < 0$ ) oder das System, trotz der ausgefallenen Subkomponenten, noch betriebsbereit ist ( $v_N = 1$ ).

$$M_S = \begin{pmatrix} S_0 \\ S_1 \\ \dots \\ S_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{00} & s_{01} & s_{02} & \dots & s_{0k} \\ s_{10} & s_{11} & s_{12} & \dots & s_{1k} \\ \dots & & & & \\ s_{N0} & s_{N1} & s_{N2} & \dots & s_{Nk} \end{pmatrix}, V = \begin{pmatrix} v_0 \\ v_1 \\ \dots \\ v_N \end{pmatrix} \quad (5.4)$$

Die Anzahl der Systemzustände eines Systems mit k Subkomponenten, welche zwei Zustände (funktionsfähig = 0, defekt =1) aufweisen, beträgt  $2^k$ . Dies bedeutet, dass die Größe der Zustandsmatrix exponentiell wächst. Diese kann jedoch reduziert werden, wenn alle Zustände, welche den Ausfall des Systems betragen, in einem Zustand aggregiert werden.

Dazu wird die in Abbildung 5.13 dargestellte Funktion **calculateStateVector()** eingesetzt. Zur Beschreibung des Batteriesystems ein Objekt der in Kapitel 5.2.5 vorgestellten Klasse **Stack** benötigt. Als zusätzliche Eingangsparameter werden die minimal nötige Kapazität (Cmin), die minimal nötige DC-Link Spannung (Udc\_min) und die maximal mögliche Spannungsverstärkung (A\_max) der DCDC-Wandler benötigt. Anhand dieser Eingangsvariablen kann festgestellt werden, ob ein gegebener Zustand  $S_N$  einen Systemausfall darstellt. Die Ausgabe der Funktion stellen die in Gleichung 5.4 beschriebene Matrix  $M_S$  und der Vektor  $V$  dar.

Sowohl  $M_s$  als auch  $V$  werden iterativ aufgebaut. Zusätzlich wird ein interner Vektor  $C$  eingeführt der bereits untersuchte Vektoren  $S_i$  markiert. Gilt  $C_i = 1$  wurde der Vektor  $S_i$  bereits untersucht. Als Startvektor wird der Vektor  $S_0$  verwendet in dem alle Subsysteme funktionstüchtig sind. In einem System bestehend aus vier Subsystemen gilt für  $S_0 = [0,0,0,0]$ . Anschließend wird für alle in  $M_s$  abgelegten Vektoren, die noch nicht untersucht wurden ( $C = 0$ ), die Funktion **generateNewStateVector()** aufgerufen. Im ersten Durchgang besteht  $M_s$  nur aus  $S_0$ . Die Funktion **generateNewStateVector()** leitet aus den übergebenen Zustandsvektoren  $S_i$  weitere Zustandsvektoren ab, welche ein zusätzlich ausgefallenes Subsystem enthalten. So werden aus dem Vektor  $S_0 = [0,0,0,0]$  mit der Unterfunktion **generatePermutations()** die Vektoren  $S_1 = [0,0,0,1]$ ,  $S_2 = [0,0,1,0]$ ,  $S_3 = [0,1,0,0]$  und  $S_4 = [1,0,0,0]$  abgeleitet und in der Matrix  $M_{temp}$  abgespeichert. Die Funktion **checkIfAlreadyTested()** entfernt Vektoren aus  $M_{temp}$ , die bereits untersucht worden sind. Auch werden Vektoren aus  $M_{temp}$  entfernt, die sich aus Vektoren  $S_x$  herleiten lassen, welche bereits zum Systemausfall geführt haben. Beschreibt der Vektor  $S_a = [0,0,0,1]$  bereits ein fehlerhaftes System, so macht es keinen Sinn Vektoren wie  $S_b = [0,0,1,1]$  zu untersuchen die „noch fehlerhafter“ sind. Sind die in  $M_{temp}$  abgelegten Vektoren  $S$  zuvor noch nicht untersucht worden, werden sie mit der Funktion **checkIfVectorOk()** überprüft. Dabei wird geprüft ob  $S$  noch die Anforderungen an Kapazität und DC-Linkspannung erfüllt.  $M_{temp}$  und  $V_{temp}$  werden an die Matrizen  $M_{s-new}$

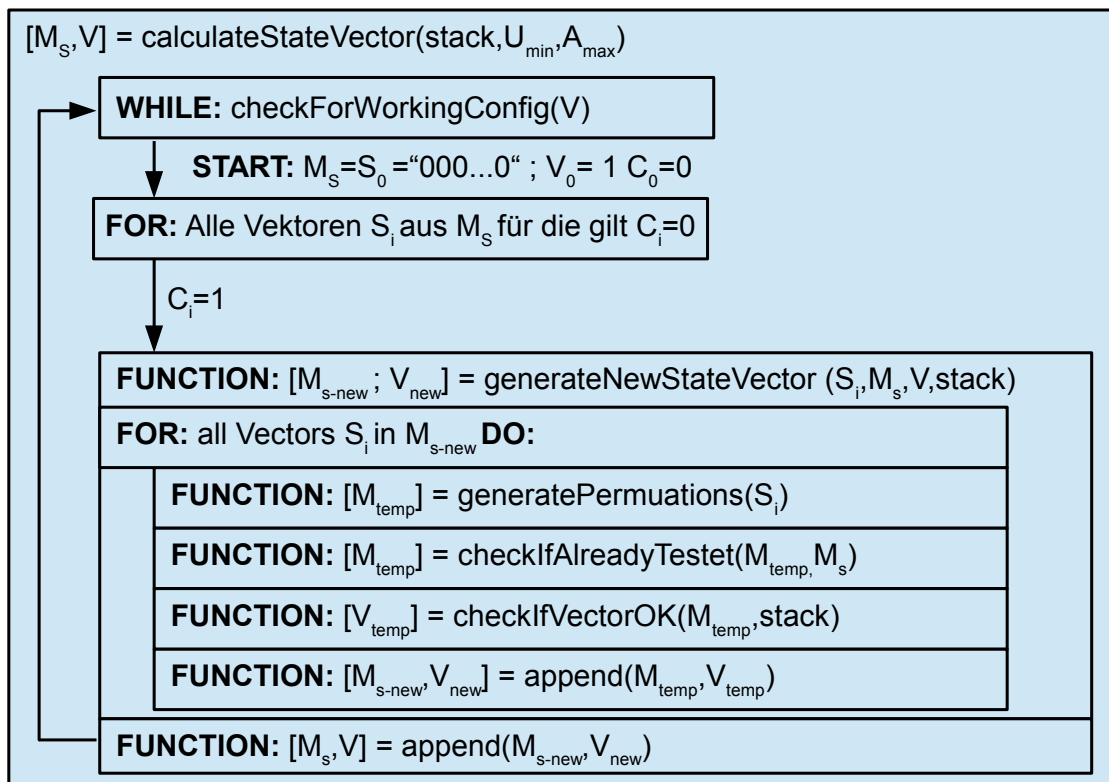


Abbildung 5.13 Beschreibung der Funktion **calculateStateVector()**

und  $V_{new}$  angehängt. Ist die Funktion **generateNewStateVector()** komplettiert, wird  $M_{s-new}$  an  $M_s$  und  $V_{new}$  an  $V$  angehängt.

Dies wird solange wiederholt, solange sich Zustandsvektoren in  $M_s$  befinden, die noch eine funktionsfähige Konfigurationen beschreiben und nicht untersucht worden sind.

Aus  $M_s$ ,  $V$  und der Systembeschreibung **stack**, wird mit der in Abbildung 5.14 gezeigten Funktion die bereits in Kapitel 2.3 beschriebene Übergangsmatrix  $T$  hergeleitet.

Dafür wird  $T$  als  $N \times N$  Nullmatrix initialisiert, wobei  $N$  die Anzahl der Zustandsvektoren in  $M_s$  wiedergibt. Danach werden alle Zustände  $S_i$  aus  $M_s$  durchgegangen für die  $V > 0$  gilt und damit die Systemkonfiguration noch funktionsfähig ist. Für jeden Zustand  $S_i$  werden die Zustände  $S_j$  bestimmt, die durch Ausfall eines weiteren Blocks erreicht werden können. Mit **stack.PowerDistribute**( $S_i$ ) wird die Ausfallwahrscheinlichkeit  $\lambda$  für jeden einzelnen noch funktionellen Batterieblock bestimmt. Die Übergangswahrscheinlichkeit  $\lambda_{ij}$  beschreibt dabei die Ausfallwahrscheinlichkeit des Blocks der den Übergang von  $S_i$  nach  $S_j$  verursacht.

```

Function: [T] =calculateFailureRate (stack,MS,V)
N = size(V)
T = zeros(N,N)
for all  $S_i$  with  $V_i > 0$  do
┌ stack.PowerDistribute( $S_i$ )
├   for all  $S_j$  do
└     T(i,j) = stack.getLambda(diff( $S_i, S_j$ ));

```

Abbildung 5.14 Pseudo Code Bestimmung der Übergangsmatrix T

Damit ist der Markovprozess vollständig beschrieben und die Gesamtausfallrate  $\lambda_{sys}$  kann wie in Kapitel 2.3 gezeigt bestimmt werden.



## 5.3 Szenarien der Systemauslegung

Zum Vergleich des FlexBat-Systems gegenüber einem konventionellen Layout, werden die in Kapitel 3 beschriebenen Anwendungen mit drei verschiedenen Systemkonfigurationen realisiert und mit einem konventionellen Layout verglichen.

### Konfiguration: neues System

In dieser Konfiguration werden neue Zellen mit identischer Kapazität und Alterungsverhalten verwendet.

### Konfiguration: Second-life System

In dieser Konfiguration werden gealterte und neue Zellen kombiniert. Gealterte Zellen weisen eine geringere Kapazität und einen höheren Innenwiderstand auf.

### Konfiguration: Wartung eines Moduls

In dieser Konfiguration wird ein defektes Modul ausgetauscht und mit Zellen einer neuen Generation mit gesteigerter Kapazität ersetzt.

## 5.4 Analyse eines 19kWh FlexBat-Systems zum Peak-Shaving

In Abbildung 5.1 sind nochmals die in Kapitel 3.4.3 ermittelten Anforderungen an das System zur Lastspitzenkappung dargestellt.

Tabelle 5.1 minimale Anforderungen Batteriesystem

$C_{min}$	min Kapazität	15 kWh
$P_{discharge}$	maximale Entladeleistung	43 kW
$P_{charge}$	maximale Ladeleistung	29 kW
$P_{av}$	mittlere Leistung	6,9 kW
$C_{av}$	mittlere Zyklen pro Tag	0,087

Dieses System soll nun mit den in Tabelle 5.2 beschriebenen Batteriezellen realisiert werden.

