



PhD-FSTC-2017-25
Fakultät für Naturwissenschaften, Technologie und Kommunikation

DISSERTATION

verteidigt am 30/06/2017 in Luxemburg

zur Erlangung des Titels

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DU LUXEMBOURG EN SCIENCE DE L'INGÉNIEUR

von

Manuel Brühl

geboren am 11. Januar 1986 in Trier (Deutschland)

AKTIVE BALANCING-SYSTEME FÜR LITHIUM-IONEN BATTERIEN UND DEREN AUSWIRKUNGEN AUF DIE ZELLALTERUNG

Prüfungskommission

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Jean-Régis Hadji-Minaglou, Betreuer
Professor, Universität Luxemburg

Univ.-Prof. Dr. rer. nat. Dirk Uwe Sauer, Betreuer
Professor, Universität RWTH Aachen

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Ulrich Sorger, Vorsitzender
Professor, Universität Luxemburg

Dr.-Ing. Thorsten Baumhöfer
Robert Bosch GmbH

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Holger Voos,
Professor, Universität Luxemburg

Vorwort

Die vorliegende Arbeit ist sowohl an der Universität Luxemburg als auch am Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe (ISEA) der RWTH Aachen entstanden. Für diese besonderen Rahmenbedingungen möchte ich mich bei beiden Institutionen und vor allem bei meinen Doktorvätern Prof. Jean-Régis Hadji-Minaglou und Prof. Dirk Uwe Sauer bedanken, die selbst bei Schnee und Eis den Weg zur Partner-Universität auf sich nahmen. Mir hat es sehr viel Freude bereitet mit Ihnen zusammenzuarbeiten und sowohl fachlich als auch menschlich von ihnen zu lernen. Weiterhin danke ich Prof. Ulrich Sorger, Prof. Holger Voos und Thorsten Baumhöfer für die Prüfungsabnahme und für die Korrektur dieser Arbeit.

Prof. Sauer überzeugte mich schon früh im Studium durch seinen begeisternden Vortragsstil für das vielseitige Themenfeld der Energiespeicher. Die Nähe zum ISEA habe ich jedoch endgültig durch meinen Kommilitonen Benjamin Sternkopf gefunden und mich letztendlich für eine Abschlussarbeit am ISEA entschieden. Für die hervorragende Betreuung während dieser Zeit möchte ich mich noch einmal ganz besonders bei meinem Diplomarbeitsbetreuer Thorsten Baumhöfer bedanken. Durch seine eigene Forschungsarbeit hat er auch die Themenfindung für diese Arbeit maßgeblich mit beeinflusst. Das kollegiale und freundschaftliche Miteinander am ISEA sind einzigartig. Ohne den guten Austausch mit den Kollegen und die Unterstützung der Studenten hätte diese Arbeit so nicht umgesetzt werden können. Ein besonderer Dank an meine Hardwarekollegen Hendrik Zappen, Thomas Braun, Hannes Nordmann, Florian Ringbeck und Georg Fuchs, über die ich einen Weg in die Tiefen der Elektronikentwicklung gefunden habe.

In Luxemburg möchte ich mich u.a. bei Fabienne Schmitz und bei Virginie Mucciante bedanken, die den Doktoranden auch in schwierigeren Zeiten stets zur Seite stehen. Meinen engen luxemburgischen Kollegen David Norta, Mark Giese, Sebastian Hien und Markus Jostock vielen Dank für die unvergessliche Zeit, die intensiven Diskussionen und gegenseitige Unterstützung. Besonders noch einmal vielen Dank an David Norta, der mir den Mut zugesprochen hat, diese Arbeit überhaupt erst anzutreten.

Natürlich dürfen an dieser Stelle meine Eltern Christina und Joachim Brühl, als auch meine Lebensgefährtin Angela Simon nicht fehlen. Nur durch ihre Hilfe ist es mir gelungen Rückschläge im Rahmen dieser Arbeit zu überwinden und Mut für die Zukunft zu fassen.

Ingolstadt im September 2017

Manuel Brühl

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation und Ziele der Arbeit	1
1.2	Gliederung der Arbeit	2
2	Grundlagen	5
2.1	Lithium-Ionen Batterien	5
2.1.1	Zellaufbau, Funktionsweise und Elektrodenmaterial	5
2.1.2	Definitionen und Kenndaten	8
2.1.3	Elektrisches Verhalten und Modellbildung	9
2.1.4	Alterungsmechanismen	12
2.2	Alterungstests an Batteriezellen	14
2.2.1	Kalendarische und zyklische Alterungstests	14
2.2.2	Check-Up Tests	15
2.2.3	Normen und standardisierte Testverfahren	15
2.3	Hochvolt-Batteriesystem und Batteriemanagementsystem	17
2.3.1	Einhalten des zulässigen Zellspannungs- und Temperaturfensters	19
2.3.2	Ladezustandsausgleich durch das Balancing	20
3	Experimentelle Untersuchungen zur alterungsbedingten Zellstreuung	23
3.1	Stand der Technik und Abschätzung der Zellstreuung	24
3.2	Streuung der Zellalterung unter Anpassung der Betriebsstrategie	27
3.2.1	Testablauf	28
3.2.2	Messaufbau	29
3.2.3	Check-Up-Tests	32
3.2.4	Zyklen-Test	39
3.2.5	Messergebnisse und Auswertung	44
3.2.6	Schlussfolgerung	48
3.3	Messdatenanalyse einer Testfahrt eines Elektroautos	49
3.3.1	Fahrzeuginformationen und Messdatenbeschreibung	49
3.3.2	Voruntersuchung zur Zellstreuung	50
3.3.3	Korrelation zwischen Ruhespannung und Puls-Widerstand	54
3.3.4	Abschätzung der Zellstreuung	61
3.3.5	Schlussfolgerung	63
4	Vergleich aktiver Balancing-Schaltungen	65
4.1	Übersicht der Schaltungstopologien	65
4.2	Aktives Balancing kommerzieller Anbieter	69
4.3	Simulativer Vergleich	70
4.3.1	Simulationsaufbau	71
4.3.2	Ergebnisse und Schlussfolgerung	76

5	Hardwareentwicklung eines Balancings für benachbarte Zellen	85
5.1	Stand der Technik	86
5.2	Funktionsprinzip der Schaltung	92
5.2.1	Funktionsprinzip ohne Synchrongleichrichtung	92
5.2.2	Synchrongleichrichtung und Verlustabschätzung	93
5.2.3	Natürliches und erzwungenes Balancing	95
5.3	Übersicht des Hardwareaufbaus	98
5.4	Dimensionierung und Auswahl der Komponenten	99
5.4.1	Konverterleistung	100
5.4.2	Leistungsinduktivität, Schaltfrequenz und Filterkondensatoren	101
5.4.3	Spannungsversorgung	108
5.4.4	Mosfet und Gate-Treiber	109
5.4.5	Selbstentladung und zulässige Leckströme	113
5.5	Ansteuerung mit Synchrongleichrichtung	114
5.5.1	Kommerzielle Lösungen und alternative Ansätze	114
5.5.2	Aufbau der Ansteuerungsschaltung	117
5.5.3	PWM-Erzeugung und Totzeit-Einstellung	118
5.5.4	Logik-Schaltung	121
5.5.5	Stromerkennung	123
5.6	Stromüberwachung	129
5.6.1	Strommessung	129
5.6.2	Berechnung der Balancing-Ströme	131
5.7	Software auf dem Mikrocontroller	133
5.8	Verifikation der Schaltung	135
5.8.1	Oszillation der Drain-Source-Spannungen im DCM	135
5.8.2	Ansteuerung mit SG: Totzeit und Stromerkennung	139
5.8.3	Wirkungsgradbetrachtung	141
5.8.4	Balancing-Vorgang mit Lithium-Ionen-Zellen	144
5.9	Zusammenfassung und Schlussfolgerung	144
6	Bewertung des ökonomischen Mehrwerts	147
6.1	Abschätzung der Kosten eines aktiven und passiven Balancings	147
6.2	Bestimmung der Balancing-Grenzkosten anhand der Zellkosten	151
7	Zusammenfassung und Ausblick	153
A	Anhang	157
A.1	Laufzeitverhalten der Bauteile	157
A.2	Kosten der Balancing-Schaltungen	158
	Abkürzungsverzeichnis	161
	Symbolverzeichnis	163
	Abbildungsverzeichnis	165
	Tabellenverzeichnis	169
	Literaturverzeichnis	171

1 Einleitung

1.1 Motivation und Ziele der Arbeit

Mit dem Ziel nicht-nachhaltige Brennstoffe durch erneuerbare Energiequellen zu ersetzen, wird weltweit die Energiewende vorangetrieben. Zum Erreichen dieses Ziels zählen Speicher allgemein zu einer der Schlüsseltechnologien, um die wetterabhängige Stromerzeugung aus Wind und Sonne an den Verbrauch anzupassen. Auch große Batteriespeicher leisten hierzu ihren Beitrag und kommen in stationären Anwendungen zur Netzfrequenzstabilisierung oder für das sogenannte Peak-Shaving zum Einsatz. Größtes Einsatzgebiet für Batteriespeicher bleiben jedoch mobile Anwendungen. Besonders im Verkehr können mit der Elektrifizierung des Antriebsstrangs fossile Brennstoffe eingespart werden. Lithium-Ionen Batterien haben sich aufgrund ihrer Eigenschaften von Energie- und Leistungsdichte, ihrer Lebensdauer und stark sinkender Preise in den letzten Jahren als Speicherlösung in diesem Sektor durchgesetzt. Auch in elektrisch angetriebenen Fahrzeugen kommen große Batteriespeichersysteme bestehend aus vielen Einzelzellen zum Einsatz, um Reichweiten von mehreren hundert Kilometern zu erreichen. Nicht selten werden bei solch großen Batteriesystemen zur Leistungsbereitstellung hundert und mehr Zellen in Serie betrieben, um Klemmenspannungen von mehreren hundert Volt bei gleichzeitig tolerierbaren Strömen zu erreichen. In der ersten Generation eines voll elektrisch angetriebenen Porsche kommt nach [1] beispielsweise ein Batteriesystem mit einer Klemmenspannung von 800 V zum Einsatz.

Ein immer wieder erwähnter Nachteil solch großer Serienschaltungen ist bei nicht exakt gleichen Zellen, dass die schwächste Zelle mit der geringsten Kapazität die nutzbare Gesamtenergie des Batteriesystems begrenzt. Selbst mit verbesserten Produktionsstandards und zeitintensiven Qualitätskontrollen der Zellen vor Assemblierung lassen sich solche Kapazitätsschwankungen im Verlauf der Lebensdauer nicht vollständig vermeiden. Vielmehr unterliegen diese einer natürlichen Streuung, die selbst bei einer kontrollierten Alterung von Zellen des gleichen Typs unter gleichen Bedingungen in einer Klimakammer zu beobachten sind [2]. Diese Zellstreuung verstärkt sich zusätzlich durch Temperaturgradienten, die sich im realen Anwendungsfall durch die Strombelastung im Batteriesystem einstellen und zu einer unterschiedlich schnellen Zellalterungsentwicklung führen [3, 4]. Aber auch sogenannte Second-Life Anwendungen von gealterten Batterien, deren Kapazität für die mobile Anwendung nicht mehr ausreicht, jedoch in einem zweiten Anwendungsfall in stationären Speichern weiterverwendet werden, können einer stärkeren Zellstreuung unterliegen.

In den meisten Systemen wird diese Zellstreuung mit dem einhergehenden Kapazitätsverlust toleriert, sodass ein günstigeres Batteriesystem eingesetzt werden kann. Die meisten Fahrzeughersteller setzen daher auf eine Serienschaltung von Einzelzellen mit größerer Kapazität. Unterschiedliche Ladezustände der Zellen werden über einen schaltbaren Parallelwiderstand durch Entladen der Zellen wieder ausgeglichen. Die entladene Energiemenge wird dabei in Wärme umgesetzt und steht somit für die Anwendung nicht mehr zur Verfügung. Ein solches, für den Ladezustandsausgleich eingesetztes System, wird als passives Balancing bezeichnet.

Wird die Zellstreuung nicht toleriert, so existieren drei grundsätzliche Ansätze, diese zu reduzieren bzw. auszugleichen. Der Fahrzeughersteller Tesla setzt auf eine Parallelschaltung vieler Einzelzellen kleinerer Kapazität, die zusammen ein Zellmodul bilden und wiederum in Serie verschaltet werden. Durch die Parallelschaltung können Zellschwankungen auf natürliche Weise gemittelt werden. Nicht vollständig geklärt bleibt die Frage, wie Zellunterschiede im Parallelbetrieb sich auf die Einzelzellenalterung auswirken. Zudem entsteht durch die Vielzahl an Zellen ein erhöhter Aufwand bei der Assemblierung. Auch muss eine Überlastung der parallelen Zellen verhindert werden, wenn eine der Zellen bei einem Zellfehler im Kurzschluss endet. Einen anderen Ansatz bieten aktive Balancing-Schaltungen. Diese ermöglichen ein verlustarmes Umladen der Zellen, um die Zellunterschiede im Betrieb auszugleichen. In der Literatur wurden eine Vielzahl von Topologien vorgestellt, um dies zu ermöglichen. Diese Arbeit beschäftigt sich daher mit der Frage, welche dieser Topologien am ehesten zum Einsatz kommt und welcher Hardware-Aufwand mit der Entwicklung eines solchen aktiven Balancings verbunden ist. Dabei konkurriert das teurere aktive Balancing zusammen mit der verbesserten Kapazitätsausnutzung stets mit dem konventionell eingesetzten günstigeren passiven Balancing. In der Praxis kommen daher selten aktive Balancing-Schaltungen zum Einsatz. Ein Anwendungsbeispiel bietet die Firma Sileo [5], die ihr Batteriesystem mit aktivem Balancing vorwiegend für Elektrobusse im öffentlichen Personennahverkehr (ÖPNV) anbietet. Aber auch andere Systemanbieter wie die Firma Tesvolt bieten ein aktives Balancing an [6]. Ein dritter Ansatz stellt eine Betriebsstrategieoptimierung der Einzelzellen bezüglich ihrer Streuung dar. Durch Anpassen von Einflussgrößen auf die Zellalterung, wie dem nutzbaren Spannungsfenster oder der Entladetiefe, könnte ebenfalls einer sich bildenden Zellstreuung über der Lebensdauer entgegengewirkt werden. Dieser Ansatz wird ebenfalls durch experimentelle Alterungsuntersuchungen im Rahmen dieser Arbeit untersucht.

1.2 Gliederung der Arbeit

Diese Arbeit gliedert sich wie folgt. Zunächst werden in Kapitel 2 die Grundlagen beschrieben, die zum weiteren Verständnis der Arbeit notwendig sind. Der Aufbau und die Funktionsweise einer Lithium-Ionen Batterie sowie typische Alterungsmechanismen, die im inneren der Zelle ablaufen, werden erläutert. Zusätzlich werden Grundlagen zu experimentellen Alterungsuntersuchungen an Lithium-Ionen Zellen erläutert und auf den Aufbau eines BMS und auf das Zell-Balancing eingegangen.

In Kapitel 3 wird ein Überblick über die in der Literatur beschriebene und beobachtete Zellstreuung aus Alterungstests und Feldmessdaten gegeben. Da Untersuchungen zur Zellstreuung aufgrund der großen Zellanzahl mit einem hohen Zeitaufwand verbunden sind und jeder Test gewöhnlich nur eine Stichprobe bezüglich der wahren Zellstreuungsverteilung darstellt, ist eine Literaturzusammenfassung sinnvoll. Zusätzlich wird anhand einer Messdatenauswertung einer Testfahrt die Zellstreuung in einem Elektrofahrzeug geschätzt. Der zweite Teil dieses Kapitels beinhaltet eine experimentelle Alterungsuntersuchung zur Zellstreuung mit der Frage, ob durch eine nachgeführte Betriebsstrategieanpassung einer sich bildenden Zellstreuung entgegengewirkt werden kann. Die Ergebnisse aus den Alterungsuntersuchungen helfen bei der Dimensionierung der aktiven Balancing-Schaltungen, um möglichst eine Überdimensionierung zu vermeiden.

In Kapitel 4 werden bekannte Balancing-Schaltungen aus der Literatur und eine eigene Schaltungsabwandlung verglichen, um eine Aussage darüber zu erhalten, welche Topologie sich am besten für den Ausgleich der Zellstreuung eignet. Zunächst erfolgt eine Übersicht und Diskussion der Schal-

tungen aus der Literatur. Zudem werden Lösungen aktiver Balancing-Schaltungen kommerzieller Hersteller vorgestellt. Im Anschluss werden die Schaltungen auf Basis ihres Balancing-Verhaltens im Rahmen einer Simulation miteinander verglichen. Die Simulation hilft dabei, Unterschiede der Schaltungen zu erhalten, die rein aus dem topologischen Aufbau entstehen. Eigenschaften der Schaltungen, wie die Balancing-Geschwindigkeit, Verluste des Ausgleichsvorgangs sowie der Ampèrestunden-Durchsatz der Zellen werden gegenübergestellt.

In Kapitel 5 wird die Hardware-Entwicklung einer Zelle-Zelle-Balancing-Schaltung beschrieben, mit der nur zwischen benachbarten Zellen Energie umgeladen werden kann. Die Schaltung wird durch eine Synchrongleichrichtung erweitert, um Verluste während des Umladens zu reduzieren. Zusätzlich wird eine Strommessung des Spulenstroms implementiert. Die Strommessung ermöglicht die Energie beim Balancing zu ermitteln und in Ah-basierten Balancing-Algorithmen zu berücksichtigen.

Kapitel 6 stellt auf Basis der Ergebnisse der vorangehenden Kapitel einen Kostenvergleich zwischen aktivem und passivem Balancing auf. Die Kostenersparnis für den Kapazitätsgewinn durch das aktive Balancing wird mit den Endkundenpreisen für Einzelzellen und den zusätzlichen Kosten, die durch das aktive Balancing entstehen gegenübergestellt. Zudem werden anhand von Zellpreisen mit Berücksichtigung einer Zellstreuung Grenzkosten für das aktive Balancing bestimmt.

2 Grundlagen

2.1 Lithium-Ionen Batterien

2.1.1 Zellaufbau, Funktionsweise und Elektrodenmaterial

Eine Lithium-Ionen Zelle besteht wie in Abbildung 2.1 verdeutlicht aus einer positiven und negativen Elektrode, die durch einen Separator getrennt werden. Hauptaufgabe des Separators ist die elektrische Trennung beider Elektroden, um einen internen Kurzschluss zu vermeiden. Gleichzeitig ist er für die Lithium-Ionen durchlässig. Die Elektroden setzen sich aus Stromableiter und Aktivmaterial zusammen. Das Aktivmaterial ist für die Reaktion beim Laden- und Entladen notwendig. Gewöhnlich wird Graphit für die negative Elektrode und ein Übergangsmetalloxid wie beispielsweise LiCoO_2 für die positive Elektrode als Aktivmaterial verwendet. Das Aktivmaterial wird auf einem Stromableiter aufgebracht. Dieser muss chemisch und elektrochemisch resistent gegenüber dem restlichen Kontaktmaterial in der Zelle sein. Für die Anode eignet sich Kupfer. Für die Kathode wird meist Aluminium eingesetzt, da Kupfer stark korrodieren würde [7, S. 105]. Elektroden und Separator sind in einem Elektrolyt getränkt. Der Elektrolyt ist für den Lithium-Ionen Transport zwischen den Elektroden verantwortlich und besteht aus einem Lösungsmittel und einem Leitsalz, welches ebenfalls Lithium-Ionen enthält. Da Lithium stark mit Wasser reagiert muss der Elektrolyt frei von Wasser sein, wodurch die Leitfähigkeit des Elektrolyts abnimmt. Zellen mit einem flüssigen Elektrolyt werden als Lithium-Ionen Zellen und mit einem auf Polymerbasis bestehenden festen oder gelartigen Elektrolyt als Lithium-Polymer Zellen bezeichnet.

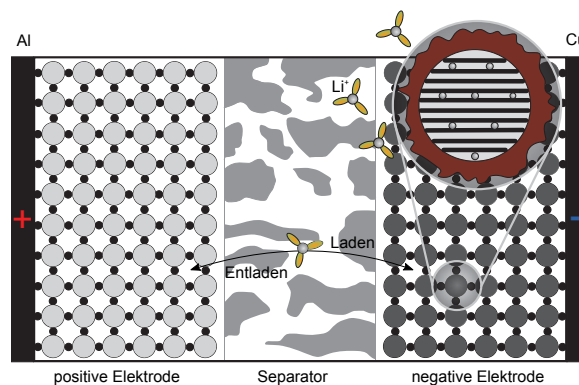


Abbildung 2.1: Aufbau einer Lithium-Ionen Zelle. [8]

Im Geladenen Zustand sind die Lithium-Ionen im Graphit der Anode eingelagert (interkaliert). Bei der Entladereaktion werden die Lithium-Ionen an der Oberfläche des Graphits an den Elektrolyten abgegeben und wandern durch den Elektrolyten zur positiven Elektrode. Gleichzeitig fließen die bei

der Reaktion frei werdenden Elektronen über den an den Stromableitern angeschlossenen Verbraucher zur positiven Elektrode. Elektronen und Lithium-Ionen reagieren mit dem Übergangsmetalloxid an der positiven Elektrode. Der elektrische Strom fließt nach Definition dabei von der Kathode über den Verbraucher zur Anode. Der Ladevorgang geschieht in entgegengesetzter Richtung.

Der Übergang von Elektronen- zu Ionenfluss an der Grenzfläche von Aktivmaterial und Elektrolyt wird als Ladungsdurchtritt bezeichnet. Die Oberfläche des Aktivmaterials sollte so groß wie möglich sein, um den Spannungsabfall, der beim Ladungsdurchtritt entsteht, zu reduzieren. Um die Kontaktoberfläche zwischen Aktivmaterial und Elektrolyt zu erhöhen, wird Aktivmaterial mit einer Porosität von 30 bis 50 % verwendet. Bei einer Porosität von 50 % wird das Volumen des Aktivmaterials zur Hälfte mit Elektrolyt gefüllt. Dabei kann 1 g Aktivmaterial eine Oberfläche von mehreren Quadratmetern besitzen [7, S. 7,105].

Bei der Zellherstellung wird das Aktivmaterial mit einem Binder zur Verbesserung der Haftung und mit Leitadditiven (Leitruß) zur Verbesserung der Leitfähigkeit in einem Lösungsmittel zu einer möglichst homogenen zähflüssigen Masse vermischt, beidseitig auf dem Stromableiter aufgebracht und getrocknet. Anschließend wird die Elektrodenmasse mit einem Walzenkalandar verdichtet und so die Porosität des Aktivmaterials definiert eingestellt. Dabei können inhomogene Fehlstellen wie Hohlräume, Erhebungen oder Nasen zurückbleiben. Je nach Gehäuseform werden Elektroden- und Separatorfolie in mehreren Lagen gestapelt oder auf einem Dorn gewickelt. Rundzellen wie 18650er werden gewickelt, Pouch-Bag Zellen, die meist als Polymer-Zelle ausgeführt sind, werden gestapelt und prismatische Zellen können auf einem flachen Dorn gewickelt oder ebenfalls gestapelt werden. Anschließend wird der Folienstapel in einem Gehäuse verschlossen. Bei Rund- und prismatischen Zellen kommt ein Aluminium- oder Edelstahlgehäuse zum Einsatz, dass vor dem Verschließen noch mit dem Elektrolyt befüllt wird. Pouch-Bag Zellen werden mit einer Aluminiumfolie, die beidseitig mit Kunststoff beschichtet ist, verschlossen. Nach der Herstellung befinden sich die Zelle im ungeladenen Zustand. In einem abschließenden Prozessschritt wird die Zelle zur Qualitätskontrolle und Bildung der SEI-Schicht durch erstmaliges Laden formiert. Bei einem höheren Qualitätsanspruch werden zwei Zyklen zur Formierung und ein Kontrollzyklus mit der Zelle durchgeführt. Da dieser Formiervorgang sehr zeitintensiv ist, werden Consumer-Zellen oft nur soweit geladen, bis sich die SEI-Schicht ausreichend gebildet hat. [7, 9]

Die SEI-Schicht (Solid Electrolyte Interphase) ist eine feste Passivierungsschicht an der Graphit-Oberfläche, die sich insbesondere beim Laden der Zelle durch Reaktion des Elektrolyts mit dem Graphit bildet, wenn das Potential der negativen Elektrode gegenüber Lithium-Metall unter 1 V fällt. Das SEI dient als Schutzschicht, um eine weitere Reaktion mit dem Elektrolyt zu unterbinden. Gleichzeitig ist sie für Lithium-Ionen durchlässig, erhöht je nach Dicke der Schicht jedoch den Innenwiderstand der Zelle. Sie hat einen entscheidenden Einfluss auf die Alterung der Zelle, da die Deckschicht mit der Zeit dicker wird und sich der Innenwiderstand so erhöht. Für Anwendungen mit hoher Anforderung an die Zellebensdauer können Materialien wie Lithium-Titanat für die negative Elektrode verwendet werden, die 1 V nicht unterschreiten. Dadurch reduziert sich die Energiedichte der Zelle jedoch um etwa 30 %. [7, S. 125]

Lithium-Ionen Zellen können als Hochenergie- oder Hochleistungszellen erworben werden. Für die Hochstromfähigkeit spielt insbesondere der Innenwiderstand der Zelle eine entscheidende Rolle. Dieser ist aufgrund der schlechteren Leitfähigkeit des organischen Elektrolyts gegenüber anderen Batterietechnologien wie NiCd oder Blei-Säure, die einen wässrigen Elektrolyten verwenden, größer. Allein durch geometrische Veränderungen kann die Hochstromfähigkeit der Zelle jedoch beeinflusst werden. Wird das Aktivmaterial dünner ausgeführt, reduziert sich der Spannungsabfall und somit auch der Innenwiderstand aufgrund kürzerer Diffusionswege in den Elektroden. Zudem kann u.a.

eine Erhöhung des Leitmaterials oder zusätzliche Leitpfade in den Elektroden den Innenwiderstand reduzieren. Gleichzeitig reduziert sich durch diese Veränderungen der Anteil der Aktivmaterialien gegenüber den restlichen Komponenten, was zu einer geringeren Energiedichte der Zelle führt. [7, S. 131]

Ein Forschungsschwerpunkt liegt in den Aktivmaterialien beider Elektroden. Durch Variation der Materialien können die Zelleigenschaften in Bezug auf Energie- und Leistungsdichte, Sicherheit und Zyklenfeste bzw. Lebensdauer beeinflusst werden. Durch Bilden des SEI bei Graphit reduziert sich beispielsweise die Zyklenfestigkeit, wohingegen bei Verwendung von Lithium-Titanat keine SEI zustande kommt und so eine hohe Zyklenfestigkeit erzielt werden kann. Nachteil von Lithium-Titanat ist die aufgrund der niedrigen Zellspannung geringe Energiedichte. Für die Kathode kommt ein oxid- oder phosphatbasiertes Material zum Einsatz. Oxide besitzen eine höhere Energiedichte. Bei hohen Temperaturen kann es jedoch aufgrund des Sauerstoffs zum Brand kommen. Dieses Sicherheitsproblem besitzen phosphatbasierte Materialien wie Lithium-Eisen-Phosphat nicht.

Die Zellspannung setzt sich aus der Potentialdifferenz beider Elektroden zusammen. Das Potential des Elektrodenmaterials wird gewöhnlich gegenüber metallischem Lithium angegeben und sinkt bei steigendem Besetzungsgrad von eingelagertem Lithium. Während der Ladung steigt das Potential der Kathode während das Potential der Anode abnimmt. Dies hat eine steigende Zellspannung während der Ladung zur Folge. Steigt das Potential der Elektrode zu stark an, kann es zu unerwünschten Nebeneffekten wie dem Verdampfen des Elektrolyts, einer verstärkten Bildung des SEI oder zur Korrosion des Kupfer-Stromableiters mit Folgeschäden der Zelle kommen. Das zulässige Potential beider Elektroden wird zur Sicherheit daher begrenzt, woraus sich ein oberes und unteres Zellspannungslimit ergibt. Durch Messen der Zellspannung kann nicht auf das Potential der Einzelelektrode geschlossen werden. Da es während der Zellalterung durch Materialveränderungen zu Potentialverschiebung der Elektroden kommen kann, kann der Betrieb bei reiner Zellspannungsüberwachung im fortgeschrittenen Alter zu einer verstärkten Alterung der Zelle führen. Eine Auflistung üblicher Aktivmaterialien mit Angabe des zulässigen Zellspannungsbereichs ist in Tabelle 2.1 gegeben. [7, 9]

Tabelle 2.1: Entladeschlussspannung U_{EOD} , Nennspannung U_{N} und Ladeschlussspannung U_{EOC} in Abhängigkeit der eingesetzten Aktivmaterialien in Kathode und Anode. [10, 11]

Abkürzung	Kathode	Anode	U_{EOD} bis U_{EOC}	U_{N}
LCO	LiCoO_2	Grafit	2,5 bis 4,2 V	3,6 V
LMO	LiMn_2O_4	Grafit	2,5 bis 4,2 V	3,7 V
NMC	$\text{LiNi}_x\text{Mn}_y\text{Co}_z\text{O}_2$	Grafit	2,5 bis 4,2 V	3,7 V
NCA	LiNiCoAlO_2	Grafit	2,5 bis 4,2 V	3,6 V
LFP	LiFePO_4	Grafit	2,0 bis 3,7 V	3,3 V
LTO	LiMn_2O_4	$\text{Li}_4\text{Ti}_5\text{O}_{12}$	1,5 bis 2,7 V	2,4 V

2.1.2 Definitionen und Kenndaten

Nennkapazität und aktuell nutzbare Kapazität Die Nennkapazität C_N der Zelle wird vom Hersteller angegeben und gibt die Ladungsmenge in Ah an, die bei Nennbedingungen der Zelle bei einem Entladevorgang entnommen werden kann. Die Nennbedingungen sollten ebenfalls genau spezifiziert sein. Meist wird die Zelle bei einer Raumtemperatur von 20 °C mit dem einstündigen Entladestrom bis zum oberen Spannungslimit geladen (Konstantstromphase - CC) und durch Abregeln des Stroms solange bei dieser Spannung geladen, bis der Ladestrom einen festgelegten Wert unterschreitet (Konstantspannungsphase - CV). Anschließend wird die Zelle bis zum unteren Spannungslimit für eine Stunde entladen und die umgesetzte Ladungsmenge während der Entladung als Nennkapazität angegeben. Die vor der Entladung durchgeführte Ladung hat einen entscheidenden Einfluss auf die resultierende Kapazität. Zudem nimmt die Kapazität aufgrund von Alterungseffekten in der Zelle mit der Zeit ab. Die zum jeweiligen Zeitpunkt gemessene Kapazität C_{act} unterscheidet sich je nach Messbedingungen und Vorgeschichte der Zelle von deren Nennkapazität.

Nennspannung Die Nennspannung wurde für die verschiedenen Batterietechnologien festgelegt. Bei Lithium-Ionen Zellen hängt sie von der verwendeten Zellchemie ab und beträgt meistens 3,7 V. Aus dem Produkt von Nennkapazität und Nennspannung ergibt sich die Energie, die eine Zelle speichern kann. [7, S. 26]

Lade- und Entladeschlussspannung Das obere und untere Zellspannungslimit, dass zur Sicherheit und auf Basis der verwendeten Zellchemie vom Hersteller angegeben wird, wird auch als Lade- und Entladeschlussspannung U_{EOC} und U_{EOD} bezeichnet.

Stromrate Die Stromrate bzw. C-Rate gibt den Lade- bzw. Entladestrom bezogen auf die Nennkapazität an. Unter Nennbedingungen dauert die Entladung einer zuvor vollständig geladenen Zelle bei einer Stromrate von 2 C eine halbe Stunde.

Ladezustand und Entladetiefe Der Ladezustand (SOC - State of Charge) gibt die in der Zelle gespeicherte Ladungsmenge Q bezogen auf die Nennkapazität oder auf die aktuelle Kapazität an. Die Bezugsgröße von Nennkapazität oder aktueller Kapazität muss mit angegeben werden. Die Entladetiefe (DOD - Depth of Discharge) gibt die Entladungsmenge Q bezogen auf die Nennkapazität oder auf die aktuelle Kapazität an. Der DOD kann für verschiedene Ausgangsladezustände angegeben werden. In der Regel wird der DOD für eine anfangs vollständig geladene Batterie angegeben. Zwischen DOD und SOC gilt dann der folgende Zusammenhang:

$$DOD = 1 - SOC \quad (2.1)$$

Abweichend zu dieser Definition wird auch in der Literatur der DOD und SOC zur Angabe einer Ladungsmenge verwendet.

Teilzyklus, Vollzyklus und äquivalenter Vollzyklus Ein Vollzyklus entspricht ausgehend vom vollgeladenen Zustand einer Entladung und Ladung der Zelle innerhalb der vom Hersteller angegebenen maximalen Spannungsgrenzen. Ein Teilzyklus entspricht demnach einem Lade-/Entladezyklus, bei dem die maximalen Spannungsgrenzen nicht erreicht werden. Bei einem Teilzyklus ist die

Entladetiefe kleiner als 100%. In einem Alterungstest wird oft die Alterungsentwicklung von Kapazitätsabnahme und Widerstandszunahme über äquivalenten Vollzyklen aufgetragen, um die zyklische Lebensdauer der Zelle zu quantifizieren. Ein äquivalenter Vollzyklus entspricht dabei dem gesamten Ladungsumsatz in der Zelle in Relation zu dem Ladungsumsatz eines Vollzyklus. Da die umgesetzte Ladungsmenge eines Vollzyklus von Zelltemperatur, Stromrate und Alterungszustand abhängt, werden in dieser Arbeit die äquivalenten Vollzyklen aus gesamter Ladungsmenge in Relation zur doppelten Nennkapazität bestimmt.

Vorzeichen des Batteriestroms In dieser Arbeit wird die Stromrichtung so gewählt, dass sich ein positiver Lade- und negativer Entladestrom ergibt. Dies hat den Vorteil, dass die Zellspannungswert der Ladestromänderung mit dem gleichen Vorzeichen folgt.

2.1.3 Elektrisches Verhalten und Modellbildung

Ruhespannung, Gleichgewichtsspannung und Open Circuit Voltage

Die Ruhespannung, ist die Spannung, die sich im unbelasteten Zustand an den Klemmen der Zelle einstellt, wenn alle Ausgleichsprozesse und Nebenreaktionen in der Zelle abgeschlossen sind. Dieser Zustand kann jedoch nur näherungsweise erreicht werden, da insbesondere die Selbstentladung als Nebenreaktion ununterbrochen vorhanden ist. Die Gleichgewichtsspannung ergibt sich aus der Differenz beider Elektrodenpotentiale mit gemeinsamen Bezugspotential im dynamischen Gleichgewicht. Sie hängt vom Ladezustand, vom Elektrodenmaterial und von der Temperatur ab. Die Ruhespannung entspricht der Gleichgewichtsspannung für den theoretischen Fall, wenn keine Nebenreaktionen mehr stattfinden. Im englischen Sprachraum wird die Zellspannung im unbelasteten Fall als *Open Circuit Voltage* (OCV) bezeichnet. Meist ist mit OCV auch die Ruhespannung gemeint. [7, S. 12-17]

Überspannungen

Ist kein dynamisches Gleichgewicht vorhanden, beispielsweise durch einen Laststrom- oder eine Temperaturänderung, so führen alle Ausgleichsprozesse zu Spannungsabfällen in der Zelle, die letztendlich zu einer Veränderung der Klemmenspannung führen. Diese internen Spannungsabfälle werden auch als Überspannungen bezeichnet und setzen sich aus ohmschen, Durchtritts-, Diffusionsüberspannungen sowie der Selbstentladung zusammen.

Die ohmsche Überspannung ergibt sich aus dem ohmschen Gesetz und resultiert aus der Leitfähigkeit von Stromableitern, Aktivmaterial, Elektrolyt, Separator und der Passivierungsschichten, wie der SEI am Graphit-Elektrolyt-Übergang oder der Korrosionsschichten an den Stromableitern. Insbesondere der wasserfreie Elektrolyt beeinflusst durch seine niedrige Leitfähigkeit die ohmsche Überspannung. Gleichzeitig ist der Elektrolyt stark Temperaturabhängig, dessen Leitfähigkeit mit steigender Temperatur zunimmt. Die Leitfähigkeit der Aktivmaterialien ändert sich hingegen mit dem Ladezustand. So weist Lithium-Metall-Oxid wie NMC an der Kathode mit steigenden Lithiierungsgraden bei niedrigeren SOC's eine geringere Leitfähigkeit auf [12].

Die Durchtrittsüberspannung existiert an der Grenzschicht zwischen Aktivmaterial und Elektrolyt beim Übergang von Ionen- zur Elektronenleitung. Der Ladungsdurchtritt setzt sich aus einer Hin- und Rückreaktion zusammen, die im dynamischen Gleichgewicht gleichgroß sind. Im dynamischen

Gleichgewicht ist durch Überlagerung beider Reaktionen nach außen kein Ladungsdurchtritt und somit auch keine Überspannung zu beobachten. Kommt es beispielsweise durch einen Laststrom zu einem Ungleichgewicht zwischen Hin- und Rückreaktion, so führt dies in Summe zu einem wirksamen Ladungsdurchtritt und einer Überspannung. Der Zusammenhang zwischen beobachtbarer Überspannung und Anregungsstrom wird durch die Butler-Volmer Gleichung beschrieben. Bei einer Stromänderung stellt sich jedoch nicht instantan die Durchtrittsüberspannung ein, vielmehr stellt sich diese exponentiell über der Zeit ein und folgt dem Einschwingverhalten eines RC-Glieds. Dieses Verhalten lässt sich anhand der elektrochemischen Doppelschicht am Materialübergang von Elektrolyt und Aktivmaterial erklären. Aufgrund der Redox-Reaktion existiert eine Ladungstrennung an der Grenzschicht mit sehr kleinem Abstand und durch das poröse Aktivmaterial einer sehr großen Oberfläche. Dies gleicht einem Plattenkondensator, der zu diesem Relaxationsverhalten führt. Da für Kathode und Anode unterschiedliche Aktivmaterialien eingesetzt werden, unterscheiden sich auch die Zeitkonstanten der beiden Grenzschichten.