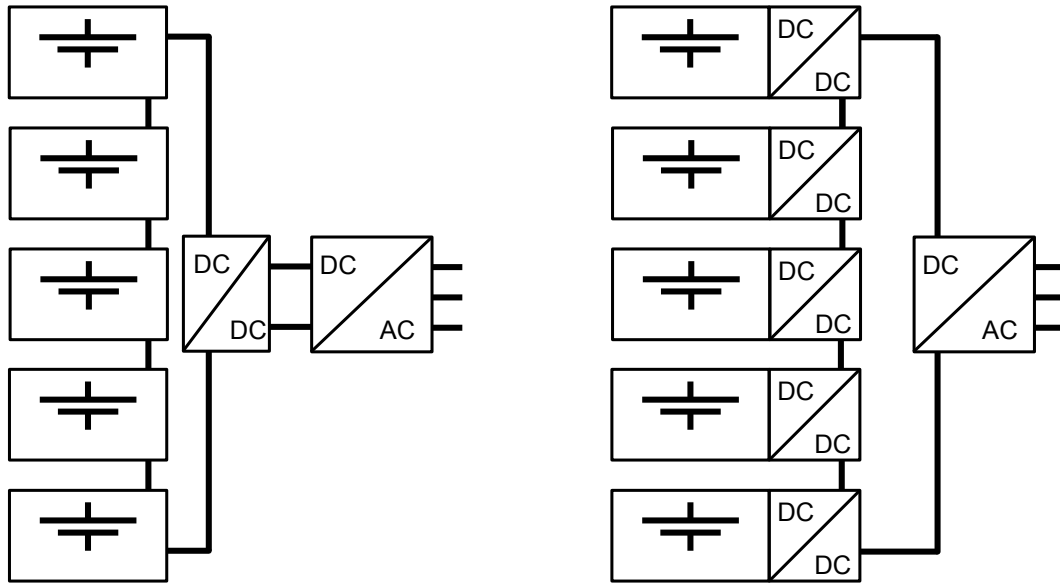
Tabelle 5.2 Eigenschaften der für Peak-Shaving eingesetzten Zelle

Kapazität	44 Ah
Spannung Nominal	3,6 V
Spannung Max	4,2 V
Spannung Min	3,0 V
Ladestrom	2 C (konstant) 4 C (Puls 30 s)
Endladestrom	2 C (konstant) 5 C (Puls 10 s)
Lebensdauer	2000 Zyklen (2 C/2 C)

Es sollen Module mit jeweils 24 Zellen zum Einsatz kommen. Vier Module mit je 24 Zellen ergeben eine nominelle Kapazität von 15,2 kWh. Dies ist allerdings nur sehr knapp über der minimal nötigen Kapazität von 15 kWh, wodurch der Einsatz von vorgealterten Zellen mit reduzierter Kapazität nicht möglich wäre. Deshalb werden hier fünf Module mit insgesamt 19 kWh eingesetzt. Damit ergeben sich die in Abbildung 5.15 dargestellten Systeme mit den in Tabelle 5.3 gezeigten Eigenschaften. 95% Restkapazität für gealterte Zellen ergibt sich aus [59]. Die 200% Kapazität für neue Zellen spiegelt die in [4] prognostizierte Verdoppelung der volumetrischen Energiedichte für Pouch-Zellen im Zehnjahreszeitraum wieder. Als Ausfallrate der Zellen wird nach [85]  $\lambda_0 = 2 \cdot 10^{-6} 1/h$  angenommen. Die Ausfallrate der MOSFET ergibt sich aus [27] mit  $\lambda_{FET} = 3,1 \cdot 10^{-6} 1/h$ .

Tabelle 5.3 Szenarien Konfiguration

neues System	2nd Life	Wartung
5 Module C=100%	2 Module C=95%	1 Modul C=200%
	3 Module C=100%	4 Module C=95%



(a) konventionell

(b) rekonfigurierbar

Abbildung 5.15 Vergleich konventionelles und rekonfigurierbares 19kWh System

## Vergleich der Systeme

In Tabelle 5.4 werden die verschiedenen Ergebnisse aufgetragen. Wird ein neues System mit identischen Zellen installiert, können alle Module mit der gleichen Leistung belastet werden. Eine aktive Leistungsverteilung wie in Kapitel 5.1.1 dargestellt ist daher nicht nötig. Das FlexBat System kann damit keine zusätzliche verfügbare Kapazität gegenüber dem konventionellen System bereitstellen. Im Wartungs- und Second-Life-Szenario bietet das FlexBat System allerdings eine um 22,1% beziehungsweise 3,2% gegenüber dem Standardsystem gesteigerte verfügbare Kapazität.

Aufgrund der sehr geringen mittleren Zyklenzahl pro Tag von 0,087 ergibt sich basierend auf dem eingesetzten Alterungsmodell eine theoretische Lebensdauer von über 100 Jahren. Dies ist natürlich kein realistischer Wert, da die kalendarische Alterung, wie in Kapitel 2.6.4 dargestellt, nicht betrachtet wird. Ein Vergleich der zyklischen Lebensdauer macht hier also keinen Sinn.

Die MTTF kann mit dem FlexBat-System jedoch deutlich gesteigert werden. In den Szenarien „Neues System“ und „2nd life“ kann diese um 88% von 3711 h auf 6974 h gesteigert werden. Für das Wartungsszenario ergibt sich noch eine Steigerung von 68% auf 6317 h. Als minimale Kapazität für das FlexBat-System wurde 15 kWh festgelegt. Eine Mean Time to Failure von 3700 h würde im Mittel einen Ausfall alle 155 Tage bedeuten. Dies ist natürlich ein unrealistisch niedriger Wert. Der Vergleich ist daher nur qualitativ zu sehen. Dies wird in Kapitel 5.6 detaillierter diskutiert.

Tabelle 5.4 Vergleich der Systeme

	Neues System	2nd life	Wartung
<b>verfügbare Kapazität</b>			
Standard	19.0 kW	18.05 kW	18.06 kW
FlexBat	19.0 kW	18.63 kW	22.05 kW
Vergleich $\frac{C_{FlexBat}}{C_{Standard}}$	0%	+3.2%	+22.1%
<b>Lebensdauer zyklisch</b>			
Standard	>100 a	>100 a	>100 a
FlexBat	>100 a	>100 a	>100 a
Vergleich $\frac{T_{FlexBat}}{T_{Standard}}$	-	-	-
<b>MTTF</b>			
Standard	3741 h	3711 h	3748 h
FlexBat	7037 h	6974 h	6317 h
Vergleich $\frac{MTTF_{FlexBat}}{MTTF_{Standard}}$	+88%	+87%	+68%

### Variation der Ausfallrate

Abbildung 5.16 zeigt die MTTF des 19 kWh FlexBat-Systems mit einer mittleren Leistung von 6,9 kW. Es werden ausschließlich neue Batteriezellen eingesetzt. Dabei wird die Ausfallrate  $\lambda_0$  der Zellen im Verhältnis zur Ausfallrate der Transistoren  $\lambda_{FET} = 3.1 \cdot 10^{-6} 1/h$  verändert. Ist die Ausfallrate einer Zelle gleich hoch wie die eines MOSFET ( $\lambda_0/\lambda_{FET} = 10^0$ ) beträgt die Ausfallrate des konventionellen Systems 1184 h. Die MTTF des FlexBat-Systems beträgt in diesem Fall 2508 h was einer Steigerung von 111% entspricht. Als Ausfallkriterium wird das Unterschreiten von 15 kWh verfügbarer Kapazität definiert. Sind die Batteriezellen im Vergleich zu den Leistungsschaltern 10 mal unzuverlässiger ( $\lambda_0/\lambda_{FET} = 10^1$ ) betragen die Ausfallraten 118 h bzw. 264 h was einer Steigerung von 123% entspricht. Weisen die Zellen jedoch eine um den Faktor 10 höhere Zuverlässigkeit auf ( $\lambda_0/\lambda_{FET} = 10^{-1}$ ), beträgt die MTTF des Standardsystems 11840 h und die MTTF des Flex-Bat Systems 16430 h. Dies entspricht nur noch einer Steigerung von 38% Unterschreitet ( $\lambda_0/\lambda_{FET} = 5 \cdot 10^{-2}$ ) ist das konventionelle Batteriesystem zuverlässiger als das FlexBat-System.

Werden die Batteriezellen sehr zuverlässig ( $\lambda_0/\lambda_{FET} < 6 \cdot 10^{-2}$ ), bietet das FlexBat-System sogar eine geringere MTTF als konventionelle Systeme.

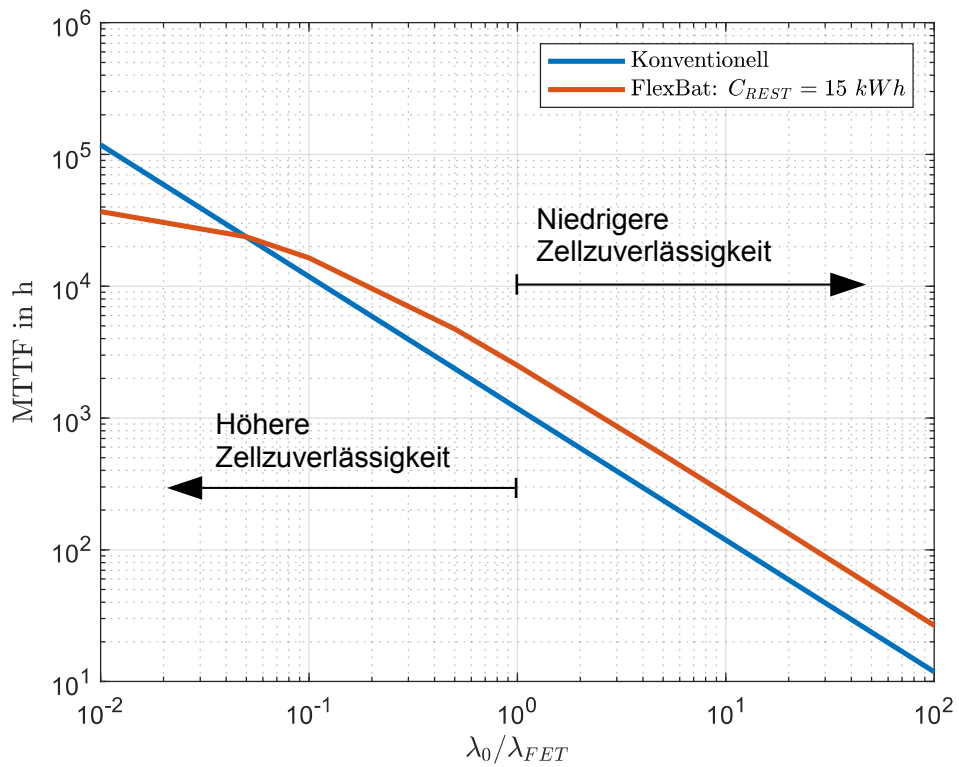


Abbildung 5.16 Variation der Ausfallrate des 19 kWh Systems zur Lastspitzenkappung

## 5.5 Analyse eines 50kWh FlexBat-Systems zur PV-Eigenverbrauchserhöhung

In Tabelle 5.5 sind nochmals die in Kapitel 3.5.3 bestimmten Anforderungen an das System zur Eigenverbrauchserhöhung dargelegt.

Tabelle 5.5 Minimale Anforderungen an das Batteriesystem zur Erhöhung des PV-Eigenverbrauchs

Anforderung	
minimale Kapazität	50 kWh
maximale Entladeleistung	50 kW
maximale Ladeleistung	42 kW
mittlere Leistung	13,0 kW
mittlere Zyklen pro Tag	0,647

Die Zelle hat die in Tabelle 5.6 dargestellten Eigenschaften.

Tabelle 5.6 Eigenschaften Batteriezelle zur Erhöhung des PV-Eigenverbrauchs

Kenngroße Zelle	Wert
Kapazität	44 Ah
Spannung Nominal	3,6 V
Spannung Max	4,2 V
Spannung Min	3,0 V
Ladestrom	2 C (konstant) 4 C (Puls 30 s)
Endladestrom	2 C (konstant) 5 C (Puls 10 s)
Lebensdauer	2000 Zyklen (2 C/2 C)

Es sollen Module mit 24 Zellen zum Einsatz kommen. Damit ergeben sich mit Gleichung 5.5 14 nötige Module.

$$N = \frac{C_{min}}{24 \cdot U_{nom} C_{cell}} = 13.15 \rightarrow 14 \quad (5.5)$$

Da 1000 V Batteriespannung nicht überschritten werden soll, werden, wie in Abbildung 5.17 dargestellt, zwei Stränge mit je 7 Modulen parallel geschaltet. Damit ergibt sich eine Kapazität von 53,2 kWh.

## Vergleich der Systeme

Es werden die in Tabelle 5.7 dargestellten Szenarien evaluiert. Die 95% Restkapazität für gealterte Zellen ergibt sich aus [59]. Für Zellen der nächsten Generation, welche im Wartungsszenario eingesetzt werden, wird eine Verdoppelung der Energiedichte angenommen [4]. Als Ausfallrate der Zellen wird nach [85]  $\lambda_0 = 2 \cdot 10^{-6} 1/h$  angenommen. Die Ausfallrate der MOSFET ergibt sich aus [27] mit  $\lambda_{FET} = 3,1 \cdot 10^{-6} 1/h$ .