Durch den Ladungsdurchtritt kommt es sowohl im Elektrolyt als auch im Aktivmaterial zu unterschiedlichen Konzentrationen an der Grenzschicht und räumlich weiter entfernten Punkten. Durch den resultierenden Konzentrationsgradienten entsteht ein durch Diffusion bedingter Ladungstransport der dem Fik'schen Gesetz folgt. Da das Potential nach der Nernst-Gleichung von der Konzentration abhängt, entsteht durch den Konzentrationsgradienten ein Potentialabfall, der als Diffusionsüberspannung bezeichnet wird. Die Diffusionsüberspannung lässt sich durch geometrische Veränderung reduzieren, indem das Aktivmaterial schmaler ausgelegt wird. Dieses Vorgehen wird bei Hochleistungszellen angewendet. Der Diffusionsprozess läuft gewöhnlich langsamer ab, als die Relaxation durch die elektrochemische Doppelschicht und macht sich durch weitere Zeitkonstanten in der Zellspannungsantwort bemerkbar. [7, S. 17-20]

Die Selbstentladung wird in diesem Zusammenhang ebenfalls als Überspannung mit aufgeführt. In Tabelle 2.2 ist die Selbstentladerate verschiedener Batterietypen angegeben. Die Selbstentladerate ist von verschiedenen Faktoren wie z.B. dem Ladezustand, der Temperatur und dem Zellaufbau abhängig. Beispielsweise führt eine Erhöhung der Temperatur von 10 °C mit Abschätzung zu einer Verdopplung der Selbstentladung. Gleichzeitig beeinflusst die Messung selbst die Selbstentladerate, da durch den Anschluss der Messelektronik zusätzliche Leckströme entstehen, die sich mit der Selbstentladerate überlagern. Die gelisteten Selbstentladeraten, sind daher nur als Richtwert zu betrachten. Anhand der Tabelle ist zu erkennen, dass die Selbstentladerate von Lithium-Ionen Zellen klein gegenüber anderen Batterietypen ist. Sie wird zur Beschreibung des elektrischen Verhaltens von Lithium-Ionen Zellen daher meist vernachlässigt.

Tabelle 2.2: Selbstentladerate verschiedener Batterietypen. [13]

Batterietyp	Selbstentladerate [%/Monat]
Lithium-Ionen	1 bis 3
Lithium-Polymer	~10
Blei-Säure	4 bis 6
Nickel-Cadmium	15 bis 20
Nickel-Metallhydrid	~30

Modellbildung anhand eines elektrischen Ersatzschaltbilds

Das elektrische Verhalten der Zelle bezüglich Zellspannungsabhängigkeit von Strom und Temperatur lässt sich anhand elektrischer Ersatzschaltbilder beschreiben. In Abbildung 2.2 ist die Wahl eines möglichen Ersatzschaltbilds bestehend aus einer Spannungsquelle, einem Serienwiderstand und mehreren RC-Gliedern dargestellt. Die Spannungsquelle berücksichtigt die OCV in Abhängigkeit des Ladezustands, der Widerstand R_0 die rein ohmschen Überspannungen und die RC-Glieder die Überspannungen mit ausgeprägtem Relaxationsverhalten, wie beispielsweise der Ladungsdurchtritt mit elektrochemischer Doppelschicht und die Diffusion im Aktivmaterial und Elektrolyt.

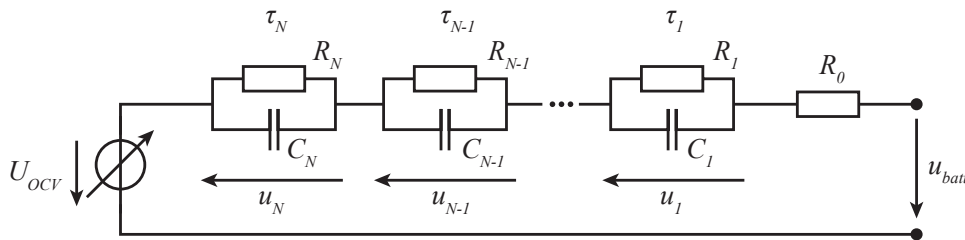


Abbildung 2.2: Elektrisches Ersatzschaltbild einer Lithium-Ionen Zelle. [14]

Zur Parametrierung der einzelnen Größen muss die Zelle mit einem Strom oder durch Anlegen einer Spannung angeregt werden und die Spannungs- bzw. Stromantwort aufgezeichnet werden. Eine gängige Methode ist das Aufschalten eines Strompulses mit begrenzter Zeit. Die Spannungsantwort eilt dem Strompuls ähnlich eines RC-Glieds nach. Eine andere Methode, bezeichnet als elektrochemische Impedanzspektroskopie (EIS), misst die Spannungsantwort bei Anregung durch einen sinusförmigen Strom. Durch Abfahren verschiedener Frequenzpunkte in einem maximalen Bereich von 10 mHz bis 100 kHz kann die Impedanz bestehend aus Real- und Imaginärteil über der Frequenz bestimmt werden.

Durch Anpassen der Modellparameter des elektrischen Ersatzschaltbilds ist es möglich, die beobachtete Spannungsantwort in Abhängigkeit der Stromanregung nachzubilden. Dies gelingt umso besser, je mehr RC-Glieder im Modell verwendet werden. Eine eindeutige Bestimmung der Parameter ist bei der Verwendung von vielen RC-Gliedern jedoch nicht mehr gegeben, auch wenn das elektrische Verhalten zufriedenstellend nachgebildet wird. Eine Zuordnung der Parameter zu elektrochemischen Prozessen in der Zelle bei fehlender Eindeutigkeit ist dann nicht mehr möglich. Ziel ist daher, die Anzahl der zu wählenden Parameter zu reduzieren, um so die Parameter elektrochemischen Effekten in der Zelle zuordnen zu können. Nur so kann anhand der Parameter versucht werden, auf das Alterungsverhalten der Zelle zu schließen.

Ein besseres Fitting des Modells auf das Zellverhalten kann durch Verändern des Ersatzschaltbilds gelingen. Hierzu wird ein Warburg-Element zur Berücksichtigung der langsameren Diffusionsprozesse, sowie weitere RQ- und RC-Glieder für die Durchtrittsüberspannung und das schnellere Verhalten der elektrochemischen Doppelschicht verwendet. Durch diese Veränderung kann ein zufriedenstellender Fit mit dem Impedanzspektrum trotz geringerer Anzahl von Modellparametern erreicht werden. Eine getrennte Zuordnung der Parameter der elektrochemischen Effekte auf der Anode und Kathode ist dennoch schwierig, da nur die Zellspannung, die sich aus beiden Elektrodenpotentialen zusammensetzt, zur Verfügung steht. Ein Ansatz zur getrennten Parameterbestimmung von Anode und Kathode ist, mögliche Zeitbereiche der Relaxationskonstanten zu identifizieren und

als Randbedingung bei der Parameterbestimmung vorzugeben. Ein anderer gängiger Ansatz bei Blei-Säure-Batterien nutzt das Einbringen einer zusätzlichen Referenzelektrode zum getrennten Messen der Elektrodenpotentiale. Bei Lithium-Ionen Zellen ist aufgrund des engen geometrischen Raums und des sehr reaktionsfreudigen Materials mit Wasser das Einbringen einer Referenzelektrode sehr schwierig und führt zwangsläufig zu einer Veränderung des Systems.

Da das elektrische Verhalten der Zelle stark nicht-linear ist und mit dem Ladezustand, der Temperatur, der Stromrate und über der Alterung verändert, müssen bei möglichst exakter Modellierung die Parameter für einen kompletten Zustandsraum bestimmt werden. Eine Vermessung der Zelle wird dadurch sehr aufwendig und zeitintensiv. Zudem ist die Adaption des Zellmodells während der Anwendung eine Herausforderung, da durch den eingeschränkten Betriebsbereich nur eine begrenzte Anzahl an Punkten im Zustandsraum angefahren werden und nur eingeschränkte Anregungssignale zur Verfügung stehen. Arbeiten, die sich mit der Modellierung der Zellen beschäftigen sind beispielsweise [14–17].

2.1.4 Alterungsmechanismen

Alterungsmechanismen in der Zelle führen zu einem schlechteren elektrischen Verhalten der Zelle, da sie stets mit einer Kapazitätsabnahme und einer Innenwiderstandszunahme verbunden sind. Ein häufig angewendetes *End of Life* Kriterium ist erreicht, wenn es zu einer Verdopplung des Innenwiderstands und/oder eine Kapazitätsabnahme auf 80 % der Anfangskapazität kommt.

Grundsätzlich wird zwischen kalendarischer und zyklischer Alterung von Lithium-Ionen Zellen unterschieden. Die kalendarische Alterung ist einer der Hauptnachteile von Lithium-Ionen Zellen gegenüber anderen Zelltechnologien und beschreibt ein Verschlechtern der elektrischen Eigenschaften, ohne dass die Zelle in dieser Zeit geladen- oder entladen wird. Die kalendarische Alterung nimmt mit der Temperatur und dem Ladezustand zu und gilt mit einem einhergehenden Kapazitätsverlust bei reinen batteriebetriebenen Elektrofahrzeugen als limitierender Alterungsmechanismus. [7, S. 140–141] Die verstärkte Alterung bei erhöhten Temperaturen lässt sich anhand des arrheniusschen Gesetzes erläutern. Dieses beschreibt die Abhängigkeit der Reaktionsgeschwindigkeit k von der Temperatur T und der Aktivierungsenergie E_λ . R ist die allgemeine Gaskonstante:

$$k = k_0 \cdot e^{\left(-\frac{E_\lambda}{R \cdot T}\right)} \quad (2.2)$$

Da mit der Alterung elektrochemische Reaktionen in der Zelle verbunden sind, kann anhand des arrheniusschen Gesetzes die Temperaturabhängigkeit abgeschätzt werden. Als Faustformel führt eine Temperaturerhöhung von 10 °C zu einer Verdopplung der Alterung. Gleichzeitig laufen Diffusionsprozesse in Elektrolyt und Aktivmaterial bei höheren Temperaturen schneller ab, was sich durch geringere Überspannungen mit einem kleineren Innenwiderstand bemerkbar macht. [7, S. 21]

Zyklische Alterung überlagert sich mit der kalendarischen Alterung und wird durch Laden und Entladen der Zelle hervorgerufen. Häufige und hohe Stromraten, wie sie in Hybridfahrzeugen beispielsweise durch starke Rekuperationsphasen zu beobachten sind, führen tendenziell zu einer Innenwiderstandszunahme, sodass die zyklische Alterung bei diesen Anwendungen überwiegt.

Zwei Hauptalterungseffekte können in der Zelle beobachtet werden: das Bilden von Deckschichten, wie der SEI und der Kontaktverlust von Aktivmaterial, sodass dieses Material nicht mehr an Reaktionen während der Ladung und Entladung teilnehmen kann. Der Kontaktverlust entsteht

durch mechanischen Stress, der durch Volumenveränderung des Aktivmaterials während der Ladung und Entladung durch die Einlagerung von Lithium-Ionen hervorgerufen wird. Das Anodenmaterial Graphit besitzt beispielsweise zwischen Voll- und Entladung eine Volumenveränderung von bis zu 10 %. Demgegenüber ist bei LTO keine Volumenänderung zu beobachten [7, S. 142].

Bei Lithium-Ionen Zellen mit Graphit als Anodenmaterial kommt es aufgrund des geringen Stabilitätsfensters des Elektrolyts durch Reduktion zur Elektrolytzersetzung an der Anode. Die SEI, die sich dabei bildet, schützt Anode und Elektrolyt vor einer fortlaufenden Reaktion. Die SEI-Bildung ist vorwiegend nach der Herstellung bei der ersten Ladung während der Formierung zu beobachten und führt durch das Binden von Lithium zu einem Kapazitätsverlust und zur Gasbildung. Bei weiterer Zyklierung kann es beispielsweise durch die Volumenveränderung des Graphits zur Beschädigung und anschließender Neubildung der SEI kommen. Dies hat mit fortschreitender Zyklierung ein Wachsen der SEI mit weiterer Kapazitätsabnahme und Innenwiderstandserhöhung zur Folge. Aber nicht nur an der Anode, sondern auch an der Kathode kann es zu einer Deckschichtbildung kommen. Dies ist vor allem bei Lithium-Metall-Oxiden mit hohem Potential gegenüber Lithium-Metall, wie beispielsweise NMC zu beobachten. Das Bilden der Deckschichten an beiden Elektroden kommt insbesondere bei hohen Ladezuständen und hohen Temperaturen zustande. Die Innenwiderstandserhöhung führt durch die höheren Überspannungen unter Belastung zu einem früheren Erreichen der Entladeschlussspannung und reduziert so ebenfalls die nutzbare Kapazität. [18]

Speziell für Zellen mit NMC als Aktivmaterial der Kathode wird in [8] als Hauptalterungsphänomen der Kathode eine Veränderung der Schichtstruktur bei starker Delithiierung, Auslagerung von Lithium, und erneuter Lithiierung genannt. Bei Delithiierungsgraden bis zu 70 % kommt es nur zu sehr geringen Volumenänderungen von bis zu 1 %. Bei einer stärkeren Delithiierung von über 70 % kommt es jedoch zu einer Phasenumwandlung mit starker Volumenausdehnung. Bei erneuter Einlagerung von Lithium kann es anschließend zu Kristallfehlern kommen. Bei der Veränderung der Schichtstruktur tauschen Lithium und Nickel die Plätze im Kristallgitter, was den Diffusionsprozess verschlechtert und zu einer Innenwiderstandserhöhung durch größere Überspannungen führt. Besonders mit fortgeschrittener Lebensdauer kann es durch den bereits existenten Verlust von Lithium bei fest eingestellten hohen Ladespannungen zu verstärkten Delithiierungsgraden der Kathode und anschließenden Kristallfehlern in der Kathode kommen, was den Alterungsprozess nochmals beschleunigt.

Besonders bei hohen Ladeströmen und gleichzeitig tiefen Temperaturen kann es zu Ablagerungen von Lithium-Metall an der Anode kommen, dem sogenannten Lithium-Plating. Die Ablagerung kommt zustande, da aufgrund des verlangsamten Diffusionsprozesses die Lithium-Ionen-Konzentration an der Oberfläche des Aktivmaterials ansteigt und die Lithium-Ionen nicht schnell genug eingelagert werden. Das Lithium-Metall reagiert stark mit dem Elektrolyt, was wiederum zur Passivierung und Gasbildung führt. Durch weitere Zyklierung lagert sich tendenziell neues Lithium-Metall an diesen Stellen ab, was zum Wachsen von Dendriten führt. Diese können abbrechen, sodass aktives Lithium verloren geht. Im schlimmsten Fall kann es mit fortschreitender Zeit zum Durchstechen des Separators und zu einem internen Zellkurzschluss kommen. [19]

Bei Graphit-basierten Zellen führt ein starkes Tiefentladen zur Korrosion des Kupfer-Stromableiters. Abgeschiedenes Kupfer kann Folgeschäden und Kurzschlüsse in der Zelle verursachen. Als weiterführende Literatur wird an dieser Stelle auf die Veröffentlichungen von [8, 20, 21] verwiesen, die einen umfassenden und übersichtlichen Einblick in Alterungsmechanismen von Lithium-Ionen Zellen liefern.

2.2 Alterungstests an Batteriezellen

Tests an Batteriezellen werden durchgeführt, um das elektrische Verhalten der Zellen für den speziellen Anwendungsfall zu untersuchen und zu prüfen, ob die durch den Anwendungsfall vorgegebenen Anforderungen von der Zelle erfüllt werden können. Im Fokus stehen auch Tests der Zellen unter Extrembedingungen, wie das Laden, Entladen und Lagern bei hohen und tiefen Temperaturen sowie das Erreichen einer ausreichenden Lebensdauer bei diesen Temperaturen. Zudem können Tests an Batteriezellen helfen, elektrochemische und alterungsbedingte Prozesse zu analysieren. Hierzu ist es sinnvoll Tests an Halbzellen durchzuführen, um Alterungseffekte an beiden Elektroden getrennt betrachten zu können. Da sich die Elektroden in Vollzellen teils auch gegenseitig beeinflussen, sind zusätzliche Tests an Vollzellen unverzichtbar. Ein besseres Verständnis des Alterungsverhaltens kann helfen, die Lebensdauer durch Anpassen der Betriebsstrategie zu optimieren und die Zelldiagnostik zu verbessern. Da Alterungstests unter Anwenderbedingungen sehr lange dauern, werden meist beschleunigte Alterungstests bei erhöhten Temperaturen und Zyklenraten durchgeführt. Die Aussage über das Zellverhalten unter realen Bedingungen wird jedoch dadurch verfälscht.

Eine Herausforderung bei der Wahl der Testverfahren liegt in der Anzahl der benötigten Stichproben. So kommt es bei Alterungstests mit der gleichen Zelle bei gleichen Testbedingungen trotzdem zu Abweichungen im Zellverhalten. Baumhöfer et al. [2] zeigt im Rahmen eines Massenalterungstests von 48 Zellen, dass diese vor allem im fortgeschrittenen Alterungsverlauf eine stark unterschiedliche Zellcharakteristik aufweisen. Zudem kann es zu einem plötzlichen Kapazitätsverlust und Ansteigen des Innenwiderstands kommen, einem sogenannten *Sudden Death* [22]. Um eine Aussage über das durchschnittliche Alterungsverhalten der Zelle schließen zu können und Ausreißer im Alterungsverhalten zu identifizieren, sollte der gleiche Alterungstest mit mehreren Zellen durchgeführt werden. Um das Alterungsverhalten der Zelle gut zu erfassen, sind zusätzlich Tests an mehreren Betriebspunkten bei unterschiedlichen DODs, Stromraten und Temperaturen notwendig. Es versteht sich von selbst, dass der Testaufwand mit steigender Testmatrix schnell sehr groß wird.

2.2.1 Kalendarische und zyklische Alterungstests

Zum Untersuchen des Alterungsverhaltens werden die Zellen definiert gealtert. Zur Untersuchung der kalendarischen Alterung werden Zellen bei verschiedenen, jedoch fest eingestellten Temperaturen gelagert. Dabei macht es einen Unterschied, ob die Zellen während der Lagerzeit am Testequipment angeschlossen bleiben, was zu einer erhöhten Selbstentladung der Zellen über das Testequipment führt. Auch führt eine andauernde Ladung zum halten der Zellspannung (Erhaltungsladung) zu einem unterschiedlichen Alterungsverhalten. Käbitz et al. [23] beobachtete bei der Lagerung von Lithium-Ionen Zellen bei 40 °C und hohem Ladezustand eine schnellere Alterung durch den Einsatz einer Erhaltungsladung. Anhand des arrheniusschen Gesetzes kann mit Einschränkungen durch das Eintreten neuer Alterungseffekte auf das Alterungsverhalten bei anderen Temperaturen geschlossen werden.

Zur Untersuchung der zyklischen Alterung gibt es die Möglichkeit, die Zellen bei verschiedenen Stromraten und Temperaturen mit fest eingestellter Entladetiefe (DOD) und Ah-Zahl ausgehend von einem zuvor eingestellten Ladezustand zu zyklisieren. Da das Prüfequipment aufgrund von Messungenauigkeiten nicht exakt die gleiche Lade- und Entlademenge innerhalb der Zyklen umsetzt, verschiebt sich der anfangs eingestellte Ladezustand mit der Zeit. Spätestens bei Erreichen der maximalen Lade- oder minimalen Entladeschlussspannung muss die Zelle auf den Anfangs-Ladezustand zurückgesetzt werden. Ein Zyklisieren um einen festen SOC ist mit dieser Methode

daher ohne Weiteres nicht möglich. Ein weiterer Nachteil dieser Methode ist, dass der relative DOD bezogen auf die aktuelle Kapazität aufgrund des alterungsbedingten Kapazitätsverlusts mit der Zeit zunimmt. Dadurch wird die Zelle mit der Zeit in einem immer größeren Spannungsfenster zyklert. Die zweite Methode berücksichtigt daher ein zyklieren der Zelle innerhalb eines festen Spannungsfensters. Hierzu werden Lade- und Entladeschlussspannung zum Einstellen des gewünschten Spannungsfensters definiert. Nachteil dieser Methode ist, dass die durch den Strom verursachte Überspannung die umgesetzte Ladungsmenge innerhalb eines Zyklus reduziert. Mit fortschreitender Alterung wird die Ladungsmenge durch steigende Überspannungen abnehmen. Der Einfluss der Überspannungen auf die Zyklientiefe kann durch Konstantspannungsphasen am Ende der Lade- und Entladephase kompensiert werden. Diese verlängern jedoch aufgrund der geringeren Ströme während der Konstantspannungsphase die Testdauer. Konstantspannungsphasen am Ende der Entladung existieren jedoch bei den meisten Anwendungen nicht und führen eher zu einem verfälschten Ergebnis des Alterungstests.

2.2.2 Check-Up Tests

Zum charakterisieren des Zellverhaltens werden Referenz-Parameter- (RPT) bzw. Check-Up-Tests (CUT) mit den Zellen durchgeführt. Bei Alterungstests werden diese Check-Up-Tests in regelmäßigen zeitlichen Abständen mit den Zellen wiederholt, um die Veränderung der Zelleigenschaften über der Lebensdauer zu quantifizieren. Mit den Tests werden Ruhespannung, Überspannungen und Zellkapazitäten untersucht. Zu den bekanntesten Tests zählen Kapazitäts- und Puls-Widerstandsmessungen bei verschiedenen SOC, Stromraten und Temperaturen. Zusätzlich kann die Ruhespannung bei verschiedenen SOC und die Zellimpedanz über der Frequenz mithilfe elektrochemischer Impedanzspektroskopie ermittelt werden. Weitere mögliche Zelleigenschaften die u.a. untersucht werden können sind die Analyse der Zellspannungsänderung über dem SOC bei einer konstanten Strombelastung, die Zellspannungsrelaxation nach einer definierten Stromänderung, die Zellerwärmung oder die geometrische Zellausdehnung innerhalb eines Lade-/Entladezyklus. In dieser Arbeit werden innerhalb der CUTs die aktuelle Kapazität und der aktuelle Puls Widerstand ermittelt. Die Verfahren zum Ermitteln der beiden Werte sind in Kapitel 3 beschrieben.

2.2.3 Normen und standardisierte Testverfahren

Zahlreiche Normen existieren zum standardisierten Testen von Lithium-Batterie-Systemen. Jede dieser Normen ist speziell für eine Anwendung definiert und soll das Einhalten der Anforderungen an das Batterie-System für diese Anwendung sicherstellen. Zwei bekannte, speziell für den Automobilbereich definierte Normen für Hybrid- und Elektroautos sind die ISO 12405-1/2 zum Testen von Batteriepacks und die IEC 62660-1/2 zum Testen von Batteriezellen. Weitere Standards existieren u.a. von Institutionen wie der USABC, EUCAR, FreedomCar oder der VDA.

Im Folgenden wird nur auf die Norm ISO 12405-2 eingegangen, die jedoch vom Aufbau her sehr der Norm IEC 62660-1 ähnelt. In der Norm sind Vorschriften zum Testen der *Performance*, wie der Kapazität, des Innenwiderstands, der Selbstentladung, des Wirkungsgrads bei Schnellladung und der Zyklenlebensdauer gegeben. Zusätzlich existieren Tests zur Beurteilung der Zuverlässigkeit bei Feuchtigkeit, bei Extremtemperaturen, Vibration, mechanischen Einwirkungen und das Abschaltverhalten bei einem Kurzschluss, sowie bei Überladung und Tiefentladung.

Für diese Arbeit sind die Kapazitäts-, Innenwiderstands- und Zyklenlebensdauer-Tests interessant, die im Folgenden kurz zusammengefasst werden. Vor Testbeginn soll eine sogenannte Vorkonditionierung zur Stabilisierung des Batteriepacks durchgeführt werden. Diese sieht zwei bis drei Lade/Entlade-Zyklen bei 25 °C vor. Das Batteriepack gilt als vorkonditioniert, wenn die ermittelte Ladungsmenge beim Entladen weniger als 3 % von den Herstellerangaben abweicht. Grundsätzlich sind alle Tests so definiert, dass vor jedem Test eine zusätzliche Konditionierung bei 25 °C mit dem Batterie-Pack durchgeführt wird. Diese Konditionierung findet vor jedem Belastungs- oder Parameteridentifikationstest statt und besteht aus einer Pause zum Erreichen eines thermischen Gleichgewichts gefolgt von einem Standard-Zyklus, bestehend aus Standard-Ladung und Entladung. Ein thermisches Gleichgewicht gilt als erreicht, wenn sich die Zelltemperatur ohne aktive Kühlung innerhalb einer Stunde nicht mehr als ± 2 K ändert. Nach der Standard-Ladung soll eine feste Pause von 60 min und nach der Standard-Entladung eine Pause von 30 min oder bis ein thermisches Gleichgewicht erreicht ist, durchgeführt werden. Die Stromrate und das Lade-/Entlade-Abbruchkriterium eines Standard-Zyklus können durch den Hersteller vorgegeben werden. Empfohlen wird eine Stromrate von $1/3$ C.

Die Leistungsfähigkeit und der Innenwiderstand des Batteriepacks wird anhand eines *Pulse Power Characterisation Profiles* ermittelt. Dieses enthält ein definiertes Lade- und Entlade-Strompuls-Profil, mit dem das Batteriepack bei verschiedenen Temperaturen von 40, 25, 0, -10 , -18 und -25 °C bei verschiedenen SOC's von 90, 70, 50, 35 und 20 % belastet wird. Aus Spannungsantwort und Strompuls können anschließend Puls-Widerstände für verschiedene Pulsdauern ermittelt werden (vgl. Abschnitt 2.2.2). Die Kapazität des Batterie-Packs wird anhand des Stromintegrals während der Standard-Entladung bei verschiedenen Stromraten von $1/3$, 1 und 2 C, sowie bei maximal zugelassener Stromrate durch den Hersteller bei verschiedenen Temperaturen von 40, 0, -10 und -18 °C bestimmt.

Der zyklische Lebensdauer-Test wird so durchgeführt, dass er möglichst einem realen Anwendungsfall ähnelt. Daher ist je nach Anwendungsfall eines reinen Elektro- oder Plugin-Hybrid-Autos ein unterschiedliches Lastprofil inklusive Entlade- und Rekuperationsphasen definiert. Bei einem reinen Elektroauto werden die Zyklen zwischen einem SOC-Fenster von 100 und 20 % durchgeführt, wobei je nach Absprache zwischen Hersteller und Kunde auch ein anderes SOC-Fenster gewählt werden kann. Nach einer Entladung anhand des Lastprofils folgt eine Standardladung und eine achttündige Pause. Das Testende ist erreicht, wenn die Lade- oder Entladeschlussspannung aufgrund der fortgeschrittenen Alterung direkt erreicht wird oder eine andere Vereinbarung zwischen Hersteller und Kunde getroffen wird. Der Testablauf ist so definiert, dass 28 Tage bei 25 °C zyklisiert wird. Anschließend wird ein Check-Up-Test mit Kapazitäts- und Pulswiderstands-Messung durchgeführt. Alle acht Wochen folgt ein zusätzlicher Check-Up bei -10 °C.

Zudem sind Anforderungen an die Messgenauigkeit bezogen auf die aktuelle Messgröße angegeben. Diese soll für Spannung und Strom nicht größer als ± 1 % und für die Temperatur nicht größer als ± 2 K betragen.

In der Norm sind keine Angaben zur Konstant-Spannungs-Phase beim Ladevorgang angegeben. Zudem ermöglicht die Norm einige Freiheitsgrade durch Absprachen zwischen Hersteller und Kunde. So können beispielsweise Stromraten, Abbruchkriterien und SOC-Fenster vom Hersteller vorgegeben werden. Eine Vergleichbarkeit von Batteriepacks verschiedener Hersteller ist bei unterschiedlichen Testbedingungen dann kaum noch möglich.

Normen zum Untersuchen von Alterungsmechanismen, zur Parametrierung von Modellen oder für Tests zur Alterungsoptimierung sind nach [24] nicht bekannt. Die in diesem Abschnitt diskutierte Norm ist für diese Arbeit daher nur als Anregung zur Definition eigener Tests zu verstehen.

2.3 Hochvolt-Batteriesystem und Batteriemanagementsystem

Batteriesysteme für stationäre Anwendungen oder mobile Speicher für Elektroautos erreichen meist Klemmenspannungen von mehreren hundert Volt. So können Batterieströme trotz hoher Leistungen eingegrenzt werden und anfallende Kosten für Kabelquerschnitte und andere elektrische Komponenten gesenkt werden. In stationären Anwendungen können Batteriespannungen bis zu 1500 V erreichen, bevor die Systemkosten aufgrund von Sicherheitsmaßnahmen stark ansteigen [25]. In Elektrofahrzeugen, wie dem *BMW i3* [26] oder dem Plug-in Hybrid *Audi A3 e-tron* [27], haben sich Batterieklemmenspannungen bis 400 V etabliert. Um diese hohen Klemmenspannungen zu erreichen werden viele Einzelzellen in Serie geschaltet. Im *BMW i3* kommen beispielsweise 96 Zellen mit einer Kapazität von 60 Ah zum Einsatz [26]. Um Reichweiten von mehreren 100 km zu erzielen, kommen Batteriesysteme mit einer Energien von etwa 20 bis 100 kWh für reine Elektroautos wie dem *BMW i3* oder dem *Tesla Model S* zum Einsatz. Die anteiligen Kosten des Batteriesystems am Gesamtfahrzeug sind dabei nicht unerheblich. Nach Nykvist et al. [28] wird ein Preis der Batteriepacks von 300 \$/kWh für die Hersteller für das Jahr 2014 geschätzt. Als Zielwert für eine breite Markteinführung gibt [28] einen Preis von 150 \$/kWh an. Da die Kosten der Batteriezellen für die Hersteller den Hauptanteil des Preises ausmachen, wird versucht, die Kosten der restlichen Komponenten des Batteriesystems möglichst gering zu halten. Trotz des Drucks zur Senkung der Systemkosten muss bei solch hohen Spannungen und Energien besonders Wert auf die Systemsicherheit gelegt werden, um im Fehlerfall Personen vor einem elektrischen Schlag zu schützen. Ein harter Kurzschluss kann beispielsweise zu einem Strom von über 6 kA für wenige Millisekunden führen [9]. Das Batteriesystem enthält zur Gewährleistung der Systemsicherheit daher eine Vielzahl an Komponenten.

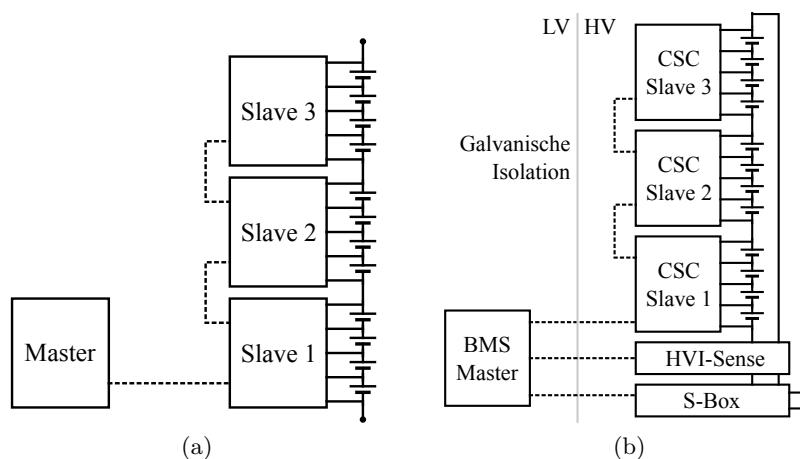


Abbildung 2.3: Darstellung eines Hochvoltbatteriesystems (a) (in Anlehnung an [29]) und eines verteilt aufgebauten Batteriemanagementsystems (b).

In Abbildung 2.3a ist der Aufbau eines Hochvolt-Batteriesystems schematisch dargestellt. Die Haupt- und Vorladeschütze (HS und VS) dienen zur Spannungsfreischaltung, sodass an den Klemmen außerhalb des Gehäuses keine galvanische Verbindung mehr zum Zellenblock existiert. Zur Sicherheit wird die Batterie als IT-System (*Isolé Terre*) ausgeführt, indem das Gehäuse galvanisch vom Zellenblock getrennt wird. Ein Isolationswächter überwacht die galvanische Trennung zwischen positivem und negativem Anschluss des Zellenblocks zum Gehäuse, um einpolige Isolationsfehler im inneren oder außerhalb des Batteriesystems in Form von Fehlerströmen frühzeitig zu erkennen. Ein einpoliger Fehler führt nicht zu einem Systemausfall, sollte jedoch schnellstmöglich behoben werden, um das Risiko eines zweipoligen Fehlers in Form eines Kurzschlusses des Zellenblocks zu reduzieren. Der Sicherheitsstecker in der Mitte des Zellenblocks kann bei der Montage und im Fehlerfall entfernt werden. Dabei wird der obere vom unteren Zellenblock getrennt und die Klemmen des Batteriesystems spannungsfrei geschaltet. Das Vorladeschütz (VS) mit Vorladewiderstand dient zur Begrenzung des Einschaltstroms während des Ladevorgangs der Bordnetzkapazität. Die Schmelzsicherung, ein- oder zweipolig ausgeführt, trennt im Kurzschlussfall den Zellenblock vom Bordnetz. Zum Schutz vor Überhitzung wird der Zellenblock passiv oder aktiv gekühlt. Aktive Kühlsysteme, verwenden entweder eine Kühlflüssigkeit oder ein Gebläse. Teils kommen auch Heizsysteme zum Einsatz, um die Batterie in kalten Gebieten vor Belastung auf eine gewünschte Betriebstemperatur zu bringen. [29, 30]

Das Batteriemanagementsystem (BMS) überwacht den Zustand des Zellenblocks, steuert Kühlkreislauf, Schütze und Balancing, dient als Kommunikationsschnittstelle zu externen Steuergeräten und reagiert auf mögliche Fehlerzustände. Zur Zustandsüberwachung werden in der Regel alle Einzelzellspannungen, der Laststrom sowie Temperaturen an ausgewählten Stellen des Zellenblocks gemessen [31]. Aus diesen Messwerten können dann Zustandsgrößen wie der SOC (*State of Charge*), SOH (*State of Health*) oder die abrufbare Leistung und Ladefähigkeit geschätzt und über die externe Kommunikationsschnittstelle ausgegeben werden [10]. Diese Größen sind notwendig, um dem Fahrer die noch zur Verfügung stehende Reichweite anzuzeigen, bei Überhitzung eine notwendige Leistungsreduzierung durchzusetzen oder einen notwendigen Batterieaustausch bei Erreichen eines kritischen Alterungszustands anzuzeigen. Diese geschätzten Zustandsgrößen sind durch Unsicherheiten belastet, wie Messunsicherheiten, Temperaturänderungen, Zellalterung sowie Varianzen einzelner Komponenten, wie der Zellen oder der Spannungsmessung. Temperaturgradienten im Pack können ohne Berücksichtigung der Einzelzellen beispielsweise zu einer Fehlschätzung führen.

Ein möglicher Aufbau für eine verteilte BMS-Architektur ist in Abbildung 2.3b dargestellt. Einzelne Komponenten wie die Schützbox (S-Box), die Strom- und Spannungsmessung des gesamten Zellenblocks (HVI-Sense), der Zellüberwachung und Balancing-Elektronik (CSC - Cell Supervisory Circuit) und der zentralen Steuerungseinheit (BMS-Master) sind als einzelne Module ausgeführt. So ist es möglich im Fehlerfall die S-Box auszutauschen, oder im Fehlerfall des BMS-Masters mit der S-Box noch die Schütze zu öffnen. Die gestrichelten Linien repräsentieren die Kommunikationsschnittstellen zwischen den einzelnen Komponenten. Die Kommunikation findet über CAN, SPI, RS232 oder Ethernet statt. Ein Durchschleifen der CSC-Signale zur Kommunikation mit dem Master wird als *Daisy Chain* bezeichnet und wird beispielsweise mit SPI umgesetzt [32]. Bei Ausfall eines CSCs ist eine Kommunikation zwischen Master und entfernten CSCs dann nicht mehr möglich. Eine teurere direkte CAN-Kommunikation zwischen Master und CSCs bietet demgegenüber mehr Zuverlässigkeit. Ziele bei der Entwicklung sind ein günstiger Preis, ein geringes Gewicht und geringer Volumenbedarf, um die Energie- und Leistungsdichte des gesamten Batteriesystems nicht zu sehr zu reduzieren, ein geringer Verbrauch der Elektronik, um die Reichweite nicht zu reduzieren oder eine Tiefentladung des Zellenblocks bei einer längeren Pause zu verhindern, eine gleichmäßige Strombelastung der Zellen, um den Balancingbedarf nicht unnötig zu erhöhen, sowie

ein einfacher Aufbau, der robust gegenüber Fehlern ist. Fehler, wie der Ausfall eines Mosfets sollten daher nicht in einem kritischen Zustand enden, mit dem meist ein Überladen oder Überhitzen der Zellen verbunden wird. [30, 31]

Im Fokus dieser Arbeit steht der Ladungsausgleich durch das Balancing. Im Folgenden wird daher auf das Balancing und auf den Grund für die Notwendigkeit der Zellüberwachung durch die Temperatur- und Zellspannungsmessung eingegangen.

2.3.1 Einhalten des zulässigen Zellspannungs- und Temperaturfensters

Lithium-Ionen-Zellen müssen zur Sicherheit in einem festgelegten Zellspannungsfenster und Temperaturbereich betrieben werden. Dieser Bereich wird auch als Safe Operating Area (SOA) bezeichnet und ist vom verwendeten Elektrodenmaterial abhängig. Für Lithium-Ionen-Zellen mit Graphit auf der Anode und LMO, NMC, LFP oder NCA an der Kathode wird ein Temperaturbereich beim Entladen von -20 bis $55\text{ }^{\circ}\text{C}$ und beim Laden von 0 bis $45\text{ }^{\circ}\text{C}$ angegeben. Zellen mit einem LTO-Anodenmaterial können noch bei Temperaturen bis zu $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$ geladen werden. Das zugelassene Zellspannungsfenster liegt für die meisten Lithium-Ionen-Zellen zwischen $2,5$ und $4,2\text{ V}$. Lediglich LFP und LTO Zellen besitzen ein niedrigeres Zellspannungsfenster (vgl. Tab. 2.1).

Eine Überhitzung der Zellen sollte unbedingt verhindert werden. Ab $120\text{ }^{\circ}\text{C}$ zersetzt sich zunächst das SEI und das Graphit der Anode reagiert mit dem Elektrolyt. Dabei entsteht entflammbares Gas. Ab $130\text{ }^{\circ}\text{C}$ schmilzt der Separator irreversibel. Dabei schließen sich zur Sicherheit die Poren. Der Separator verliert somit seine Durchlässigkeit gegenüber den Lithium-Ionen, mit einer Erhöhung des Innenwiderstands um den Faktor 1000 [7, S. 123]. Bei Temperaturen größer $150\text{ }^{\circ}\text{C}$ zersetzt sich das Material der positiven Elektrode und es kommt zur Sauerstofffreisetzung. Ab $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ zersetzt sich das Elektrolyt. Dabei entsteht weiteres entflammbares Gas, das mit dem Sauerstoff der positiven Elektrode stark reagiert und sich entzündet. Die Zelle heizt sich durch die Reaktion weiter auf und es kommt zu einem sogenannten *Thermal Runaway* mit starkem Temperaturanstieg.

Ein Laden der Zellen bei tiefen Temperaturen, meist unter $0\text{ }^{\circ}\text{C}$, kann zur Ablagerung von metallischem Lithium an der Oberfläche der negativen Elektrode führen (*Lithium Plating*). Das Lithium steht für Folgereaktionen beim Laden und Entladen nicht mehr zur Verfügung, was sich durch einen Kapazitätsverlust der Zelle bemerkbar macht. Beim Tiefentladen der Zelle und Unterschreiten der Entladeschlussspannung kann es zur Korrosion des Kupfer-Stromableiters der negativen Elektrode kommen. Das gelöste Kupfer kann beim Wiederaufladen dann einen internen Kurzschluss verursachen.

Bei einer Überladung kommt es zu einer irreversiblen Schädigung der Lithium-Ionen Zelle. Eine Überladung sollte daher unbedingt verhindert werden. Eine starke Überladung führt zu einem Aufheizen der Zelle, zur Zersetzung des Elektrolyten inklusive Innenwiderstandszunahme und zu Lithium Plating, dass wiederum zu einem Anwachsen von Dendriten bis zum Durchstechen des Separators mit der Folge eines internen Kurzschluss der Zelle führen kann. Eine Überladung von Lithium-Ionen Zellen sollte daher unter allen Umständen verhindert werden. Eine Tiefentladung führt nicht zu einer direkten Schädigung der Zelle. Jedoch kann es zur Korrosion des Kupfer-Ableiters und zum Abscheiden von Kupfer in den Elektrolyten kommen. Beim weiteren Zyklieren der Zelle können diese Kupferteilchen ebenfalls einen internen Zellkurzschluss verursachen. [7, 10]

2.3.2 Ladezustandsausgleich durch das Balancing

Aufgrund variierender Selbstentladeraten¹ der Zellen sowie variierender Leck- und Ruhestrome der beschalteten Elektronik können sich über einen längeren Zeitraum unterschiedliche Zellladezustände einstellen. Dies hat zur Folge, dass die Ladefähigkeit und somit auch die speicherbare Energie des Zellenblocks durch die Zelle mit dem höchsten Ladezustand über die Ladeschlussspannung begrenzt wird. Blei- und NiMH-Batterien haben den Vorteil, dass durch gezielte Überladung aufgrund von Nebenreaktionen wie der Zersetzung des wässrigen Elektrolyten und durch Gasbildung die überschüssige Ladeenergie in die Nebenreaktion übergeht. Dies hat einen automatischen Ladezustandsausgleich der Zellen zur Folge. Bei Lithium-Ionen Zellen ist dies aufgrund der im vorherigen Unterpunkt beschriebenen Effekte nicht möglich. Eine Möglichkeit einen Ladezustandsausgleich durchzuführen bietet der Einsatz eines schaltbaren Parallelwiderstands zur Zelle (vgl. Abb. 2.4). Dieser ermöglicht ein Nachbilden des automatischen Balancing-Verhaltens der Blei- und NiMH-Batterie. Zum Schalten des Widerstands wird meist ein Mosfet verwendet, der innerhalb der CSCs angesteuert wird. Die Überschüssige Energie wird dann durch Zuschalten des Widerstands und durch Entladen der Zellen in Wärme umgesetzt. Um Kabellängen zur Zellkontaktierung kurz zu halten und eine kompakte Bauweise zu ermöglichen werden die CSCs inklusive Balancing vorzugsweise nah an den Zellen angeordnet. Ein häufiges Balancing kann so zu einer zusätzlichen Erwärmung der Zellen führen und sollte daher vermieden werden.

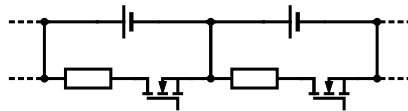


Abbildung 2.4: Passives bzw. dissipatives Balancing.

Um den Balancing-Bedarf in Form von Ladungsmenge pro Zeit und Zelle abzuschätzen, werden in [33] zwei identische Batteriepacks aufgebaut und über einen längeren Zeitraum zyklert. Die umgesetzten Ah des Balancings werden dabei aufgezeichnet. Aus diesem Test ergibt sich ein auf die Zellkapazität bezogener Balancing-Bedarf von 0,7 % pro Monat und Zelle². Dieser Wert entspricht auch einem Wirkungsgradverlust von 0,7 % pro hundert umgesetzte äquivalente Vollzyklen, der durch das Balancing verursacht wird. Der Balancing-Bedarf hängt jedoch stark von der verwendeten Zelle, der Beschaltung und dem Balancingkriterium ab. In [33] wird beschrieben, dass schlechte Kontaktverbindungen zu einem erhöhten Balancing geführt haben. Daher ist davon auszugehen, dass auch während der Strombelastung des Packs das Balancingkriterium überprüft wurde und Spannungsabfälle an Leitern und Kontaktstellen zu einem gehäuften Fehlbalancing geführt haben. Wird nur innerhalb von belastungsfreien Phasen entschieden, ob ein Balancing stattfinden soll, kann dies die Einsatzhäufigkeit der Balancingvorgänge reduzieren. Übliche Balancing-Ströme liegen etwa

¹Übliche Selbstentladeraten von Lithium-Zellen liegen zwischen 1 bis 3 % pro Monat (vgl. Tab. 2.2).

²Dieser Wert ergibt sich aus den Angaben in der Veröffentlichung und wird wie folgt berechnet. In der Veröffentlichung wird ein zwölfmonatiger zyklischer Alterungstest mit 1200 äquivalenten Vollzyklen (EFC) an Batteriemodulen durchgeführt. Die Module bestehen aus 14 parallel geschalteten Zellen mit einer Kapazität von 2,8 Ah, die zusammen eine Modulkapazität von 39,2 Ah bilden. Acht dieser Batteriemodule werden in Serie geschaltet. Für die 1200 EFCs wird ein für die acht Module akkumulierter mittlerer Balancingbedarf von 1,13 Ah pro 50 EFCs angegeben. Dies entspricht einem Balancingbedarf von 2,8 mAh pro EFC und Modul. Für die 1200 EFCs und den Zeitraum von zwölf Monaten ergibt sich ein Balancingbedarf von 0,28 Ah pro Monat und Modul. Bezogen auf die Modulkapazität ergeben sich 0,71 % pro Monat und Modul.

bei 100 mA für 40 Ah Hochenergiezellen [33] und hängen von der Zellkapazität, der gewünschten Balancing-Dauer, der zu erwartenden Zellunterschiede und der Wärmeentwicklung während des Balancings ab.

Als Balancingkriterium können verschiedene Zielwerte vorgegeben werden. Diese richten sich nach der Anwendung. In einem rein elektrisch angetriebenen Fahrzeug ist ein gängiges Hauptziel die maximale Reichweite zu erreichen. Diese wird durch die nutzbare Batterieenergie vorgegeben. Daher wird der Ladezustand der Zellen durch Abgleichen der Zellspannungen am Ende des Ladevorgangs angepasst, um so die maximale Energie in den Zellen zu speichern und für den Entladefall bereitzustellen. Um dieses Ziel möglichst schnell zu erreichen bietet es sich an, während der Ladung die Zellspannungen mit der geringsten Zellspannung in der Serienschaltung zu vergleichen und soweit zu entladen, bis die Zellspannungsdifferenz kleiner als ein definierter Schwellenwert¹ von z.B. 10 bis 20 mV ist. Dieses vorgehen kann jedoch dazu führen, dass nach Abschluss des Ladevorgangs das Balancing weiterhin aktiv ist und die Zellen entlädt. Grund sind durch den Lade- und Balancingstrom verursachte Spannungsabfälle an Zellverbindungen, Zellanschlüssen der CSCs und variierende Zellinnenwiderstände, die die Zellspannungsmessungen stören und beim Überprüfen des Abbruchkriteriums zu einem falschen Ergebnis führen. Dies führt dazu, dass das Balancing häufiger als notwendig eingeschaltet ist. Auch kann der Balancing-Vorgang dadurch länger dauern. Ist das Balancing schon bei tiefen Ladezuständen am Anfang des Ladevorgangs aktiv, können auch variierende Zellkapazitäten zu einem gehäuften Balancing führen. Soll die Wärmeentwicklung durch das Balancing auf ein Minimum reduziert werden, dürfte das Balancing nur am Ende des Ladevorgangs aktiv sein. Es bietet sich daher an, einen zweiten Schwellenwert einzuführen, ab dem das Balancing erst aktiv wird, z.B. ab einer Zellenspannung größer 4 V. Der Einfluss der Überspannungen kann unterbunden werden, indem das Balancing-Kriterium nur im lastfreien Zustand bei ausgeschaltetem Lade- und Balancing-Strom überprüft und anschließend unter Last für eine feste Zeitspanne aktiviert wird. Diese Zeitspanne sollte nicht zu groß gewählt werden, da sonst die Zelle zu weit unter die geringste Zellspannung entladen wird. Dies könnte dazu führen, dass der Balancingvorgang niemals abgeschlossen wird.

In Hybridautos steht im Gegensatz das Ziel im Vordergrund, die maximale Leistung zur Beschleunigung und Rekuperation bereitzustellen. Zellen werden daher vorzugsweise in einem mittleren SOC-Bereich betrieben, um bei einem Lade- oder Entladepuls nicht das obere oder untere Spannungslimit zu erreichen [34]. In diesem Fall erscheint ein Abgleichen der Zellspannungen in einem mittlere SOC bei beispielsweise 3,7 V am sinnvollsten.

Zudem können variierende Zelleigenschaften, wie Kapazität und Innenwiderstand, den Balancing-Vorgang oder das optimale Balancing-Kriterium beeinflussen. So kann es bei stärker gealterten Zellen mit erhöhtem Innenwiderstand sinnvoll erscheinen, diese bei gehäuften Beschleunigungsphasen in einem höheren Ladezustand zu betreiben, um das Erreichen der unteren Spannungsgrenze zu verhindern. Ein Anpassen des Ladezustands durch Laden dieser Zelle während des Betriebs ist mit einem dissipativen Balancing mit parallelem Widerstand nicht möglich, da die Zellen nur entladen werden können. In einem reinen Elektroauto hingegen reduziert die stärker gealterte Zelle die nutzbare Entladekapazität, da diese aufgrund der geringeren Kapazität und dem erhöhten Innenwiderstand während der Entladung früher die Entladeschlussspannung erreicht. Während der Entladung kann die Restkapazität der besseren Zellen daher nicht vollständig genutzt werden. Auch in diesem Fall kann ein dissipatives Balancing-Verfahren zu keiner besseren Ausnutzung dieser

¹Der Schwellenwert richtet sich nach der Messgenauigkeit der CSCs. Ein üblicher Wert der Messgenauigkeit liegt bei 2 mV [9].

Zellen verhelfen, da die stärker gealterten Zellen mit der gespeicherten Restenergie der besseren Zellen geladen werden müssten. Nur so kann ein frühzeitiges Erreichen der Entladeschlussspannung durch die stärker gealterten Zellen verhindert werden.

Für Anwendungsfälle, bei denen Zellen regelmäßig umgeladen werden müssen, weil diese stark unterschiedliche Selbstentladeraten aufweisen und eine Wärmeentwicklung im Pack durch Zuschalten eines Widerstands nicht tolerierbar ist, die vollständige Kapazität des Zellenblocks während der Entladung bei einem reinen Elektroauto ausgenutzt werden soll, oder der SOC während des Betriebs durch Umladen der Zellen eingestellt werden soll, kommen nur aktive Balancing-Systeme in Frage. Diese ermöglichen ein Umladen der Zellen durch Entladen von bestimmten Zellen in einen Zwischenspeicher und durch Entladen des Zwischenspeichers in die übrigen Zellen. Der Zwischenspeicher wird meist als Induktivität oder Kapazität ausgeführt. Ein Vergleich von Topologien aktiver Balancing-Systeme wird in Kapitel 4 vorgestellt.

Zellspannungen sind jedoch nicht immer die beste Wahl zum Abgleichen der Zellladezustände. Einige Elektrodenmaterialien besitzen über einen weiten SOC-Bereich nur eine geringe Zellspannungsabhängigkeit, wie es z.B. bei LFP-Zellen zu beobachten ist. Lu et al. [10] vergleicht hierzu die Ableitung des SOC nach der Zellspannung von zwei Zelltypen, einer NMC- und einer LFP-Zelle. Bei einer Messgenauigkeit von 1 mV ergibt sich für die beiden Zellen aufgrund ihrer Spannungsabhängigkeit vom SOC ein SOC-Fehler von 0,4 und 4 % über einen weiten SOC-Bereich. Um den Fehler der LFP-Zelle ebenfalls auf 0,4 % zu reduzieren ist für dieses Beispiel eine Messgenauigkeit von 0,1 mV notwendig. Eine Alternative zur Zellspannung bietet eine Ah-basierte Balancing-Methode. Für diese müssten jedoch die Balancing-Ströme gemessen werden, um den Ladungsumsatz durch das Balancing zu ermitteln. Sowohl höhere Messgenauigkeit als auch die zusätzlichen Stromsensoren bedeuten höhere Kosten für die CSCs.

Nach [35] wird in einem Batteriesystem für die Raumfahrt sogar komplett auf Einzelzellspannungsmessungen und Balancing verzichtet. Es wird jedoch erwähnt, dass ein Überladeschutz für jede Zelle implementiert wird. Grund hierfür könnte kosmische Strahlung sein, die die Elektronik stark beeinflusst. Es ist jedoch davon auszugehen, dass das nutzbare Spannungsfenster zur Sicherheit stärker eingegrenzt wird. Auch wird eine Vorsortierung der Zellen durchgeführt, um schlechte Zellen im Voraus auszuschließen und eine Zellstreuung möglichst gering zu halten.

3 Experimentelle Untersuchungen zur alterungsbedingten Zellstreuung

Die gespeicherte Energiemenge in Serie betriebener Zellen kann nur vollständig genutzt werden, wenn die Zellen möglichst alle gleich sind, also die gleiche Kapazität und die gleichen Überspannungen bei Belastung aufweisen. In realen Systemen können sich die Zellen jedoch voneinander unterscheiden. Es wird dann von einer Fehlanpassung der Strangzellen gesprochen. Zellunterschiede können bereits während der Produktion durch zahlreiche Einflussfaktoren wie beispielsweise Schwankungen der eingestellten Schichtdicke oder der gewünschten Porosität der Aktivmaterialien entstehen [36]. Nach der Herstellung kann eine unterschiedliche Bildung der SEI bei der Formierung, sowie unterschiedliche Lager- und Transportbedingungen z.B. durch verschieden eingestellte Zellspannungen und Zelltemperaturen bis zur Auslieferung zu Zellunterschieden führen. Auch ist es möglich, dass die Zellen nicht aus der gleichen Produktionsreihe stammen, und vor Auslieferung aufgrund verschieden langer Lagerzeiten sich bereits unterscheiden. Nach Auslieferung kann es ebenfalls zu einer ungleichmäßigen Zellalterungsentwicklung kommen. Mögliche Einflussfaktoren sind über einen längeren Zeitraum anhaltende unterschiedliche Zelltemperaturen und Zellspannungen. Bei Zellparallelschaltungen kann es aufgrund der Zellstreuung zu unterschiedlichen Stromverteilungen und Zellerwärmungen kommen, die nach [37] wiederum zu einer beschleunigten Zellalterung führen. Auch können Alterungstests, bei denen jede Zelle an einem eigenen Prüfkreis angeschlossen ist, durch die Messungenauigkeit der Prüfkreise beeinflusst werden und die beobachtete Zellstreuung maßgeblich durch diese Messungenauigkeiten beeinflusst sein [24]. Reine Angaben zu Messungenauigkeiten des Prüfequipments sind jedoch nicht ausreichend, da die gemessene Zellkapazität und der Innenwiderstand abgeleitete Größen aus den gemessenen Strom und Spannungswerten darstellen, und zusätzlich durch die Temperatur beeinflusst werden. Messunsicherheiten der Zellkapazität und des Innenwiderstands sind daher nicht einfach zu bestimmen und sind bei beobachteten Zellstreuungen in der Literatur leider selten zu finden. Auch können variierende Zellanregungen, Pausenzeiten und Temperaturen vor den Kapazitätstests zu unterschiedlichen Messergebnissen führen, wie es in [33] beobachtet wurde. Alterungstests mit Angaben zur Zellstreuung unterliegen daher stets vielen Einflussfaktoren und Unsicherheiten, die nur durch einen möglichst gleichen und kontrollierten Prüfablauf, ausreichende Ausgleichspausen zur Homogenisierung des Prüflings und durch Angaben von Messungenauigkeiten auf ein Minimum reduziert werden können und so zu belastbaren Ergebnissen führen.

Aus der vorangehenden Diskussion soll deutlich werden, wie schwierig es ist, belastbare Alterungstests zur Zellstreuung durchzuführen. Trotz teilweise fehlender oder nicht ausreichender Angaben zu Messunsicherheiten und des Testablaufs, wird in diesem Kapitel zunächst eine kurze Übersicht über bereits durchgeführte Arbeiten zur Zellstreuung und eine Abschätzung der zu erwartenden Zellstreuung, sowie deren Einfluss auf den Energieverlust bei vorhandener Serienschaltung der Zellen aufgeführt. Anschließend wird untersucht, ob die alterungsbedingte Zellstreuung durch Betriebstrategieanpassungen beeinflusst und reduziert werden kann. Zusätzlich werden Messunsicherheiten bei Kapazitäts- und Pulswiderstands-Test mit angegeben. Abschließend werden Einzelzellspannungen eines Batteriepacks eines Elektroautos während einer Testfahrt untersucht und versucht

Zellstreuungen anhand der Zellspannungen und Ströme abzuschätzen. Zusätzlich wird geprüft, ob eine Korrelation zwischen gemessenen Ruhespannungen und Pulswiderständen existiert, um herauszufinden, welcher der beiden Parameter besser zur Anpassung der Betriebsstrategie verwendet werden kann.

3.1 Stand der Technik und Abschätzung der Zellstreuung

In [2, 38–42] sind Alterungstests an Einzelzellen unter möglichst gleichen Bedingungen mit einer beobachteten Streuung der gemessenen Zellkapazitäten zu finden. Harris et al. [42] beschreibt einen Zyklischen Alterungstest mit 24 kommerziellen hochleistungs Pouch-Bag LCO-Zellen mit einer Nennkapazität von 4,4 Ah. Der Alterungsverlauf der Zellkapazitäten unterliegt wie in [2] zunächst kaum einer Streuung. Nach 600 Zyklen weisen die Zellen eine starke Zellstreuung mit einer minimalen und maximalen relativen Zellkapazität von 45 bis 85 % bezogen auf die Anfangskapazität auf. Informationen zur Messungenauigkeit des Prüfequipments werden nicht gegeben. Auch fehlen genaue Informationen zur Durchführung der CUTs. Die zyklische Belastung der Zellen erfolgt anhand von Ladestromraten von 1 C bis 4,35 V mit einer nachfolgenden Konstantspannungs-ladephase und einer anschließenden Entladung mit einem konstanten Strom bei 10 C. Der Test erfolgte bei einer Umgebungstemperatur von 25 °C. In [41] wird die Zellstreuung vor Testbeginn untersucht. Die verhältnismäßig große Streuung der neuen Zellen unterliegt einer relativen Standardabweichung von Kapazität und Pulswiderstand von etwa 2,5 %. Eine Korrelation zwischen gemessenen Pulswiderständen und Kapazitäten konnte nicht festgestellt werden. Jedoch konnte eine Korrelation zwischen Zellgewicht und Anfangskapazitäten beobachtet werden, die nach [41] mit einer Abhängigkeit des Zellgewichts und des vorhandenen Aktivmaterials in der Zelle vermutet wird. In [2, 40] wird ein Alterungstest mit 48, 18650er Hochenergiezellen vorgestellt, der nach 1200 Zyklen und einem mittleren Zellkapazitätsverlust von etwa 25 % zu einem Zellunterschied von etwa 20 % bezogen auf die aktuelle mittlere Zellkapazität zeigte.

Zusätzlich existieren Untersuchungen zu Zellstreuungen an Batteriepacks und wie die Zellstreuungen in einem Simulationsmodell des Batteriepacks berücksichtigt werden können [3, 43]. In Paul et al. [3] wird ein Pack bestehend aus 96 4,4 Ah Lithium-ion LFP-Zellen mit aktiver Kühlung in einer Klimakammer bei 24 °C anhand eines gemessenen Fahrprofils eines Hybridautos zyklisch gealtert. Das Pack wird am Anfang und Ende des Tests auf Zellunterschiede untersucht. Diese unterliegen am Anfang des Tests einer Normalverteilung mit einer relativen Standardabweichung bezogen auf den Mittelwert für Kapazitäten und Innenwiderständen von 1,3 und 5,8 %¹. Am Ende des Tests, nach einem Kapazitätsverlust von 18 %, wird ein Kapazitätsunterschied zwischen Zellmittelwert und schlechtester Zelle von 8,8 % bezogen auf den aktuellen Zellmittelwert angegeben. Die 8,8 % entsprechen etwa dem relativen Energieverlust des Packs aufgrund der Zellstreuung, wenn die nutzbare Kapazität durch die schlechteste Zelle begrenzt wird. Die Zellunterschiede ergeben sich nach [3] aufgrund von Produktionsschwankungen nach Lieferung, unterschiedlich schnelle zyklische und kalendarische Alterung sowie Temperaturgradienten im Pack, die bei zyklischer Belastung mit mindestens 4 bis 7 °C angegeben werden. In [4] wird der Einfluss eines erzwungenen Temperaturgradienten auf die Zellalterung und Streuung untersucht. Hierzu werden zwei Batteriemodule bestehend aus 24 in Serie geschalteten Zellen entwickelt und über 5000 äquivalenten Vollzyklen bei

¹In einer Normalverteilung liegen 68 % der Messwerte innerhalb der Standardabweichung $\pm\sigma$ und 99 % der Messwerte in dem Intervall $\pm 3\sigma$.

einer mittleren Temperatur von 35 °C bis zu einem mittleren Kapazitätsverlust von 7 % zyklisch gealtert. Eines der Module wird bei einer möglichst homogenen Temperaturverteilung mit maximalen Temperaturgradienten von bis zu 4 °C betrieben. Das zweite Modul, mit künstlich erzwungenem Temperaturgradienten, weist eine maximale Temperaturabweichung von 9 °C auf. Am Ende des Tests ergeben sich relative Zellunterschiede der beiden Module, die sich auf die gemessenen Anfangskapazitäten beziehen, von minimaler zu mittlerer Zellkapazität von 2,5 und 12,7 %. In Schuster et al. [44] werden 1908 gealterte 18650er hochenergie NMC-Graphit Lithium-Ionen Zellen mit einer Nennkapazität von 1,95 Ah aus zwei Batteriepacks von zwei Elektroautos des gleichen Fahrzeugtyps und 484 neue Zellen des gleichen Typs auf Zellstreuungen anhand ihrer Entlade-Kapazitäten und Innenwiderständen in einer Klimakammer bei 25 °C untersucht. Die Innenwiderstände wurden mit Hilfe von elektrochemischer Impedanzspektroskopie bei einem Ladezustand von 50 % gemessen. Die Fahrzeuge waren beide etwa drei Jahre bei unterschiedlichen mittleren Umgebungstemperaturen von 20 und 28 °C in Benutzung und zeigten einen relativen Kapazitätsverlust von 2 und 5 %, der auf die Nennkapazität bezogen ist und sich aus der mittleren Zellkapazität der vermessenen Zellen ergibt. Die relative Standardabweichung der neuen und der gealterten Zellkapazitäten wird mit 0,8 und 2,3 % angegeben. Für den Innenwiderstand werden zwei Werte aus dem Nyquist-Plot verglichen, der Innenwiderstand R_{zc} , der nach [44] den ohmschen Anteil des Zellinnenwiderstands repräsentiert, und der Innenwiderstand R_{pl+ct} , der das ohmsche Verhalten der elektrochemischen Doppelschicht und des Ladungstransfers darstellt. Die relative Standardabweichung von $R_{zc}|R_{pl+ct}$ der neuen und gealterten Zellen werden mit 1.9|4.9 und 3.2|8,8 % angegeben. Zur Angabe der Standardabweichung wurde eine Normalverteilung an die Häufigkeitsverteilung der Messdaten gefittet. Aus der dreifachen Standardabweichung würde sich aufgrund der Zellkapazitätsstreuung ein Kapazitätsverlust des Packs von etwa 7 % ergeben. Da auch Ausreißern nach unten in Form von Zellen mit kleineren Kapazitäten in den Messdaten zu beobachten sind, ist eher ein Kapazitätsverlust von 8 bis 9 % zu erwarten. Zusätzlich wurde die Position der Zellen im Pack in Zusammenhang mit ihrem Alterungszustand untersucht, um Hinweise dafür zu finden, ob Zellen an beispielsweise schlechter gekühlten Stellen auch eine stärkere Alterung aufweisen. Es konnte jedoch kein Zusammenhang beobachtet werden, was darauf hindeutet, dass die Zellen einer willkürlichen Streuung unterliegen.

Auffällig sind die größeren Streuungen im Innenwiderstand gegenüber den Kapazitäten [3, 44]. Grundsätzlich konnte beobachtet werden, dass die Zellstreuung mit der Alterung und mit der Zeit zunimmt. In den meisten Messdaten aus zyklischen Alterungstests verläuft der Zellkapazitätsverlust in drei Phasen ab [2, 39, 40, 42, 45]. Die erste kurze Phase führt zu einem schnelleren Kapazitätsverlust, der aufgrund von Formierungsprozessen in der Zelle durch Bilden der SEI begründet wird. Ob die erste Phase in dem Alterungsverlauf beobachtet werden kann, hängt davon ab, wie viel die Zelle vor Testbeginn bereits formiert wurde. In der zweiten Phase läuft der Kapazitätsverlust über eine längere Zeit langsamer ab und geht dann in eine dritte Phase mit einem einhergehenden schnelleren Kapazitätsverlust über, der die Restlebensdauer der Zellen stark begrenzt. Die Ursache für die unterschiedlichen Alterungsraten in der zweiten und dritten Phase werden mit Lithiumverlust in der zweiten Phase und mit Verlust von Aktivmaterial in der dritten Phase vermutet [2]. Eine stark ausgeprägte Streuung der Zellkapazitäten entwickelt sich in [2, 39, 40, 42] durch den willkürlichen Übergang der Zellen von der zweiten zur dritten Alterungsphase. Wann und warum es genau zu dieser dritten Alterungsphase kommt, ist noch nicht vollständig geklärt. In dem vorgestellten Alterungstest in dieser Arbeit kam es beispielsweise nicht zu einer dritten schnelleren Alterungsphase und auch zu keiner ausgeprägten Streuung der Zellkapazitäten. Interessant zu wissen wäre, ob durch variierende Betriebsstrategien der Übergang in die dritte Phase verzögert oder sogar verhindert werden kann.

Zur Beschreibung der Zellstreuung werden die Häufigkeitsverteilungen der Messdaten oft durch eine Normalverteilung oder eine Weibull-Verteilung approximiert [42, 44]. Zwar können mit der Weibull-Verteilung Ausreißer nach oben oder unten besser abgeschätzt werden, Harris et al. [42] geht jedoch davon aus, dass eine Weibull-Verteilung gegenüber einer Normalverteilung ohne Kenntnis der realen Streuung keine bessere Abschätzung ermöglicht. Durch den Einsatz von Verteilungsdichtefunktionen zur Abschätzung der Zellstreuung werden nach [44] Ausreißer nicht vollständig berücksichtigt. In Batteriesystemen, deren nutzbare Kapazität durch die schwächste Zelle begrenzt wird, sind jedoch gerade die Ausreißer maßgeblich für den Kapazitätsverlust. Angaben von Standardabweichungen der Streuung sind daher nicht ausreichend, wenn der Kapazitätsverlust des Batteriepacks quantifiziert werden soll. In diesem Fall ist die Abweichung der kleinsten Kapazität von dem Zellkapazitätsmittelwert aller Zellen maßgeblich, wie es beispielsweise in [3] zur Beschreibung des Kapazitätsverlusts getan wird.

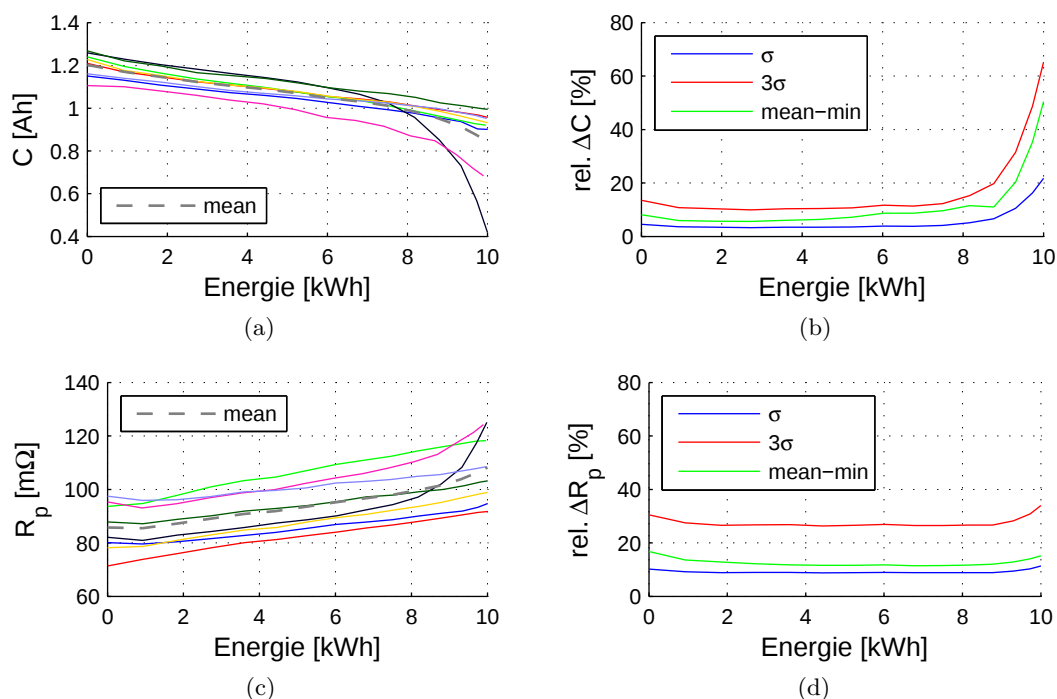


Abbildung 3.1: Alterungsentwicklung und Streuung der Kapazität und des Puls-Widerstands von No Name Zellen.

Zur Abschätzung der maximal zu erwartenden Zellstreuung nach Auslieferung wurde im Rahmen dieser Arbeit ein beschleunigter zyklischer Alterungstest mit acht 18650er No Name Zellen im Serienbetrieb bei 35 °C durchgeführt. Die Zellen wurden auf der Internetseite *Alibaba* erworben und besitzen nach Angaben des Händlers eine Kapazität von 2,2 Ah und eine Nennspannung von 3,7 V. Weitere Angaben zu den Zellen wurden nicht bereitgestellt. Die Zellen wurden identisch zum Referenztest in Abschnitt 3.2 unter gleichen Bedingungen zyklisch gealtert. Angaben zu Messunsicherheiten sind ebenfalls in Abschnitt 3.2 zu finden. In Abbildung 3.1 sind die ermittelten Entlade-Kapazitäten und 10 s Entlade-Puls widerstände inklusive der relativen Abweichungen über dem Energiedurchsatz dargestellt. Kapazitäten und Puls widerstände wurden mit Stromraten von 2,2 A ebenfalls bei 35 °C ermittelt. Schon zu Beginn des Alterungstest weisen die Zellen eine 45 % niedrigere Kapazität gegenüber den Angaben des Händlers auf. Auch die Puls-Widerstände sind mit

85 m Ω sehr hoch. Die schlechten Zelleigenschaften weisen auf lange Lagerzeiten bis zum Verkauf oder eine mangelnde Zellqualität hin. Zwei der Zellen gehen nach einem Energiedurchsatz von 6 kWh frühzeitig in die zuvor beschriebene schnellere Alterungsphase über, was im Alterungsverlauf der Kapazitäten und der Puls-Widerstände zu beobachten ist. Der weitere Serienbetrieb der Zellen ist im späteren Verlauf aufgrund der schnelleren Alterungsentwicklung dieser beiden Zellen nicht mehr möglich. Bis zu diesem Zeitpunkt bleibt die Zellstreuung relativ konstant. Die mit dem aktuellen Mittelwert normierte Standardabweichung beträgt für die Zellkapazitäten und Puls-Widerstände ca. 3,5 und 9 %. Auch hier unterliegt die Streuung der Puls-Widerstände einer stärkeren Streuung. Der Abstand der kleinsten Kapazität vom Mittelwert, der den Kapazitätsverlust der Serienschaltung aufgrund der schwächsten Zelle bestimmt, liegt zwischen 6 und 9 %. Die dreifache Standardabweichung würde in diesem Fall zu einer zu großen Abschätzung des Kapazitätsverlusts für den Serienbetrieb führen. Bei einer größeren Zellanzahl steigt jedoch auch die Wahrscheinlichkeit von Zellausreißern, was wiederum zu einer besseren Abschätzung führen könnte. Weitere Alterungstests zur Zellstreuung waren im Rahmen dieser Arbeit mit diesen Zellen geplant, um diese auch bei unterschiedlichen Betriebsstrategien analog zu Abschnitt 3.2 zu untersuchen. Nach einer viermonatigen Lagerung der Zellen bei Minustemperaturen war die Hälfte der Zellen bereits Tiefentladen, was auf die schlechte Qualität der Zellen hindeutet. Weitere Tests konnten aus diesem Grund nicht mit diesen Zellen erfolgen.

3.2 Streuung der Zellalterung unter Anpassung der Betriebsstrategie

Im Folgenden wird untersucht, ob einer alterungsbedingten Zellstreuung durch Anpassen der Betriebsstrategie entgegengewirkt werden kann. Relevante Einflussgrößen auf die Zellalterung sind nach [12, 22, 23]:

- die Entladetiefe (zyklische Alterung)
- das nutzbare Spannungsfenster bzw. mittlerer SOC bei gleicher Entladetiefe (zyklische Alterung)
- die mittlere Zellspannung (kalendarische und zyklische Alterung)
- die Zelltemperatur (kalendarische und zyklische Alterung)

In den meisten Anwendungen wird die Zelltemperatur einen entscheidenden Einfluss auf die Zellalterung aufweisen. Dies gilt insbesondere für Anwendungen, bei denen die kalendarische über der zyklischen Alterung überwiegt. Da ein gezieltes Anpassen der Zelltemperatur im Anwendungsfall jedoch unrealistisch erscheint, wird bei dieser Untersuchung eine möglichst homogene Zelltemperaturverteilung vorausgesetzt. Die Zellen werden daher in einer Klimakammer bei 35 °C gelagert. Wird ein Batteriepack einige Zeit nicht genutzt, ist ein gezieltes Verstellen der einzelnen Zellspannungen innerhalb der Pausenzeit denkbar, um die Alterungsentwicklung zu beeinflussen. In [22, 23] konnte für NMC-Graphit Zellen gezeigt werden, dass ein Lagern bei niedrigeren SOC's zu einer verlangsamten kalendarischen Alterung von Kapazität und Puls-Widerstand führte. In [22] führt beispielsweise ein Lagern der Zellen bei einer Temperatur von 50 °C bei einem SOC von 30 und 80 % nach 400 Tagen zu einem Kapazitätsverlust von 85 auf 75 % sowie einer Puls-Widerstandszunahme von 130 auf 140 %. Im Fall eines reinen Elektroautos erscheint eine Verzögerung der Ladung bis zur nächsten Nutzung jedoch sinnvoller. Dadurch befindet sich das Pack längere Zeit in einem niedrigen SOC, was sich ebenfalls mit einer verlangsamten Packalterung bemerkbar macht.

Aufgrund der vorausgehenden Überlegungen beschränkt sich dieser Alterungstest auf die Untersuchung der Alterungsentwicklung durch Anpassung der Einflussgrößen von Entladetiefe und nutzbarem Spannungsfenster. Hierzu wird die Entladetiefe und das nutzbare Spannungsfenster der Zellen in regelmäßigen Abständen über der Alterung angepasst, um so der unterschiedlichen Alterungsentwicklung der Zellen entgegenzuwirken. In [22] wird gezeigt, dass die Zellalterung bei einer zyklischen Belastung um einen mittleren SOC mit größer werdender Entladetiefe zunimmt. Bei einer Temperatur von 35 °C konnte bei einem mittleren SOC von 50 % nach 750 äquivalenten Vollzyklen bei einer Entladetiefe von 50 und 100 % ein Kapazitätsunterschied von ca. 87 und 71 % und eine Puls-Widerstandsunterschied von ca. 125 und 205 % beobachtet werden. Gleichzeitig wurde der Einfluss des mittleren SOC bei konstanter Entladetiefe untersucht. Hier zeigte sich, dass der Betrieb der Zelle bei einer Entladetiefe von 50 % um den mittleren SOC von 50 % zu einer geringeren Alterung führt, als der Betrieb um den mittleren SOC von 25 oder 75 %. Zur Definition dieser Alterungsuntersuchung werden die Ergebnisse aus [12, 22, 23] vorausgesetzt.

3.2.1 Testablauf

Der Alterungstest setzt sich aus drei verschiedenen Tests zusammen. Jeder Test besteht aus acht Zellen, die zyklisch so belastet werden, als wären sie in Serie geschaltet. Die Zellen sind jedoch nicht real in Serie verschaltet, sondern jeweils mit einem eigenen Prüfkreis verbunden. Dies hat den Vorteil, dass Zyklen- und Check-Up-Tests (CUT) am gleichen Prüfkreis ohne Umkontaktierung der Zellen durchgeführt werden können. Eine reale Serienverschaltung der Zellen bei gleichzeitig paralleler Zellanbindung durch den Prüfkreis ist nicht möglich, da die Masse der Prüfkreise elektrisch verbunden ist und die Zelle durch die Masse kurzgeschlossen werden würde. Die drei Tests unterscheiden sich durch die Anpassung der Betriebsstrategie folgendermaßen:

1. Referenztest, ohne Anpassung der Betriebsstrategie (passives Balancing)
2. Anpassung des nutzbaren Spannungsfensters bei gleichbleibender Entladetiefe (passives Balancing)
3. Anpassung der Entladetiefe (aktives Balancing)

Da während der zyklischen Belastung ein Serienbetrieb nachgeahmt wird, ist eine Anpassung der Entladetiefe unabhängig von diesem Test nur realistisch umsetzbar, wenn ein aktives Balancing eingesetzt wird. Dieses sorgt unter Belastung für einen Ladungstransfer zwischen den Zellen. Der Balancingstrom überlagert sich dabei mit dem eigentlichen Strangstrom und ermöglicht so eine zyklische Belastung der Zellen bei unterschiedlicher Entladetiefe. Gleichzeitig werden die Zellen durch Überlagerung des Balancingstroms auch mit unterschiedlichen Strömen belastet. Weniger gealterte Zellen werden bei größeren Entladetiefen zyklisiert als stärker gealterte Zellen.