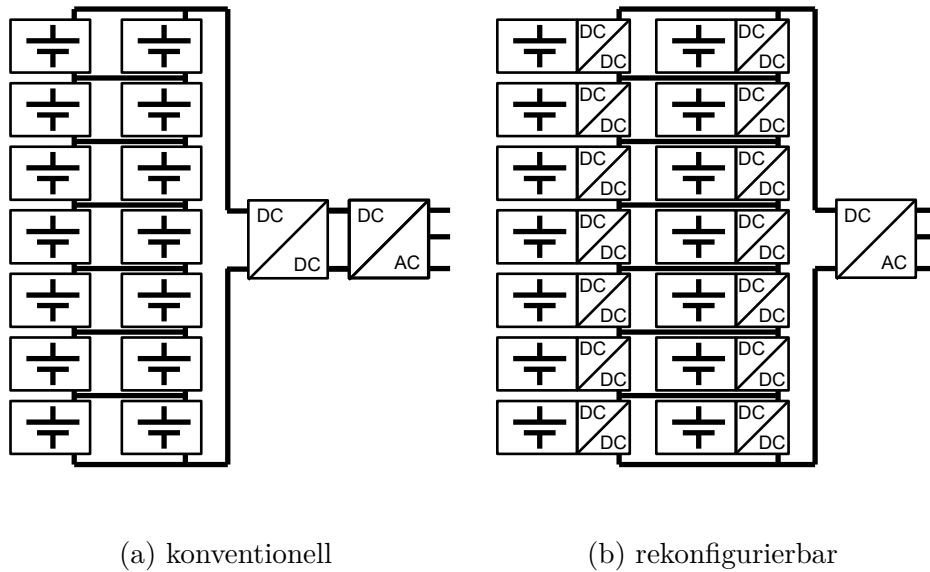


Abbildung 5.17 Vergleich konventionelles und rekonfigurierbares 50 kWh System

Tabelle 5.7 Szenarien Konfiguration 50 kWh System

neues System	2nd Life	Wartung
14 Module C=100%	8 Module C=95%	1 Modul C=200%
	6 Module C=100%	13 Module C=95%

Werden ausschließlich neue Zellen eingesetzt, ergibt sich, wie auch bei der Lastspitzenkapung, keine Steigerung der verfügbaren Kapazität. Im Second-Life und Wartungs-Szenario ergeben sich mit dem FlexBat-System Steigerungen von 1,8% und 7,8% gegenüber einer konventionellen Topologie.

Aufgrund der höheren mittleren Zyklenzahl von 0,65 ergeben sich verglichen mit der in Kapitel 5.4 analysierten Peak-Shaving-Anwendung, mit dem FEC-Modell realistischere Lebensdauern. Das FlexBat-System erhöht die zyklische Lebensdauer um 13,2% beziehungsweise 12,4% gegenüber einem standard-System.

Auch die MTTF kann mit dem FlexBat-System deutlich gesteigert werden. Das FlexBat-System gilt als ausgefallen wenn nur noch weniger als 80% der verfügbaren Kapazität des voll funktionsfähigen Systems bereit gestellt werden kann. In den Szenarien „Neues System“ und „2nd life“ kann diese um knapp 180% von ca. 1400 h auf ungefähr 4000 h gesteigert werden. Für das Wartungsszenario ergibt sich noch eine Steigerung um 275% auf 5052 h.

Eine Mean Time to Failure von 1400 h würde im Mittel einen Ausfall alle 53 Tage bedeuten. Dies ist natürlich ein unrealistisch niedriger Wert. Der Vergleich ist daher nur qualitativ zu sehen. Dies wird in Kapitel 5.6 detaillierter diskutiert.

Tabelle 5.8 Vergleich der Systeme zur Eigenverbrauchsoptimierung

	Neues System	2nd life	Wartung
<b>verfügbare Kapazität</b>			
Standard	53,2 kWh	50,56 kWh	50,56 kWh
FlexBat	53,2 kWh	51,51 kWh	54,55 kWh
Vergleich $\frac{\text{FlexBat}}{\text{Standard}}$	0%	+1,8%	+7,8%
<b>Lebensdauer(zyklisch)</b>			
Standard	>7,95 a	>5,8 a	>5,8 a
FlexBat	>7,95 a	>6,57 a	>6,52 a
Vergleich	-	+13,2%	+12,4%
<b>MTTF [h]</b>			
Standard	1417	1413	1413
FlexBat	3997	3985	5052
Vergleich	+182%	+182%	+275%

## Variation der Ausfallrate

Abbildung 5.18 zeigt die MTTF des 50 kWh Systems mit einer mittleren Leistung von 13,0 kWh. Es werden nur neue Batteriezellen eingesetzt. Dabei wird die Ausfallrate  $\lambda_0$  der Batteriezellen im Verhältnis zur Ausfallrate der Transistoren  $\lambda_{FET} = 3,1 * 10^{-6} 1/h$  verändert. Ist die Ausfallrate einer Zelle gleich hoch wie die eines MOSFET ( $\lambda_0/\lambda_{FET} = 10^0$ ) beträgt die Ausfallrate des konventionellen Systems 422 h. Wird als Ausfallkriterium des FlexBat-Systems eine Restkapazität von 80% festgesetzt ergibt sich eine Steigerung der MTTF auf 1313 h was einer Steigerung um 211% entspricht. Ist hingegen eine Kapazität von 70% noch tolerabel ergibt sich eine MTTF von 2313 h was einer Steigerung gegenüber dem konventionellen System von 348% entspricht.

Fällt die Zuverlässigkeit der Zelle gegenüber der Leistungsschalter um den Faktor 10 ( $\lambda_0/\lambda_{FET} = 10^1$ ) ergibt sich für das Standard-System eine MTTF von 42 h, für das FlexBat-System mit  $C_{REST} = 80\%$  eine MTTF von 136 h und mit  $C_{REST} = 70\%$  eine MTTF von 248 h. Dies entspricht einer Steigerung gegenüber dem Konventionellen System von 223% bzw. 490%.

Ist die Zuverlässigkeit der Batteriezelle gegenüber den Leistungsschaltern um den Faktor 10 höher ( $\lambda_0/\lambda_{FET} = 10^{-1}$ ) ergibt sich für das Standard-System eine MTTF von 4229 h. Für das FlexBat System mit  $C_{REST} = 80\%$  ergibt sich eine MTTF von 9475 h, mit  $C_{REST} = 70\%$  13770 h. Dies entspricht Steigerungen von 124% bzw. 225%.

Ist die Zuverlässigkeit der Batterie um den Faktor 90 größer als die der Leistungsschalter ( $\lambda_0/\lambda_{FET} = 9 * 10^{-2}$ ) ist das konventionell aufgebaute System zuverlässiger.



Auch die in diesem Abschnitt diskutierten Ausfallraten dienen nur dem qualitativen Vergleich des FlexBat-Systems mit einem konventionellen System. Dies wird genauer in Abschnitt 5.6 diskutiert.

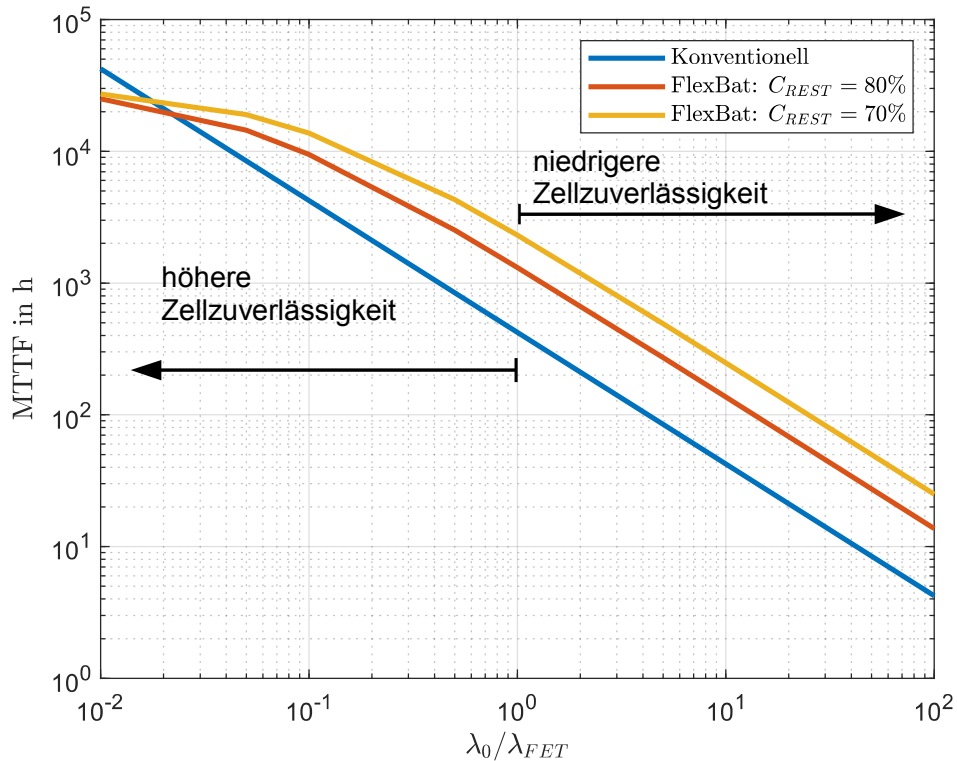


Abbildung 5.18 Variation der Ausfallrate des 50kWh Systems zur Eigenverbrauchsoptimierung

## 5.6 Diskussion der Ausfallrate

Die in dieser Arbeit angewendete Methode zur Zuverlässigkeitsbestimmung von Systemen basiert auf den in Kapitel 2.3 beschriebenen Markovprozessen. Auch [85], [63], [89] und [90] nutzen Markovketten als Grundlage zur Abschätzung der Zuverlässigkeit von verschiedenen Batterietypologien. Diese Prozesse setzen allerdings eine zeitlich konstante Ausfallrate  $\lambda$  der Einzelkomponenten voraus und sind daher nur im konstanten Bereich der Badewannenkurve (vgl. Kapitel 2.3) einsetzbar.

Um belastbare, realistische Ergebnisse zu generieren muss  $\lambda$  genau bekannt sein. Reale Daten zu zufälligen Fehlern von Batteriezellen sind allerdings nicht öffentlich zugänglich. Daher müssen diese geschätzt werden.

[85] und [63] schätzen über ein Alterungsmodell die Lebensdauer  $T$  einer einzelnen Zelle. Die Ausfallrate der Zelle ergibt sich dort mit  $\lambda_C = 1/T$ . Dadurch werden die „erwarteten“

Ausfälle gegen Ende der Zellebensdauer in die zufälligen Fehler mit eingerechnet, wodurch  $\lambda_C$  überschätzt wird. Dadurch wird die MTTF eines Systems unterschätzt. Die mit dieser Methode ermittelten Ausfallraten eignen sich somit nur bedingt für eine qualitative Zuverlässigkeitsbestimmung, die den im Feld beobachteten Raten nahe kommt. Allerdings kann diese Methode für einen qualitativen Vergleich verschiedener System unter gleichen Rahmenbedingungen herangezogen werden, auch wenn keine exakten Werte für  $\lambda$  bekannt sind. Mit Ausfallraten von  $\lambda_{FET} = 3, \cdot 10^{-6}$  und  $\lambda_{Cell} = 2 \cdot 10^{-6}$  werden in dieser Arbeit ähnliche Werte wie in [85] verwendet. Dieser ermittelt für ein 1 MWh System mit ca 30.000 Zellen eine MTTF zwischen 100 und 10000 Stunden, was für eine praktische Anwendung viel zu wenig wäre und auch nicht den Beobachtungen im Feld entspricht. In Tabelle 5.9 sind verschiedene, der Literatur entnommenen Ausfallraten, aufgezeigt.

Tabelle 5.9 Ausfallraten von Batteriezellen und Leistungselektronik

Quelle	Ausfallrate Batteriezelle	Ausfallrate Leistungsschalter
[85]	$\lambda_{Cell} = 2 \cdot 10^{-6} 1/h$	$\lambda_{FET} = 0,66 \cdot 10^{-6} 1/h$
[63]	$\lambda_{Cell} = 0,2 \cdot 10^{-6} \dots 60 \cdot 10^{-6} 1/h$	$\lambda_{FET} = 1,8 \dots 3,14 \cdot 10^{-6} 1/h$
[89]	$\lambda_{Cell} = 4,9 \cdot 10^{-6} 1/h$	$\lambda_{FET} = 3,3 \cdot 10^{-6} 1/h$
[90]	$\lambda_{Cell} = 150 \cdot 10^{-9}$	-

## 6 Zusammenfassung

Im Energienetz spielen stationäre Batteriespeicher eine zunehmend wichtige Rolle bei der Integration von volatilen erneuerbaren Energien und der Netzstabilisierung. Heutige konventionelle Batteriesysteme benötigen dabei allerdings homogene Batteriezellen mit sehr vergleichbaren Eigenschaften hinsichtlich der Kapazität, des inneren Widerstandes und der Alterungscharakteristik. Sollen in Zukunft bereits vorgealterte Zellen (second life) oder Batterien verschiedener Generationen in einem System kombiniert werden, sind konventionell aufgebaute Batteriesysteme wenig effizient. Zudem führt in einem konventionellen System der Ausfall einer einzelnen Zelle bereits zum Ausfall des Gesamtsystems, wodurch die Verfügbarkeit des gesamten Batteriespeichers reduziert wird.

In dieser Arbeit wurde ein neuartiges, fehlertolerantes und rekonfigurierbares Batteriesystem (FlexBat) entwickelt. Das vorgestellte System kann im Gegensatz zu konventionellen Batteriespeichersystemen den Leistungsfluss auf Modulebene steuern sowie defekte Submodule überbrücken. Damit steigt die Verfügbarkeit des Batteriesystems, Wartungszeiten werden reduziert und die Zuverlässigkeit der Energieversorgung aus erneuerbaren Energien steigt. Am Institut für Prozessdatenverarbeitung und Elektronik (IPE) bildet das FlexBat-System die Grundlage für die Erprobung neuer Batteriesystemtechnologien. Zudem stellt es die Basis zur Erhebung von Energiedaten aus industriellen Produktionsanlagen, die mit Unterstützung erneuerbarer Energien und Batteriespeichern betrieben werden. Diese Daten bilden die Grundlage zur Weiterentwicklung von Energiemanagementsystemen zum stabilen Betrieb der Anlage sowie des Netzes.

Die vorliegende Arbeit ist in drei Teile untergliedert.

Zunächst wurden Anwendungsfälle von Batteriespeichern für Industrieanwendungen untersucht. Dabei wurde eine Methode entwickelt, welche aus gegebenen Verbrauchsprofilen und Betriebsstrategien die optimale Batterie dimensioniert. Daraus lassen sich Anforderungen wie Kapazität und Lastprofil des Batteriesystems ableiten. Diese Methode wurde mit neuen, im Rahmen dieser Arbeit erhobenen und veröffentlichten hochaufgelösten industriellen Verbrauchsdaten validiert.

Anschließend wurden verschiedene Konzepte rekonfigurierbarer Batteriesysteme im Hinblick auf die zuvor ermittelten Anforderungen verglichen. Im Vergleich mit bereits existierenden Ansätzen ist das FlexBat-System hinsichtlich seiner Skalierbarkeit und Flexibilität einzigartig. Das System ist optimal für den Einsatz von vorgealterten Zellen (second life) geeignet und bietet im Vergleich mit einem konventionellen System eine Steigerung der verfügbaren Kapazität, der Lebensdauer und der Verfügbarkeit. Die Leistungselektronik, basierend auf kaskadierten Buck-Boost Konvertern, erlaubt den Betrieb eines Moduls bei einer Leistung von 1,5 kW pro Modul bei einer Effizienz von über 95 %. Die speziell entwickelte Software, Elektronik und Mechanik garantieren einen funktional

sicheren und zuverlässigen Betrieb der Batterie. Das Systemkonzept ist flexibel und einfach erweiterbar um in Zukunft weitere Batteriesystemkonzepte validieren zu können. Als letzter Teil der Arbeit wurde ein Software-Werkzeug entwickelt, um das neuartige FlexBat-System über seine gesamte Lebensdauer von mehreren Jahren zu simulieren. Dabei können verfügbare Kapazität, Lebensdauer und Ausfallrate des neuen Systems mit einem konventionellen Batteriespeichersystem verglichen werden. In den untersuchten Szenarien konnte mit dem FlexBat-System die Lebensdauer um bis zu 13 % und die Zuverlässigkeit um bis zu 275 % im Vergleich zu einem konventionellen System gesteigert werden.

Das im Rahmen dieser Arbeit entworfene System und die entwickelten Auslegungstools können in Zukunft einen Beitrag zum Gelingen der Energiewende liefern.

# Abbildungsverzeichnis

2.1	Geschätzte Preisentwicklung von Li-Ionen-Zellen bis 2030 [4]	11
2.2	Installierte dezentrale Heimspeicherkapazität in Deutschland zwischen 2013 und 2018 [12]	12
2.3	Typischer Lastverlauf einer Produktionsstätte. Die gestrichelte Linie repräsentiert den Verlauf der Last ohne Einsatz einer Batterie. Die durchgezogene Linie zeigt den Lastverlauf beim Einsatz eines Batteriespeichers zur Lastspitzenkappung.	13
2.4	Installierte Kapazität von Großspeichern in Deutschland zwischen 2012 und 2018 und deren Anwendung [12]	14
2.5	Badewannenkurve nach [26] zur Beschreibung der Fehlerrate $\lambda$ über die Betriebsdauer $t$ . Die durchgezogene Linie repräsentiert die Gesamtfehlerrate unter Berücksichtigung zufälliger Fehler. Diese sind im gestrichelt dargestellten Verlauf vernachlässigt	16
2.6	Graphische Darstellung eines Markovprozesses zur Modellierung der Ausfallrate eines 2p-Systems	17
2.7	Vereinfachtes Schaltbild eines konventionellen Batteriesystems	19
2.8	Vereinfachtes Schaltbild eines Schalt-Matrix-Batteriesystems	19
2.9	Vereinfachtes Schaltbild eines kaskadierten DCDC-Wandlers	20
2.10	Vereinfachtes Schaltbild eines modularen Multilevel Converters (MMC)	20
2.11	Topologie eines stationären Batteriespeichersystems	22
2.12	Batteriegehäuse des BMW I3 [38]	23
2.13	Kühlsystem des Tesla Model 3 [41]	24
2.14	Aufbau einer Li-Ionen-Zelle [44]	25
2.15	Bauformen von Li-Ionen-Zellen [44]	26
2.16	Betriebsfenster einer NMC-Zelle [46]	27
2.17	LTC6811 Zellmonitor zur Zellüberwachung und Ladungsausgleich [65]	31
2.18	Spannungsteiler zur Temperaturmessung mittels eines Thermistors	31
2.19	Positionierung der Relais zur galvanischen Trennung der Batterie vom Inverter	33
2.20	Elektrisches Ersatzschaltbild einer Li-Ionen-Zelle nach [45]	34
2.21	Abhängigkeit der Open-Clamp-Voltage (OCV) vom Ladezustand (SoC) für verschiedene Zellchemien [67]	35
2.22	Topologie des kaskadierten Aufwärts-/Abwärtswandler	37
2.23	Spannungen und Ströme im Abwärtswandler-Betrieb	38
2.24	Spannungen und Ströme im Aufwärtswandler-Betrieb	39
3.1	Pseudocode des Bucket-Modells der Batterie	41

3.2	Pseudocode des Peak-Shaving-Algorithmus . . . . .	42
3.3	Pseudocode zur Bestimmung von $C(P_{MAX})$ . . . . .	42
3.4	Zusammenhang von Batteriegröße und der maximalen Spitzenlast (a) bzw. der maximalen Entladerate (b). . . . .	43
3.5	Histogramm der täglich absolvierten Zyklen (a) in der Anwendung Lastspitzenkappung. Vergrößerung in (b) dargestellt. Durch die Vergrößerung wird der linke Balken (0 bis 0,1 Zyklen pro Tag) nicht mehr vollständig dargestellt. . . . .	44
3.6	Beispielhafte Lastgänge der Fertigung mit und ohne Einsatz einer Batterie zur Lastspitzenkappung. Tag mit hohem Lastaufkommen (a). Tag mit durchschnittlichem Lastaufkommen (b). . . . .	45
3.7	Histogramm der aktiven Leistungsbereiche in der Anwendung Lastspitzenkappung. Leerlaufstunden mit $P = 0$ sind zur besseren Lesbarkeit nicht aufgeführt . . . . .	46
3.8	Pseudocodebeschreibung des Batterieeinsatzes zur PV-Eigenbedarfsoptimierung	47
3.9	Histogramm der täglich absolvierten Zyklen in der Anwendung Eigenverbrauchsoptimierung . . . . .	49
3.10	Histogramm der aktiven Leistungsbereiche in der Anwendung Eigenverbrauchsoptimierung. Leerlaufstunden mit $P = 0$ sind zur besseren Lesbarkeit nicht aufgeführt . . . . .	49
4.1	Struktur des FlexBat-Systems . . . . .	53
4.2	Gehäuse eines Moduls des FlexBat-Systems . . . . .	54
4.3	Mechanischer Aufbau des Batterieblocks eines Moduls . . . . .	55
4.4	Detailansicht des Abstandshalters aus Kunstharz mit Ableitern zur Zellkontaktierung . . . . .	56
4.5	Schaltplan des Batterieblocks (a). Foto des Batterieblocks von oben (b) .	57
4.6	Vereinfachtes Schaltbild der Batteriemanagementsystem-Elektronik (a). Abbildung der BMSR-Platine (b) . . . . .	58
4.7	Konzept der funktional sicheren Zellspannungserfassung . . . . .	59
4.8	Konzept der funktional sicheren Zellstromerfassung . . . . .	60
4.9	Der im FlexBat-System eingesetzte Isolationswächter (ISOMETER IR155-3203) [76] . . . . .	61
4.10	Konzept der Relais Einheit . . . . .	62
4.11	Vereinfachtes Blockschaltbild der Strom-Spannung-Messplatine (a). Nahaufnahme der Platine (b) . . . . .	63
4.12	Blockschaltbild zur Darstellung der Invertersteuerung . . . . .	63
4.13	Vereinfachtes Schaltbild des eingesetzten DCDC-Wandlers . . . . .	64
4.14	Detailaufnahme des DCDC-Wandlers . . . . .	65
4.15	Vereinfachte Darstellung des FlexBat-Systems und der Software-Komponenten	67
4.16	Struktur des verwendeten Software-Stacks . . . . .	68
4.17	Übersicht über den Application-Layer des FlexBat-Systems . . . . .	69
4.18	Übersicht über den Service-Layer des FlexBat-Systems . . . . .	70
4.19	Pseudocode der Hauptfunktion auf Kern 0 (Cpu0_main()) . . . . .	71