Die anderen beiden Tests können im realen Anwendungsfall auch mit einem passiven Balancing¹ umgesetzt werden. Bei Anpassung des nutzbaren Spannungsfensters werden weniger gealterte Zellen in einem höheren Spannungsfenster als stärker gealterte Zellen betrieben. Die mittlere Spannung der weniger gealterten Zellen ist dadurch während des Zyklentests erhöht. Die Entladetiefe

¹Mit einem passivem Balancing ist hier ein dissipatives Balancing basierend auf einem schaltbaren Widerstand parallel zu den Zellen gemeint. Die Zellen können für den Ladezustandsabgleich über diesen Widerstand gezielt entladen werden.

wird dabei konstant gehalten. Der Referenztest wird ohne Anpassung der Betriebsstrategie zur Vergleichsmöglichkeit mit den anderen beiden Tests durchgeführt. Im Feld entspricht der Referenztest dem Standardanwendungsfall mit passivem Balancing.

Alle drei Tests setzen sich aus einer Abfolge von Zyklen- und CUTs zusammen (vgl. Abb. 3.2). Innerhalb jedes Zyklientests werden die Zellen anhand von 50 Lade- und Entladezyklen unter Berücksichtigung der zuvor angepassten Betriebsstrategie belastet und anschließend mit einem CUT der Alterungszustand der Zellen ermittelt. Zu Beginn jedes Zyklientests findet eine Kapazitäts-Messung mit den Zellen statt. Anhand der ermittelten Kapazität werden die Zellen sortiert und die Betriebsstrategie entsprechend angepasst. CUT und Zyklen-Test wurden in einem Zeitraum von 14 Monaten insgesamt 99 Mal wiederholt. Einzelheiten zum Messaufbau, zum Zyklen-Test und zum CUT werden in den folgenden Unterpunkten beschrieben.

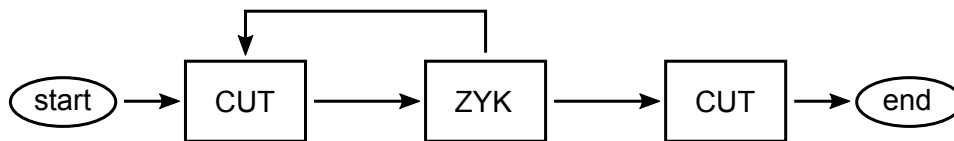


Abbildung 3.2: Testablauf.

3.2.2 Messaufbau

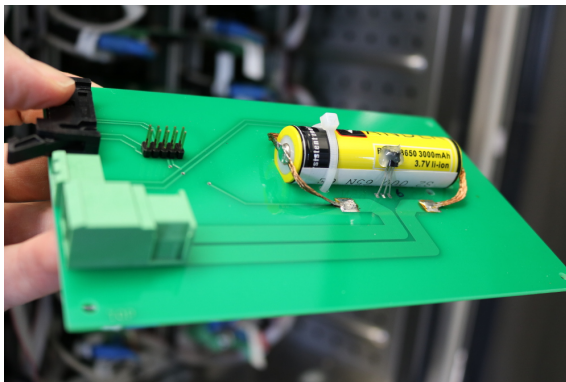
Untersucht wird das Alterungsverhalten exemplarisch an der 18650er Hochleistungs-Lithium-Ionen-Rundzelle INR18650-15L1 von *Samsung*. Die wichtigsten Datenblattangaben des Herstellers sind in Tabelle 3.1 aufgelistet. Zusätzlich sind im Datenblatt noch Angaben zur zyklischen Alterung gegeben. Nach 250 Zyklen beträgt die Kapazität noch mindestens 870 mAh, also 60 % der angegebenen Standardkapazität. Die Zyklen setzen sich aus einer Ladephase bei einem konstantem Strom von 0,75 A mit anschließender Konstantspannungsphase und einer unteren Stromgrenze von 100 mA, sowie einer Entladephase mit einem konstantem Strom von 18 A zusammen. Genauere Angaben zum Zyklientest sind nicht vorhanden. Es wird davon ausgegangen, dass der Zyklientest unter den im Datenblatt angegebenen Standard-Testbedingungen bei 25 °C und mit einer Ladeschlussspannung von 4,2 V durchgeführt wurde.

Die Zellen sind in der Klimakammer MKT 240 der Firma *Binder* untergebracht (vgl. Abb. 3.3b). In dem gesamten Test wurde die Solltemperatur der Klimakammer auf 35 °C eingestellt. Im Datenblatt der Klimakammer ist eine räumliche und zeitliche maximale Abweichung der Temperatur vom Sollwert von ± 1 und $\pm 0,4$ K angegeben.

Die Zellen selbst sind auf einer Zellhalterplatine aufgebracht (vgl. Abb. 3.3a). In der Klimakammer befindet sich wiederum eine Einschiebevorrichtung, für die Zellhalterplatinen. Dadurch ist sichergestellt, dass die Zellen weit genug voneinander entfernt sind, um eine gegenseitige Temperaturbeeinflussung benachbarter Zellen zu reduzieren und eine möglichst homogene Temperaturverteilung in der Klimakammer zu erhalten. Auf der Zellhalterplatine sind Strom- und Zellspannungslaufbahn getrennt ausgeführt. Die breit ausgeführte Stromlaufbahn auf der Platine ist in der Abbildung 3.3a zum Betrachter zugewandt, die schmalere Zellspannungsmessleitung beginnt hinter der Zelle und führt zum mittleren Stecker. Die beiden Zellpole sind an einer Entlötlitze angelötet, die wiederum an beiden Enden auf der Platine angelötet ist. Durch die Vierpunktmessung ist eine Beeinflussung der gemessenen Zellspannung durch den Laststrom weitestgehend minimiert. Zusätzlich ist am Gehäuse

Tabelle 3.1: Hersteller-Angaben zur verwendeten Lithium-Ionen Zelle INR18650-15L1.

Eigenschaft	Spezifikation
Aktivmaterial	Graphit-NMC
Nennkapazität bei Entladung	1,5 Ah (0,2 C, 2,5 V cut-off)
Standardkapazität bei Entladung	1,45 Ah (1,5 A, 2,5 V cut-off bei 25 °C)
Ladeschlussspannung	4,2 V $\pm$ 50 mV
Entladeschlussspannung	2,5 V
Nennspannung	3,6 V
Schnellladestrom	4 A
Max. Entladestrom	18 A
Temperaturbereich beim Laden	0 bis 50 °C
Temperaturbereich beim Entladen	−20 bis 75 °C
AC Innenwiderstand bei 1 kHz	<30 m Ω



(a)



(b)

Abbildung 3.3: Zellhalter und Verkabelung der Zellen in der Klimakammer (abgebildete Zelle entspricht nicht der verwendeten Zelle).

der Zelle ein Temperatursensor vom Typ DS18B20 des Herstellers *Dallas Semiconductor* aufgebracht und mit Heißkleber am Zellgehäuse fixiert. Laut Datenblatt besitzt der Temperatursensor eine Messgenauigkeit von mindestens $\pm 0,5$ K.

Die Zellhalterplatinen sind mit den Zellprüfkreisen des Batterietestgeräts MCFT 20-5-60 ME der Firma *Digatron* verbunden. Dieser verfügt über 60 Prüfkreise und stellt anhand vom Anwender definierter Testprogramme den Lade- bzw. Entladestrom bei gleichzeitiger Messung von Strom und Spannung. Die technischen Daten des Herstellers zum Batterietestgerät sind in Tabelle 3.2 aufgeführt. Mit einer Messgenauigkeit von $\pm 0,2\%$ vom Endwert beträgt der maximale Fehler bei der Strom- und Spannungsmessung ± 40 mA und ± 10 mV.

Tabelle 3.2: Angaben des Herstellers zum Batterietestgerät.

Eigenschaft	Spezifikation
Messspannung	< 5 V
Stell- und Messstrom	< 20 A
Genauigkeit	$< 0,2\%$ vom Endwert
Auflösung	13 Bit
Messrate	100 ms
Umschaltdauer Laden vs. Entladen	< 200 ms

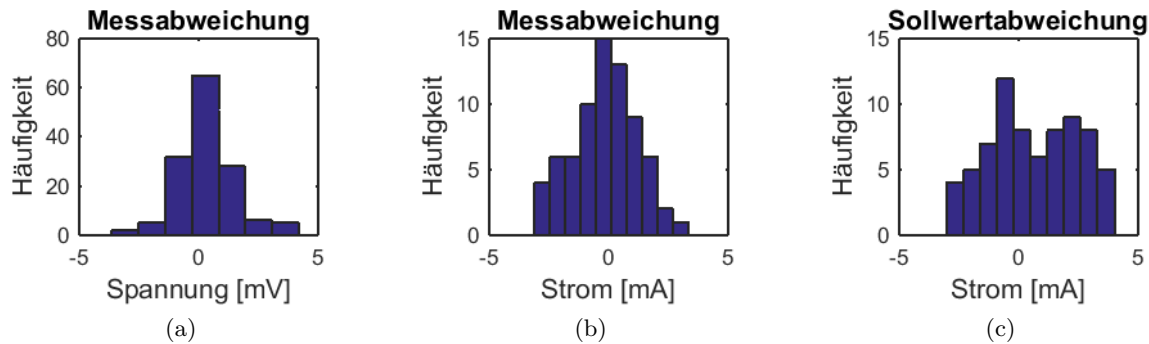


Abbildung 3.4: Häufigkeitsverteilung der Messabweichung von Strom und Spannung sowie der Abweichung des vorgegebenen Stromsollwerts.

Vor Testbeginn wurden alle Kreise des Batterieprüfgeräts justiert und kalibriert. Zur Ermittlung der Messgenauigkeit wurde das 2000 Multimeter von *Keithley* und ein Strommesswiderstand von $10\text{ m}\Omega$ mit einer Toleranz von $0,1\%$ verwendet. Das Multimeter besitzt nach Datenblatt eine Genauigkeit von $\pm 350\text{ }\mu\text{V}$ für einen Messbereich von 10 V und für einen Temperaturbereich von $23\text{ }^\circ\text{C} \pm 5\text{ }^\circ\text{C}$. Hierzu wurde ein Strom von $\pm 2\text{ A}$ in Lade-/Entladerichtung von jedem Prüfkreis des Batterieprüfgeräts gestellt und von diesem aufgezeichnet. Gleichzeitig wurde mit dem Multimeter der Spannungsabfall am Strommesswiderstand zur Kontrolle abgespeichert. Die durch den

Messwiderstand verursachte Fehlertoleranz beträgt bei diesem Strom ± 2 mA. Die Überprüfung der Spannungsmessgenauigkeit erfolgte analog. Hierzu wurden mit zwei Batterien die Spannungen von 2,1 und 4,2 V gestellt, mit dem Multimeter überprüft und vom Prüfkreis aufgezeichnet.

In Abbildung 3.4 sind die ermittelten Messwertabweichungen zwischen den Prüfkreisen des Batterieprüfgeräts und des genaueren Multimeters in einer Häufigkeitsverteilung dargestellt. Die aus den Häufigkeitsverteilungen berechneten Standardabweichungen betragen für die Spannungs- und Strommessung $\pm 1,5$ mV und $\pm 1,5$ mA, sowie für die Stromabweichung vom Sollwert ± 2 mA. Die ermittelten Standardabweichungen und Fehlergrenzen liefern eine Aussage über die Messabweichungen zwischen den einzelnen Prüfkreisen.

Das Batterieprüfgerät und die Zellhalterplatinen wurden bereits in [2] verwendet. In [2] findet eine ausführliche Bewertung der Messgenauigkeit der einzelnen Prüfkreise des Batterieprüfgeräts statt. In der Arbeit wird anhand vieler aufgezeichneter Messwerte von jedem Prüfkreis eine Häufigkeitsverteilung der Spannungsmessung und des gestellten Stroms untersucht. Beide Größen weisen beispielhaft an einem Prüfkreis eine Normalverteilung auf. Die Standardabweichung um den gemessenen Mittelwert beträgt 0,7 mV und ± 1 mA. Zusätzlich sind die Strom- und Spannungsmittelwerte aller Prüfkreise in einer Häufigkeitsverteilung gezeigt, um die Messabweichungen der Prüfkreise untereinander zu bewerten. Die sich daraus ergebenden Fehlergrenzen für Strom und Spannung liegen bei ± 15 mA und $\pm 4,5$ mV. Die Spannungsfehlergrenze deckt sich mit der Fehlergrenze aus Abbildung 3.4a. Die in Abbildung 3.4b gezeigte Stromfehlergrenze fällt mit $\pm 4,5$ mA etwas kleiner aus als in [2]. Die Angaben zu den Messungenauigkeiten sind in Tabelle 3.3 zusammengefasst und werden im Folgenden verwendet, um die Zell-Streuung der ermittelten Kapazitäten und Puls-Widerstände zu bewerten.

Tabelle 3.3: Messunsicherheit und Fehlergrenze der Strom- und Spannungsmessung.

Messgröße	Unsicherheit	Fehlergrenze
Strom	± 1 mA	$\pm 3,5$ mA
Spannung	$\pm 0,7$ mV	$\pm 4,5$ mV

3.2.3 Check-Up-Tests

Zur Überprüfung des Alterungszustands wird nach jedem Zyklentest ein Check-Up-Test (CUT) mit jeder Zelle durchgeführt (vgl. Abb. 3.5). Der Test setzt sich aus den drei Phasen: Konditionierung, sowie Kapazitäts- und Puls-Test zusammen. Kapazitäts- und Puls-Test dienen zur Bestimmung der Zellkapazität und des Puls-Widerstands. Im Folgenden werden die drei Phasen im einzelnen erläutert:

Konditionierung Sowohl beim Kapazitäts-Test als auch beim Puls-Test hat die Vorgeschichte einen Einfluss auf das Messergebnis. Die Zelle wird daher vor beiden Tests konditioniert. Dadurch wird die direkte Vorgeschichte der Zelle fest vorgegeben und die Vergleichbarkeit der Messergebnisse verbessert. Zu Beginn wird die Zelle für 1 h in einer Klimakammer bei 35 °C temperiert.

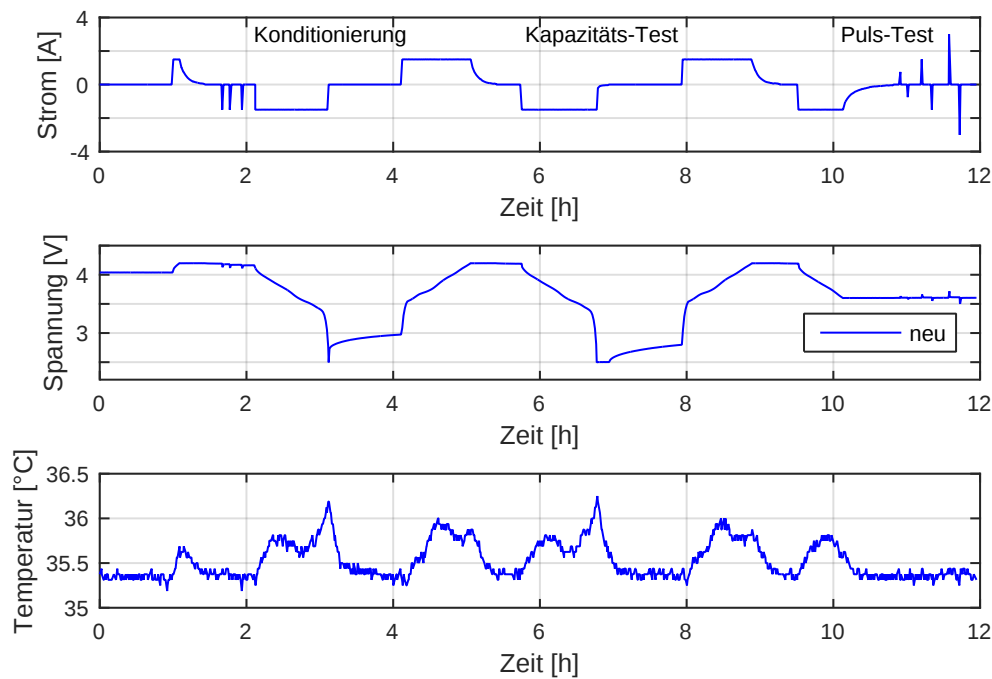


Abbildung 3.5: Strom-, Spannungs- und Temperaturverlauf der Zelle innerhalb des Check-Up-Tests.

Die in Abbildung 3.5 dargestellte Zellgehäusetemperatur weist eine Abweichung von 0,4 K vom eingestellten Sollwert auf und liegt im Toleranzbereich der Klimakammer und des verwendeten Temperatursensors.

Als nächstes wird die Zelle mit einer konstanten Stromrate von 1 C bzw. 1,5 A bis zur Ladeschlussspannung von 4,2 V geladen. Es folgt eine Konstantspannungs-Ladephase bis der Strom unter 40 mA fällt. Diese Ladephase wird im Folgenden als Standardladung bezeichnet. Die anschließenden drei Entladepulse werden durchgeführt, um überprüfen zu können, ob die Leistungsfähigkeit der Zelle auch nach Vollladung ohne Konditionierung quantifiziert werden kann. Daraufhin wird die Zelle mit einem konstanten Strom von 1,5 A bis zur Entladeschlussspannung von 2,5 V entladen. Da sich die Zelle durch die Entladung wieder erwärmt, erfolgt nach der Entladung eine Ausgleichspause von maximal einer Stunde, oder bis die Zellspannung sich innerhalb von 300 s weniger als 1 mV und die Zelltemperatur sich innerhalb von 30 s weniger als 1 K ändert. Durch die Pause wird sichergestellt, dass möglichst alle Ausgleichsprozesse in der Zelle, die insbesondere durch Diffusionsprozesse dominiert werden, näherungsweise beendet sind und ein quasi stationärer Zustand erreicht ist. Nach der Pause erfolgt eine erneute Standardladung mit anschließender Ausgleichspause. Nach der darauf folgenden Ausgleichspause ist die Konditionierung abgeschlossen und es erfolgt der eigentliche Kapazitäts-Test während der Entladung.

Vor dem Puls-Test findet ebenfalls eine Konditionierung statt. Hierzu wird die Zelle nach dem Entlade-Kapazitäts-Test anhand einer Standardladung geladen. Nach der Ladung findet wieder eine Ausgleichspause statt. Daraufhin wird die Zelle anhand einer konstanten Strom- und Spannungsphase auf 3,6 V entladen und wieder eine Ausgleichspause durchgeführt. Der Ladezustand der Zelle beträgt bei dieser Spannung ungefähr 28 %. Im Anschluss werden die Puls-Tests durchgeführt.

Der Ladezustand wird über die Zellspannung eingestellt, da mit fortschreitender Alterung die Kapazität der Zelle abnimmt und eine Ladungs-basierte Einstellung folglich zu einer niederen Ladezustandseinstellung führt.

Kapazitäts-Test Im Anschluss an die Konditionierung kann die Kapazitäts-Messung erfolgen. Hierzu wird die Zelle mit 1,5 A bis zur Entladeschlussspannung von 2,5 V entladen. Aus dem Stromintegral über der Zeit

$$Q = \int_0^{t_{\text{end}}} i(t) dt \quad (3.1)$$

bestimmt sich die nutzbare Zellkapazität speziell für diesen Entladestrom und die eingestellte Temperatur. Die Kapazitäts-Bestimmung erfolgt für den Entladefall, da bei den meisten Anwendungen, wie bei einem reinen Elektroauto die Entlade-Kapazität entscheidend ist und die Reichweite definiert. Zudem existieren während der Entladung gewöhnlich geringere Überspannungen, als während der Ladung. In Abbildung 3.6 ist der an einer Zelle durchgeführte Kapazitäts-Test innerhalb des ersten und letzten CUTs dargestellt.

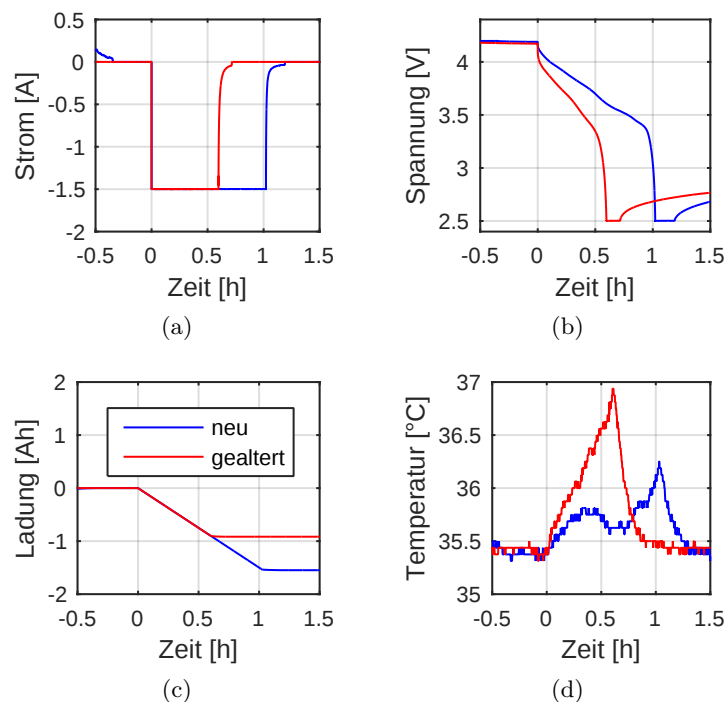


Abbildung 3.6: Messung der Kapazität (Zeitintervall auf den Anfang des Kapazitäts-Tests bezogen).

Die Entladephase des Kapazitäts-Tests setzt sich aus einer Konstantstromphase und einer anschließenden Konstantspannungsphase zusammen. Wird unmittelbar nach Erreichen der Entladeschlussspannung die Messung abgebrochen, verfälscht sich die ermittelte Kapazität, da durch den Entladestrom eine Überspannung in der Zelle entsteht und die Entladeschlussspannung so schneller erreicht wird. Mit höherem Entladestrom steigt die Überspannung weiter an, dadurch fällt die ermittelte Kapazität geringer aus und repräsentiert eher die nutzbare Kapazität für den Anwendungsfall bei diesem Strom.

Soll die Kapazität möglichst unabhängig von den Überspannungen ermittelt werden, bietet es sich an, einen geringeren Entladestrom zu wählen, um den Einfluss der Überspannungen auf die Kapazitätsmessung zu reduzieren. Nachteil an dieser Methode ist, dass die Entladung länger dauert und ein mittlerer Strommessfehler durch das längere Stromintegral stärker das Messergebnis verfälscht. Aus diesem Grund wird die Messung nach der Entladephase mit konstantem Strom durch eine konstante Spannungsphase erweitert. Hierzu wird die Zellspannung nach Erreichen der Entladeschlussspannung von hier 2,5 V durch Abregeln des Stroms auf dieser Spannung gehalten, bis der Strom unter eine feste Grenze von hier 40 mA gesunken ist.

In Abbildung 3.6b existiert diese Phase für die neue Zelle zwischen 60 und 70 min. Trotz der Konstantspannungsphase ist zu erkennen, dass die Zellspannung im Anschluss aufgrund von Ausgleichsvorgängen wieder ansteigt. Der verhältnismäßig große Spannungsanstieg erklärt sich auch daran, dass die Zellspannung gegen Ende der Konstantstromphase bei ca. 3,4 V stark einbricht und sehr kleine Ladezustandsänderungen zu einer großen Zellspannungsänderung führen. Das Messergebnis wird hier sowohl für die neue, als auch die gealterte Zelle kaum durch die zusätzliche Konstantspannungsphase verändert, da die Entladungsmenge während der konstanten Spannungsphase sehr gering ist (vgl. Abb. 3.6c). Bei höheren Entladeschlussspannungen kann die Konstantspannungsphase insbesondere bei fortgeschrittenem Alterungszustand einen deutlichen Einfluss auf den ermittelten Kapazitäts-Wert besitzen.

Zwischen gealterter und neuer Zelle ist ein Kapazitätsverlust von 40 % von 1550 auf 920 mAh anhand der umgesetzten Ladungsmenge zu beobachten. Auffällig ist auch die unterschiedliche Temperaturentwicklung zwischen neuer und gealterter Zelle. Die ältere Zelle weist eine stärkere Erwärmung und über der Entladezeit näherungsweise linear ansteigende Erwärmung auf. Auffällig ist auch die nichtlineare Temperaturveränderung während der Entladung und die starke Zelltemperaturerhöhung am Ende der Konstantstromphase der neuen Zelle. Zusätzlich existiert eine Temperaturabnahme bei 40 min. Die Temperaturveränderung der neuen Zelle deutet auf unterschiedlich große Überspannungen in Abhängigkeit des Ladezustands und Besetzungsgrads der Aktivmaterialien hin. Bei 40 min ist auch eine kleine Zellspannungsveränderung der neuen Zelle zu beobachten. In [8] wird gezeigt, dass das Graphit gegenüber Lithium in Abhängigkeit des Besetzungsgrads solche Potentialveränderungen aufweist. Diese Veränderungen konnten an einer NMC-Kathode nicht beobachtet werden. Es wird daher vermutet, dass der veränderliche Temperaturverlauf durch die Anode hervorgerufen wird. Mit voranschreitender Alterung ist der Verlauf nicht mehr zu erkennen, was darauf hindeutet, dass diese Materialeigenschaft nicht mehr existiert oder durch zusätzliche andere Verluste überdeckt wird.

Im Folgenden wird der Einfluss von Messabweichungen auf die Kapazitätsbestimmung diskutiert. Dieser setzt sich nach [2] aus drei Bestandteilen zusammen, dem Einfluss durch Messabweichungen der Zellspannung bei Erreichen der Ladeschlussspannung bei der vorausgehenden Ladephase, des Stroms zum Bilden des Stromintegrals und der Zellspannung beim Erreichen der Entladeschlussspannung.

Die Messabweichungen der Zellspannung beim Erreichen der Lade- und Entladeschlussspannung sind vom gleichen Charakter, da die Zellspannung als Abbruchkriterium verwendet wird. Nach [2] bestimmt sich die Fehlergrenze ε_Q und Messunsicherheit σ_Q dieser Einflussgrößen nach

$$\varepsilon_Q = \varepsilon_I \frac{\partial Q}{\partial I} + \varepsilon_T \frac{\partial Q}{\partial T} + \varepsilon_U \frac{\partial Q}{\partial U} \approx \varepsilon_U \frac{\partial Q}{\partial U} \quad (3.2)$$

$$\sigma_Q = \sqrt{\left(\sigma_I \frac{\partial Q}{\partial I}\right)^2 + \left(\sigma_T \frac{\partial Q}{\partial T}\right)^2 + \left(\sigma_U \frac{\partial Q}{\partial U}\right)^2} \approx \sigma_U \frac{\partial Q}{\partial U} \quad (3.3)$$

Diese hängen von den drei Einflussgrößen Strom, Temperatur und Spannung ab. Der Einfluss durch den Temperaturgradienten ist sehr gering und kann nach [2] vernachlässigt werden. Der Einfluss durch den Stromgradienten ist nach [2] um eine Größenordnung kleiner als der Einfluss durch den Spannungsgradienten, und wird daher ebenfalls vernachlässigt. Als Haupteinfluss auf den bestimmten Kapazitätswert bleibt die Spannungsmessabweichung, die wegen des großen Gradienten besonders bei der Ladung zu berücksichtigen ist. Zur Bestimmung des Gradienten $\frac{\partial Q}{\partial U}$ ist in

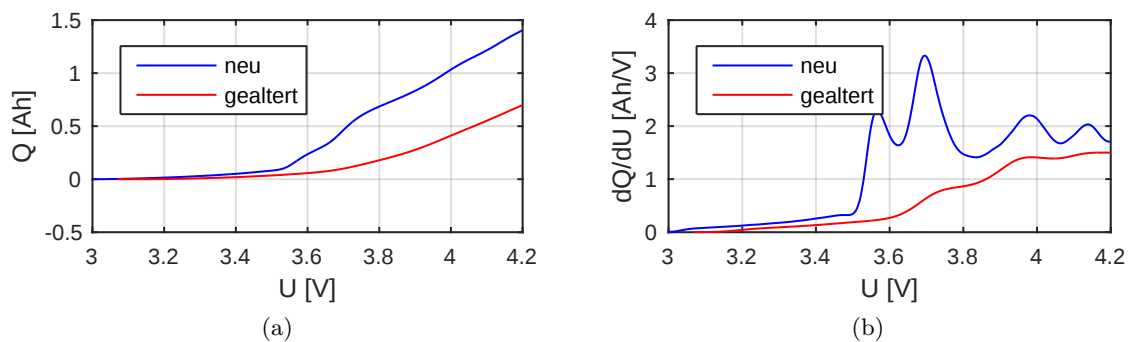


Abbildung 3.7: Ladungsumsatz (links) und Gradient der Ladungsmenge in Abhängigkeit der Spannung (rechts), bestimmt bei einem Ladestrom von 1,5 A. Links: realer Messdatenverlauf, rechts: *Smoothing Spline* bei gegebener Fehlerquadratsumme von 10^{-6} .

Abbildung 3.7a der Ladungsumsatz über der Zellspannung während der Konstantstrom-Ladephase (in Abb. 3.5 im Zeitintervall zwischen 4 und 5 h) vor dem Entlade-Kapazitätstest dargestellt. Da die Messdaten mit einem Rauschen überlagert sind, lässt sich ohne Nachbearbeitung der Daten keine aussagekräftige Ableitung aus den Messdaten berechnen. In [2] wird zur numerischen Ableitungsbildung aus Messdaten daher vorgeschlagen, diese mit einem *Smoothing Spline* zu approximieren. Der Spline setzt sich aus stückweise cubischen Funktionen zusammen, die analytisch abgeleitet werden können. In Abbildung 3.7b ist die Ableitung des aus den Messdaten bestimmten Splines mit einer maximalen Fehlerquadratsumme von 10^{-6} dargestellt¹. Der größte absolute Fehler zwischen Messdaten und Approximation liegt bei -6 mAh bei 3,5 V und ist klein gegenüber der gesamten umgesetzten Ladungsmenge. Aus dem Gradienten $\frac{\partial Q}{\partial U}$ in Abbildung 3.7b zeigt sich, dass aufgrund des Kapazitätsverlusts auch der Gradient von neuer zu gealterter Zelle abnimmt. Dieser beträgt bei 4,2 V für die neue und gealterte Zelle 1,7 und 1,5 Ah/V. Bei der Entladeschlussspannung existiert demgegenüber ein sehr kleiner Gradient von < 80 mAh/V².

¹Bei Fehlerquadratsummen von 10^{-7} und kleiner geht die glättende Eigenschaft der Spline-Approximation verloren und das Messrauschen wird ebenfalls approximiert.

²Dieser Wert wurde aus der Entladekurve des Kapazitätstests bei Erreichen der Entladeschlussspannung bestimmt.

Zusätzlich muss die Messabweichung des Stroms während der Stromintegration berücksichtigt werden. Diese setzt sich aus einem Offset-Fehler und einer Messunsicherheit zusammen. Da die Messunsicherheit um den Offset-Fehler normalverteilt ist, kann diese bei ausreichender Anzahl an Messwerten vernachlässigt werden. Während der Konstantstromphase wurde der Strom mit 100 mHz abgetastet. Daraus ergeben sich bei einer einstündigen Entladung 360 Messwerte. Existiert ein Offset-Fehler bei der Strommessung, wird dieser Offset ebenfalls integriert. Mit größer gewähltem Zeitintervall des Stromintegrals steigt demnach auch der Fehler. Nach [2] bestimmt sich die Fehlergrenze bei Vernachlässigung der Konstantspannungsphase am Ende der Entladung zu

$$\varepsilon_Q = \varepsilon_I \frac{Q}{I} \quad (3.4)$$

Diese wird bei größeren Entladeströmen und abnehmender Ladungsmenge kleiner. Der Einfluss von Messunsicherheit und Fehlergrenze (vgl. Tab. 3.3) auf den Kapazitätstest lässt sich zusammen aus den Formeln 3.3 und 3.4 nach

$$\varepsilon_Q \approx \varepsilon_U \frac{\partial Q}{\partial U} + \varepsilon_I \frac{Q}{I} \quad (3.5)$$

$$\sigma_Q \approx \sigma_U \frac{\partial Q}{\partial U} \quad (3.6)$$

berechnen. In Tabelle 3.4 sind die Messunsicherheit und die Fehlergrenze des Kapazitätstests für die neue und gealterte Zelle angegeben. Bezogen auf die gemessenen Kapazitäten betragen diese in diesem Fall etwa $\pm 0,1$ und ± 1 %.

Tabelle 3.4: Messunsicherheit und Fehlergrenze des Kapazitätstests für die neue und gealterte Zelle. Messunsicherheit der ermittelten Kapazität am jeweiligen Prüfkreis und Fehlergrenze beim Vergleich ermittelter Kapazitäten an verschiedenen Prüfkreisen.

Alterungszustand	gemessene Kapazität	Unsicherheit σ_Q	Fehlergrenze ε_Q
neu	1,55 Ah	$\pm 1,2$ mAh	$\pm 11,3$ mAh
gealtert	0,92 Ah	$\pm 1,1$ mAh	$\pm 8,9$ mAh

Puls-Test Der Puls-Test ist in Anlehnung an die Anwendung ein Test zur Quantifizierung der Leistungsfähigkeit des Batteriepacks und nutzt die Eigenschaft, dass die Batteriespannung Laststromänderungen folgt. Innerhalb eines Puls-Tests wird das Batteriepack mit einem Strompuls definierter Amplitude und Dauer belastet und die Spannungsantwort aufgezeichnet. Um die Leistungsfähigkeit bei verschiedenen Betriebspunkten zu quantifizieren, können Puls-Tests in Lade- und Entladerichtung bei verschiedenen Stromamplituden, SOC's und Temperaturen durchgeführt werden. In dieser Arbeit werden Strompulse bei 35 °C und 3,6 V in Lade und Entladerichtung für 0,75, 1,5 und 3 A ausgewertet. Zwischen den Strompulsen erfolgen Ausgleichspausen, um eine gegenseitige Beeinflussung der Pulse zu minimieren. Zusätzlich werden abwechselnd Lade- und Entladepulse durchgeführt, um eine Ladezustandsveränderung durch die Pulse zu reduzieren. Innerhalb und kurz vor und nach dem Strompuls werden Strom und Spannung alle 200 ms aufgezeichnet.

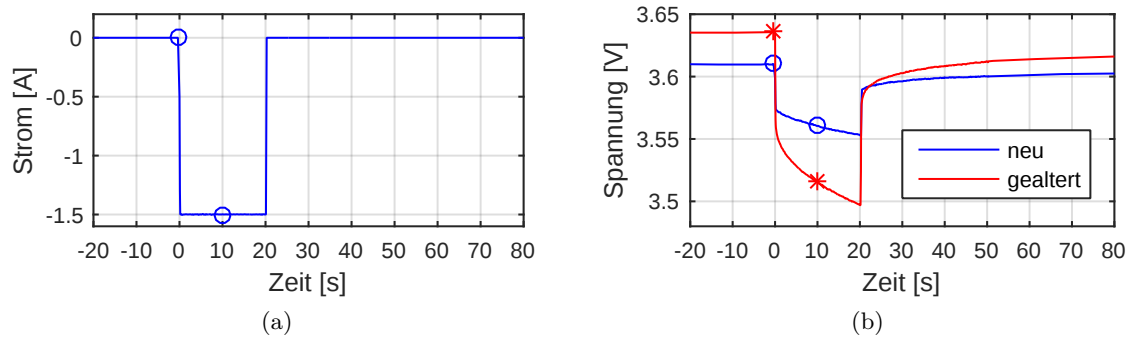


Abbildung 3.8: Messung des 10 s Puls-Widerstands (hier: erster Entladepuls des CUTs aus Abb. 3.5 bei 11 h).

In Abbildung 3.8 ist ein Entlade-Puls-Test der neuen und gealterten Zelle bei einer Stromstärke von $-1,5\text{ A}$ dargestellt. Es ist gut zu erkennen, dass die Spannung der gealterten Zelle aufgrund höherer Überspannungen stärker einbricht. Zusätzlich ist zu beobachten, dass die Zellspannung zu Beginn etwas größer als $3,6\text{ V}$ beträgt und die Anfangsspannung mit dem Alterungszustand zunimmt. Die erhöhte Anfangsspannung entsteht durch die Spannungsrelaxation nach der Entladung der Zelle zum Einstellen des Ladezustands auf $3,6\text{ V}$ ¹.

Aus dem Strompuls und der Spannungsantwort kann der Puls-Widerstand

$$R_P = \frac{\Delta U}{\Delta I} \big|_{\Delta t = t_2 - t_1} = \frac{U(t_2) - U(t_1)}{I(t_2) - I(t_1)} \quad (3.7)$$

für ein festgelegtes Zeitintervall Δt berechnet werden. Die Angabe des Zeitintervalls ist entscheidend, da sich die Zellspannung auch während des Pulses noch aufgrund von Ausgleichsprozessen in der Zelle ändert. Für die neue und gealterte Zelle ergibt sich aus Abbildung 3.8 für ein Zeitintervall von $\Delta t = 10\text{ s}$ ein Puls-Widerstand von $33,3$ und $80\text{ m}\Omega$.

Wie beim Kapazitäts-Test wird auch der berechnete Puls-Widerstand des Puls-Tests durch Messunsicherheiten beeinflusst. Der Puls-Widerstand hängt vom eingestellten Ladezustand, der Temperatur, von Puls-Dauer und Stromamplitude als auch von der Vorgeschichte ab. So hat die Spannungsrelaxation nach der SOC-Einstellung einen Einfluss auf den Puls-Widerstand, da sich die Spannung auch innerhalb des Puls-Tests ändert. Vor dem ersten Ladepuls beträgt der Gradient der Spannungsrelaxation aufgrund der Ausgleichspause $3,33\text{ }\mu\text{V/s}$. Für ein Zeitintervall von 10 s ändert sich die Zellspannung daher maximal um $33,3\text{ }\mu\text{V}$. Für einen Entladestrom von $1,5\text{ A}$ entspricht dies einer Abweichung des Puls-Widerstands von $22,2\text{ }\mu\Omega$. Zusätzlich kann bei hohem und niedrigem SOC die Lade- oder Entladeschlussspannung bei Belastung durch den Strompuls erreicht werden, was zum Schutz der Zelle gewöhnlich ein Abregeln des Stroms zur Folge hat. Der Puls kann dann nicht mehr vollständig ausgewertet werden, da sich die Stromanregung ändert. Um ein Erreichen der Spannungsgrenzen zu vermeiden, wird hier der Pulstest bei einem mittleren Ladezustand bei $3,6\text{ V}$ durchgeführt.

¹Eine Zellspannung von $3,6\text{ V}$ entspricht bei der neuen Zelle einem gemessenen Ladezustand von 28% .

Der nach 10 s aufgezeichnete Spannungsmesspunkt kann bei ausschließlicher Auswertung eines Messpunkts aufgrund der Abtastrate maximal 200 ms vom eigentlichen Zeitpunkt entfernt liegen. Da die Spannung sich in diesem Zeitbereich ändert und zusätzlich mit einem Messrauschen überlagert ist, entsteht bei der gealterten Zelle an dieser Stelle eine Messabweichung von 1 mV, was einer Beeinflussung des Puls-Widerstands von 666 $\mu\Omega$ entspricht. Um diese Unsicherheit zu reduzieren, wird die Spannungsantwort analog zur Kapazitätsbestimmung durch einen Smoothing-Spline approximiert. Die Zellspannung kann durch den Spline exakt bei 10 s ausgewertet werden und hängt nicht mehr direkt von der Abtastrate ab. Zusätzlich wird durch die glättende Eigenschaft des Splines die Messunsicherheit weitestgehend unterdrückt.

In [24] wird der Einfluss der Messungenauigkeit auf den Puls-Widerstand nach

$$\varepsilon_{R_P} = \left(\frac{\varepsilon_{\Delta U}}{\Delta U} + \frac{\varepsilon_{\Delta I}}{\Delta I} \right) \cdot \frac{\Delta U}{\Delta I} \approx 0 \quad (3.8)$$

$$\sigma_{R_P} = \sqrt{\left(\frac{\sigma_{\Delta U}}{\Delta U} \right)^2 + \left(\frac{\sigma_{\Delta I}}{\Delta I} \right)^2} \cdot \frac{\Delta U}{\Delta I} \quad \text{mit} \quad \sigma_{\Delta U, I} = 2 \cdot \sigma_{U, I} \quad (3.9)$$

angegeben. Der Einfluss des absoluten Messfehlers $\varepsilon_{U, I}$ wird durch die Differenzbildung unterdrückt und ist daher nicht in der Formel berücksichtigt. Übrig bleibt die Abweichung des absoluten Messfehlers $\varepsilon_{\Delta U, I}$, die sich aus der Abhängigkeit des absoluten Messfehlers vom Betriebspunkt ergibt. Die Abweichung des absoluten Messfehlers ist unbekannt und kann daher nicht berücksichtigt werden. Es wird jedoch davon ausgegangen, dass $\varepsilon_{\Delta U, I}$ vernachlässigbar klein ist. Für die gealterte Zelle ergibt sich bei einem Entladepuls von 1,5 A eine Messunsicherheit σ_{R_P} von $\pm 980 \mu\Omega$. Durch Verwendung des Smoothing-Splines sowie durch Mittelwertbildung der Ruhespannungsmesspunkte innerhalb der ersten Sekunde direkt vor Eintreten des Strompulses und durch Mittelwertbildung des Stroms während des Pulses wird die Messunsicherheit weiter reduziert. Der Einfluss der Temperatur wird vernachlässigt, da während des Puls-Tests keine signifikante Temperaturänderung beobachtet werden kann.

3.2.4 Zyklen-Test

Wie in Abschnitt 3.2.1 beschrieben werden drei unterschiedliche Tests durchgeführt: zwei Tests mit Betriebsstrategieanpassung und ein Test ohne. Die Betriebsstrategieanpassung wird relativ zum Zellalterungszustands der anderen Zellen durchgeführt, um einer im Testverlauf zu erwartenden unterschiedlichen Zellalterung entgegenzuwirken. Die Anpassung wird vor der zyklischen Belastung festgelegt und wird während der zyklischen Belastung konstant gehalten. Ein Test beinhaltet die Anpassung der Entladetiefe der Zellen. Der andere Test beinhaltet ein Anheben oder Absenken des nutzbaren Spannungsfensters bei gleichbleibendem DOD. Zusätzlich wird ein Referenztest ohne Betriebsstrategieanpassung durchgeführt.

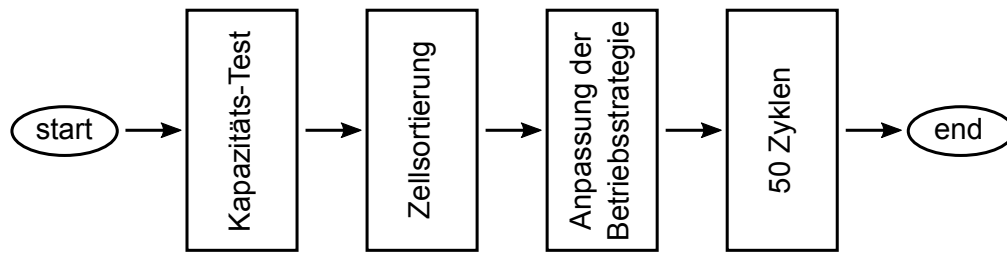


Abbildung 3.9: Ablauf des Zyklen-Tests für die beiden Tests mit Anpassung der Betriebsstrategie. Beim Referenztest entfallen die ersten drei Schritte, da keine Anpassung der Betriebsstrategie stattfindet.

Um den Alterungszustand der Zellen für die Betriebsstrategieanpassung zu bewerten, wird wie in Abbildung 3.9 gezeigt vor jeder zyklischen Belastung ein zusätzlicher CC-Entlade-Kapazitäts-Test mit einer Stromrate von 1 C zwischen 4,2 und 2,5 V mit den Zellen durchgeführt¹. Anhand der ermittelten Kapazitäten werden die acht Zellen eines Tests sortiert². Anschließend wird der Mittelwert der acht Zellkapazitäten gebildet. Zellen mit einer größeren Kapazität als der Mittelwert (im Folgenden als *gute* Zellen bezeichnet) werden zyklisch stärker belastet und Zellen, deren Kapazität kleiner als der Mittelwert ist (im Folgenden als *schlechte* Zellen bezeichnet) werden zyklisch weniger stark belastet. Gleichzeitig wird sichergestellt, dass die gleiche Anzahl an Zellen als gute und schlechte Zellen deklariert wird. Da der Mittelwert nicht zwangsläufig zu einer Aufteilung von vier guten und vier schlechten Zellen führt, bleiben teils Zellen übrig, die weder als gute noch als schlechte Zellen deklariert werden (im Folgenden als *mittlere* Zellen bezeichnet) und in einem mittleren Belastungsfenster betrieben werden. Mit dieser letzten Bedingung wird versucht, näherungsweise den gleichen Gesamtenergieumsatz des Zellverbunds für die drei Tests zu erzielen, um eine Vergleichbarkeit zwischen den Tests zu ermöglichen.

Der Zyklen-Test besteht aus 50 Zyklen. Jeder Zyklus setzt sich aus einer CC-CV-Ladephase und einer CC-Entladephase zusammen. Während der CC-Phase wird sichergestellt, dass alle acht Zellen zur gleichen Zeit mit dem gleichen Strom belastet werden, um einen Serienbetrieb der acht Zellen nachzubilden. Die CV-Ladephase dient als SOC-Abgleich und ist abgeschlossen, wenn der Strom in jeder Zelle 375 mA (entspricht einer Stromrate von 0,25 C) unterschreitet. Die CV-Phase ist von dem nachgebildeten Serienbetrieb in der CC-Phase losgelöst und der Strom in den Zellen kann sich somit innerhalb dieser Phase unterscheiden. Mit der CV-Phase wird die Funktion eines Balancingvorgangs auf vereinfachte Weise nachgebildet. Da die Prüfkreise aufgrund ihrer Ungenauigkeit nicht exakt den gleichen Strom stellen (vgl. Abb. 3.4), würde sich der mittlere Ladezustand der Zellen ohne die zusätzliche CV-Lade-Phase im Verlauf der 50 Zyklen verschieben. Eine gezielte Belastung durch die Anpassung der Betriebsstrategie wäre in diesem Fall nicht mehr gegeben.

¹Der Kapazitäts-Test aus dem CUT kann zur Bewertung des Alterungszustands der Zellen nicht verwendet werden, da die Test-Programme von CUT und Zyklen-Test unabhängig voneinander umgesetzt wurden. Dieser modulare Aufbau hat den Vorteil, dass nach Abschluss jedes Tests eine eigene Messdatei erzeugt wird und die Dateigröße der Messdatei nicht zu groß wird. Nachteil ist, dass ein zusätzlicher Kapazitäts-Test zur Bewertung des Alterungszustands der Zelle vor jedem Zyklen-Test durchgeführt werden muss und dass die Test-Programme manuell gestartet werden müssen.

²Hier kam ein Bubblesort Sortieralgorithmus zum Einsatz.

Der Betriebsbereich der drei Tests für die drei Alterungszustände: gute, schlechte und mittlere Zelle wird vor den 50 Zyklen fest gewählt und bleibt während der 50 Zyklen unverändert. Eine maximale Ausnutzung der Kapazität der Serienschaltung bei vorhandenen Zellunterschieden ist dadurch nicht mehr gegeben. Jedoch kann anhand der erzwungenen Betriebsanpassung der Zellen herausgefunden werden, ob die Alterungsentwicklung beeinflusst werden kann.

Die Betriebsbereiche der drei Tests für die drei Zellzustände: gut, schlecht und mittel werden vor dem gesamten Alterungstest festgelegt und für den gesamten Alterungstest beibehalten. Lediglich die Zuordnung der Zellen zu den Zuständen: schlecht, mittel und gut findet vor jeder zyklischen Belastung erneut statt. Die drei Tests und die Wahl der Betriebsbereiche werden im Folgenden erläutert.

Referenztest und Test mit Betriebsstrategieanpassung über das nutzbare Spannungsfenster

Innerhalb dieser beiden Tests werden die Zellen mit einer Stromrate von 2 C und einer Entladetiefe von 85 % zyklisiert. Die hohe Stromrate von 2 C wird gewählt, um den Ablauf des Alterungstests zu beschleunigen. Anstatt den vollen Spannungsbereich anhand von Vollzyklen auszunutzen, werden die Zellen nur bei einer Entladetiefe von 85 % zyklisiert. Somit bleiben 15 % des SOC's ungenutzt, die zur Anpassung des Betriebsbereichs frei verwendet werden können.

Die Zellen werden zwischen festen Spannungsgrenzen betrieben, damit die Zellen trotz abnehmender Kapazität über der Alterung möglichst bei einer konstanten Entladetiefe von 85 % zyklisiert werden¹. Im Referenztest werden die Zellen beispielsweise anhand vorgegebener Spannungsgrenzen möglichst in einem SOC-Fenster von 15 und 100 % betrieben.

Die Spannungsgrenzen werden in Abhängigkeit eines vorgegebenen SOC's-Fensters bestimmt. Da sich die Zellspannung unter Belastung und in Abhängigkeit der Zelltemperatur ändert, müssen die Spannungsgrenzen anhand eines Vortests unter gleichen Bedingungen wie im Zyklen-Test bestimmt werden. Der Vortest erfolgt daher mit einer neuen Zelle, die sich ebenfalls in der Klimakammer bei 35 °C befindet und zunächst für den eigentlichen Test konditioniert wird. Die Strombelastung der Zelle wird analog zur Strombelastung im Zyklen-Test eingestellt. Diese wird mit 2 C entladen und anschließend mit 0,25 C geladen. Somit können die Spannungsgrenzen, die den Betriebsbereich der Zellen festlegen, anhand des Zellspannungsverlaufs unter Belastung in Abhängigkeit des SOC's ermittelt werden.²

Aus dem Vortest ergibt sich der in Abbildung 3.10a dargestellte Zellspannungsverlauf in Abhängigkeit des SOC's für den Lade- und Entladevorgang³. Anhand dieses Verlaufs werden die Spannungsgrenzen für die vorgegebenen SOC-Fenster in Tabelle 3.5 bestimmt. Dabei wird zwischen drei Betriebsbereichen für die als gut, mittel und schlecht deklarierten Zellen unterschieden. Die drei Betriebsbereiche sind in der Abbildung durch farbliche Markierungen hervorgehoben und ebenfalls

¹Dies ist nur näherungsweise möglich, da die Überspannung in der Zelle bei gleicher Belastung aufgrund von Alterungseffekten mit der Zeit zunimmt und durch die höhere Überspannung die Lade- und Entladeschlussspannung früher erreicht wird. Dies führt dazu, dass die Zelle bei einer geringeren Entladetiefe trotz gleicher Spannungsgrenzen zyklisiert wird.

²Die Stromrate entspricht hier der Stromrate, mit der die Zellen innerhalb des Zyklen-tests belastet werden. Dadurch ergibt sich eine annähernd gleiche Überspannung in den Zellen. Die Stromrate von 0,25 C entspricht der unteren Stromgrenze der CV-Phase des Ladevorgangs innerhalb eines Zyklus im Zyklen-Test. Aufgrund der zusätzlichen CV-Phase, wird ein Ladestrom von 0,25 C anstelle von 2 C gewählt.

³Der Spannungsverlauf in Abhängigkeit des SOC's wurde mit einem Smoothing-Spline approximiert, um das Messrauschen zu filtern und die erste Ableitung aus dem Spannungsverlauf bilden zu können.

in der Tabelle aufgelistet. Diese Spannungsgrenzen werden im Test zur Anpassung des Betriebsbereichs anhand des nutzbaren Spannungsfensters über den gesamten Alterungstest verwendet. Die Zellen des Referenztest werden in dem gleichen Spannungsfenster zyklisiert, wie die in Tabelle 3.5 als gut deklarierte Zellen.

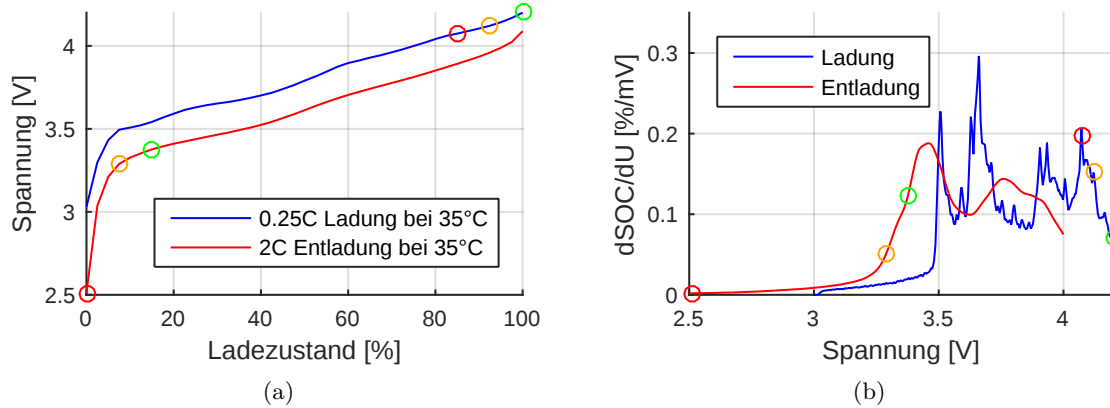


Abbildung 3.10: Spannungsverlauf in Abhängigkeit des Ladezustands (a) der sich aus dem Vortest ergibt. Erste Ableitung des Ladezustands nach der Zellspannung (b). Die farblichen Markierungen veranschaulichen die drei Betriebsbereiche für die als gut (grün), mittel (orange) und schlecht (rot) deklarierten Zellen.

Zusätzlich ist in Abbildung 3.10b die erste Ableitung des SOC's nach der Zellspannung dargestellt. Mit einer maximalen Fehlergrenze der Prüfkreise von 10 mV ergibt sich für die festen Spannungsgrenzen der drei Betriebsbereiche ein maximaler SOC-Fehler von 2 %. Da für die als gut und schlecht deklarierten Zellen ein unterschiedlicher mittlerer SOC von 15 % gewählt wurde, ist dieser Fehler vertretbar.

Tabelle 3.5: Testübersicht mit den drei Betriebsbereichen für die als gut, mittel und schlecht deklarierten Zellen.

Test	Zellzustand	$U_{\min}$ bis $U_{\max}$	ΔSOC	I_{cc}	DOD
Ref	-	3377 bis 4200 mV	15 bis 100 %	± 3 A	85 %
ΔU	gut	3377 bis 4200 mV	15 bis 100 %	± 3 A	85 %
	mittel	3289 bis 4121 mV	7,5 bis 92,5 %	± 3 A	85 %
	schlecht	2500 bis 4074 mV	0 bis 85 %	± 3 A	85 %
DOD	gut	2500 bis 4200 mV	0 bis 100 %	$\pm 3,53$ A	100 %
	mittel	2500 bis 4200 mV	15 bis 100 %	± 3 A	85 %
	schlecht	2500 bis 4200 mV	30 bis 100 %	$\pm 2,47$ A	70 %

Test mit Betriebsstrategieanpassung über die Entladetiefe Die als gut, mittel und schlecht deklarierten Zellen werden innerhalb des Zyklentests bei unterschiedlichen DODs belastet, um die Alterung der Zellen zu beeinflussen. Da die Zellen analog zu einer Serienschaltung belastet werden und für die gleiche Zeit entladen werden, muss der unterschiedliche DOD durch Verändern des Zellstroms realisiert werden. In Tabelle 3.5 sind die Zellströme für die als gut, mittel und schlecht deklarierte Zellen aufgelistet. Die als mittel deklarierten Zellen werden analog zu den anderen beiden Tests mit $\pm 2\text{ C}$ bei einer Entladetiefe von 85 % belastet. Die als gut und schlecht deklarierten Zellen werden bei einem DOD von 100 und 70 % zyklert. Die Zellströme, die zum Erzielen dieser DODs notwendig sind, können nach folgender Formel berechnet werden

$$I_{\text{schlecht}} = I_{\text{mittel}} \cdot \frac{DOD_{\text{schlecht}}}{DOD_{\text{mittel}}} = I_{\text{mittel}} - \Delta I \quad (3.10)$$

$$I_{\text{gut}} = I_{\text{mittel}} \cdot \frac{DOD_{\text{gut}}}{DOD_{\text{mittel}}} = I_{\text{mittel}} + \Delta I \quad (3.11)$$

und ergeben sich aus der Bedingung, dass die Lade- und Entladezeit in allen acht Zellen gleich bleibt. Zusätzlich sind minimale und maximale Spannungsgrenzen von 2,5 bis 4,2 V für die Zellen hinterlegt, um zu verhindern, dass die Zellen während des Zyklentests über- bzw. tiefentladen werden. Wird eine dieser unteren Spannungsgrenzen erreicht, wird der Entladevorgang abgebrochen und in den Ladevorgang gewechselt. Bei Erreichen der oberen Spannungsgrenze wechseln die Zellen in die CV-Ladephase. Bei den beiden anderen Tests wird dieses Vorgehen mit abweichenden Spannungsgrenzen analog durchgeführt.

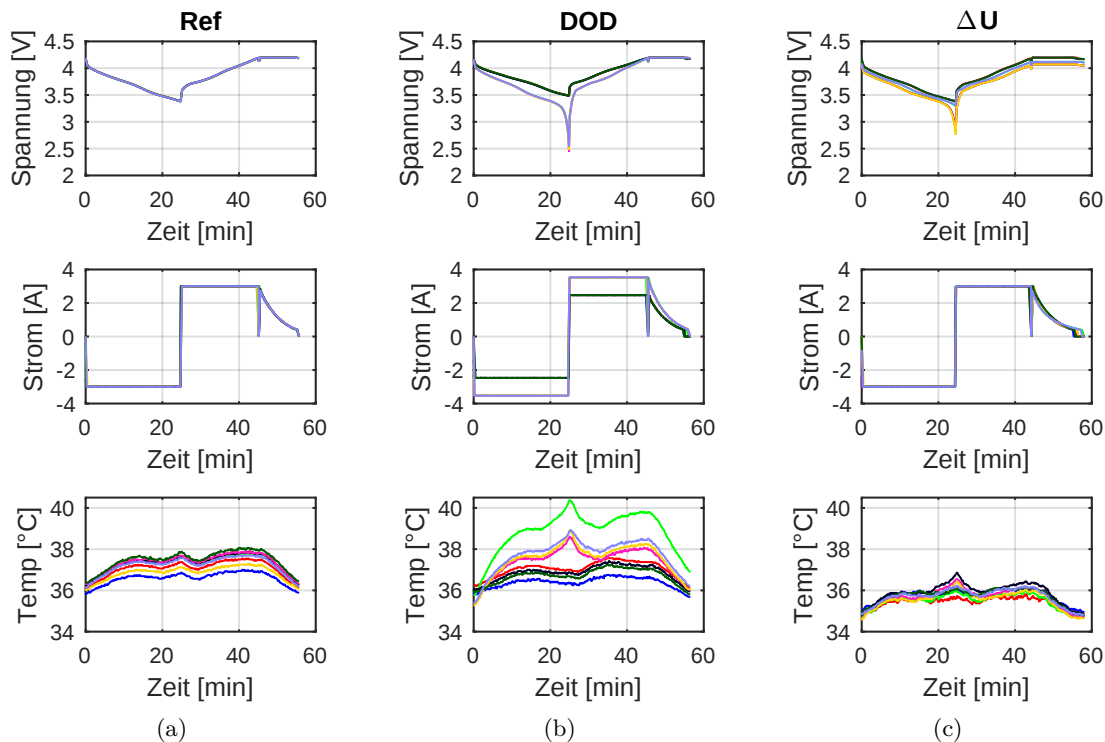


Abbildung 3.11: Veranschaulichung der drei Tests anhand des Strom- und Spannungsverlaufs der acht Zellen innerhalb des ersten Zyklus eines Zyklentests: Referenztest (a), Anpassung der Entladetiefe (b), Anpassung des nutzbaren Spannungsfensters (c).

In Abbildung 3.11 sind zur Veranschaulichung der unterschiedlichen drei Tests der Strom- und Spannungsverlauf der acht Zellen des ersten Zyklus innerhalb eines Zyklen-Tests dargestellt. Im Referenztest (a) überdecken sich aufgrund der geringen Zellunterschiede alle acht Zellspannungsverläufe. Gut zu erkennen ist auch, wie alle Zellen aufgrund des nachgebildeten Serienbetriebs mit dem gleichen Strom belastet werden. In (b) wurden vier gute und vier schlechte Zellen deklariert, die bei einem DOD von 100 und 70 % belastet werden. Anhand des Zellspannungsverlaufs ist in (c) zu erkennen, dass jeweils zwei gute, mittlere und schlechte Zellen deklariert wurden. Deutliche Unterschiede sind in den Zelltemperaturen zu beobachten. Im Referenztest unterscheiden sich diese bis zu $1,5\text{ }^{\circ}\text{C}$. In (b) steigt die Temperatur, wie in Abb. 3.6 zu beobachten, besonders bei der Entladung bis zur Entladeschlussspannung von $2,5\text{ V}$ stark an. Auch führt die höhere Stromrate zu einer stärkeren Zellerwärmung. Die erhöhte Temperatur der grünen Zelle, die auch in den anderen Zyklentests zu beobachten ist, blieb ungeklärt. Ein Offset-Fehler des Temperatursensors ist auszuschließen, da die erhöhte Temperatur nur bei Belastung auftritt. Eine schlechtere Zellkontaktierung könnte eine mögliche Ursache sein. Die um $1\text{ }^{\circ}\text{C}$ niedrigere Temperatur der Zellen in (c) entsteht durch die unterschiedliche Temperaturverteilung in der Klimakammer (vgl. Abb. 3.12).

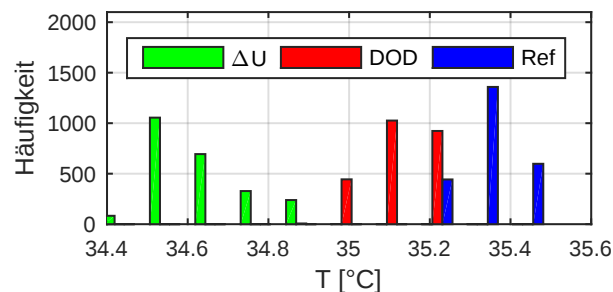


Abbildung 3.12: Unterschiedliche Temperaturverteilung der drei Tests aufgrund der Anordnung in der Klimakammer: links (Ref), mittig (DOD) und rechts (ΔU). Die Zelltemperaturen wurden innerhalb der einstündigen Pause am Anfang des CUTs gemessen.

3.2.5 Messergebnisse und Auswertung

Um die Alterungsentwicklung und Streuung der acht Zellen innerhalb der drei Tests zu beurteilen, ist in der linken Spalte in Abbildung 3.13 und 3.14 die zeitliche Entwicklung der gemessenen Kapazitäten und Puls-Widerstände dargestellt. Diese sind für Lade- und Entlade-Stromraten von $+1\text{ C}$ und -1 C ermittelt. Die Streuung in der mittleren Spalte gibt die maximale Abweichung der Zellparameter von Kapazität und Puls-Widerstand zum jeweiligen Zeitpunkt an.

In der rechten Spalte wird der Einfluss der Betriebsstrategieanpassung auf die zeitliche Veränderung der Zellparameter beurteilt. Hierzu werden für jeden Zeitpunkt die Parameter aller acht Zellen eines Tests sortiert. Als nächstes werden für jede Zelle die zeitlich aufeinanderfolgenden Positionswechsel in dieser Reihenfolge gezählt und über der Zeit aufsummiert. Weist beispielsweise eine Zelle die größte Kapazität auf (Position 1) und beim nächsten CUT die niedrigste (Position 8) werden 7 Wechsel für diese Zelle berücksichtigt. Damit die drei Tests miteinander verglichen werden können, werden anschließend für jeden Zeitpunkt die Positionswechsel der acht Zellen aufsummiert und als *# der Wechsel* dargestellt. Da es auch im Referenztest stets zu Schwankungen um den Mittelwert kommt, hat diese Darstellung den Vorteil, dass größere Positionswechsel stärker gewichtet werden.

Die absolute Änderung der eigentlichen Größe geht jedoch bei dieser Darstellungsweise verloren¹. Auch liefert diese Darstellungsweise keine Information darüber, ob die Betriebsstrategieanpassung zu einer gewünschten Beeinflussung der Zellparameter mit einer einhergehenden Reduktion der Streuung geführt hat. Diese Information ist der mittleren Spalte zu entnehmen.

Da in den drei Tests pro Zyklus nicht genau die gleiche Energie umgesetzt wird, führt die Darstellung der Messdaten über der Zeit dazu, dass die drei Tests nicht miteinander verglichen werden können. Um dennoch eine Vergleichbarkeit der drei Tests näherungsweise zu ermöglichen², wird auf der x-Achse anstelle der Zeit die Summe des Energieumsatzes der acht Zellen für jeden Test aufgetragen³.

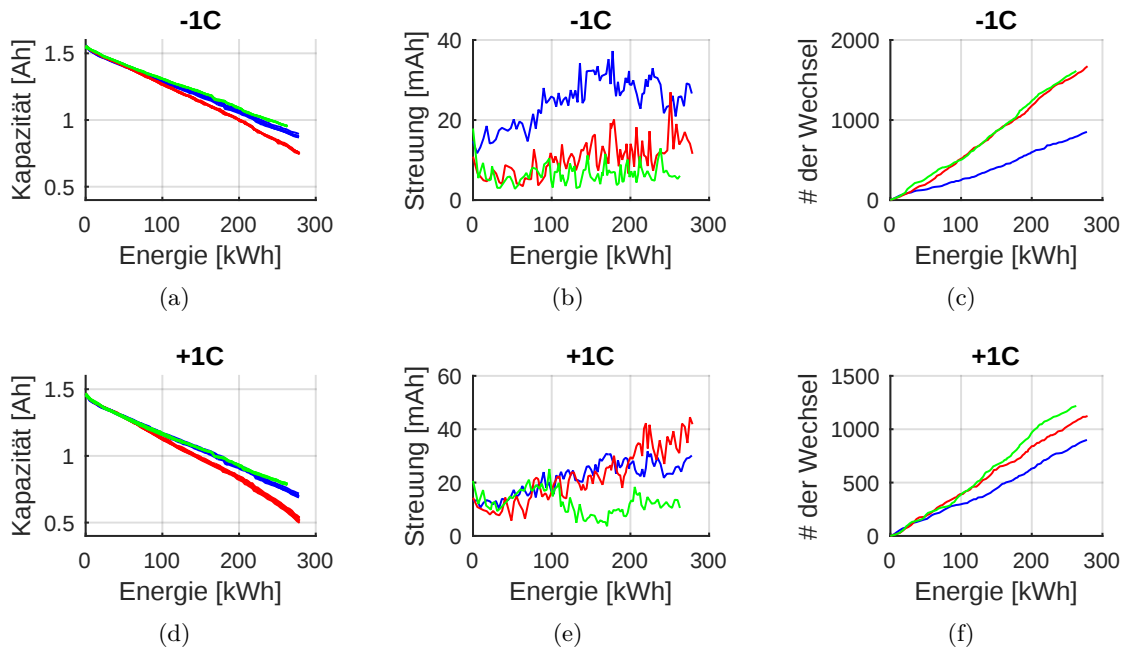


Abbildung 3.13: Zellaalterungsentwicklung der ermittelten Kapazitäten (links), Streuung anhand der maximalen Zellabweichung (mitte), Anzahl der Positionswechsel (rechts). Farbliche Unterscheidung der drei Tests: Ref (blau), DOD (rot), ΔU (grün).

In den Abbildungen 3.13 und 3.14 fällt zunächst auf, dass die Zellen aus dem Test mit DOD-Anpassung gegenüber den anderen beiden Tests einen größeren Kapazitätsverlust und eine starke Zunahme des Puls-Widerstands aufweisen. Die Betriebsstrategieanpassung hat demnach zu einer beschleunigten Alterung geführt. Der einzige Betriebsunterschied der Zellen entsteht durch die unterschiedliche Belastung der Zellen innerhalb des Zyklentests. Um weitere Test-Unterschiede aus

¹ Alternativ können zeitlich aufeinanderfolgende Abweichungen der acht Zellparameter zu deren Mittelwert aufsummiert werden. Eine Beeinflussung des Ergebnisses durch eine zeitlich größer werdende Streuung kann durch die Normierung der Abweichungen mit der Standardabweichung unterdrückt werden. Eine andere Möglichkeit bietet eine Korrelation zeitlich benachbarter Zellreihenfolgen. Beide Alternativen führen bei diesen Messdaten zur gleichen Aussage.

² Näherungsweise, da eine rein kalendarische Zellaalterung nur über der Zeit veranschaulicht werden kann und eine rein zyklische Alterung nur über dem Energieumsatz veranschaulicht werden kann. Da es aufgrund der Dauer bei diesem Test zu einer kalendarischen und zyklischen Alterung der Zellen kommt, muss abgeschätzt werden, ob die Zellaalterung eher kalendarisch oder zyklisch beeinflusst wurde.

³ Der Energieumsatz von einem äquivalenten Vollzyklus entspricht 5,5 Wh für eine Zelle und 44,4 Wh für acht Zellen. Der Energieumsatz der acht Zellen von 250 kWh entspricht demnach 5630 äquivalenten Vollzyklen.

der Zellbelastung verdeutlichen zu können sind in Abbildung 3.15 Häufigkeitsverteilungen von Strom, Spannung und Temperatur aus den Zyklientests bei vorhandener Strombelastung dargestellt. Die Messdaten sind auf eine Auflösung von 1 s begrenzt, um eine stärkere Gewichtung von zeitlich dichter abgetasteten Messdaten beispielsweise in der CV-Ladephase im Histogramm zu vermeiden. Auch in dieser Abbildung ist besonders die starke Temperaturentwicklung und niedrigen Zellspannungen bis 2,5 V innerhalb des DOD-Tests auffällig. Es wird daher vermutet, dass die schnellere Alterung des DOD-Tests mit der auffälligen Temperaturerhöhung der Zellen bei tiefer Entladung bis zu 2,5 V zusammenhängt (vgl. Abb. 3.11). Zudem können die höheren Lade- und Entladestromraten ein Grund für diese Alterungsentwicklung sein. Dass solch niedrige Zellspannungen beim ΔU -Test nicht zu beobachten sind, hängt damit zusammen, dass mittel und gut deklarierte Zellen die untere Spannungsgrenze als erstes erreichen und der Entladevorgang somit abgebrochen wird. Die untere Spannungsgrenze schlecht deklarerter Zellen des ΔU -Tests in Tabelle 3.5 wurde somit im gesamten Testablauf niemals erreicht.

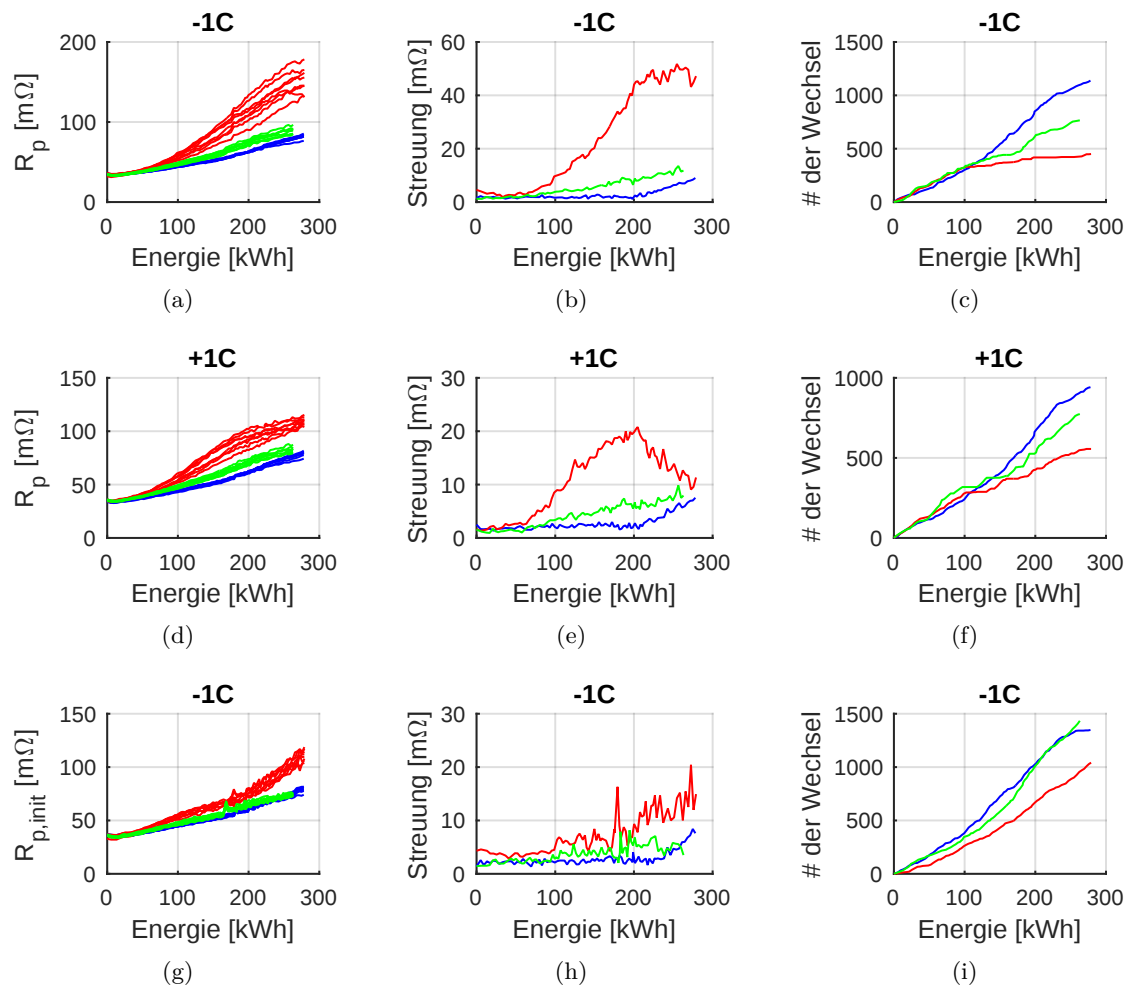


Abbildung 3.14: Zellalterungsentwicklung der ermittelten Puls-Widerstände (links), Streuung anhand der maximalen Zellabweichung (mitte), Anzahl der Positionswechsel (rechts). Farbliche Unterscheidung der drei Tests: Ref (blau), DOD (rot), ΔU (grün).

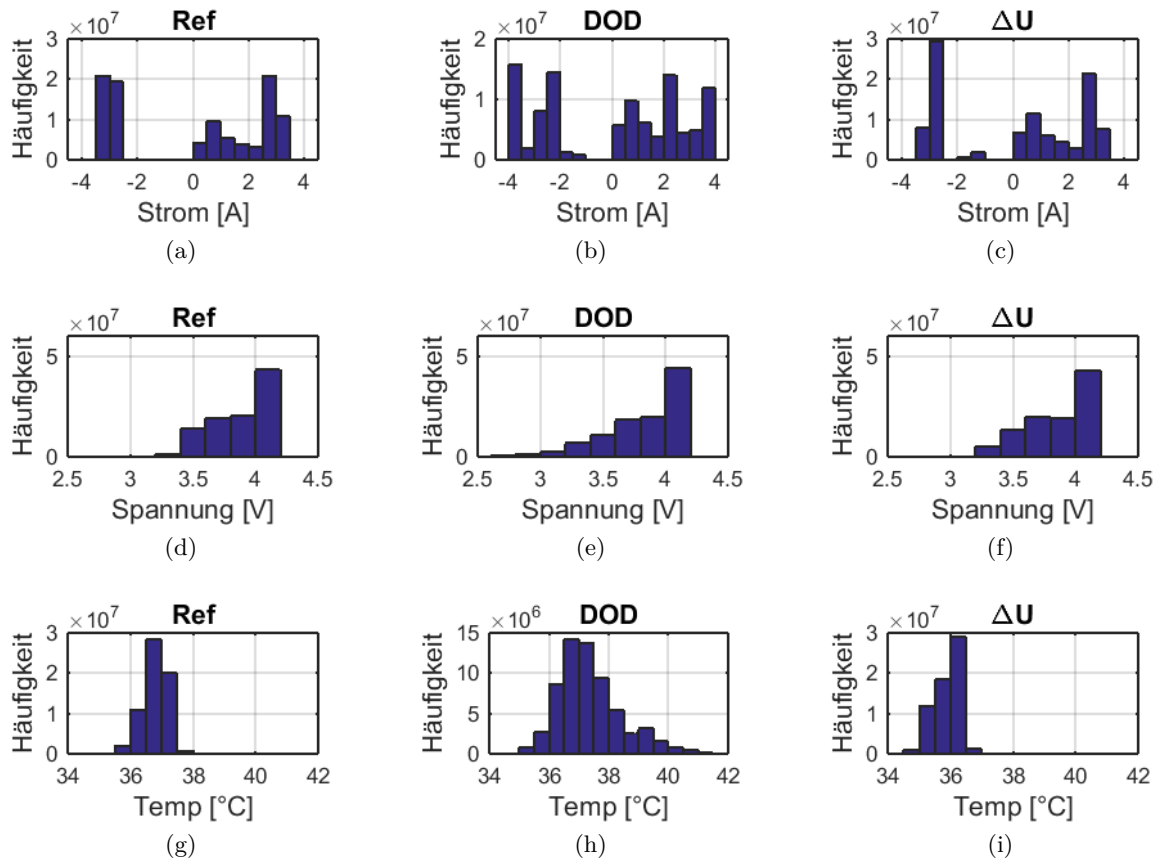


Abbildung 3.15: Häufigkeitsverteilungen der drei Tests von Strom, Spannung und Temperatur während des Zyklentests bei Strombelastung für eine Messdatenauflösung von 1 s.