4.20	Zeitlicher Ablauf der Funktion <code>BMS_Master_fsm()</code> . . . . .	72
4.21	Vereinfachte Darstellung des in <code>BMS_Master_Run_Mode_fsm()</code> implementierten Zustandsautomaten . . . . .	73
4.22	Pseudocode der Hauptfunktion auf Kern 1 ( <code>Cpu1_main()</code> ) . . . . .	74
4.23	Vereinfachte Darstellung des Zustandsautomaten <code>BMS_Slave_LTC6811_fsm()</code> 74	
4.24	Pseudocode <code>Cpu2_main()</code> . . . . .	75
4.25	Zustandsautomat Regelung DCDC-Wandler . . . . .	75
4.26	Konzept des Datenaustauschs zwischen verschiedenen Kernen . . . . .	76
4.27	Struktur der Inter-Core-Kommunikation des FlexBat-Systems . . . . .	76
4.28	Struktur der Gesamtregelung des FlexBat-Systems . . . . .	78
4.29	Buck-Boost Converter mit Ein- und Ausgangsfiltern . . . . .	79
4.30	Vereinfachtes Boost-Converter Schaltbild . . . . .	79
4.31	Regelungstechnisches Ersatzschaltbild des Boost-Converters nach [81] . .	80
4.32	Übertragungsfunktion $\frac{\delta U_{OUT}(s)}{\delta D(s)}$ , $U_{in} = 50 V$ , $U_{OUT} = 100 V$ mit variabler Ausgangsleistung . . . . .	81
4.33	Übertragungsfunktion $\frac{\delta U_{OUT}(s)}{\delta D(s)}$ , $U_{in} = 50 V$ , $P_{OUT} = 2000 W$ mit variabler Ausgangsspannung . . . . .	82
4.34	Interne Reglerstruktur des Boost-Wandlers . . . . .	83
4.35	Bodediagramm des offenen Kreises $F_o$ . . . . .	84
4.36	Sprungantwort des geschlossenen Kreises $F_c$ . . . . .	84
4.37	Pol-Nullstellen des geschlossenen Kreises . . . . .	85
4.38	Sprungantwort des diskretisierten Systems . . . . .	86
4.39	Buck-Boost converter im Buck-Modus . . . . .	87
4.40	Verlauf der Spannung $U_L$ . . . . .	87
4.41	Linearisiertes Kleinsignalersatzschaltbild für kleine Variationen des Duty- Cycles [81] . . . . .	88
4.42	Bodediagramm des Buck-Converters bei Variation der Ausgangsleistung	90
4.43	Bodediagramm des offenen Kreises . . . . .	91
4.44	Sprungantwort des geschlossenen Kreises $F_c$ . . . . .	91
4.45	Pol-Nullstellendiagramm des geschlossenen Kreises $F_c$ . . . . .	92
4.46	Sprungantwort digitales System $F_c$ . . . . .	93
4.47	SIMULINK Blockschaltbild der internen Regelung . . . . .	94
4.48	Verhalten der Modulausgangsspannung . . . . .	94
4.49	Effizienz des DCDC-Wandlers im Boost-Betrieb bei verschiedenen Aus- gangsspannungen mit $U_{IN} = 50 V$ . . . . .	96
4.50	Modell ohmsche Verluste . . . . .	97
4.51	Verlustmodellierung . . . . .	99
5.1	Steigerung der nutzbaren Kapazität mittels FlexBat-System. (a) zeigt ein konventionelles System das die in $M_1$ und $M_2$ gespeicherte Energie nicht nutzen kann. Das FlexBat-System in (b) kann hingegen die verfügbare Kapazität voll ausnutzen . . . . .	101

5.2	Steigerung der Verfügbaren Restzyklen mittels FlexBat-System. (a) zeigt ein einsatzfähiges konventionelles Batteriesystem. (b) zeigt dieses an seinem Lebensende. Hierbei verfügen $M_1$ und $M_2$ noch über Restzyklen. (c) zeigt das FlexBat-System am Ende des Systemlebensdauer. Hier werden alle verfügbaren Restzyklen der Module genutzt. . . . .	102
5.3	Ausfall eines Systems . . . . .	103
5.4	Markovkette zur Ausfallratenbestimmung des Beispielsystems . . . . .	103
5.5	Zuverlässigkeitsmodellierung der Leistungselektronik mit Zuverlässigkeitsblockdiagramm . . . . .	104
5.6	Generelles Vorgehen zur Modellierung eines FlexBat-Systems (a).UML-Beschreibung der generierten Modellstruktur(b). . . . .	105
5.7	UML-Klassendiagramm des Batteriezellenmodells . . . . .	106
5.8	UML-Klassendiagramm Block . . . . .	107
5.9	UML-Klassendiagramm Converter . . . . .	107
5.10	UML-Klassendiagramm Knoten . . . . .	108
5.11	UML-Klassendiagramm Stack . . . . .	109
5.12	Pseudocode zur Berechnung der Lebensdauer . . . . .	109
5.13	Beschreibung der Funktion <b>calculateStateVector()</b> . . . . .	111
5.14	Pseudo Code Bestimmung der Übergangsmatrix T . . . . .	112
5.15	Vergleich konventionelles und rekonfigurierbares 19kWh System . . . . .	115
5.16	Variation der Ausfallrate des 19 kWh Systems zur Lastspitzenkappung . . . . .	117
5.17	Vergleich konventionelles und rekonfigurierbares 50 kWh System . . . . .	119
5.18	Variation der Ausfallrate des 50kWh Systems zur Eigenverbrauchsoptimierung . . . . .	121
A.1	Vereinfachtes Schaltbild des Boost-Converters . . . . .	138
A.2	Boost-Converter mit zusammengefasster Last . . . . .	138
A.3	Zeitlicher Verlauf $u_L$ [81] . . . . .	139
A.4	Zeitlicher Verlauf $i_2$ [81] . . . . .	140
A.5	Regelungstechnisches Ersatzschaltbild des Boost-Converters [81] . . . . .	141



# Tabellenverzeichnis

2.1	Zustände des Markovprozesses eines 2p-System . . . . .	17
2.2	Qualitativer Vergleich der Eigenschaften von konventioneller Batterie, Schaltmatrix (SM), kaskadiertem DCDC-Wandler (CDCDC) und modularem Multilevel Converter (MMC) . . . . .	21
3.1	Minimale Anforderungen an das Batteriesystem zur Lastspitzenkappung	46
3.2	Levelized Cost of Energy in Cent/kWh . . . . .	48
3.3	minimale Anforderungen des Batteriesystems zur Eigenverbrauchsoptimierung . . . . .	50
4.1	Vergleich verschiedener auf kaskadierten DCDC-Wandlern basierenden Systemen . . . . .	51
4.2	Betriebsmodi DCDC-Wandler . . . . .	64
4.3	Induktivitäten der Serie WE-HCFT . . . . .	66
4.4	Bauteilwerte Boost-Converter . . . . .	80
5.1	minimale Anforderungen Batteriesystem . . . . .	113
5.2	Eigenschaften der für Peak-Shaving eingesetzten Zelle . . . . .	114
5.3	Szenarien Konfiguration . . . . .	114
5.4	Vergleich der Systeme . . . . .	116
5.5	Minimale Anforderungen an das Batteriesystem zur Erhöhung des PV-Eigenverbrauchs . . . . .	118
5.6	Eigenschaften Batteriezelle zur Erhöhung des PV-Eigenverbrauchs . . . . .	118
5.7	Szenarien Konfiguration 50 kWh System . . . . .	119
5.8	Vergleich der Systeme zur Eigenverbrauchsoptimierung . . . . .	120
5.9	Ausfallraten von Batteriezellen und Leistungselektronik . . . . .	122
A.1	Bauteilwerte des Boost-Converters . . . . .	143

# Literatur

- [1] V. Masson-Delmotte, P. Zhai, H. O. Pörtner, J. S. D. Roberts, P.R. Shukla, A. Pirani, W. Moufouma-Okia, C.Péan, S. C. R. Pidcock, J. B. R. Matthews, Y. Chen, X. Zhou, M. I. Gomis, E. Lonnoy, T. Maycock, M. Tignor und T. Waterfield, *AnIPCC Special Report on the impacts of global warming of 1.5°C above pre-industrial levels and related global greenhouse gas emission pathways, in the context of strengthening the global response to the threat of climate change, sustainable development, and efforts to eradicate poverty*, IPCC, Hrsg., 2018.
- [2] V. Quaschnig, *Erneuerbare Energien und Klimaschutz, Hintergründe – Techniken und Planung – Ökonomie und Ökologie – Energiewende*, 5., aktualisierte Auflage. 2020, 394eiten.
- [3] J. Böttcher und P. Nagel, Hrsg., *Batteriespeicher, Rechtliche, technische und wirtschaftliche Rahmenbedingungen*, ger, Böttcher, Jörg (HerausgeberIn) Nagel, Peter (HerausgeberIn), Berlin, Boston: De Gruyter, 2018, 574 S. DOI: 10.1515/9783110458480.
- [4] A. Thielmann, C. Neef, T. Hettesheimer, H. Döscher, M. Wietschel und J. Tübke, *Energiespeicher Roadmap (Update 2017), Hochenergie-Batterien 2030+ und Perspektiven zukünftiger Batterietechnologien*, Fraunhofer-Institut für System und Innovationsforschung ISI, Hrsg.
- [5] J. Figgner, D. Haberschusz, K. Kairies, O. Wessels, B. Tepe und D. U. Sauer, *Wissenschaftliches Mess- und Evaluierungsprogramm Solarstromspeicher 2.0, Jahresbericht 2018*, Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe RWTH Aachen, Hrsg.
- [6] BDEW Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft e.V., *Stromverbrauch in Deutschland nach Verbrauchergruppen 2019*.
- [7] J. Weniger, J. Bergner, T. Tjaden und V. Quaschnig, *Dezentrale Solarstromspeicher für die Energiewende*, ger, 1. Aufl. Berlin: Berliner Wissenschafts-Verlag, 2015, 80 S.
- [8] BDEW Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft e.V., *Definition des Begriffes „Energiespeicher“, Begriffsdefinition und Vorschlag für eine Befreiung von Letztverbraucherabgaben*, 6. Juni 2014.
- [9] V. Marano, S. Onori, Y. Guezennec und G. Rizzoni, “Lithium-ion Batteries Life Estimation for Plug-in Hybrid Electric Vehicles,” in Bd. 2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, S. 536–543. DOI: 10.1109/VPPC.2009.5289803.

- [10] B. Ratnakumar, M. C. Smart, R.C. Ewell, L.D. Whitcanack, K. B. Chin und S. Surampudi, "Lithium-Ion Rechargeable Batteries on Mars Rovers," in Bd. 2nd International Energy Conversion Engineering Conference 16 - 19 August 2004, Providence, Rhode Island. DOI: 10.2514/6.2004-5739.
- [11] RCT-Power GmbH. (24.08.2020). "Garantiebedingungen RCT POWER Batterie Speicher," (besucht am 24.08.2020).
- [12] J. Figgner, P. Stenzel, K.-P. Kairies, J. Linßen, D. Haberschusz, O. Wessels, G. Angenendt, M. Robinius, D. Stolten und D. U. Sauer, "The development of stationary battery storage systems in Germany – A market review," *Journal of Energy Storage*, Jg. 29, S. 101-153, 2020, PII: S2352152X19309442. DOI: 10.1016/j.est.2019.101153.
- [13] R. Martins, H. Hesse, J. Jungbauer, T. Vorbuchner und P. Musilek, "Optimal Component Sizing for Peak Shaving in Battery Energy Storage System for Industrial Applications," *Energies*, Jg. 11, Nr. 8, S. 2048, 2018, PII: en11082048. DOI: 10.3390/en11082048.
- [14] Smart Power GmbH. (18.11.2019). "Peak Shaving Analyse, Praxisbeispiel: Produzierendes Gewerbe," Adresse: <https://www.smart-power.net/produkte/downloads/> (besucht am 18.11.2019).
- [15] Smart Power GmbH. (18.11.2019). "Peak Shaving Analyse, Praxisbeispiel: Mittelständischer Papierfabrikant," Adresse: <https://www.smart-power.net/produkte/downloads/> (besucht am 18.11.2019).
- [16] Smart Power GmbH. (18.11.2019). "Peak Shaving Analyse, Praxisbeispiel: Metallwerk," Adresse: <https://www.smart-power.net/produkte/downloads/> (besucht am 18.11.2019).
- [17] S. Spieker und J. Kopiske, *Fundamentale Regelleistungspreisprognosen, Wert von Flexibilität im zukünftigen Regelleistungsmarkt 2035*, Strommarkttreffen: 2. September 2016: Institut für Energietechnik TU Berlin.
- [18] Herbert Saurugg. (2019). "Großstörung im UK-Netz am 9. August 2019," Adresse: <https://www.saurugg.net/2019/blog/stromversorgung/grossstoerung-im-uk-netz-am-09-august-2019> (besucht am 05.05.2020).
- [19] T. Aundrup und et. al., *Batteriespeicher in der Nieder- und Mittelspannungsebene, Anwendungen auf Wirtschaftlichkeit sowie Auswirkungen auf die elektrischen Netze*, VDE Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V., Hrsg., 2015.
- [20] F. Kazhamiaka, Y. Ghiassi-Farrokhfal, S. Keshav und C. Rosenberg, "Robust and Practical Approaches for Solar PV and Storage Sizing," in *E-Energy '18: The Ninth International Conference on Future Energy Systems Karlsruhe Germany*, S. 146–156. DOI: 10.1145/3208903.3208935.
- [21] J. Weniger, T. Tjaden und V. Quaschnig, "Sizing of Residential PV Battery Systems," *Energy Procedia*, Jg. 46, S. 78–87, 2014. DOI: 10.1016/j.egypro.2014.01.160.