In Abbildungen 3.13 kann kaum eine Streuung der Zellkapazitäten beobachtet werden. Diese liegt nach einem Energiedurchsatz von 200 kWh ca. bei 10 bis 30 mAh, was bei einer aktuellen Kapazität von 1 Ah etwa einer Streuung von 1 bis 3 % entspricht. Die Streuung der Zellkapazitäten liegt nur in dem Referenz-Test etwas über der Messunsicherheit aus Tabelle 3.4. Diese geringe Streuung deckt sich mit den Ergebnissen aus [4]. In [4] wurden 6 Zellen des gleichen Zelltyps ebenfalls bei 35 °C zyklisch altern gelassen. Die in diesem Test kaum zu beobachtende Streuung kann mehrere Ursachen haben. Zum einen können die Zellen tatsächlich kaum einer Streuung unterliegen. Auch kann der Einsatz von Hochleistungszellen anstelle von Hochenergiezellen ein Grund für die fehlende Streuung sein. Diese Vermutung deckt sich jedoch nicht mit den Ergebnissen aus Harris et al. [42], der die zyklische Alterung von 24 hochleistungs Pouch-Bag Zellen untersuchte. Diese Zellen zeigten eine starke Zellstreuung. Ein weiterer Grund kann sein, dass die geringe Anzahl von acht Zellen für eine repräsentative Untersuchung der Streuentwicklung nicht ausreicht. Da die Kosten durch den Einsatz weiterer Zellen insbesondere durch zusätzlich notwendige Prüfkreise ansteigen, musste sich in dieser Arbeit auf die Anzahl von acht Zellen beschränkt werden. Auch kann die relativ hohe Temperatur von 35 °C, zur Beschleunigung des Alterungstests, zu einer gleichmäßigeren und gegenüber der zyklischen Alterung verstärkten kalendarischen Alterung geführt haben. Diese Aussage deckt sich mit der Beobachtung in Schuster et al. [46], dass ein zyklischer Alterungstest

mit einer Zyklentiefe von 80 % gegenüber einem rein kalendarischen Alterungstest, die beide bei einer Umgebungstemperatur von 50 °C durchgeführt wurden, zu kaum einer erhöhten Zellalterung des ohmschen Anteils des Innenwiderstands und der Kapazität führte.

Durch die fest eingestellte Betriebsstrategieanpassung nach 50 Zyklen, die trotz geringer Streuung durchgeführt wurde, kann der Einfluss der Anpassung auf die Zellalterung dennoch untersucht werden. In Abbildung 3.13b ist in beiden Tests mit Betriebsstrategieanpassung eine Reduktion der Streuung gegenüber dem Referenztest zu beobachten. Auch die Anzahl der Zellpositionswechsel in (c) ist deutlich ausgeprägter gegenüber dem Referenztest, was sich auch in dem zeitlichen Verlauf der Messdaten in (a) bei vergrößerter Darstellung anhand vieler Wechsel der Zellkapazitäten bemerkbar macht. Da nur die Entlade-Kapazität (-1 C) für die Betriebsstrategieanpassung verwendet wurde, ist vorwiegend nur bei den Entlade-Kapazitäten eine Reduktion der Streuung der Entladekapazitäten zu beobachten. Bei der Untersuchung weiterer Zellparameter, wie der Lade-Kapazität, wird deutlich, dass nur der Test mit Spannungsfensteranpassung in (e) zu einer Reduktion in der Zellstreuung führte. Die erhöhte Anzahl der Zellpositionswechsel aufgrund der Betriebsstrategieanpassung ist gegenüber dem Referenz-Test in (f) nicht mehr so deutlich zu erkennen.

Auch bei der Untersuchung der Puls-Widerstände in Abbildung 3.14 wird deutlich, dass die Betriebsstrategieanpassung des Tests mit DOD-Anpassung nicht nur zu einer stärkeren Zellalterung, sondern auch zu einer verstärkten Zellstreuung geführt hat. Die abnehmende Anzahl der Positionswechsel des DOD-Tests lässt darauf schließen, dass diese Betriebsstrategie zu einer derart verstärkten Zellalterung geführt hat, dass selbst ein Anpassen der Betriebsstrategie keinen signifikanten Einfluss mehr auf die Zellstreuung besitzt. Der Test mit Anpassung des Spannungsfensters zeigt hingegen nur eine geringe Erhöhung des Puls-Widerstands gegenüber dem Referenztest. Auch kann anhand der Anzahl der Positionswechsel und durch den Vergleich mit dem Referenztest kein Einfluss auf die Entwicklung der Puls-Widerstände durch die Betriebsstrategieanpassung nachgewiesen werden.

Letztendlich stellt sich noch die Frage, warum die Puls-Widerstände des DOD-Tests in (a) und (d) eine derart starke Streuung aufweisen. Wird der Entlade-Puls-Widerstand $R_{p,init}$ am Anfang des CUTs betrachtet, zeigt sich, dass die Entwicklung dieser Puls-Widerstände keine derart ausgeprägte Streuung aufweist. In Abbildung 3.16 wird daher die Spannungsantwort einer neuen und gealterten Zelle auf einen Lade- und Entladestrompuls von $\pm 1\text{ C}$ am Ende des CUTs betrachtet. Hier zeigt sich, dass beim DOD-Test in (b) die gealterte Zelle einen deutlich größeren Spannungseinbruch nach dem Entladepuls gegenüber dem Ladepuls aufweist. Eine mögliche Begründung könnte sein, dass eine Änderung im Gradienten $\frac{\partial U}{\partial Q}$ an dieser Stelle existiert. Zusätzlich kann die Alterungsentwicklung derart fortgeschritten sein, dass bereits ab 3,6 V eine geringe Entladungsmenge zu einer großen Spannungsänderung führt.

3.2.6 Schlussfolgerung

Die Streuung der Zellkapazitäten liegt mit 1 bis 3 % bezogen auf die aktuelle Zellkapazität nur knapp über der Messunsicherheit. Dennoch führte eine anhand der Entladekapazitäten nachgeführte Betriebsstrategieanpassung zu einer Streureduktion der Alterungsentwicklung der Entladekapazitäten. Bei den Puls-Widerständen führte die Betriebsanpassung jedoch zu einer Erhöhung der Zellstreuung. Eine Beeinflussung der Zellalterung durch eine Betriebsstrategieanpassung sollte daher nur erfolgen, wenn ein möglichst ganzheitlicher Alterungszustand der Zellen berücksichtigt werden kann.

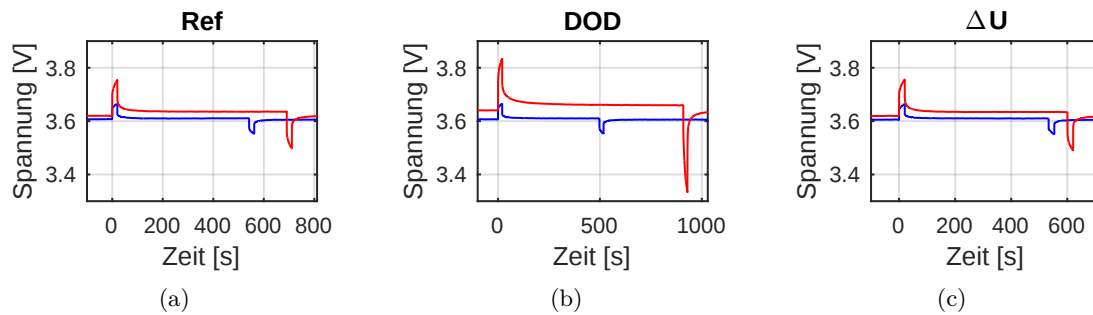


Abbildung 3.16: Vergleich der Spannungsantwort der neuen und gealterten Zelle auf einen Lade-/Entladestrompuls bei 1 C.

Gleichzeitig führte die Betriebsstrategieanpassung des DOD-Tests zu einer beschleunigten Alterung der Zellkapazitäten und Puls-Widerstände. Besonders bei der tiefen Entladung bis zu 2,5 V konnte eine erhöhte Temperaturentwicklung in den Zellen beobachtet werden. Es wird daher vermutet, dass diese tiefe Entladung für die beschleunigte Alterung innerhalb des DOD-Tests verantwortlich ist. Um eine Aussage für diesen Test hinsichtlich des Einflusses der Betriebsstrategieanpassung auf die Zellalterungsentwicklung zu erhalten, müsste dieser Test ohne Erreichen solch tiefer Ladezustände wiederholt werden. Bei der Durchführung zukünftiger Tests dieser Art, sollte die Zelltemperaturentwicklung für die einzelnen Betriebsbereiche vor Testbeginn genau untersucht werden.

Durch die ständigen Anpassungen der Betriebsbereiche ist der Einfluss der Betriebsbereiche auf die Zellalterung auch nach der Durchführung dieses Tests nicht vollständig bekannt. Um diese Information zu erhalten könnte die Zellsortierung umgekehrt werden und bewusst gute Zellen weniger und schlechte Zellen mehr belastet werden. Einzeltests von Zellen mit den verschiedenen Tests würden die gleichen Ergebnisse liefern.

Auch ist unbekannt, wie stark die Zellalterung und Streuung durch die kalendarische Alterung beeinflusst wird. Die Temperatur von 35 °C könnte zu einer gleichmäßigeren Alterung und reduzierten Zellstreuung geführt haben. Kalendarische Alterungstests mit der untersuchten Zelle könnten helfen, diese Informationslücke zu schließen. Auch kann die erhöhte Stromrate von 2 C die Zellstreuung beeinflusst haben. Dieser Test zeigt, dass eine positive Beeinflussung der Zellalterung durch Betriebsstrategieanpassungen nur gelingen kann, wenn die Alterungseffekte in der Zelle genau verstanden werden und der Einfluss der unterschiedlichen Betriebsstrategien auf die Zellalterung bekannt ist.

3.3 Messdatenanalyse einer Testfahrt eines Elektroautos

3.3.1 Fahrzeuginformationen und Messdatenbeschreibung

In diesem Unterpunkt werden Messdaten einer Testfahrt des Elektroautos *Mitsubishi i-MiEV* ausgewertet. Ziel ist es zu prüfen, ob Zellunterschiede aus den Messdaten herausgefunden werden können. Das Fahrzeug wurde 2011 erworben und wird seitdem für Testfahrten am Institut verwendet. Für diesen Zweck ist das Fahrzeug mit einem Datenlogger ausgestattet, der die Daten des Fahrzeug-

CAN-Bus¹ ausliest und abspeichert. Wichtig für diese Untersuchung sind vor allem die erfassten Zellspannungen, Zellmodul-Temperaturen und Batteriestrom sowie Fahrzeuggeschwindigkeit und die zurückgelegte Distanz. Die Abtastrate dieser Daten lag bei 100 ms. Die Testfahrt wurde am 21. April 2015 zwischen 15:30 und 17:15 durchgeführt. Am gleichen Tag wurden mit dem Fahrzeug seit 09:20 inklusive Ladepausen durchgehend Testfahrten durchgeführt. Zu diesem Zeitpunkt war das Fahrzeug ca. vier Jahre alt. Zu Beginn der Testfahrt betrug der Kilometerstand 41 146 km und während der Testfahrt wurde eine Strecke von 64 km zurückgelegt. Die TU Wien ermittelte bei einem drei Jahre alten *i-MiEV* mit einem Kilometerstand von 40 000 km einen Kapazitätsverlust der Traktionsbatterie von 17 %. Der Kapazitätsverlust wurde zu Beginn und nach drei Jahren Fahrzeuglebensdauer mit einem Rollenprüfstand gemessen [47]. Wird das Ergebnis der TU Wien berücksichtigt, müsste die Traktionsbatterie des untersuchten Fahrzeugs bereits mindestens um 17 % gealtert sein. Zellunterschiede aufgrund der Alterung könnten also bereits zu erkennen sein.

Das Fahrzeug hat eine installierte Batteriekapazität von 16 kWh, die sich aus einer nominalen Pack- bzw. Strangspannung von 330 V und 88 in Serie verschalteten Zellen mit Einzelzellkapazitäten von 50 Ah zusammensetzt. Die nutzbare Kapazität ist auf 70 bis 80 % der installierten Batteriekapazität beschränkt (11 bis 13 kWh). Bei den Zellen *LEV50* handelt es sich um prismatische Zellen der Firma *GS Yuasa*. Das Kathodenmaterial der Zellen setzt sich aus LiMn_2O_4 kurz LMO zusammen. Die Traktionsbatterie besitzt eine aktive Luftkühlung. [48]

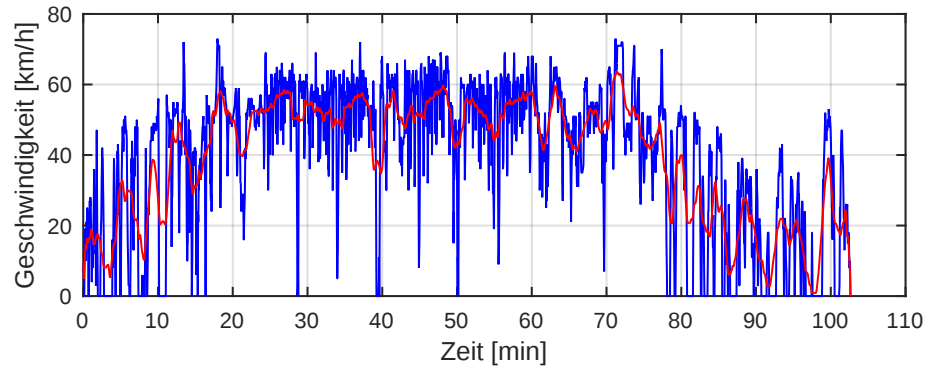
In Abbildung 3.17 ist das komplette Fahrprofil inklusive Fahrzeuggeschwindigkeit, Strangstrom und Strangspannung dargestellt. Die Strangspannung wird durch die Anzahl der 88 Zellen geteilt. Der dargestellte Wert repräsentiert somit die mittlere Zellspannung. Zusätzlich wird ein gleitender Mittelwert über tausend Samples dargestellt, da die realen Messdaten bei dieser Auflösung stark schwanken. Der Abbildung ist zu entnehmen, dass es sich um eine Stadtfahrt mit häufigen Brems- und Beschleunigungsphasen bei moderatem Leistungsabruf handelt. Die Höchstgeschwindigkeit liegt bei 70 km/h. Entladeströme von bis zu -150 A und Ladeströme durch Rekuperation von bis zu 100 A sind zu beobachten. Bei einer Zellkapazität von 50 Ah entspricht das Entlade- und Ladeströmen von -3 und 2 C . Der mittlere Entladestrom über der gesamten Zeit entspricht $-0,25\text{ C}$. Bei Stromänderungen von -150 A entstehen bis zu 200 mV Zellspannungssprünge. Der Traktionsbatterie werden während der gesamten Fahrt $6,8\text{ kWh}$ entnommen. Die mittlere Zellspannung sinkt während der Fahrt von anfänglich $3,9$ auf $3,7\text{ V}$ ab. Die Zellen sind somit am Anfang nicht vollständig geladen und es wird nur ein Bruchteil ihrer Kapazität ausgenutzt. Der gespeicherte SOC sinkt von anfänglich 70 auf 17% ab. Dieser Wert kann nachvollzogen werden, wenn eine nutzbare Batteriekapazität von 13 kWh vorausgesetzt wird². Ein alterungsbedingter Kapazitätsverlust scheint demnach bei der SOC-Bestimmung im BMS nicht berücksichtigt zu werden.

3.3.2 Voruntersuchung zur Zellstreuung

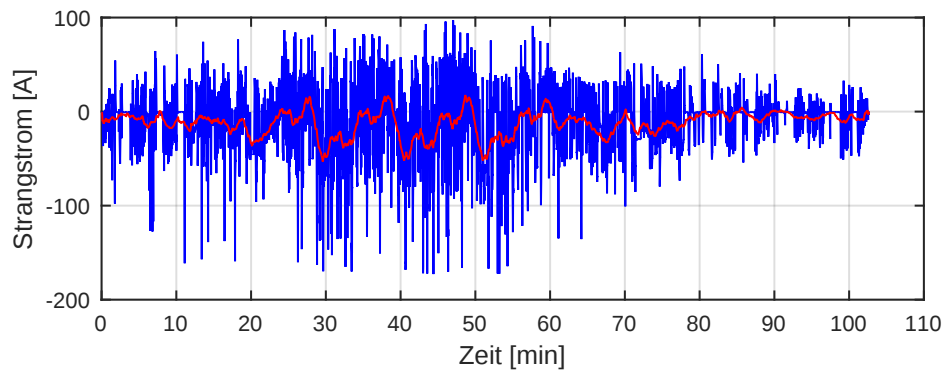
Zur Auswertung der Zellstreuung stehen Messdaten von 32 im Batteriepack verteilten Temperatursensoren zur Verfügung. Die Temperatursensoren sind thermisch mit der Zellkontaktierung einzelner Zellen verbunden. Eine räumliche Zuordnung der Temperatursensoren mit den Zellen im Pack ist nicht gegeben. In Abbildung 3.18 sind die gemessenen Temperaturen und die maximalen

¹Die CAN-Botschaften wurden durch Testen der Fahrzeugfunktionen entschlüsselt. Die gesendeten Rohdaten sind gewöhnlich zum kompakteren Abspeichern mit einem Offset und einem Faktor skaliert und unterscheiden sich so von ihrem physikalischen Wert. Da Offset und Faktor ebenfalls durch Testen rekonstruiert wurden, können die präsentierten Daten Unsicherheiten aufweisen.

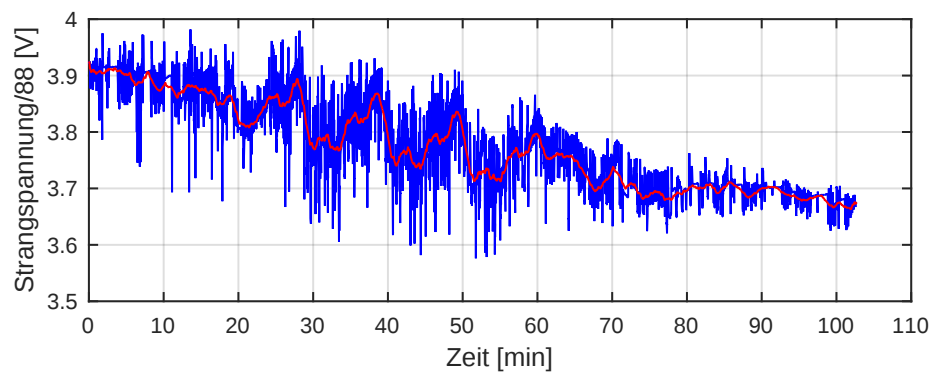
² $(13\text{ kWh} \cdot 70\% - 6,8\text{ kWh})/13\text{ kWh} = 17\%$



(a)



(b)



(c)

Abbildung 3.17: Geschwindigkeit (a), Strangstrom (b) und mittlere Zellspannung (c) während der Testfahrt.

Temperaturunterschiede über der Zeit aufgetragen. Die Quantisierungsbreite, die sich aus den Messdaten ergibt, liegt bei $1,4^\circ\text{C}$. Da für den ermittelten maximalen Temperaturunterschied diese Abstufung sehr grob ist, wird hier ebenfalls ein gleitender Mittelwert über tausend benachbarten Messwerten berechnet. Die Temperaturen liegen anfangs bei 23°C und steigen während der Fahrt auf 34°C an. Der maximale Temperaturunterschied liegt anfangs bei $2,8^\circ\text{C}$. Während der Fahrt steigt der Temperaturunterschied auf bis zu $3,5^\circ\text{C}$ an. Die erhöhten Temperaturen erklärt sich daran, dass das Fahrzeug seit 6 h in Benutzung war. Zum Vergleich ergibt sich in [3] bei der Simulation eines Batteriepacks mit Einzelzellunterschieden und aktiver Kühlung bei Belastung ein Temperaturunterschied von 4 bis 7°C . Die über der Zeit ansteigenden Zelltemperaturen resul-

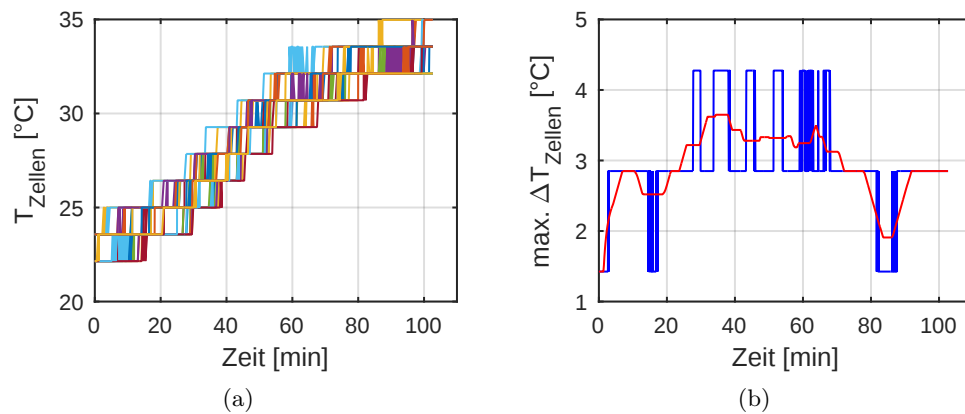


Abbildung 3.18: Zelltemperaturen (a) und maximaler Zelltemperaturunterschied (b) über der Zeit.

tieren durch die Wärme, die der Laststrom mit den Zellinnenwiderständen sowie Kontakt- und Leiterwiderständen verursacht. Diese Wärme kann nicht direkt abgeführt werden, was zu einer Erwärmung des Batteriepacks führt. Zusätzlich ist ein erhöhter Zelltemperaturunterschied zwischen 30 und 70 min zu beobachten, der anhand der gleichzeitig höheren Lastströme erklärt werden kann. Im Inneren des Packs kann die Wärme schlechter abgeführt werden. Daher weisen Zellen im Inneren des Batteriepacks im Betrieb tendenziell höhere Temperaturen auf, als Zellen die weiter außen angeordnet sind. Dadurch kann es zu einer inhomogenen Temperaturverteilung im Pack kommen. Da die Zellcharakteristik von der Temperatur abhängt, kann die sich ändernde inhomogene Temperaturverteilung die Auswertung beeinflussen bzw. stören. Besonders der Innenwiderstand ist von der Temperatur abhängig und wird mit zunehmender Temperatur kleiner [12, 30]. Aber auch die Relaxationszeit der Zellspannungen ist stark Temperaturabhängig und verlängert sich mit abnehmender Temperatur [49].

Zur Auswertung der Zellunterschiede stehen zusätzlich zu den Temperaturen die aufgezeichneten Einzelzellspannungen der 88 Zellen zur Verfügung. Aus den Messdaten ist ersichtlich, dass diese mit einer Abtastrate von 10 Hz und einer Quantisierungsbreite von 5 mV aufgezeichnet wurden. Die Spannungsmessung übernimmt das IC LTC6802G-2 von *Linear Technology*. Dieses besitzt einen integrierten ADC mit einer Auflösung von 12 Bit und einem maximalen Messfehler (Total Unadjusted Error) von 4 mV bei -40°C bzw. 2 mV bei 25°C . Die Zellen werden durch einen Multiplexer nacheinander mit dem ADC für die Spannungsmessung verbunden. Das IC kann maximal 12 Zellen überwachen und benötigt für die Spannungsmessung aller Zellen 13 ms. [50]

Unterscheiden sich die Kapazitäten der Einzelzellen aufgrund einer vorhandenen Streuung, müssten im Verlauf der Testfahrt die Zellen mit geringeren Kapazitäten tiefere Ladezustände als Zellen mit größeren Kapazitäten erreichen. Da die Zellspannungen zusammen mit dem Ladezustand abnehmen, müssten bei tieferen Zellladezuständen daher größere Zellspannungsunterschiede zu beobachten sein. In Abbildung 3.19 sind die maximalen Zellruhespannungsunterschiede für ausgewählte Ruhestromphasen über der Testfahrt dargestellt. Um den Einfluss von Überspannungen auf die Zellspannungsunterschiede möglichst gering zu halten, sind in der Abbildung nur die Zellspannungsunterschiede bei Ruhestromphasen dargestellt. Da die Zellspannungen nur mit einer Quantisierung von 5 mV zu Verfügung stehen, wurden die Zellspannungen innerhalb der Pausenintervalle der Ruhestromphasen gemittelt. Die Pausenzeiten variieren aufgrund des Fahrprofils zwischen 1 und 75 s und betragen im Mittel 18 s. In der Abbildung ist ein Anstieg der Zellspannungsunterschiede von anfangs 5 mV bis 17 mV am Ende der Testfahrt zu beobachten.

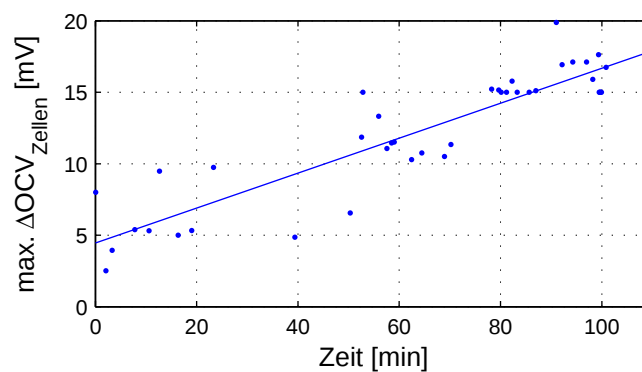


Abbildung 3.19: Maximaler Ruhespannungsunterschied der Zellen über der Zeit.

Ob der Anstieg der Ruhespannungsunterschiede während der Testfahrt tatsächlich aus den Kapazitätsunterschieden der Zellen entsteht, ist nicht bekannt. Die Zellspannungsunterschiede können auch durch eine Fehlanpassung der Zellspannungen durch das Balancing während der Ladephase entstanden sein. Kleine Zellspannungsunterschiede bei hohem Ladezustand führen während der Entladung aufgrund der größeren Zellspannungsabhängigkeit bei kleineren Ladezuständen ebenfalls zu einem größeren Ruhespannungsunterschied. Der Einfluss von unterschiedlichen Ruhestromen des BMS auf die Ruhespannungen ist sehr gering¹. Der direkte Einfluss des Temperaturgradienten auf die Ruhespannungen ist ebenfalls zu vernachlässigen. Jedoch ist die Zellspannungsrelaxation nach einer Strombelastung temperaturabhängig. Aufgrund der durch das Fahrprofil vorgegebenen kurzen Ruhestromphasen, kann so eine Temperaturabhängigkeit entstehen. Die Einflüsse der Zellspannungsfehlanpassung durch das Balancing und die Temperaturabhängigkeit der Zellspannungsrelaxation sind beide nicht bekannt und können daher nicht abgeschätzt werden.

Werden diese beiden Einflussgrößen vernachlässigt und wird der ansteigende Ruhespannungsunterschied als Folge eines Kapazitätsunterschieds vermutet, kann dieser Zusammenhang genutzt werden, um einen Kapazitätsunterschied in den Zellen abzuschätzen. Der Kapazitätsunterschied der Zellen ergibt sich für einen Ruhespannungsunterschied von 15 mV bei approximierter linearer

¹Unterschiedliche Ruhestrome des BMS von 1 mA würden während der zweistündigen Testfahrt eine unterschiedliche Entlademenge von 2 mAh in den Zellen verursachen. Nach Formel 3.12 ändert sich die Zellspannung in Abhängigkeit der Entlademenge um $\frac{250 \text{ mV}}{21 \text{ Ah}}$. Multipliziert mit 2 mAh ergibt sich daraus ein Zellspannungsunterschied von nur 25 μV , der gegenüber den beobachteten Ruhespannungsunterschieden vernachlässigt werden kann.

Abhängigkeit der Ruhespannung und des SOC's zu

$$\Delta C = \Delta Q \cdot \frac{\Delta U_{OCV}}{\Delta U_Z} = 21 \text{ Ah} \cdot \frac{15 \text{ mV}}{3,92 \text{ V} - 3,67 \text{ V}} = 1,26 \text{ Ah} \quad (3.12)$$

ΔQ entspricht der Entladungsmenge während der Fahrt und bestimmt sich aus dem Integral des Stroms über der Fahrzeit. ΔU_Z beschreibt das Zellspannungsfenster zwischen Anfang und Ende der Testfahrt. Zur Bestimmung des Spannungsfensters wurde die gemittelte Zellspannung verwendet. Der geschätzte Kapazitätsunterschied ergibt sich somit zu 1,26 Ah, was bei einer Zellkapazität von 50 Ah einem relativen Kapazitätsunterschied von 2,5 % entspricht. Wird nach [47] ein bereits gealtertes Batteriepack mit einem Kapazitätsverlust von 17 % vorausgesetzt, so ergibt sich ein relativer Kapazitätsunterschied von 2,9 % und mit der Begrenzung der nutzbaren Kapazität von 80 % ergibt sich ein relativer Kapazitätsunterschied von 3,6 %.

3.3.3 Korrelation zwischen Ruhespannung und Puls-Widerstand

Zusätzlich können Zellen mit niedrigerer Kapazität einen erhöhten Innenwiderstand aufweisen. Dies kann damit begründet werden, dass sich Aktivmaterial so in den Zellen ablagert, dass es für die Lade- und Entlade-Reaktion nicht mehr zur Verfügung steht. Gleichzeitig kann sich das *tote* Aktivmaterial so ablagern, dass sich der Innenwiderstand erhöht, z.B. durch Ablagerung am Solid Electrolyte Interphase (SEI). Dieser Zusammenhang konnte in [46] für stark unterschiedlich gealterte Zellen nachgewiesen werden. Bei Exemplarstreuungen neuer Zellen konnte in [41, 46] keine Korrelation zwischen Zellinnenwiderständen und Kapazitäten nachgewiesen werden. Exemplarstreuungen gealterter Zellen aus zwei Elektroautos zeigten demgegenüber in [46] eine moderate Korrelation von –52 bis –55 % zwischen ohmschen Anteilen des Innenwiderstands und der Kapazitäten. Im Folgenden werden Puls-Widerstände und Ruhespannungen aus dem Fahrprofil berechnet und Korrelationen bestimmt. Zellen mit kleineren Kapazitäten müssten somit erhöhte Puls-Widerstände über der gesamten Testfahrt und niedrigere Ruhespannungen am Ende der Testfahrt aufweisen.

Um dies nachzuweisen, werden Lade- und Entlade-Puls-Widerstände sowie Ruhespannungen der Zellen aus dem Fahrprofil verteilt über der gesamten Entladezeit an mehreren Stellen bestimmt. Insgesamt werden 40 Ruhespannungen und 15 Lade- und 15 Entlade-Pulse manuell aus dem Fahrprofil herausgesucht und ausgewertet. In Abbildung 3.20 sind beispielhaft die verwendeten Messpunkte zur Auswertung eines Entlade-, eines Lade-Pulses und einer Spannungs-Relaxationsphase im Verlauf des Strangstroms und der mittleren Zellspannung eingezeichnet. Zusätzlich sind die 88 Einzelzellspannungen abgebildet. Die mittlere Zellspannung dient hier nur zur Kennzeichnung der Messpunkte und wird zur Bestimmung der Zell-Ruhespannung und der Puls-Widerstände nicht weiter verwendet.

Die Spannungsantwort auf den 20 A Ladeimpuls liegt etwa bei 30 mV und ist klein gegenüber der Quantisierungsbreite von 5 mV. Da die einzelnen Zellspannungen aufgrund der Quantisierung stark schwanken, wird zur Bestimmung der Puls-Widerstände und Ruhespannungen ein Bereich zur Mittelung der Messdaten festgelegt, der wie veranschaulicht durch zwei Messpunkte eingegrenzt wird. Die Messpunkte werden innerhalb des Bereichs nach

$$X_j(t_m, \dots, t_n) = \frac{1}{n - m + 1} \sum_{i=m}^n X_j(t_i) \quad (3.13)$$

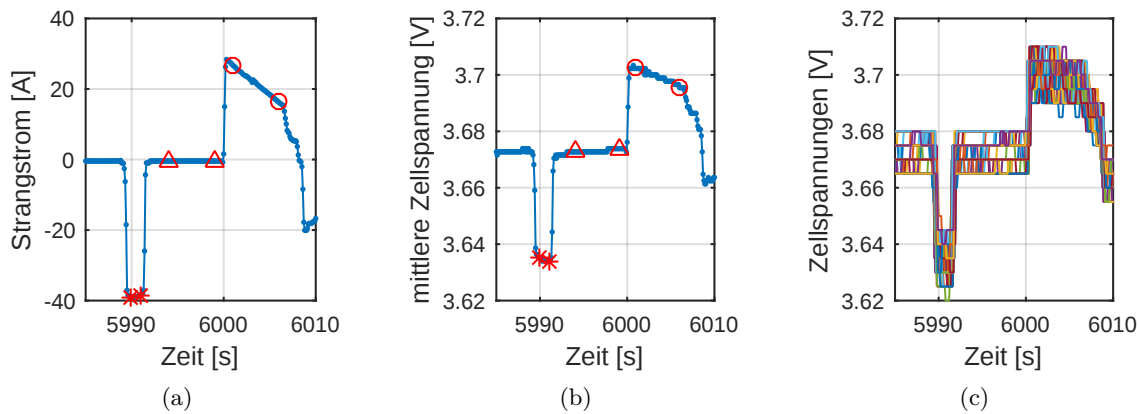


Abbildung 3.20: Messpunkte zur Berechnung der Ruhespannung und der Puls-Widerstände.

gemittelt, um so die Auflösung durch die Nachbearbeitung zu verbessern. Die Variable X_j repräsentiert den Strangstrom bzw. die Zellspannung der Zelle j . Die Parameter m und n dienen zur Indizierung des Messbereichs. Bei der Festlegung dieses Bereichs wird darauf geachtet, dass möglichst keine großen Strom- und einhergehenden Zellspannungsänderungen innerhalb dieses Intervalls auftreten, da aufgrund der zuvor beschriebenen Zeitverschiebungen bei der Datenerfassung so die Auswertung verfälscht wird.

Die Ruhespannung der Zelle j im Zeitbereich t_m bis t_n bestimmt sich nach

$$U_{OCVj}(t_m, \dots, t_n) = U_{Zj}(t_m, \dots, t_n) \quad (3.14)$$

und der Puls-Widerstand der Zelle j im Zeitbereich t_m bis t_n und t_o bis t_p bestimmt sich nach

$$R_{Pulsj}(t_m, \dots, t_n, t_o, \dots, t_p) = \frac{|U_{Zj}(t_o, \dots, t_p) - U_{Zj}(t_m, \dots, t_n)|}{|I_j(t_o, \dots, t_p) - I_j(t_m, \dots, t_n)|} \quad (3.15)$$

Dabei beschreibt m bis n das Intervall in dem der Strom etwa 0 A beträgt und o bis p das Intervall des positiven Strom-Lade-Pulses. Zur Berechnung des Entlade-Puls-Widerstands müssen stattdessen die Datenpunkte für den negativen Strompuls berücksichtigt werden.

Lade- und Entlade-Puls-Widerstände werden getrennt behandelt und im Folgenden als R_{cha} und R_{dch} bezeichnet. Selten treten Lade- und Entlade-Puls sowie die Ruhespannung so zeitlich nacheinander im Fahrprofil auf wie in Abbildung 3.20. Die drei Größen werden daher unabhängig voneinander im Fahrprofil rausgesucht.

Im Fahrprofil konnten viele geeignete Relaxationsphasen gefunden werden, die zur Bestimmung der Ruhespannung benötigt werden. Die Relaxationsphase sollte dabei möglichst lange andauern, um durch die Mittelung der Messwerte einen zuverlässigen Wert für die Ruhespannung zu erhalten. Zur Bestimmung der Puls-Widerstände wird ein definierter Strompuls mit einer möglichst konstanten Stromphase und eine zugehörige Relaxationsphase möglichst direkt vor oder nach dem Puls benötigt. Zusätzlich sollte der Puls möglichst lange bei hoher Stromstärke auftreten. Eine hohe Stromstärke bewirkt eine größere Abweichung in den Zellspannungen, wenn die Zell-Innenwiderstände unterschiedlich sind. Ein lang andauernder Puls mit benachbarter langer Relaxationsphase dient wieder zur besseren Mittelung der Messdaten. Im Fahrprofil existieren jedoch meist nur sehr kurze Pulse bei

hohen Stromstärken. Meist existieren in der Nähe dieser Pulse keine Relaxationsphasen. Zum Teil liegen daher kleinere Pulse zwischen dem ausgewerteten Puls und der Relaxationsphase. Längere und konstantere Pulse mit benachbarter Relaxationsphase treten häufiger bei einer Stromstärke von etwa 50 A auf.

In Abbildung 3.21 sind die berechneten Ruhespannungen (a)-(b) sowie Lade- und Entlade-Puls Widerstände R_{cha} (e)-(f) und R_{dch} (c)-(d) über der Zeit für alle Zellen dargestellt. In den Abbildungen (b), (d) und (f) ist der arithmetische Mittelwert über allen Zellen für jeden Zeitpunkt zu sehen. Dieser berechnet sich nach

$$\bar{X}(t_m, \dots, t_n) = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N X_j(t_m, \dots, t_n) \quad (3.16)$$

N repräsentiert die 88 Zellen. Um den Trend der Daten zu veranschaulichen ist eine lineare Regressionsgerade mit Berücksichtigung der kleinsten Fehlerquadrate eingezeichnet [51]. In den Abbildungen (a), (c) und (e) ist die Zell-Abweichung vom Mittelwert über der Zeit gezeigt. Diese bestimmt sich für jede Zelle nach:

$$\Delta X_j(t_m, \dots, t_n) = X_j(t_m, \dots, t_n) - \bar{X}(t_m, \dots, t_n) \quad (3.17)$$

Die Summe aus Mittelwert und Abweichung ergibt den real ermittelten Wert. Durch die getrennte Darstellung ist es möglich die Streuung der Zellen untereinander hervorzuheben. Dies gilt besonders für die Ruhespannung, da die Mittelwerte um den Faktor 1000 größer als die Zell-Abweichungen sind. Zusammen dargestellt, könnten die Abweichung nicht mehr erkannt werden. Die Messdaten zweier Zellen sind dicker als die der anderen Zellen dargestellt, da sich aufgrund der großen Zellanzahl die Kurven überdecken und die zeitliche Entwicklung der Kurven sonst nicht mehr zu erkennen ist. Die anderen Kurven verhalten sich ähnlich zu den hervorgehobenen Kurven.

Die Streuung der Ruhespannungen ist wie zuvor bereits beschrieben anfangs klein und wird mit der Zeit größer. Eine der hervorgehobenen Zellen weist zu Beginn und bis zum Ende eine erhöhte Ruhespannung auf. Die zweite Zelle verhält sich anders. Diese zeigt zu Beginn eine erhöhte Ruhespannung und wird ab 40 min kleiner. Am Ende der Testfahrt weist diese Zelle die geringste Ruhespannung auf. Ab 40 min ist die Entwicklung der Ruhespannungen der anderen Zellen ebenfalls eindeutig zu erkennen. Das starke Schwanken über der Zeit hängt von mehreren Faktoren ab. Zum einen von der Stromrichtung, Stromstärke und der Dauer des zuvor anliegenden Stroms. Nach einer längeren Lade- oder Entladephase dauert gewöhnlich die Relaxation der Zellspannung im Anschluss auch länger. Zusätzlich sind die betrachteten Relaxationsphasen nicht alle von gleicher Dauer. Dadurch stehen unterschiedlich viele Messpunkte zur Berechnung der Ruhespannungen zur Verfügung. Ebenfalls kann sich die Zelltemperatur auf die Spannungsrelaxation auswirken. Der Mittelwert der Zell-Ruhespannung weist kaum eine Streuung auf. Da die Zellen entladen werden und der Ladezustand mit fortschreitender Zeit abnimmt, muss zwangsläufig auch die Ruhespannung kleiner werden. Dieses Verhalten ist gut zu erkennen.

Die Abweichung der Puls-Widerstände bezogen auf den aktuellen Mittelwert ist größer als bei den Ruhespannungen und beträgt sowohl für Lade- als auch Entlade-Widerstand etwa $\pm 0,1 \text{ m}\Omega$. Eine Zunahme der Streuung über der Zeit, wie es bei den Ruhespannungen beobachtet wird, ist für die Puls-Widerstände nicht zu erkennen. Der Trend und die Reihenfolge der Kurven von R_{dch} ist früh zu erkennen und bleibt über der gesamten Zeit einigermaßen bestehen. R_{cha} weist dem Gegenüber stärkere Schwankungen auf. Analog ist dies auch für den Verlauf des Mittelwerts beider Puls-Widerstände zu beobachten, der über der Zeit abnimmt. Für R_{dch} fällt dieser von 1,2 auf

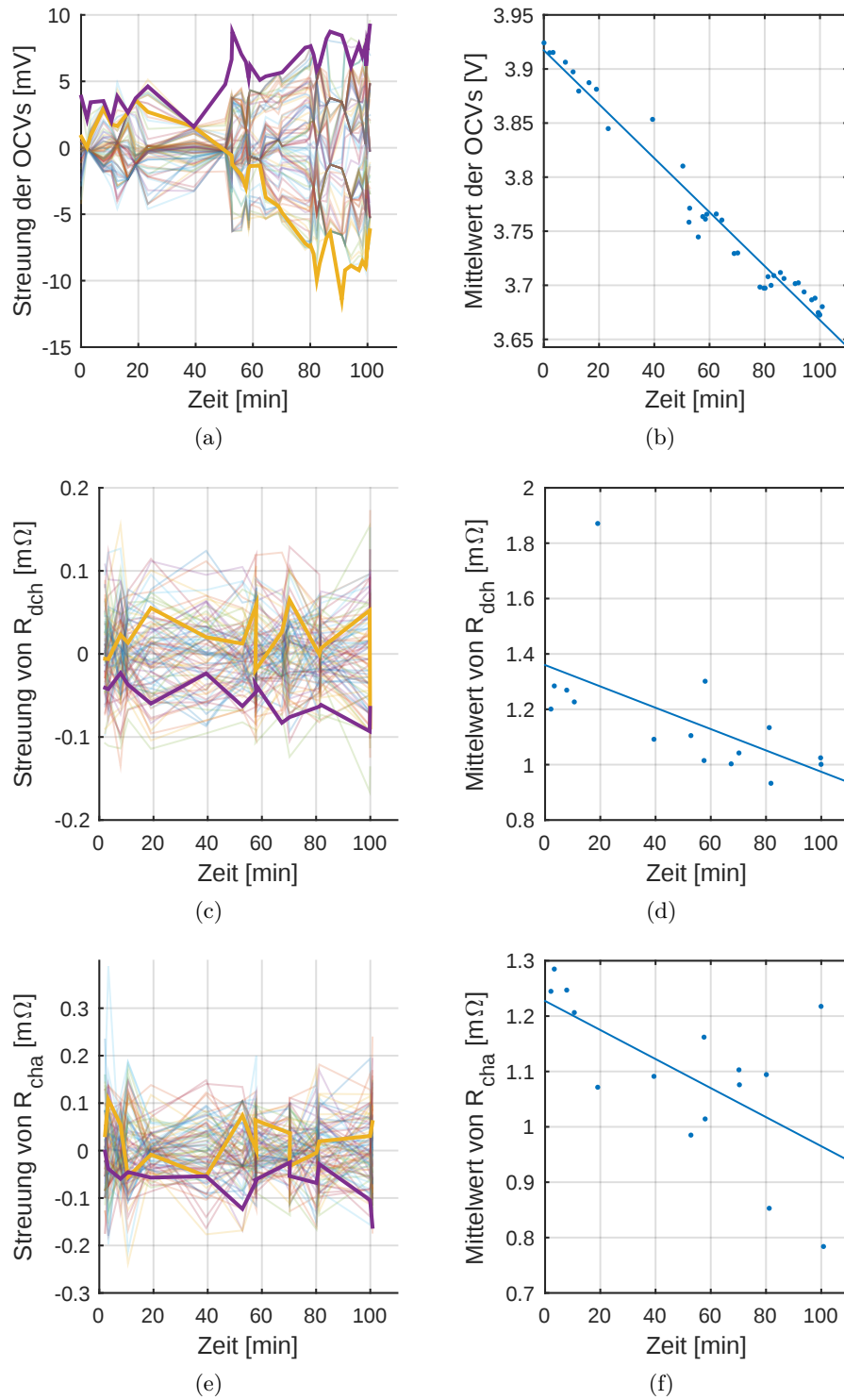


Abbildung 3.21: Streuung der ermittelten Ruhespannungen (a)-(b) sowie Entlade- und Lade-Puls-Widerstände (c)-(d) und (e)-(f) über der Zeit.

1 m Ω ab. Bei niedrigeren Ladezuständen wird der Innenwiderstand gewöhnlich größer. Gleichzeitig nimmt der Innenwiderstand mit steigender Temperatur ab. Der Temperatureinfluss scheint somit hier zu überwiegen.

Die Zelle mit der erhöhten Ruhespannung besitzt gleichzeitig einen niedrigeren Puls-Widerstand gegenüber den anderen Zellen. Die zweite Zelle mit der niedrigeren Ruhespannung weist nur einen leicht erhöhten Puls-Widerstand auf. Ob dieses Verhalten für alle Zellen zu beobachten ist, lässt sich aus den Verläufen in (a), (c) und (e) nur schlecht erkennen. Auch lässt sich nur schwer beobachten, wie stark der zeitliche Verlauf der Zellgrößen schwankt. Sollen die Zellen anhand ihres Alterungszustands sortiert werden, so dürften die Kurvenverläufe der Zellen sich über der Zeit möglichst nicht kreuzen. Da dies nicht gegeben ist, wird im Folgenden geprüft, ob die zeitlich nacheinander durchgeführten Messungen reproduzierbare Ergebnisse in Bezug auf die Zellsortierung liefern. Hierzu werden empirische Korrelationskoeffizienten nach [51]

$$r_{XY} = \frac{s_{XY}}{s_X \cdot s_Y} \quad (3.18)$$

bestimmt. Dabei ist

$$s_{XY} = \frac{1}{N-1} \cdot \sum_{j=1}^N (X_j - \bar{X}) (Y_j - \bar{Y}) \quad (3.19)$$

die empirische Kovarianz und

$$s_X = \sqrt{\frac{1}{N-1} \cdot \sum_{j=1}^N (X_j - \bar{X})^2} \quad \text{und} \quad s_Y = \sqrt{\frac{1}{N-1} \cdot \sum_{i=j}^N (Y_j - \bar{Y})^2} \quad (3.20)$$

die Standardabweichungen. Die Variablen X_j und Y_j repräsentieren die ermittelten Ruhespannungen bzw. Puls-Widerstände der Zelle j für zwei unterschiedliche Zeitpunkte. N gibt wieder die Anzahl der Zellen an. Die Kovarianz bzw. der Korrelationskoeffizient beschreibt die lineare Abhängigkeit von X und Y . Die Standardabweichung ist ein Maß für die Streuung der Werte um das arithmetische Mittel. Im Fall der Ruhespannung nimmt beispielsweise die Standardabweichung mit der Zeit zu. Im Gegensatz zur Kovarianz ist der Korrelationskoeffizient durch die Normierung mit der Standardabweichung eine dimensionslose Größe. Dabei nimmt r_{XY} Werte zwischen -1 und 1 an. Bei -1 und 1 sind X und Y maximal linear abhängig. Nimmt r_{XY} den Wert 0 an, existiert keine lineare Abhängigkeit zwischen X und Y .

In Abbildung 3.22 sind die ermittelten Korrelationskoeffizienten für die Ruhespannung und den Lade- und Entlade-Puls-Widerstand über der Zeit abgebildet. Die Kreise beschreiben die lineare Abhängigkeit zwischen zeitlich aufeinanderfolgenden Messungen. Wird davon ausgegangen, dass eine wiederholte Messung gleiche, also ideal reproduzierbare Messergebnisse liefert, sollten diese beiden Messergebnisse eine starke positive lineare Abhängigkeit aufweisen. Der Korrelationskoeffizient gleicht in diesem Fall dem Wert von $0,8$ bis 1 . Nicht berücksichtigt wird dabei die absolute Änderung der Messwerte, wenn diese sich für alle Zellen gleichermaßen um einen Faktor oder Betrag ändert. Eine qualitative Beurteilung der Zellen untereinander, die hier im Fokus steht, wird dadurch nicht beeinflusst. Nimmt der Korrelationskoeffizient kleinere Werte an, streuen die aufeinanderfolgenden Messungen stärker. Negative Korrelationen können so interpretiert werden, dass die Verläufe in Abbildung (3.21a), (c) und (e) mit maximaler Änderung ihre Reihenfolge ändern. Ein solcher Wechsel ist z.B. für die Zelle in (a) mit der anfangs erhöhten und ab 40 min kleiner werdenden Ruhespannung zu beobachten. Dies zeigt sich in Abbildung 3.22a zur gleichen Zeit durch den geringeren Korrelationskoeffizienten von $0,4$.

Mit Hilfe der Korrelationskoeffizienten zeigt sich, dass für die Ruhespannung sowohl am Anfang und insbesondere ab 50 min eine hohe Reproduzierbarkeit der Messwerte beobachtet werden kann. Eine moderate Korrelation der Entlade-Widerstände für Korrelationskoeffizienten zwischen 0,5 und 0,8 ist ebenfalls noch zu erkennen. Die Lade-Widerstände zeigen jedoch eine schwache lineare Abhängigkeit.

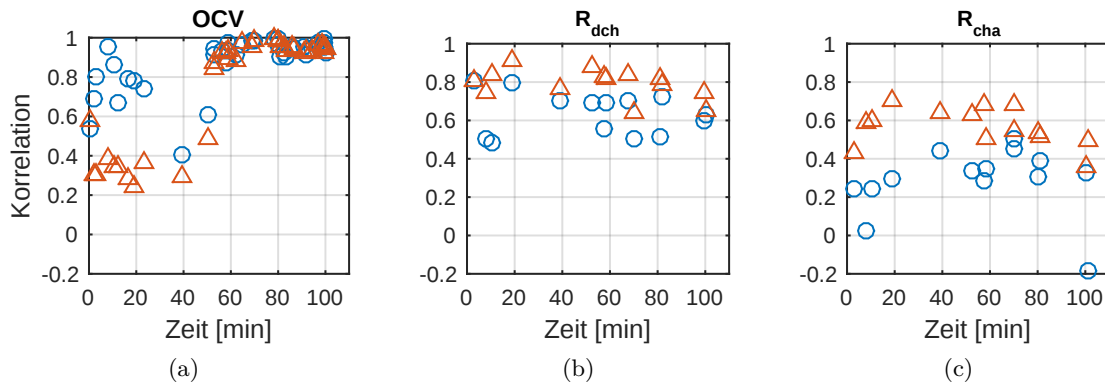


Abbildung 3.22: Korrelationskoeffizienten über der Zeit zwischen zeitlich benachbarten Messungen (Kreise) und zwischen einer Messung und dem zeitlichen Mittelwert aller Messungen (Dreieck).

Nachdem nachgewiesen werden konnte, dass zumindest für die Ruhespannung und eingeschränkt auch für die Entlade-Puls-Widerstände reproduzierbare Messungen erzielt werden konnten, soll nun eine lineare Abhängigkeit zwischen der Ruhespannung und der Puls-Widerstände untersucht werden. Da diese teils an unterschiedlichen Zeitpunkten und durch Mittelung aus verschiedenen vielen Messpunkten ermittelt wurden, ist es nicht möglich diese abgeleiteten Größen direkt miteinander zu vergleichen. Daher wird von der mittelwertfreien Abweichung in Abbildung (3.21a), (c) und (e) der Mittelwert über der gesamten Zeit für jede Zelle einzeln ermittelt.

$$\Delta \bar{X}_j = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n \Delta X_j(t_i) \quad (3.21)$$

$\Delta X_j(t_i)$ repräsentiert hier die Abweichung der abgeleiteten Größe der Zelle j zum Zeitpunkt t_i zum Mittelwert aller Zellen für diesen Zeitpunkt. Die Summe wird hier über den $n = 40$ Ruhespannungs-Messpunkten bzw. über den $n = 15$ Messpunkten zur Ermittlung beider Puls-Widerstände gebildet. Die Dreiecke in Abbildung 3.22 zeigen die Korrelation der abgeleiteten Größen zu diesem Mittelwert. Für die Ruhespannung zeigt sich, dass die Korrelation am Anfang stark abnimmt und nur ab 50 min sehr hohe Werte annimmt (vgl. Abb. 3.22a). Es ist daher davon auszugehen, dass die ermittelten Ruhespannungen zwar am Anfang miteinander korrelieren, aber linear unabhängig von den Ruhespannungsverteilungen gegen Ende der Testfahrt sind. Dies deutet gegen eine ausschließliche Beeinflussung der Ruhespannungen am Ende der Testfahrt durch eine Fehlanpassung des Balancings vor der Testfahrt hin. Die lineare Abhängigkeit zum Mittelwert ist für beide Puls-Widerstände stärker als die ermittelte Korrelation zwischen benachbarten Messungen. Die höhere Korrelation ergibt sich aus der Berechnungsvorschrift selbst, deutet jedoch darauf hin, dass die Puls-Widerstände zwar einer Streuung unterliegen, jedoch über der Zeit ähnliche Ergebnisse in Bezug auf die Zellsortierung liefern.

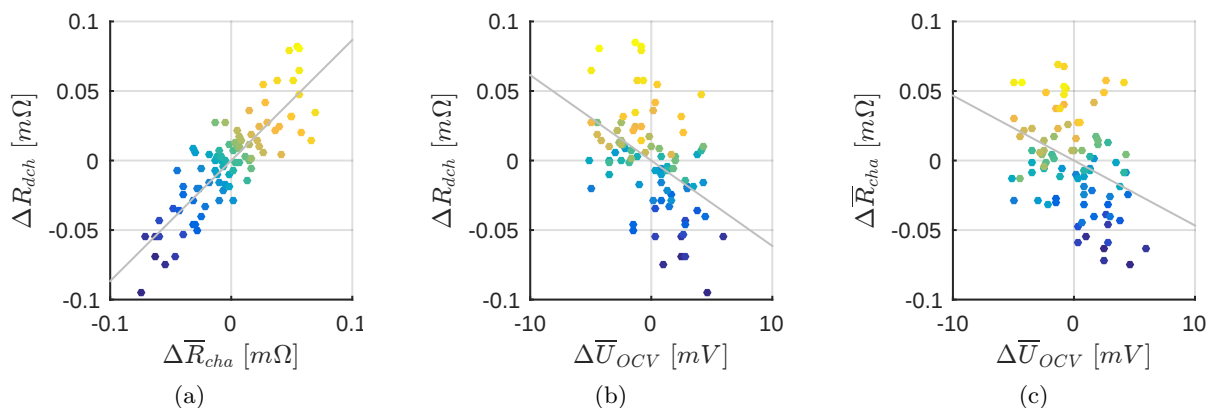


Abbildung 3.23: Abhängigkeit der zeitlich gemittelten Zell-Streuung zwischen Ruhespannung und Lade- und Entlade-Puls-Widerständen.

In Abbildung 3.23 sind die über der Zeit gemittelten Abweichungen für alle drei abgeleiteten Größen: Ruhespannung, Lade- und Entlade-Puls-Widerstand in einem Streudiagramm dargestellt. Erstaunlich ist die starke lineare Abhängigkeit von $\Delta\bar{R}_{dch}$ und $\Delta\bar{R}_{cha}$ in (a) trotz der zuvor ermittelten schwachen Reproduzierbarkeit der ermittelten Lade-Puls-Widerstände. Der Korrelationskoeffizient liegt bei 0,86. Aufgrund dieser starken Korrelation werden die Zellen im Strang anhand der beiden Puls-Widerstände nach den resultierenden Werten aus

$$\Delta\bar{R}_{dchj} + \Delta\bar{R}_{chaj} \quad (3.22)$$

aufsteigend sortiert. Zellen mit negativen Puls-Widerständen sind in blauer Farbe und Zellen mit positiven Puls-Widerständen in gelber Farbe dargestellt. Der farbliche Übergang von blau nach gelb ist mit den Widerstandswerten fließend. Die Farbwahl der Zellen ist durch die Widerstandswerte festgelegt und wird in den anderen beiden Abbildungen beibehalten. In den Abbildungen (b) und (c) ist die Abhängigkeit der Puls-Widerstände mit der Ruhespannung gezeigt. Dabei zeigen die ermittelten Entlade-Puls-Widerstände mit $-0,46$ eine etwas höhere Korrelation mit der Ruhespannung als die ermittelten Lade-Puls-Widerstände mit einer Korrelation von $-0,35$. Die eingezeichneten Regressionsgeraden besitzen eine negative Steigung. Die Werte streuen jedoch wesentlich stärker um die Regressionsgerade, was eine schwächere Abhängigkeit zwischen beiden Größen vermuten lässt. Die zuvor aufgestellte Behauptung einer Abhängigkeit zwischen sinkender Ruhespannung und steigendem Puls-Widerstand scheint dennoch, wenn auch nur schwach, aufgrund der negativen Steigung der Regressionsgeraden gegeben zu sein. Zusätzlich ist anzunehmen, dass die relative Streuung der Puls-Widerstände der Zellen stärker als die der Zellkapazitäten ist. Wird die maximale Abweichung des Entlade-Puls-Widerstands von $0,18\text{ m}\Omega$ in Relation mit dem mittleren Entlade-Puls-Widerstand von $1,2\text{ m}\Omega$ zum Beginn der Testfahrt gesetzt, ergibt sich daraus eine maximale Zellabweichung von 15 %.

Vergleichsweise niedrig fällt demgegenüber die maximale Zellkapazitätsstreuung mit 3,6 % aus.

Das Mitteln der abgeleiteten Größen mit Formel 3.21 hat den Nachteil, dass einzelne Messungen mit größerer Zellstreuung und Standardabweichung stärker gewichtet in den resultierenden Mittelwert einfließen. Dieser Effekt kann auch gewollt sein, z.B. fließen so die Ruhespannungsabweichungen am Ende der Testfahrt stärker in den Mittelwert mit ein. Soll eine solche Gewichtung vermieden

werden, so kann bei der Bildung des Mittelwerts eine Normierung durch die Standardabweichung nach

$$\Delta \bar{x}_j = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n \frac{\Delta X_j(t_i)}{s_X(t_i)} \quad (3.23)$$

erfolgen. Der resultierende Mittelwert wird durch die Normierung jedoch dimensionslos, was hier durch das Kleinschreiben des Wertes x gekennzeichnet ist. Die Information über die absolute Zellstreuung geht somit verloren. Soll diese Information erhalten bleiben, kann der Mittelwert der Standardabweichung mit dem resultierenden Mittelwert nach

$$\Delta \bar{X}'_j = \Delta \bar{x}_j \cdot \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n s_X(t_i) \quad (3.24)$$

multipliziert werden. In Tabelle 3.6 sind die berechneten Korrelationskoeffizienten beider Verfahren gegenübergestellt. Durch die Normierung nimmt die lineare Abhängigkeit minimal zu.

Tabelle 3.6: Korrelationskoeffizienten zwischen Ruhespannung und Lade- und Entlade-Puls-Widerständen mit und ohne Normierung.

r_{XY}	Ohne Normierung	Mit Normierung
$\Delta \bar{R}_{\text{dch}}$ mit $\Delta \bar{R}_{\text{cha}}$	+0,86	+0,88
$\Delta \bar{R}_{\text{dch}}$ mit $\Delta \bar{U}_{\text{OCV}}$	−0,46	−0,47
$\Delta \bar{R}_{\text{cha}}$ mit $\Delta \bar{U}_{\text{OCV}}$	−0,35	−0,38

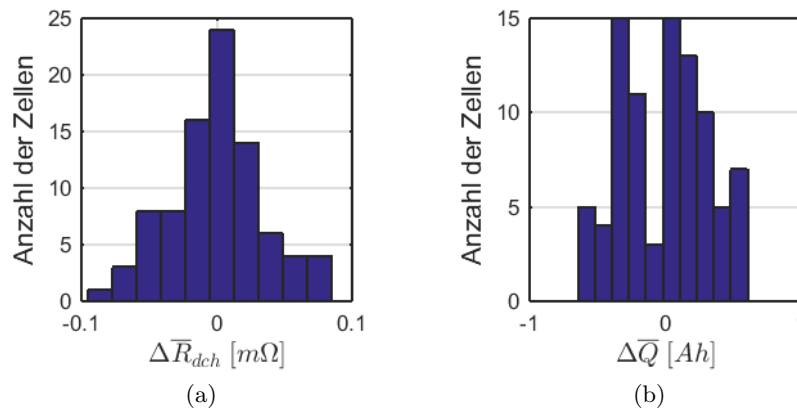
Die gefundene schwache Korrelation kann jedoch auch aufgrund des Temperaturgradienten im Batteriepack entstanden sein. Die Zellspannung wärmerer Zellen sollte nach einer Entladestrombelastung schneller relaxieren als die der kühleren Zellen. Der Temperatureinfluss resultiert dann bei nicht ausreichender Ausgleichspause in einer höheren gemessenen Ruhespannung der Zelle¹. Gleichzeitig wird die erhöhte Zelltemperatur zu einem kleineren Puls-Widerstand führen. Der Temperatureinfluss deckt sich nach dieser Überlegung genau mit der beobachteten Abhängigkeit. Um die Temperaturabhängigkeit auszuschließen, müssten die Zuordnungen der Temperatursensoren zu den Zellen bekannt sein. Zusätzlich sind Zellspannungen und Temperaturmessdaten mit höherer Auflösung für eine derartige Auswertung wünschenswert.

3.3.4 Abschätzung der Zellstreuung

Die ermittelten Ruhespannungen können verwendet werden, um mit der zuvor beschriebenen Methode die Kapazitätsstreuung der Zellen nach Formel 3.12 abzuschätzen. Da die Ruhespannungsunterschiede mit der Zeit größer werden und erst die letzten Messungen der Ruhespannung reproduzierbare Ergebnisse liefern, werden nur die letzten fünf Messungen für die Berechnung

¹Stromruhephasen nach Lade-Pulsen anstelle von Entlade-Pulsen würden genau zu einem entgegengesetzten Verhalten führen und würden sich daher besser dazu eignen, den Temperatureinfluss auszuschließen. Da die Lade-Pulse aus Rekuperationsphasen nach einer meist längeren Entladephase resultieren, setzt sich die Relaxation aus der Überlagerung des Lade- und Entlade-Pulses zusammen. Es wird daher davon ausgegangen, dass die längeren Entladephasen einen größeren Einfluss auf das Relaxationsverhalten der Zellspannungen besitzen.

der Kapazitätsunterschiede berücksichtigt. Die Streuung der resultierenden Kapazitäten und die Streuung der Entlade-Puls-Widerstände sind in Abbildung 3.24 abgebildet. Die Streuung der Entlade-Puls-Widerstände berechnet sich wieder aus dem Mittelwert der Zellabweichung über der gesamten Zeit. Die Häufigkeitsverteilung der Entlade-Puls-Widerstände ähnelt in diesem Fall einer Normalverteilung. Dies zeigte sich auch für die Einzelmessungen der Puls-Widerstände. Für die ermittelten Ruhespannungsunterschiede und die daraus abgeschätzte Kapazitätsstreuung kann dies für die Einzelmessungen sowie für den gemittelten Wert nicht beobachtet werden.



Abbildungung 3.24: Häufigkeitsverteilung der geschätzten Streuung von Zell-Kapazitäten und Entlade-Puls-Widerständen.

Bei Verwendung eines passiven Balancing-Systems begrenzt die Zelle mit der kleinsten Kapazität die maximal nutzbare Energie des Batteriepacks. Die maximal nutzbare Energie ergibt sich daher zu

$$E_{\text{passiv}} = (40,6 \text{ Ah} + \min\{\Delta\bar{Q}\}) \cdot N \cdot U_N = 13 \text{ kWh} \quad (3.25)$$

Die Kapazitätsunterschiede können nun mit einem aktiven Balancing-System ausgeglichen werden. Wird angenommen, dass das aktive Balancing-System ideal zwischen den Zellen Energie umladen kann, ergibt sich die maximal nutzbare Energie des Batteriepacks zu

$$E_{\text{aktiv}} = U_N \cdot \sum_{i=1}^N (40,6 \text{ Ah} + \Delta\bar{Q}_i) = N \cdot 40,6 \text{ Ah} \cdot U_N = 13,22 \text{ kWh} \quad (3.26)$$

Die Nennspannung der Zellen U_N wird mit 3,7 V berücksichtigt. Durch das aktive Balancing-System kann somit die Energieausnutzung des Batteriepacks um maximal 1,7 % verbessert werden. Da die Zellkapazitätsunterschiede um den Wert Null streuen, entspricht die maximal nutzbare Kapazität dem Mittelwert der Zellkapazitäten von 40,6 Ah. Der maximale Kapazitätsunterschied ist somit kein gutes Maß zur Abschätzung der verbesserten Energieausnutzung durch ein aktives Balancing-System. Besser ist die Differenz zwischen minimaler Zellkapazität und der mittleren Zellkapazität zu berücksichtigen.

3.3.5 Schlussfolgerung

Mit Hilfe der Messdaten konnten maximale Zellunterschiede von 3,6 % für die Kapazitäten und 15 % für die Puls-Widerstände ermittelt werden. Wird die Differenz zwischen kleinster und mittlerer Zellkapazität berücksichtigt, so würde ein aktives Balancing gegenüber einem passiven Balancing maximal eine verbesserte Energieausnutzung von 1,7 % bewirken. Ob es sich tatsächlich um alterungsbedingte Zellunterschiede handelt, kann nicht überprüft werden, da die Zellunterschiede auch durch einen Temperaturdrift im Pack verursacht sein können. Zur Überprüfung der Temperaturabhängigkeit müssten die räumliche Verteilung der Temperatursensoren im Pack den Zellspannungen zugeordnet werden. Diese Information ist leider nicht gegeben.

Eine lineare Abhängigkeit zwischen den berechneten Größen: Ruhespannung, Lade- und Entlade-Puls-Widerstand konnte für einzelne Messpunkte teils erkannt werden. Jedoch streut diese lineare Abhängigkeit stark. Aufgrund dieser Streuung wurde der Mittelwert der ausgewerteten Größen über der Zeit gebildet. Dieser zeigte ebenfalls eine lineare Abhängigkeit zwischen den drei Größen. Zwischen Lade- und Entlade-Puls-Widerständen existiert eine starke Korrelation von 0,88. Zwischen Ruhespannung und Puls-Widerständen konnte ebenfalls eine lineare Abhängigkeit mit negativem Vorzeichen von maximal $-0,47$ nachgewiesen werden. Dabei besteht eine stärkere lineare Abhängigkeit zwischen Zell-Ruhespannungen und Entlade-Puls-Widerständen als zwischen Zell-Ruhespannungen und Lade-Puls-Widerständen. Dies ist wahrscheinlich dadurch zu erklären, dass die ausgewerteten Entlade-Pulse gegenüber den Lade-Pulsen bei höheren Stromraten aufgetreten sind. Die schwache Korrelation zwischen Puls-Widerständen und Ruhespannungen kann jedoch auch durch einen Temperaturgradienten im Pack entstanden sein.

Die Anzahl der ausgewerteten Pulse und Ruhespannungen beeinflusste die resultierende lineare Abhängigkeiten stark. Daher sollten so viele Pulse und Ruhespannungen wie möglich innerhalb eines begrenzten Zeitbereichs ausgewertet werden. Eine automatisierte Suche nach geeigneten Pulsen und Relaxationsphasen wäre dafür hilfreich. Die zeitliche Begrenzung der gesammelten Daten ist dabei entscheidend, da sich die Zellzustände aufgrund der Temperatur und des Alterungszustands verändern. Zusätzlich könnten weitere Methoden der mathematischen Statistik, wie die Bestimmung der minimal notwendigen Stichprobenanzahl unter Vorgabe eines Konfidenzintervalls verwendet werden [51]. Das Konfidenzintervall gibt an, mit welcher mittleren Wahrscheinlichkeit die geschätzten Parameter innerhalb dieses Intervalls liegen. Hierzu muss die Verteilungsfunktion der Messdaten bekannt sein. Da sich die Zellen mit der Zeit durch die Temperatur, den SOC und durch die vorherige Strombelastung ändern, und daher einzelne Stichproben der abgeleiteten Größen niemals von der exakt gleichen Zelle ermittelt werden können, ist die Angabe eines Konfidenzintervalls anhand dieser Messdaten schwierig. Hilfreich wäre beispielsweise eine Referenzmessung zur Bestimmung des Konfidenzintervalls durchzuführen.

Eine Aussage darüber, ob die Qualität der Zellen besser anhand des Innenwiderstands oder anhand der Ruhespannung geschätzt werden kann, ist anhand dieses Datensatzes nicht möglich. Hierzu müssten viele weitere Messdaten aus Testfahrten, Ladephasen und Ruhephasen des Elektroautos ausgewertet werden. Interessant wäre, die Eignung weiterer Zellparameter, wie z.B. Relaxationskoeffizienten oder das Impedanzspektrum zur Identifikation des Zellzustands zu prüfen.

4 Vergleich aktiver Balancing-Schaltungen

In diesem Kapitel werden bekannte Balancing-Schaltungen aus der Literatur und kommerzieller Anbieter vorgestellt und die Vor- und Nachteile der Schaltungen diskutiert. Zusätzlich erfolgt eine Simulation, um eine Aussage über die Balancing-Dauer und die dabei auftretenden Verluste abzuschätzen. Die Ergebnisse sollen je nach Anwendungsfall bei der Auswahl einer Balancing-Schaltung unterstützen.

4.1 Übersicht der Schaltungstopologien

Grundsätzlich wird zwischen aktiven und passiven Balancing-Schaltungen unterschieden [52, 53]. Beim passiven Balancing, dass auch als dissipatives Balancing bezeichnet wird, kommt ein schaltbarer Widerstand parallel zu den Zellen zum Einsatz.¹ Beim Zuschalten des Widerstands wird die jeweilige Zelle über diesen Widerstand entladen. Die Energie wird dabei in Wärme umgesetzt und steht somit für die Anwendung nicht mehr zur Verfügung. Um den Nachteil des Energieverlusts zu umgehen, werden in der Literatur eine Vielzahl von aktiven bzw. nicht-dissipativen Balancing-Schaltungen vorgestellt [52, 54–60]. Diese ermöglichen ein möglichst verlustfreies Umladen der Zellen untereinander. Meist werden Kondensatoren oder Spulen als schaltbarer Zwischenspeicher zum Umladen zwischen den Zellen eingesetzt. Andere Ansätze, wie in [61, 62] beschrieben, kommen auch ohne Zwischenspeicher aus. Diese nutzen reine Schaltermatrizen, um einzelne Zellen in der Serienschaltung zu überbrücken oder die Strangspannung flexibel über die Anzahl der Zellen im Strang zu steuern. Nachteil dieser Methoden ist jedoch immer, dass der volle Laststrom von den Leistungsschaltern geführt werden muss, was den Einsatz sehr teurer Leistungsschalter erforderlich macht. Aus diesem Grund werden solche Balancing-Lösungen in dieser Arbeit nicht weiter verfolgt.²

In Abbildung 4.1 ist eine kapazitive und eine induktive Schaltungstopologie dargestellt. Beide ermöglichen ein Umladen zwischen benachbarten Zellen. Eine Hardware-Umsetzung der beiden Schaltungen ist in [57, 63] zu finden. Für die Realisierung des Wechselschalters der kapazitiven Schaltung sind mindestens zwei Leistungsschalter notwendig, die als komplementäre Mosfets ausgeführt werden können. In der Literatur sind zahlreiche Schaltungsveränderungen vorgestellt. So kann die kapazitive Balancing-Schaltung nach [64] auch nur mit einem Kondensator ausgeführt werden, der flexibel über eine Schaltermatrix mit den Zellen verbunden werden kann [64]. Durch die Veränderung ist zwar nur noch ein Kondensator notwendig, jedoch werden mehr Schalter benötigt, die Schalter müssen die komplette Strangspannung blockieren können und der modulare Aufbau der Schaltung geht verloren. In [65] wird die Schaltung durch eine zweite Reihe von Kondensatoren

¹Eine ebenfalls in der Literatur übliche Bezeichnung für aktives Balancing bezieht sich auf alle Balancing-Schaltungen, in denen ein aktiv anzusteuender Leistungsschalter zum Einsatz kommt, bzw. eine externe Beschaltung die Aufgabe des Balancings übernimmt. Passives Balancing bezeichnet in diesem Fall den Balancing-Prozess von Blei- und NiMH-Batterien, der beim Überladen durch die Nebenreaktionen umgesetzt wird. [54, 55]

²Eine Diskussion zur Einsatzhäufigkeit passiver Balancing-Schaltungen und weiterer Einsatzmöglichkeiten aktiver Balancing-Schaltungen ist in Abschnitt 2.3.2 gegeben.

erweitert (*double tiered*), die ein beschleunigtes Balancing ermöglichen. In [66] wird die Schaltung durch einen zusätzlichen Kondensator erweitert, der einen Ladungsausgleich zwischen der ersten und letzten Zelle ermöglicht. Vorteile der kapazitiven Balancing-Schaltung aus Abbildung 4.1 sind der modulare Aufbau, eine kompakte und leichte Bauweise, da keine Spulen oder Transformatoren benötigt werden, eine einfache Ansteuerung, da sich die Zellen automatisch über die Zellspannungen ausgleichen sowie eine gleichmäßige Spannungsbelastung der Bauteile. Nachteil aller kapazitiven Balancing-Methoden ist das Auftreten hoher Einschaltströme, wenn sich die Zellspannungen zu sehr unterscheiden oder die Kondensatoren ungeladen sind. Zudem ergeben sich die Balancing-Ströme nur aus den Zellspannungsunterschieden. Eine Umsetzung von SOC-basierten Balancing-Algorithmen ist daher nicht möglich [67]. Aus diesem Grund werden kapazitive Balancing-Schaltungen in dieser Arbeit nicht weiter untersucht.

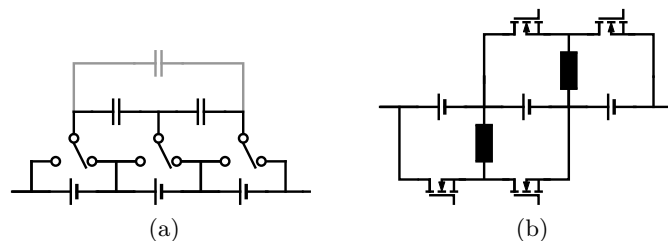


Abbildung 4.1: Kapazitives (links) und induktives Balancing (rechts). Kapazitives Balancing in einfacher Ausführung mit zwei Kondensatoren als *single tiered* und mit einem zusätzlichem Kondensator in grau als *double tiered*.

Die induktive Balancing-Schaltung aus Abbildung 4.1 ermöglicht ein von den Zellspannungen unabhängiges Umladen benachbarter Zellen. Zusätzliche Vorteile sind der modulare Aufbau, sowie die gleichmäßige Spannungsbelastung der Schalter und Spulen. Nachteil sind die hohe Anzahl an Schaltern und Spulen, sowie eine komplexe Ansteuerung. In Kapitel 5 wird zur Abschätzung des Entwicklungsaufwands ein Prototyp dieser Schaltung entwickelt, die Funktionsweise genauer erläutert, auf die Ansteuerungsmöglichkeiten eingegangen und Abwandlungen dieser Schaltung vorgestellt.

Zudem existieren weitere induktive Balancing-Schaltungen mit galvanischer Trennung (vgl. Abb. 4.2). Die galvanische Trennung wird mithilfe eines Transformators gewöhnlich durch eine Sperrwandler-Topologie umgesetzt. Der Sperrwandler (*Flyback Converter*) wird bei Anwendungen geringerer Leistung eingesetzt und benötigt gegenüber einem Eintaktflusswandler (*Forward Converter*) weniger Bauteile. Bei allen Varianten wird die Primärwicklung mit dem Pack bzw. Zellstrang und die Sekundärseite mit den einzelnen Zellen verbunden. Die Isolationsfähigkeit des Transformators muss daher auf die gesamte Strangspannung ausgelegt werden. Die Schaltungen in (a) bis (c) ermöglichen nur einen Energietransfer von dem Strang in die einzelnen Zellen. Hierzu wird der Mosfet angesteuert und der Transformator über die Primärwicklung durch Anlegen der Strangspannung magnetisiert. Nach Öffnen des Mosfets kehrt sich die Spannung an beiden Wicklungen aufgrund des Entmagnetisierungsvorgangs um. Der primärseitige Mosfet muss in diesem Moment die doppelte Strangsspannung sperren. Der resultierende sekundärseitige Strom, der den Transformator kern entmagnetisiert, fließt dabei durch die Diode und bewirkt ein Laden der Zelle.