- [22] R. Dufo-López, S. Marquino Leonar, J. L. Bernal-Agustín, J. S. Artal-Sevil und J. A. Domínguez-Navarro, “Comparison of li-ion battery ageing models applied in photovoltaic stand-alone systems,” *Renewable Energy and Power Quality Journal*, Jg. 1, Nr. 15, S. 694–697, 2017. DOI: 10.24084/repqj15.435.
- [23] R. Martins, H. Hesse, J. Jungbauer, T. Vorbuchner und P. Musilek, “Optimal Component Sizing for Peak Shaving in Battery Energy Storage System for Industrial Applications,” *Energies*, Jg. 11, Nr. 8, S. 2048, 2018. DOI: 10.3390/en11082048.
- [24] K. Böhringer, M. Kroh und F. Riemenschneider. (2013). “Funktionale Sicherheit in der Praxis - Teil 1,” Adresse: <https://www.elektroniknet.de/elektronik/halbleiter/funktionale-sicherheit-in-der-praxis-teil-1-99047.html> (besucht am 04.07.2019).
- [25] P. Löw, R. Pabst und E. Petry, *Funktionale Sicherheit in der Praxis: Anwendung von DIN EN 61508 und ISO/DIS 26262 bei der Entwicklung von Serienprodukten*, ger, 1. Auflage. dpunkt.verlag, 2010, 365 S.
- [26] S. Eberlin und B. Hock, *Zuverlässigkeit und Verfügbarkeit technischer Systeme*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2014, 201 S. DOI: 10.1007/978-3-658-03573-0.
- [27] Department of Defense, “MIL-HDBK-217F, MILITARY HANDBOOK Reliability Prediction of Electronic Equipment,” Dezember 1991.
- [28] FIDES Group, *FIDES Guide 2009 issue A, Reliability Methodology for Electronic Systems*, September 2010.
- [29] M. Čepin, *Assessment of Power System Reliability*. London: Springer London, 2011, 302 S. DOI: 10.1007/978-0-85729-688-7.
- [30] F. Baronti, G. Fantechi, R. Roncella und R. Saletti, “Design of a module switch for battery pack reconfiguration in high-power applications,” in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2012, 28 - 31 May 2012, Hangzhou Tianyuan Tower Hotel, Hangzhou, China ; proceedings*, (Hangzhou, China), Institute of Electrical and Electronics Engineers u. a., Piscataway, NJ: IEEE, 2012, S. 1330–1335. DOI: 10.1109/ISIE.2012.6237283.
- [31] A. M. Fares, C. Klumpner und M. Sumner, “A Novel Modular Multiport Converter for Enhancing the Performance of Photovoltaic-Battery Based Power Systems,” *Applied Sciences*, Jg. 9, Nr. 19, S. 3948, 2019, PII: app9193948. DOI: 10.3390/app9193948.
- [32] N. Mukherjee und D. Strickland, “Control of Second-Life Hybrid Battery Energy Storage System Based on Modular Boost-Multilevel Buck Converter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 62, Nr. 2, S. 1034–1046, 2015. DOI: 10.1109/TIE.2014.2341598.

- [33] J. I. Y. Ota, T. Sato und H. Akagi, “Enhancement of Performance, Availability, and Flexibility of a Battery Energy Storage System Based on a Modular Multilevel Cascaded Converter (MMCC-SSBC),” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 31, Nr. 4, S. 2791–2799, 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2450757.
- [34] M. Lelie, T. Braun, M. Knips, H. Nordmann, F. Ringbeck, H. Zappen und D. U. Sauer, “Battery Management System Hardware Concepts: An Overview,” *Applied Science*, Jg. 2018,
- [35] M. Pressman. (7/28/2020 07:22:51). “Understanding Tesla’s lithium ion batteries,” Adresse: <https://evannex.com/blogs/news/understanding-teslas-lithium-ion-batteries> (besucht am 28.07.2020).
- [36] ads-tec GmbH, *StoraXe Industrial & Infrastructure, Scalabel large-scale storage solutions*, 6.2018.
- [37] S. Arora, W. Shen und A. Kapoor, “Review of mechanical design and strategic placement technique of a robust battery pack for electric vehicles,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Jg. 60, S. 1319–1331, 2016, PII: S1364032116002483. DOI: 10.1016/j.rser.2016.03.013.
- [38] F. Schoewl und E. Hockgeiger, *The High Voltage Batteries of the BMW i3 and BME i8*, Advanced Automotive Battery Conference, Mitarb., Atlanta: BMW Group.
- [39] M. J. Brand, P. A. Schmidt, M. F. Zaeh und A. Jossen, “Welding techniques for battery cells and resulting electrical contact resistances,” *Journal of Energy Storage*, Jg. 1, S. 7–14, 2015, PII: S2352152X15000055. DOI: 10.1016/j.est.2015.04.001.
- [40] R. Korthauer, *Handbuch Lithium-Ionen-Batterien*, ger. Berlin, Heidelberg und s.l.: Springer Berlin Heidelberg, 2013, 7 S., Korthauer, Reiner (editor.) DOI: 10.1007/978-3-642-30653-2.
- [41] Augusto E. Barton, “Energy Storage System,” United States Patent Application Publication Pub. No.: US 2019/0319249 A1, 2019.
- [42] A. Thielmann, M. Wietschel, S. Funke, A. Grimm, T. Hettesheimer, S. Langkau, A. Loibl, C. Moll, C. Neef, P. Plötz, L. Sievers, L. T. Espinoza und J. Edler, *Batterien für Elektroautos: Faktencheck und Handlungsbedarf, Sind Batterien für Elektroautos der Schlüssel für eine nachhaltige Mobilität der Zukunft?* Fraunhofer-Institut für System und Innovationsforschung ISI, Hrsg., Januar 2020.
- [43] M. Doppelbauer. (2019). “Strategiepapier elektrische Pkws – aktueller Stand und zukünftige Entwicklung,” Adresse: <http://www.eti.kit.edu/img/content/Strategiepapier%20Elektroautos%20Stand%202019-10%20V1.5.pdf> (besucht am 25.04.2020).
- [44] E. Rahimzei, K. Sann und M. Vogel, *Kompendium: Li-Ionen-Batterien, Grundlagen, Bewertungskriterien, Gesetze und Normen*, VDE Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V., Hrsg., Juli 2015.
- [45] G. Plett, *Battery Management Systems, Volume I*, eng. Norwood: Artech House, 2015, 1343 S.

- [46] T. Timke, *Sicherheitsleitfaden Li-Ionen-Hausspeicher*, Karlsruhe Institut für Technologie, Hrsg., 11.2014.
- [47] K. Kleiner und H. Ehrenberg, “Challenges Considering the Degradation of Cell Components in Commercial Lithium-Ion Cells: A Review and Evaluation of Present Systems,” eng, *Topics in current chemistry (Cham)*, Jg. 375, Nr. 3, S. 54, 2017, Journal Article Review. DOI: 10.1007/s41061-017-0139-2. eprint: 28470590.
- [48] C. Hendricks, N. Williard, S. Mathew und M. Pecht, “A failure modes, mechanisms, and effects analysis (FMMEA) of lithium-ion batteries,” *Journal of Power Sources*, Jg. 297, S. 113–120, 2015. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2015.07.100.
- [49] A. Barré, B. Deguilhem, S. Grolleau, M. Gérard, F. Suard und D. Riu, “A review on lithium-ion battery ageing mechanisms and estimations for automotive applications,” *Journal of Power Sources*, Jg. 241, S. 680–689, 2013, PII: S0378775313008185. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2013.05.040.
- [50] H. Hesse, M. Schimpe, D. Kucevic und A. Jossen, “Lithium-Ion Battery Storage for the Grid—A Review of Stationary Battery Storage System Design Tailored for Applications in Modern Power Grids,” *Energies*, Jg. 10, Nr. 12, S. 2107, 2017, PII: en10122107. DOI: 10.3390/en10122107.
- [51] M. Ecker, J. B. Gerschler, J. Vogel, S. Käbitz, F. Hust, P. Dechent und D. U. Sauer, “Development of a lifetime prediction model for lithium-ion batteries based on extended accelerated aging test data,” *Journal of Power Sources*, Jg. 215, S. 248–257, 2012, PII: S0378775312008671. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2012.05.012.
- [52] V. Muenzel, J. de Hoog, M. Brazil, A. Vishwanath und S. Kalyanaraman, “A Multi-Factor Battery Cycle Life Prediction Methodology for Optimal Battery Management,” in Bd. Proceedings of the 2015 ACM Sixth International Conference on Future Energy Systems, S. 57–66. DOI: 10.1145/2768510.2768532.
- [53] B. Xu, A. Oudalov, A. Ulbig, G. Andersson und D. S. Kirschen, “Modeling of Lithium-Ion Battery Degradation for Cell Life Assessment,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, Jg. 9, Nr. 2, S. 1131–1140, 2018. DOI: 10.1109/TSG.2016.2578950.
- [54] R. Dufo-López, S. Marquino Leonar, J. L. Bernal-Agustín, J. S. Artal-Sevil und J. A. Domínguez-Navarro, “Comparison of li-ion battery ageing models applied in photovoltaic stand-alone systems,” *Renewable Energy and Power Quality Journal*, Jg. 1, Nr. 15, S. 694–697, 2017. DOI: 10.24084/repqj15.435.
- [55] H. Beltran, M. Swierczynski, N. Aparicio, E. Belenguer, R. Teodorescu und P. Rodriguez, “Lithium ion batteries ageing analysis when used in a PV power plant,” in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2012, 28 - 31 May 2012, Hangzhou Tianyuan Tower Hotel, Hangzhou, China ; proceedings*, (Hangzhou, China), Institute of Electrical and Electronics Engineers u. a., Piscataway, NJ: IEEE, 2012, S. 1604–1609. DOI: 10.1109/ISIE.2012.6237330.

- [56] (8.2016). “Elektroautos im Dauertest: Wie lang hält die Batterie? | ADAC,” ADAC, Adresse: <https://www.adac.de/rund-ums-fahrzeug/autokatalog/marken-modelle/auto/dauertest-elektroauto-leaf-i3-ampera/> (besucht am 25.04.2020).
- [57] (2019). “VW gibt Garantie für nutzbaren Akku-Kapazität. Wird aktuell noch von Tesla geschlagen! | Elektroauto-News.net,” Adresse: <https://www.elektroauto-news.net/2019/vw-garantie-nutzbare-akku-kapazitaet-acht-jahren-tesla-leistungsfahiger/> (besucht am 25.04.2020).
- [58] (2020). “BMW übernimmt Garantie auf i3-Akku für 160.000 km - electrive.net,” Adresse: <https://www.electrive.net/2020/01/03/bmw-uebernimmt-garantie-auf-i3-akku-fuer-160-000-km/> (besucht am 25.04.2020).
- [59] E. Martinez-Laserna, E. Sarasketa-Zabala, I. Villarreal Sarria, D.-I. Stroe, M. Swierczynski, A. Warnecke, J.-M. Timmermans, S. Goutam, N. Omar und P. Rodriguez, “Technical Viability of Battery Second Life: A Study From the Ageing Perspective,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 54, Nr. 3, S. 2703–2713, 2018. DOI: 10.1109/TIA.2018.2801262.
- [60] S. Fischhaber, A. Regett, S. F. Schuster und H. Hesse, *Studie: Second-Life-Konzepte für Lithium-Ionen-Batterien aus Elektrofahrzeugen*, Begleit- und Wirkungsforschung Schaufenster Elektromobilität, Hrsg., Februar 2016.
- [61] E. Martinez-Laserna, I. Gandiaga, E. Sarasketa-Zabala, J. Badeda, D.-I. Stroe, M. Swierczynski und A. Goikoetxea, “Battery second life: Hype, hope or reality? A critical review of the state of the art,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Jg. 93, S. 701–718, 2018, PII: S1364032118302491. DOI: 10.1016/j.rser.2018.04.035.
- [62] J. Neubauer, K. Smith, E. Wood und A. Pesaran, *Identifying and Overcoming Critical Barriers to Widespread Second Use of PEV Batteries*, National Renewable Energy Laboratory, Hrsg., Februar 2015.
- [63] N. Mukherjee und D. Strickland, “Second Life Battery Energy Storage Systems: Converter Topology and Redundancy Selection,” *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)*, Jg. 2014, S. 1–6,
- [64] G. L. Plett, *Battery Management Systems, Volume II: Equivalent-Circuit Methods*, eng, Ser. Artech House power engineering and power electronics. Boston: Artech House, 2016, 316 S.
- [65] Analog Devices Inc., *Datasheet LTC6811-1/LTC6811-2 (Rev. C), 12-Cell Battery Stack Monitors*.
- [66] LEM International SA, *LEM High Precision Current Transducers*.
- [67] Q.-Q. Yu, R. Xiong, L.-Y. Wang und C. Lin, “A Comparative Study on Open Circuit Voltage Models for Lithium-ion Batteries,” *Chinese Journal of Mechanical Engineering*, Jg. 31, Nr. 1, S. 1526, 2018, PII: 268. DOI: 10.1186/s10033-018-0268-8.

- [68] S. Bischof, H. Trittenbach, M. Vollmer, D. Werle, T. Blank und K. Böhm, “HIPE – An Energy-Status-Data Set from Industrial Production,” in *e-Energy 2018*, Bd. 9th ACM International Conference on Future Energy Systems, S. 599–603. DOI: 10.1145/3208903.3210278.
- [69] K. Branker, M. Pathak und J. M. Pearce, “A review of solar photovoltaic levelized cost of electricity,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Jg. 15, Nr. 9, S. 4470–4482, 2011, PII: S1364032111003492. DOI: 10.1016/j.rser.2011.07.104.
- [70] T. Zimmermann, P. Keil, M. Hofmann, M. F. Horsche, S. Pichlmaier und A. Jossen, “Review of system topologies for hybrid electrical energy storage systems,” *Journal of Energy Storage*, Jg. 8, S. 78–90, 2016, PII: S2352152X16301566. DOI: 10.1016/j.est.2016.09.006.
- [71] W. Huang und J. A. Abu Qahouq, “Energy Sharing Control Scheme for State-of-Charge Balancing of Distributed Battery Energy Storage System,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 62, Nr. 5, S. 2764–2776, 2015. DOI: 10.1109/TIE.2014.2363817.
- [72] D. F. Frost und D. A. Howey, “Completely decentralised active balancing battery management system,” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, Jg. Jan. 2018, Nr. 33, S. 729–738, DOI: 10.1109/TPEL.2017.2664922.
- [73] Z. Zhang, Y.-Y. Cai, Y. Zhang, D.-J. Gu und Y.-F. Liu, “A Distributed Architecture Based on Microbank Modules With Self-Reconfiguration Control to Improve the Energy Efficiency in the Battery Energy Storage System,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 31, Nr. 1, S. 304–317, 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2406773.
- [74] Z. Zhang, H. Gui, D.-J. Gu, Y. Yang und X. Ren, “A Hierarchical Active Balancing Architecture for Lithium-Ion Batteries,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 32, Nr. 4, S. 2757–2768, 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2575844.
- [75] P. Koopman und T. Chakravarty, “Cyclic redundancy code (CRC) polynomial selection for embedded networks,” in *2004 International Conference on Dependable Systems and Networks, 28 June-1 July, 2004, Florence, Italy*, (Florence, Italy), International Conference on Dependable Systems and Networks u. a., Los Alamitos, Calif: IEEE Computer Society, 2004, S. 145–154. DOI: 10.1109/DSN.2004.1311885.
- [76] Bender GmbH & Co. KG, *ISOMETER® IR155-3203/IR155-3204, Insulation monitoring device (IMD) for unearthed DC drive systems(IT systems) in electric vehicles Version V004*, 2.2018.
- [77] Delta Elektronika B.V, *SM15K - series, PRODUCT MANUAL*.
- [78] PEAK-System Technik GmbH, *PCAN-USB - User Manual*, 5.2019.
- [79] U. Schlien, *Schaltnetzteile und ihre Peripherie*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2020, 441 S. DOI: 10.1007/978-3-658-29490-8.
- [80] H. Julian, *Basic Calculations of a 4 Switch Buck-Boost Power Stage (Rev. B), Application Report : SLVA535B*, Texas Instruments, Hrsg., July 2018.



- [81] F. Zach, *Leistungselektronik, Bauelemente, Leistungskreise, Steuerungskreise, Beeinflussungen*, ger, 3., verb. und erg. Aufl. Wien: Springer, 1990, 644 S.
- [82] R. W. Erickson und D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*. Boston, MA: Springer US, 2001. DOI: 10.1007/b100747.
- [83] J. Lunze, *Regelungstechnik 2*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2020, 710 S. DOI: 10.1007/978-3-662-60760-2.
- [84] D. Graovac, M. Pürschel und A. Kiep, *MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters, Application Note, V 1. 1*, Infineon AG, Hrsg., July 2006.
- [85] E. Chatzinikolaou und D. J. Rogers, “A Comparison of Grid-Connected Battery Energy Storage System Designs,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 32, Nr. 9, S. 6913–6923, 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2629020.
- [86] N. Mukherjee, D. Strickland, A. Cross und W. Hung, “Reliability estimation of second life battery system power electronic topologies for grid frequency response applications,” in *6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012)*, (Bristol, UK), IET, 27-29 March 2012, E33–E33. DOI: 10.1049/cp.2012.0353.
- [87] J. Schmalstieg, S. Käbitz, M. Ecker und D. U. Sauer, Hrsg., *From Accelerated Aging Tests to a Lifetime Prediction Model: Analyzing Lithium-Ion Batteries, Barcelona, Spain, 17 - 20 Nov. 2013*, eng, **presented at** 2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27) (Barcelona, Spain), Institute of Electrical and Electronics Engineers u. a., Piscataway, NJ: IEEE, 2013.
- [88] D. Magnor, J. B. Gerschler, M. Ecker, P. Merk und D. U. Sauer, “Concept of a Battery Aging Model for Lithium-Ion Batteries Considering the Lifetime Dependency on the Operation Strategy,” 7 pages / 24th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 21-25 September 2009, Hamburg, Germany; 3128-3134, eng, 2009. DOI: 10.4229/24THEUPVSEC2009-4B0.11.3.
- [89] H. Kim und K. G. Shin, “DESA, Dependable, Efficient, Scalable Architecture for Management of Large-Scale Batteries,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Jg. 8, Nr. 2, S. 406–417, 2012. DOI: 10.1109/TII.2011.2166771.
- [90] I. Bolvashenkov, J. Kammermann, H. Herzog und I. Frenkel, “Comparison of the Battery Energy Storage and Fuel Cell Energy Source for the Safety-Critical Drives Considering Reliability and Fault Tolerance, 5-7 July 2017, Žilina, Slovakia,” eng, *The International Conference on Information and Digital Technologies 2017*, S. 66–73, 2017. DOI: 10.1109/DT.2017.8024274.

# A Anhang

## A.1 Herleitung der Übertragungsfunktion des Boost-Converters

Die hier gezeigte Herleitung der Übertragungsfunktion basiert auf [81]. Abbildung A.1 zeigt das vereinfachte elektrotechnische Ersatzschaltbild des Boost-Converters aus Kapitel 4.3.1.

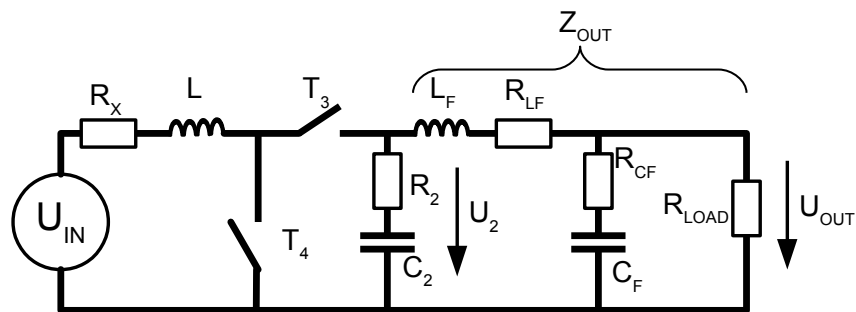


Abbildung A.1 Vereinfachtes Schaltbild des Boost-Converters

Wie in Abbildung A.2 gezeigt, wird der Ausgangsfilter inklusive Last zunächst zu  $Z_{OUT}$  zusammengefasst.

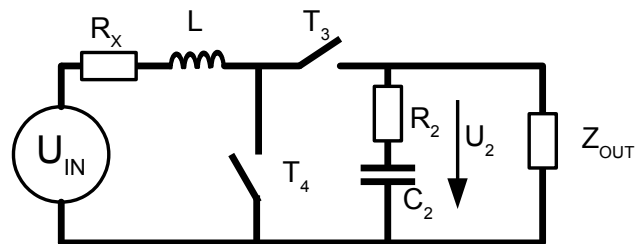


Abbildung A.2 Boost-Converter mit zusammengefasster Last

Abbildung A.3 zeigt den Spannungsverlauf  $u_L$  über die Induktivität  $L$ . Der Mittelwert  $U_L$  ergibt sich dabei mit Gleichung A.1.

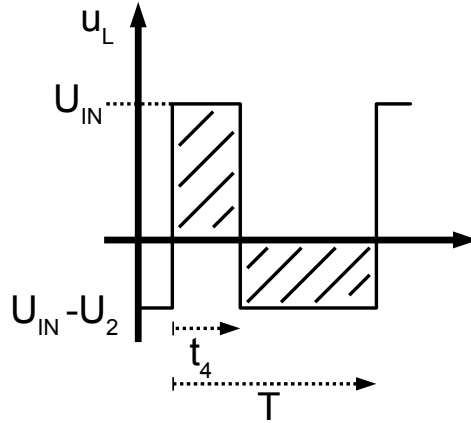


Abbildung A.3 Zeitlicher Verlauf  $u_L$  [81]

$$\begin{aligned}
 t_3 &= T - t_4 \\
 U_L &= \frac{1}{T} \int_0^T u_L dt = \frac{1}{T} [U_{IN} t_4 + (U_{IN} - U_2) t_3] \\
 &= U_{IN} - U_2 (1 - D) \\
 D &= \frac{t_4}{T}
 \end{aligned} \tag{A.1}$$

Für den stationären Fall mit  $U_L = 0$  und  $R_x = 0$  gilt:

$$U_2 = \frac{U_{IN}}{1 - D} \tag{A.2}$$

Für  $U_L$  gilt für die gemittelte Taktperiode:

$$U_L = R_x I_L + L \frac{dI_L}{dt} \tag{A.3}$$

Nach der Laplacetransformation ergibt sich:

$$\begin{aligned}
 U_L(s) &= R_x I_L(s) + L s I_L(s) = I_L(s) [sL + R_x] \\
 \frac{I_L(s)}{U_L(s)} &= \frac{1}{sL + R_x}
 \end{aligned} \tag{A.4}$$

Abbildung A.4 zeigt den bereits in Kapitel 2.8.2 eingeführten Stromverlauf  $i_2$  (gepunktete Linie). Dieser Verlauf wird im Folgenden als rechteckig angenommen (durchgezogene Linie). Damit ergibt sich für den Mittelwert  $I_2$ :

$$\begin{aligned}
I_2 &= \frac{1}{T} \int_0^T i_2 dt = \int_{t_4}^T I_{IN} dt \\
&= I_{IN}(1 - D)
\end{aligned} \tag{A.5}$$

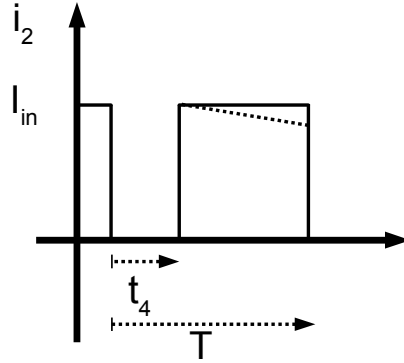


Abbildung A.4 Zeitlicher Verlauf  $i_2$  [81]

Für  $U_2$  gilt:

$$\begin{aligned}
U_2(s) &= I_2(s)[(R_2 + 1/sC_2)||Z_{OUT}(s)] \\
&\text{einsetzen in Glg.A.5} \\
&= (1 - D)I_{IN}(s)[(R_2 + 1/sC_2)||Z_{OUT}(s)] \\
&\text{einsetzen in Glg.A.4} \\
&= U_L(s)\left(\frac{1}{sL + R_x}\right)(1 - D)[(R_2 + 1/sC_2)||Z_{OUT}(s)] \\
&\text{einsetzen in Glg.A.2} \\
&= (U_{IN}(s) - (1 - D)U_2(s))\left(\frac{1}{sL + R_x}\right)(1 - D) \underbrace{[(R_2 + 1/sC_2)||Z_{OUT}(s)]}_{F(s)}
\end{aligned} \tag{A.6}$$

Für  $Z_{OUT}(s)$  und  $U_{OUT}(s)$  gilt nach Abbildung A.1:

$$\begin{aligned}
Z_{out}(s) &= [(R_{CF} + 1/sC_F)||R_{LOAD}] + sL_F + R_{LF} \\
F_{LP}(s) &= \frac{U_{OUT}(s)}{U_2(s)} = \frac{(R_{CF} + 1/sC_F)||R_{LOAD}}{[(R_{CF} + 1/sC_F)||R_{LOAD}] + sL_F + R_{LF}}
\end{aligned} \tag{A.7}$$

Damit ergibt sich das folgende regelungstechnische Ersatzschaltbild.

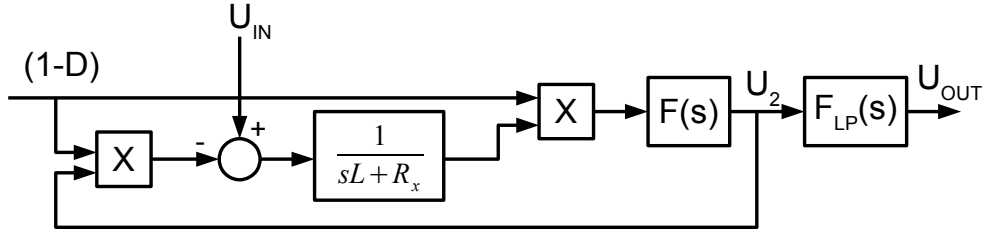


Abbildung A.5 Regelungstechnisches Ersatzschaltbild des Boost-Converters [81]

## A.2 Linearisierung der Übertragungsfunktion des Boost-Converters

Die Linearisierung der Übertragungsfunktion orientiert sich an [81]. Gesucht ist die Übertragungsfunktion  $G_{OUTD}(s)$ .

$$G_{OUTD}(s) = \frac{\delta U_{OUT}(s)}{\delta D(s)} \text{ mit: } \delta U_{IN} = 0 \quad (\text{A.8})$$

Mit Gleichung A.1 und Einsetzen von  $U_{IN} + \delta U_{IN}$  für  $U_{IN}$  und  $U_2 + \delta U_2$  für  $U_2$  ergibt sich:

$$U_L + \delta U_L = U_{IN} + \delta U_{IN} - (U_2 + \delta U_2)(1 - D - \delta D) \quad (\text{A.9})$$

$$= U_{IN} - U_2 + D U_2 + \delta D U_2 - \delta U_2 D \delta U_2 + \delta U_2 \delta D \quad (\text{A.10})$$

$$\approx U_{IN} - U_2(1 - D) + U_2 \delta D - \delta U_2(1 - D). \quad (\text{A.11})$$

Mit Gleichung A.4 ergibt sich:

$$I_{IN}(s) + \delta I_{IN}(s) = \frac{U_{IN} - U_2(1 - D) + U_2 \delta D - \delta U_2(1 - D)}{sL + R_x} \quad (\text{A.12})$$

$$\delta I_{IN}(s) = \frac{U_2 \delta D - \delta U_2(1 - D)}{sL + R_x}. \quad (\text{A.13})$$

Mit Gleichung A.5 ergibt sich für den Ausgangsstrom:

$$I_2 + \delta I_2 = (1 - D - \delta D)(I_1 + \delta I_1) = I_1(1 - D) - I_1 \delta D + \delta I_1(1 - D). \quad (\text{A.14})$$

Für  $U_2$  gilt nach Gleichung A.6:

$$\begin{aligned}\delta U_2(s) &= \delta I_2(s)F(s) = (-I_1\delta D + \delta I_1(1-D))F(s) \\ &= (-I_1\delta D + (1-D)\frac{U_2\delta D - \delta U_2(1-D)}{sL + R_x})F(s)\end{aligned}\tag{A.15}$$

$$\text{mit } U_2 = \frac{U_{IN}}{1-D} \text{ und } I_1 = \frac{U_{IN}}{(1-D)^2(R_{RF} + R_{LOAD})}\tag{A.16}$$

ergibt sich  $\frac{\delta U_2(s)}{\delta D}$  siehe Gleichung A.18

$$\frac{\delta U_{OUT}(s)}{\delta D} = \frac{\delta U_2(s)}{\delta D}F_{LP}(s).\tag{A.17}$$

Dabei gilt für  $\frac{\delta U_2(s)}{\delta D}$  :

$$\begin{aligned}\frac{\delta U_2(s)}{\delta D} &= U_{IN} \frac{N_0 + N_1s + N_2s^2 + N_3s^3 + N_4s^4}{Z_0 + Z_1s + Z_2s^2 + Z_3s^3 + Z_4s^4} \\ N_0 &= (R_{LF} + R_{LOAD})(-R_x + (1-D)^2(R_{LOAD} + R_{LF})) \\ N_1 &= (-R_x + (R_{LF} + R_{LOAD})(1-D)^2) \\ &\quad [L_F + C_2(R_{CF}R_{LF} + R_{CF}R_{LOAD} + R_{LOAD}R_{LF}) \\ &\quad + C_2R_2(R_{LOAD} + R_{LF})] - L(R_{LOAD} + R_{LF}) \\ N_2 &= (-R_x + (R_{LF} + R_{LOAD})(1-D)^2)(C_2L_F)(R_{CF} + R_{LOAD}) \\ &\quad - (L - C_2R_2(-R_x + (R_{LF} + R_{LOAD})(1-D)^2)) \\ &\quad (L_F + C_2(R_{CF}R_{LF} + R_{CF}R_{LOAD} + R_{LOAD}R_{LF})) \\ &\quad - C_2R_2(R_{LF} + R_{LOAD}) \\ N_3 &= (-R_x + (R_{LF} + R_{LOAD})(1-D)^2)R_2C_2^2L_F(R_{CF} + R_{LOAD}) \\ &\quad - LU_{IN}C_2L_F(R_{CF} + R_{LOAD}) \\ &\quad - LC_2R_2(L_F + C_2R_{CF}R_{LF} + C_2R_{CF}R_{LOAD} + C_2R_{LF}R_{LOAD}) \\ N_4 &= -C_2^2LR_2L_F(R_{CF} + R_{LOAD})\end{aligned}\tag{A.18}$$

$$\begin{aligned}
Z_0 &= (D-1)^4(R_{LF} + R_{LOAD})^2 + (D-1)^2 R_x(R_{LF} + R_{LOAD}) \\
Z_1 &= C_2(1-D)^2(R_{LF} + R_{LOAD})(R_2 + R_{CF} + R_{LF} + 2R_{LOAD})R_x \\
&\quad + (1-D)^2(L_F(1-D)^2 + L)(R_{LF} + R_{LOAD}) \\
&\quad + (1-D)^4 C_2(R_{LF} + R_{LOAD}) \\
&\quad (R_2 R_{LF} + R_2 R_{LOAD} + R_{CF} R_{LF} + R_{CF} R_{LOAD} + R_{LF} R_{LOAD}) \\
Z_2 &= C_2(1-D)^2(R_{LF} + R_{LOAD})[(R_x + (1-D)^2 R_2 + (1-D)^2 R_{CF} \\
&\quad + (1-D)^2 R_{LOAD})L_F + (R_2 + R_{CF} + R_{LF} + 2R_{LOAD})L] \\
&\quad + (1-D)^2 C_2^2(R_{LOAD} + R_{LF})[R_2 R_{CF} R_x + R_2 R_{LOAD} R_x + R_{CF} R_{LF} R_x \\
&\quad + R_{CF} R_{LOAD} R_x + R_{LF} R_{LOAD} R_x \\
&\quad + (1-D)^2(R_2 R_{CF} R_{LF} + R_2 R_{CF} R_{LOAD} + R_2 R_{LF} R_{LOAD})] \\
Z_3 &= (1-D)^2(R_{LF} + R_{LOAD})(L R_2 R_{CF} + L R_2 R_{LOAD} \\
&\quad + L R_{CF} R_{LF} + L R_{CF} R_{LOAD} + L R_{LF} R_{LOAD}) \\
&\quad + (1-D)^2 L_F(R_{LF} + R_{LOAD})(R_{CF} R_x + R_{LOAD} R_x \\
&\quad + (1-D)^2 R_2 R_{CF} + (1-D)^2 R_2 R_{LOAD})) C_2^2 \\
&\quad + C_2(1-D)^2 L L_F(R_{LF} + R_{LOAD}) \\
Z_4 &= (1-D)^2(R_{LF} + R_{LOAD}) \\
&\quad (C_2^2 L L_F R_{CF} + C_2^2 L L_F R_{LOAD})
\end{aligned} \tag{A.19}$$

Durch Einsetzen von Gleichung A.20 und der in Tabelle A.1 gezeigten Werte in Gleichung A.19, ergibt für den Arbeitspunkt  $P_{OUT} = 2 \text{ kW}$ ,  $U_{IN} = 50 \text{ V}$  und  $U_{OUT} = 100 \text{ V}$  die in Gleichung A.22 abgebildete Übertragungsfunktion.

$$\begin{aligned}
D &= 1 - \frac{U_{IN}}{U_{OUT}} \\
R_{LOAD} &= \frac{U_{OUT}^2}{P_{OUT}}
\end{aligned} \tag{A.20}$$

Tabelle A.1 Bauteilwerte des Boost-Converters

$R_x$	$L$	$R_2$	$C_2$	$L_F$	$R_{LF}$	$R_{CF}$	$C_F$
15 mΩ	22 μH	1,5 mΩ	200 μF	1,5 μH	1,8 mΩ	0,66 Ω	300 μF

$$G_{Ud}(s) = \frac{\delta U_{OUT}(s)}{\delta D(s)} \quad (\text{A.21})$$

$$= \frac{-4,7 \cdot 10^{-23} s^5 - 1,7 \cdot 10^{-16} s^4 - 5,3 \cdot 10^{-11} s^3 + 2,6 \cdot 10^{-6} s^2 + 0,04849 s + 195,2}{2,0 \cdot 10^{-27} s^6 + 1,6 \cdot 10^{-21} s^5 + 3,3 \cdot 10^{-16} s^4 + 7,6 \cdot 10^{-12} s^3 + 6,3 \cdot 10^{-8} s^2 + 3,1 \cdot 10^{-4} s + 1} \quad (\text{A.22})$$