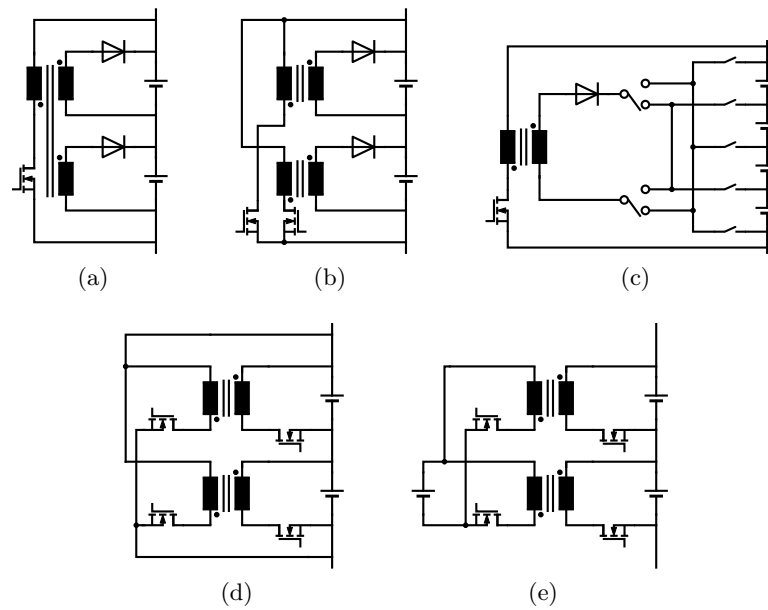


Abbildung 4.2: Ausführungen des galvanisch getrennten induktiven Balancings mittels Transformator. Übliche englische Bezeichnungen sind in Anlehnung an [54]: Multi-winding Transformer (a), Multiple Transformer (b), Switched Transformer (c), Multiple Bidirectional Transformer to Cell-Stack (d) and to DC-Bus (e).

Kutkut et al. beschreibt in [56] den Schaltungsaufbau in (a), bestehend aus einem Transformator mit einer primärseitigen Wicklung und mehreren sekundärseitigen Wicklungen, deren Anzahl der Zellanzahl entspricht. Vorteil ist, dass nur ein Transformator benötigt wird und somit Platz und Gewicht bei der Hardware-Realisierung eingespart wird. Nachteil ist, dass die Entmagnetisierungsströme der einzelnen Wicklungen nur von den Zellspannungen abhängen und somit nur ein Zellspannungs-basiertes Balancing möglich ist. Auch hängt das Ergebnis des Zellspannungsabgleichs von der Qualität des Transformators ab. Schwankungen von Widerstand und Induktivität der sekundärseitigen Wicklungen können zu unterschiedlichen Zellspannungen am Ende des Balancings führen. Diese Probleme können durch den Einsatz mehrerer Transformatoren nach (b) gelöst werden. Durch gezieltes Ansteuern der beiden Leistungsschalter kann der Balancing-Vorgang auch unabhängig von den Zellspannungen kontrolliert werden. Nachteil ist die größere Anzahl an Transformatoren. Durch den Einsatz einer Schaltmatrix kann dieses Problem nach (c) gelöst werden. Durch die Schaltmatrix wird jedoch die Anzahl an benötigten Leistungsschaltern stark erhöht und der Balancing-Vorgang langsamer, da nur noch eine Zelle zur gleichen Zeit ausgeglichen werden kann. Eine Hardware-Umsetzung der Schaltmatrix ist in Abbildung 4.3 zu sehen und in [68] die Hardware-Entwicklung einer verwandten bidirektionalen Topologie beschrieben. Bidirektional bedeutet an dieser Stelle, dass der Leistungsfluss nicht nur vom Pack zur Zelle, sondern auch in umgekehrter Richtung möglich ist. Hierzu muss die Diode auf der Sekundärseite durch einen Leistungsschalter ersetzt werden. Eine bidirektionale Topologie ist in (d) zu sehen und ebenfalls in [56] beschrieben. Zudem ist es für die Schaltungen in 4.2b und 4.2c auch möglich den unidirektionalen Leistungsfluss in umgekehrter Richtung von der Zelle zum Zellstrang durch Vertauschen von Dioden und Mosfets zu ermöglichen.

Da der Transformator ein Übersetzungsverhältnis besitzt, dass dem Verhältnis von Strangspannung zur Zellspannung entspricht und die primärseitigen Mosfets in der Lage sein müssen die doppelte Strangspannung zu sperren, sind die Schaltungen aus Abbildung 4.2a bis 4.2d nicht für beliebig große Zellstränge einsetzbar. Bereits bei 12 Zellen wird ein Mosfet mit einer Sperrfähigkeit von über 100 V benötigt. Die Anzahl der Zellen innerhalb eines Moduls sollte daher auf z.B. zwölf Zellen beschränkt werden. Eine Serienschaltung der Module ermöglicht dann ein Pack mit höheren Klemmenspannungen. Nachteil ist, dass nicht mehr zwischen den Modulen umgeladen werden kann. Eine zusätzliche Schaltung wäre notwendig, um diesen Ladungsausgleich zwischen den Modulen zu ermöglichen. Eine Alternative wird in [60, 69, 70] beschrieben. Anstatt die Primärseite der Transformatoren in Abbildung 4.2d mit dem Zellstrang zu verbinden, wird diese wie in (e) gezeigt mit einem separaten DC-Bus verbunden, dessen Spannung beispielsweise durch die 12 V-Niedervoltbatterie oder eine zusätzliche Batterie vorgegeben wird. Durch die Batterie entfällt eine Spannungsregelung mit den Sperrwandlern, die bei Verwendung eines Kondensators anstelle der Batterie notwendig wäre.

Klassifiziert werden können die Schaltungen beispielsweise anhand der Balancing-Methode durch den Einsatz eines Widerstands, Spule, Transformator, Kondensator [53] oder anhand des Strompfads während des Umladens [55], also ob nur zwischen benachbarten Zellen, zwischen Zelle und Pack oder beliebig zwischen den Zellen umgeladen werden kann.

Mit den vorgestellten Schaltungen wird kein Anspruch auf Vollständigkeit gesetzt, da die Vielfalt der in der Literatur beschriebenen Schaltungen sehr groß ist. Vielmehr wurden die Grundsaltungen vorgestellt, aus denen durch Abwandlungen die meisten anderen Schaltungen resultieren. Forschungsziele bei der Entwicklung neuer aktiver Balancing-Schaltungen konzentrieren sich auf die Reduktion der benötigten Komponenten, wie Spulen und Leistungsschalter, die Verbesserung des Wirkungsgrads, einen möglichst modularen Aufbau, ein flexibleres Umladen zwischen den Zellen durch die Wahl der Topologie, auf eine Platz- und Gewichtsreduktion, eine homogene Spannungs- und Strombelastung der Komponenten, auf die Sicherheit im Fehlerfall, beispielsweise durch zusätzliche galvanische Trennungen sowie auf eine einfache Regelung der Balancing-Schaltung.

Abschließend kann gesagt werden, dass der Einsatz von aktiven Balancing-Schaltungen gegenüber einem dissipativen Balancing immer mit einem erhöhten Hardware-Aufwand verbunden ist. Weitere Probleme können im Fehlerfall entstehen. So führt eine Zerstörung des Mosfets mit Kurzschluss bei der induktiven Balancing-Schaltung zu einer harten Parallelschaltung von Batterie und Spule. Nach Erreichen der Sättigung wird dies zu einem unkontrollierten Stromanstieg führen. Auch die kapazitive Schaltung führt im Fehlerfall mit Kurzschluss des Kondensators beim Zuschalten zu einem Batteriekurzschluss. Aus diesem Grund sollten stets Sicherungen in der Beschaltung vorgesehen werden, die im Fehlerfall ein kontrolliertes Abschalten des Stroms ermöglichen. Bei einer passiven Balancing-Schaltung führt ein Kurzschluss des Mosfets lediglich zu einem Entladen der Zelle. Der Fehlerstrom wird in diesem Fall durch den Balancing-Widerstand begrenzt. Auch bei einer passiven Balancing-Schaltung sollten dennoch Sicherungen zum Einsatz kommen, da auch die Elektronik zur Zellspannungsmessung im Fehlerfall einen Zellkurzschluss verursachen kann. Ein weiterer Nachteil der induktiven Balancing-Schaltung ist ein mögliches Überladen der Zellen bei fehlerhafter Ansteuerung, z.B. durch Softwarefehler. Bei einer passiven Balancing-Schaltung ist dies unmöglich, was zusammen mit dem günstigen Hardware-Aufbau sicherlich einer der Hauptgründe für den verbreiteten Einsatz der passiven Balancing-Schaltung ist.

4.2 Aktives Balancing kommerzieller Anbieter

Texas Instruments (*TI*) liefert gleich eine ganze Reihe an technischen Lösungen zur Zellüberwachung und zum aktiven und passiven Balancing. Ein aktives Balancing für den Energieaustausch zwischen benachbarten Zellen stellte *TI* in [71–74] unter dem Namen *PowerPump™ Balancing* mit den ICs BQ78PL116 und BQ76PL102 vor. Serienschaltungen von bis zu 16 Zellen können von diesen ICs überwacht und balanciert werden. *TI* produziert diese ICs jedoch nur noch für Bestandskunden weiter und empfiehlt die Verwendung der ICs BQ34Z100-G1 bzw. BQ78350-R1.

Diese beiden ICs können nur für passives Balancing eingesetzt werden und benötigen das IC BQ769x0 oder bq29312 als AFE für die Zellspannungs- und Temperaturüberwachung als auch das passive Balancing [75, 76]. Die ICs BQ2084 oder BQ20z80 können zur Schätzung der Kapazität und des SOC eingesetzt werden [77]. Zudem sind noch die ICs BQ77PL900, BQ76pl536a und BQ76PL455A für die Zellüberwachung und das passive Balancing zu nennen. Insbesondere BQ76PL455A ist eines der neusten Entwicklungen von *TI* und kann für bis zu 16 Zellen eingesetzt werden [32].

Das neuste aktive Balancing von *TI* besteht aus einem bidirektionalen Flyback-Konverter, der über eine Schaltermatrix zwischen sieben verschiedenen Zellen hin und her geschaltet werden kann (vgl. Abb. 4.3). Somit muss für sieben Zellen nur ein Transformator und eine Schaltermatrix eingesetzt werden. Die Schaltermatrix selbst besteht aus acht bidirektionalen Leistungsschaltern. Diese bestehen aus zwei antiparallelen Mosfets, sodass sie sowohl positive als auch negative Drain-Source-Spannungen blockieren können. Zusätzlich werden noch vier weitere Mosfets benötigt, um die Zellen mit der richtigen Polarität an den Flyback-Konverter anzuschließen. Zur Ansteuerung der Schaltermatrix wird das IC EMB1428Q und zur Ansteuerung des Flyback-Konverters das IC EMB1499Q verwendet. Zur Verifikation entwickelte *TI* ein Balancing-Modul für 16 Zellen, von denen bis zu 16 Module in Serie geschaltet werden können [70].

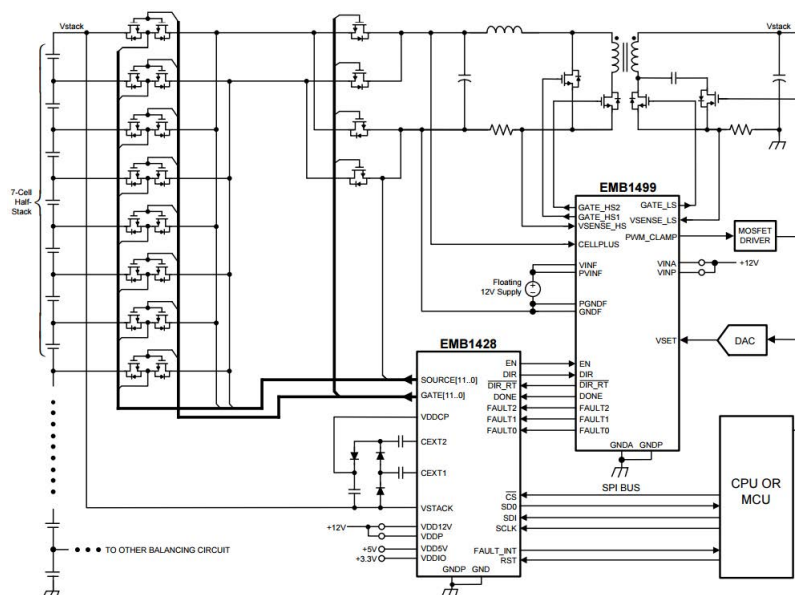


Abbildung 4.3: Aktives Balancing mit Schaltermatrix und Flyback-Konverter von *TI*. [78]

Linear Technology (LT) bietet drei Systeme für aktives Balancing an. Bei zwei Systemen werden Flyback-Konverter parallel zu jeder Zelle verwendet. Mit den ICs LT8584 und LTC6804 können einzelne Balancing-Module bestehend aus zwölf Zellen aufgebaut werden. Dieses System nutzt den Flyback-Konverter, um die einzelnen Zellen in das Modul zu entladen. Das zweite System verwendet das IC LTC3300 zur Zellspannungsüberwachung und zur Ansteuerung der Mosfets. Hier kommt ein bidirektionaler Flyback-Konverter zum Einsatz. Die Energieübertragung kann sowohl von den Zellen in das Modul als auch in umgekehrter Richtung erfolgen. Bis zu sechs Zellen können am LTC3300 angeschlossen werden. Mehrere dieser ICs können ohne zusätzliche Optokoppler oder Digital-Isolatoren in Serie geschaltet werden und über SPI miteinander kommunizieren. Die maximale Modulspannung wird durch die maximale Sperrspannung des sekundärseitigen Mosfets begrenzt. Dieser muss in der Lage sein, mindestens die doppelte Modulspannung zu sperren. Realistische Modulgrößen liegen bei maximalen Sperrspannungen von 100 V bei etwa zwölf Zellen in Serie. Sollen mehr Zellen in Serie betrieben werden und dennoch zwischen den Modulen ein Ladungsausgleich möglich sein, schlägt *LT* vor, die Transformator-Anschlüsse auf der Sekundärseite benachbarter Module zu überlappen [79, 80]. Das dritte System kann mit Hilfe des ICs LTC3305 zum balancieren von maximal vier Blei-Säure-Batterien eingesetzt werden. Hierzu wird eine zusätzliche fünfte Batterie über eine Schaltermatrix abwechseln den vier Zellen parallel geschaltet. Für passives Balancing bietet *LT* das IC LTC6802 an.

Infineon beschreibt in [81–83] ebenfalls ein aktives Balancing, dass mit einem Flyback-Konverter aufgebaut wird. Hier besteht der Flyback-Konverter aus nur einem Transformator mit einer Wicklung auf der Sekundärseite und jeweils einer Wicklung pro Zelle auf der Primärseite. Die Zellen können über einen Leistungsschalter mit dem Transformator entladen werden. Die Energie wird dann über die Sekundärseite des Transformators wieder an den gesamten Strang abgegeben. *AMS* bietet ein Demo Board und das zugehörige IC AS8505 an [84]. Dieses Board kann bis zu sieben Zellen in Serie balancieren und verwendet analog zu *Infineon* nur einen Transformator.

NXP beschreibt in [85] ähnlich wie in [74] die Entwicklung des aktiven Balancings zwischen benachbarten Zellen mit Hilfe einer Speicherdrossel. *Atmel* beschreibt eine ähnliche Entwicklung in [86] mit dem IC ATA6870. *Atmel* verwendet jedoch unidirektionale Inverswandler mit Schottky-Diode. Dadurch ist das Balancing von einer Zelle nur zur tiefer liegenden Nachbarzelle möglich. Ein zusätzlicher Transformator ermöglicht die Energieübertragung von der untersten zur obersten Zelle. Durch die Schottky-Dioden wird der Wirkungsgrad reduziert. In [86] wird ein Wirkungsgrad von 64 % für den Inverswandler und 40 % für den Transformator angegeben.

Weitere Hersteller auf dem Markt, die ICs zur Zellüberwachung anbieten sind *Maxim* mit MAX17830, MAX11068, *Analog Devices* mit AD8280, AD7280A, *Microsemi*, *O2Micro*, *On Semiconductor*, *Intersil*, *Elithion*. Von diesen Herstellern konnte jedoch keine Entwicklung zu aktiven Balancing-Schaltungen gefunden werden.

4.3 Simulativer Vergleich

Die zuvor beschriebenen induktiven Balancing-Schaltungen werden im Folgenden auf Basis einer Simulation miteinander verglichen, um herauszufinden welche der Schaltungen sich am ehesten für den Einsatz in einem Batteriesystem eignet. Der Fokus liegt auf den induktiven Balancing-Schaltungen, da der Balancing-Vorgang der kapazitiven Schaltungen rein über die Zellspannungen gesteuert wird und daher keine von der Zellspannung unabhängige Steuerung möglich ist.

Vergleiche von aktiven Balancing-Schaltungen auf Basis von Simulationen werden in [87–91] beschrieben. In Caspar et al. [90] kommt die Modellierung eines elektrisch angetriebenen Fahrzeugs inklusive Antriebsstrang, Zell-Modell und der verschiedenen Balancing-Schaltungen zum Einsatz. Die Konverter werden auf Basis der Einzelkomponenten von Spule, Kondensator und Widerstand berücksichtigt und zusammen mit der Schaltfrequenz ein mittlerer Balancing-Strom für jede Balancing-Schaltung bestimmt. Da sich die mittleren Balancing-Ströme der Konverter aufgrund der unterschiedlichen Einzelkomponenten unterscheiden und daher alle Konverter unterschiedliche Balancing-Leistungen besitzen, ist ein Vergleich der Balancing-Geschwindigkeit der einzelnen Konverter nicht mehr möglich. Zudem wird in [88, 90, 91] nur innerhalb eines Moduls bestehend aus 8 bzw. 10 Zellen balanciert. In Batteriesystemen mit mehr als 10 Zellen in Serie müssten dann zusätzliche Konverter eingesetzt werden, um zwischen den Modulen zu balancieren.

Die Anzahl der Zellen in Serie kann jedoch auch einen Einfluss auf die Balancing-Eigenschaften wie die Zeit bis zum Abschluss des Balancing-Vorgangs besitzen. Daher wird im Folgenden ein Vergleich der Topologien in Abhängigkeit der Zellanzahl durchgeführt, um eine Aussage über die optimale Modulgröße hinsichtlich der Balancing-Eigenschaften für die einzelnen Schaltungen zu erhalten. Im Fokus des Vergleichs stehen die Balancing-Eigenschaften von Balancing-Dauer, Gesamtwirkungsgrad und verursachter Ah-Durchsatz durch das Balancing. Die Balancing-Dauer kann bei der Dimensionierung der Balancing-Konverter durch die Wahl des notwendigen Balancing-Stroms berücksichtigt werden. Der Gesamtwirkungsgrad hilft bei der Abschätzung der verbesserten Kapazitätsausnutzung durch das aktive Balancing bei vorhandener Zellstreuung. Der Ah-Durchsatz, der durch das Balancing verursacht wird, dient als Indikator für die zusätzliche Zellbelastung durch das Balancing.

4.3.1 Simulationsaufbau

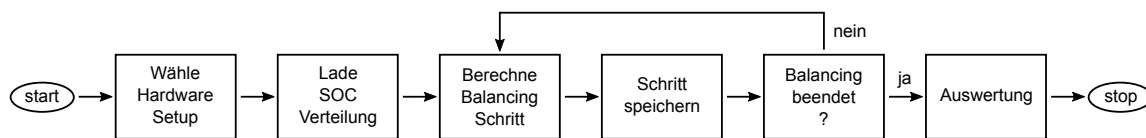


Abbildung 4.4: Simulationsaufbau zur Berechnung eines Balancing-Vorgangs.

Der Simulationsablauf zur Berechnung eines Balancing-Vorgangs setzt sich aus den Schritten in Abbildung 4.4 zusammen. Zu Beginn wird mit der Wahl des Hardware-Aufbaus die Topologie und die Anzahl der zu balancierenden Zellen in der Serienschaltung festgelegt. Anschließend wird eine von 2000 generierten SOC-Verteilungen geladen und der Balancing-Vorgang simuliert, bis das Abbruchkriterium erreicht ist und der Balancing-Vorgang abgeschlossen ist. Als Abbruchkriterium wird ein unterschreiten der SOC-Differenz zwischen der Zelle mit dem maximalen und minimalen SOC von 0,1 % gewählt. Ein Schwellenwert von 1 % führt jedoch zu den gleichen Ergebnissen. Abschließend wird der Balancing-Vorgang ausgewertet und die Balancing-Eigenschaften wie Zeit, Wirkungsgrad und Ah-Durchsatz abgespeichert. Insgesamt wird der Balancing-Vorgang für alle 2000 SOC-Verteilungen und für jeden Hardware-Aufbau simuliert und ausgewertet. Der Hardware-Aufbau wird durch die Wahl der Balancing-Topologie und über die Anzahl der Zellen im Strang verändert. Die Anzahl wird von 3 bis 100 Zellen im Strang verändert. Für jede Topologie werden somit 200 000 Balancing-Vorgänge simuliert. Die Simulationsdauer hängt von der Wahl der Balancing-Topologie

ab und steigt mit der Anzahl der Zellen im Strang. Für 100 Zellen beträgt die Simulationsdauer auf einem Intel Core i5 Prozessor mit 3,3 GHz und 8 GB RAM für die 2000 SOC-Verteilungen je nach Topologie zwischen 3 und 90 min. Der Simulationsablauf wurde rein in *Matlab* programmiert.

Die hohe Anzahl an Verteilungen hilft, das Balancing-Verhalten für möglichst viele SOC-Verteilungen abzudecken. Als Verteilungsfunktion wird eine Normalverteilung mit einer Standardabweichung von 3,5 % und einem Mittelwert von 50 % gewählt. Die Verteilungen werden einmal generiert und fest abgespeichert. So ist es möglich den Balancing-Vorgang für jede Topologie mit den gleichen Verteilungen und somit Ausgangsbedingungen zu simulieren, was zu einer besseren Vergleichbarkeit der Ergebnisse führt. Exemplarisch ist in Abbildung 4.5 die Verteilung der 2000 SOC-Werte der ersten Zellen für die Serienschaltung von 100 Zellen dargestellt.

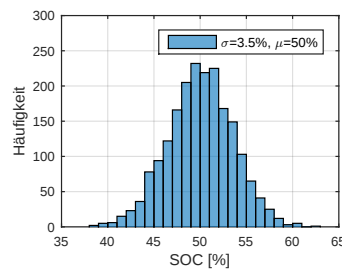


Abbildung 4.5: Häufigkeitsverteilung der SOC-Werte der ersten Zelle für den Hardware-Aufbau von hundert Zellen in Serie.

Als Simulationsgrundlage wird zur besseren Interpretation der Ergebnisse in Anlehnung an [88] ein möglichst einfaches Modell von Zelle und Konverter gewählt. Die Zellen werden mit einer festen Nennkapazität von 1 Ah und einem variablen SOC berücksichtigt, dessen Anfangszustand über die SOC-Verteilung festgelegt wird. Die Klemmenspannung der Zellen wird mit 3,7 V als konstant angenommen. Da der Vergleich der Topologien im Vordergrund steht, wird so der Einfluss des Zellmodells auf das Simulationsergebnis stark eingeschränkt, was eine einfachere Interpretation der Ergebnisse ermöglicht. Eine näherungsweise konstante Zellspannung ist beispielsweise für LFP-Zellen über einem weiten SOC-Bereich zu beobachten.

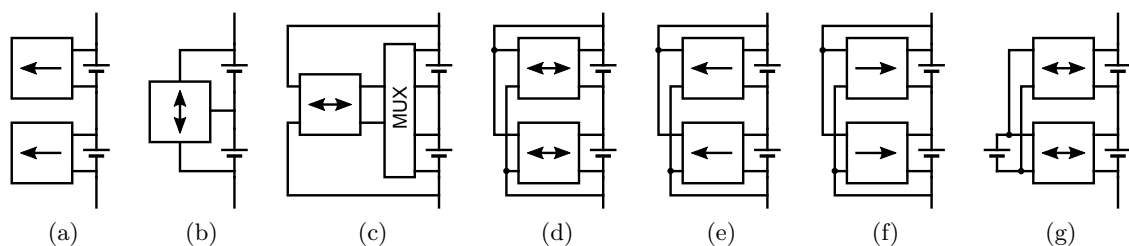


Abbildung 4.6: In der Simulation berücksichtigte Balancing-Topologien: dissipativ (a), Zelle $\leftrightarrow$ Zelle (b), Zelle $\leftrightarrow$ Pack (c), Zellen $\leftrightarrow$ Pack (d), Zellen $\Rightarrow$ Pack (e), Pack $\Rightarrow$ Zellen (f), Zellen $\leftrightarrow$ DC-Bus (g).

In Abbildung 4.6 sind alle induktiven Balancing-Schaltungen dargestellt, die in der Simulation berücksichtigt werden. Die zugehörigen Hardware-Realisierungen sind in Abschnitt 4.1 beschrieben. Die Pfeile „ $\Rightarrow$ “ geben die Richtung der Leistungsübertragung an. Ein doppelter Pfeil symbolisiert

eine bidirektionale und ein einfacher Pfeil eine unidirektionale Leistungsübertragung. Somit kann beispielsweise für die Zelle $\rightleftharpoons$ Zelle Topologie (b) nur zwischen benachbarten Zellen umgeladen werden. Die Zelle $\rightleftharpoons$ Pack Topologie (c) mit der zugehörigen Schaltung in Abbildung 4.2c ist durch den Einsatz der Schaltmatrix (MUX) ein Sonderfall. Die Leistungsübertragung zwischen Zelle und Pack wird nur durch einen Konverter ermöglicht und ist bei konstanter Konverterleistung somit langsamer als die anderen Balancing-Topologien. Zellseitig wird der Konverter über die Schaltmatrix mit den Zellen kontaktiert. Die Zellen $\rightleftharpoons$ Pack Topologie (d) besitzt entsprechend parallel zu jeder Zelle einen Konverter.

Für alle Konverter wird ein fester Wirkungsgrad von 90 % und eine konstante Übertragungsleistung von 370 mW angenommen. Die dissipative Balancing-Schaltung wird durch einen Wirkungsgrad von 0 % berücksichtigt. Die Konverter-Leistung ergibt sich aus der konstanten Zellspannung von 3,7 V und einem festen mittleren Balancing-Strom $\bar{I}_{\text{bal}}$ von 100 mA. Da nur induktive Balancing-Topologien untersucht werden ergibt sich dieser Balancing-Strom aus Formel 5.8 auf Seite 101 im DCM für ein Tastverhältnis von 50 % bei einer Induktivität von 46,3 μH und einer Schaltfrequenz von 100 kHz.

Durch die feste Wahl der Übertragungsleistung, Induktivität und Schaltfrequenz wird sichergestellt, dass alle Topologien die Zellen mit dem gleichen Stromripple und Spitzenstrom belasten. In Kapitel 5 wird beispielsweise die Schaltung so dimensioniert, dass die Zellen maximal mit einem Spitzenstrom von $1/10 C$ belastet werden. Gleichzeitig wird mit den fest vorgegebenen Werten die räumliche Ausdehnung der Induktivität auf der Leiterplatte für alle Konverter näherungsweise gleichgroß ausfallen¹.

Mit der Konverter-Leistung P_C können die Zellströme I_Z berechnet werden. Für die dissipative Balancing-Schaltung ergibt sich der Zellstrom für die Zelle i wie folgt:

$$\text{dissipativ (a):} \quad I_{Z,i} = -\frac{P_{C,i}}{U_Z} \quad (4.1)$$

Die Zählpfeilrichtung von I_Z ist in Laderichtung. Die Größe $P_{C,i}$ bezeichnet die Übertragungsleistung des Konverters parallel zur Zelle i . Im ausgeschalteten Zustand des Konverters nimmt $P_{C,i}$ den Wert Null an und im eingeschalteten Zustand den Wert von 370 mW. Die Zellströme für die Schaltungen aus Abbildung 4.6e und 4.6f ergeben sich nach

$$\text{Zellen} \Rightarrow \text{Pack (e):} \quad I_{Z,i} = -\frac{P_{C,i}}{U_Z} + \frac{\eta}{N \cdot U_Z} \cdot \sum_{k=1}^N P_{C,k} \quad (4.2)$$

$$\text{Pack} \Rightarrow \text{Zellen (f):} \quad I_{Z,i} = \frac{\eta \cdot P_{C,i}}{U_Z} - \frac{1}{N \cdot U_Z} \cdot \sum_{k=1}^N P_{C,k} \quad (4.3)$$

Der Zellstrom setzt sich aus dem sekundärseitigen Konverterstrom (zur Zelle hingewandt) und der Summe der primärseitigen Konverterströme zusammen. Da die Transformatoren primärseitig parallelgeschaltet und mit dem gesamten Zellenstrang verbunden sind, ergibt sich dieser Stromanteil aus der Division der Konverterleistungen mit der Strangspannung $N \cdot U_Z$. Die Größe N gibt die Anzahl der Zellen in der Serienschaltung an. Die Berücksichtigung des Wirkungsgrads hängt demnach von der Übertragungsrichtung ab und führt nur bei einem Wirkungsgrad von 100 % zu dem gleichen Balancing-Verhalten der beiden Schaltungen.

¹Näherungsweise, da die räumliche Ausdehnung der Induktivität auf der Leiterplatte für Transformatoren mit Luftspalt, wie sie in Sperrwandlern verwendet werden, etwas größer ausfallen, als bei einfachen Spulen.

Zur Berechnung des Zellstroms der Zelle $\Rightarrow$ Pack Topologie (c) wird in der Simulation sichergestellt, dass nur ein Konverter zur gleichen Zeit Leistung überträgt. Abhängig von der Wahl der Richtung der Leistungsübertragung wird die Gleichung für Schaltung (e) oder (f) eingesetzt. Analog wird für die Zellen $\Rightarrow$ Pack Topologie (d) verfahren. Für diese Topologie wird für jeden Konverter sichergestellt, dass dieser pro Zeitschritt nur in eine der beiden Richtungen Leistung überträgt. Der Zellstrom ergibt sich dann aus der Summe der beiden Gleichungen, da sich auf der Primärseite die Konverterströme aufgrund der Parallelschaltung überlagern. Abhängig von der Übertragungsrichtung werden nur die Konverterleistungen in der für diese Richtung vorgesehenen Formel berücksichtigt und in der anderen Formel zu Null gesetzt.

Zur Bestimmung des Zellstroms der Zellen $\Rightarrow$ DC-Bus Topologie (g) wird angenommen, dass keine Energie in der DC-Bus-Pufferzelle umgesetzt wird und der Ladezustand der Zelle somit unverändert bleibt. Um diese Nebenbedingung zu erreichen müssen zu jedem Zeitpunkt gleich viele Konverter die Zellen laden wie entladen. Bei ungerader Zellanzahl ist somit immer mindestens ein Konverter nicht im Betrieb. Wird angenommen, dass von der Zelle i zur Zelle j Energie übertragen wird ergeben sich die Zellströme für diese Topologie nach folgender Formel:

$$I_{Z,i} = -\frac{P_{C,i}}{U_Z} \quad I_{Z,j} = \eta \cdot \frac{P_{C,j}}{U_Z} \quad P_{C,j} = \eta \cdot P_{C,i} \quad (4.4)$$

$$\text{Zellen} \Rightarrow \text{DC-Bus (g):} \quad I_{Z,j} = -\eta^2 \cdot I_{Z,i} \quad (4.5)$$

Aus der Formel wird ersichtlich, dass der Konverter j , der in diesem Fall zum Laden der Zelle j eingesetzt wird, aufgrund der vorausgesetzten Energieneutralität in der Pufferzelle mit einer um den Wirkungsgrad reduzierten Übertragungsleistung arbeitet. In Realität würde der Ausgleichsprozess daher etwas schneller ablaufen, wenn am Balancing-Prozess unbeteiligte Konverter zum Nachladen der Pufferzelle eingesetzt werden.

Abschließend müssen noch die Zellströme für die Zelle $\Rightarrow$ Zelle Topologie (b) bestimmt werden. Hierzu werden die benachbarten Zellen i,j,k im Strang betrachtet. Der Zellstrom der mittleren Zelle j ergibt sich aus dem nördlichen und südlichen Terminal-Strömen der beiden angrenzenden Konverter ij und jk .

$$\text{Zelle} \Rightarrow \text{Zelle (b):} \quad I_{Z,j} = I_{N,ij} + I_{S,jk} \quad (4.6)$$

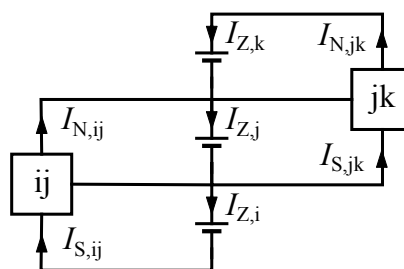


Abbildung 4.7: Festlegung der Zählfeilrichtung der Ströme für die Zelle $\Rightarrow$ Zelle Topologie.

Die Zählpfeilrichtungen der Ströme sind in Abbildung 4.7 definiert. Die Terminal-Ströme des Konverters ij ergeben sich anhand

$$I_{N,ij} = -\eta \cdot \frac{|P_{C,ij}|}{U_Z} = -\eta \cdot I_{S,ij} \quad (4.7)$$

$$I_{S,ji} = -\eta \cdot \frac{|P_{C,ji}|}{U_Z} = -\eta \cdot I_{N,ji} \quad (4.8)$$

Die Indizierung ij bezieht sich hier auf eine Energieübertragung von der Zelle i zur Zelle j und die Indizierung ji auf eine Energieübertragung in entgegengesetzter Richtung.

Nachdem die Zellströme in Abhängigkeit der eingesetzten Balancing-Topologie berechnet werden können, ergibt sich die Ladezustandsänderung einer Zelle mit dem zugehörigen Zellstrom wie folgt

$$Q_{\text{SOC}}(t_{i+1}) = Q_{\text{SOC}}(t_i) + I_Z \cdot \Delta t \quad \text{mit} \quad t_{i+1} = t_i + \Delta t \quad (4.9)$$

Als Zielwert für den Balancing-Prozess wird der Mittelwert $\bar{Q}_{\text{SOC}}$ der Ladezustände aller Zellen angestrebt. Hierzu wird die Ladungsmenge $Q_{\text{Bal,soll}}$ berechnet, die durch das Balancing noch umzusetzen ist, um diesen Mittelwert in jeder Zelle zu erreichen.

$$Q_{\text{Bal,soll},i} = \bar{Q}_{\text{SOC}} - Q_{\text{SOC},i} \quad (4.10)$$

Dieser Balancing-Zielwert wird vor jedem Simulations-Schritt neu berechnet und zur Steuerung der Balancing-Konverter verwendet. Für positive Werte von $Q_{\text{Bal,soll}}$ muss die Zelle noch geladen werden und für negative Werte entladen werden, um den Mittelwert zu erreichen. Dabei wird ein Konverter nur angesteuert, wenn die für den Simulationsschritt bewirkte Ladezustandsänderung $I_Z \cdot \Delta t$ in der Zelle durch das Balancing kleiner als $|Q_{\text{Bal,soll}}|$ ist, um ein Fehlbalancing zu verhindern. Da in der Zelle $\leq$ Zelle Topologie eine Zelle durch die beiden benachbarten Zellen umgeladen werden kann, muss hier die doppelte Ladezustandsänderung $2 \cdot I_Z \cdot \Delta t$ berücksichtigt werden.

Der relative Ladezustand SOC berechnet sich dann aus dem Verhältnis von Q_{SOC} und der Nennkapazität von hier 1 Ah. Das Endkriterium für den Balancing-Vorgang wird nach folgender Formel überprüft:

$$Q_{\text{SOC,max}} - Q_{\text{SOC,min}} < 0,1 \% \cdot 1 \text{ Ah} \quad (4.11)$$

Die zeitliche Auflösung Δt bestimmt die Genauigkeit der Simulation. Bei großen Werten von Δt ist die reale Simulationszeit sehr kurz. Jedoch hängt auch das Erreichen des Endkriterium direkt von diesem Wert ab. Zu große Werte für Δt können dazu führen, dass das Endkriterium niemals erreicht wird. Auch können zu große Werte zu einem Fehlbalancing führen, sodass Zellen abwechseln geladen und entladen werden, da der Ladezustand der Zelle um einen Zielwert schwankt. Dadurch entstehen zusätzliche Verluste, was zu einer Fehlinterpretation der Ergebnisse führen kann. Dieses Verhalten wird weitestgehend durch die zuvor beschriebenen Grenzen unterbunden. Um diese Nachteile zu umgehen, wird in der Simulation Δt abhängig von $Q_{\text{Bal,soll}}$ der Zellen vor jedem Balancing-Schritt wie folgt angepasst

$$\Delta t \cdot \frac{P_C}{U_Z} = \min \left\{ \max \{Q_{\text{Bal,soll},i}\}, \left| \min \{Q_{\text{Bal,soll},i}\} \right| \right\} / 100 \quad \forall i \in \{1, 2, \dots, N\} \quad (4.12)$$

Durch die Minimum- und Maximum-Funktionen wird sichergestellt, dass sowohl für die Lade- als auch die Entladerichtung Δt nicht zu große Werte annimmt, immer mindestens eine Zelle umgeladen werden kann und der Balancing-Prozess für die betreffende Zelle in 100 Simulationsschritte eingeteilt

wird. Dadurch ist es möglich große Zeitschritte bei großen Zellunterschieden zu wählen und erst für kleinere Werte von $Q_{\text{Bal,soll}}$ die Zeitschritte Δt ebenfalls zu reduzieren. Dieses Vorgehen führt zu einer maßgeblichen Simulationsbeschleunigung, ohne das Endergebnis durch beispielsweise gehäuftes Fehlbalancing zu verfälschen¹.

Abschließend müssen noch die Ansteueralgorithmen für die Balancing-Topologien beschrieben werden. Diese Konverter-Ansteuerung ergibt sich für alle Topologien direkt aus dem Vorzeichen von $Q_{\text{Bal,soll}}$. Für die Zellen=>Pack Topologie werden nur die Konverter parallel zu den Zellen mit negativem Vorzeichen von $Q_{\text{Bal,soll}}$ angesteuert. Analog wird bei einem positiven Vorzeichen für $Q_{\text{Bal,soll}}$ für die Pack=>Zellen Topologie verfahren. Für die bidirektionale Topologie Zelle<=>Pack wird die Zelle mit dem maximalen Wert für $Q_{\text{Bal,soll}}$ balanciert. Die Umladerichtung richtet sich in diesem Fall wieder nach dem Vorzeichen. In der Zellen<=>Pack Topologie werden zunächst alle Konverter mit negativem Vorzeichen für den jeweiligen Zeitschritt angesteuert, anschließend der neue Zellladezustand und der zugehörige neue Wert für $Q_{\text{Bal,soll}}$ berechnet und abschließend alle noch nicht verwendeten Konverter angesteuert, deren parallele Zelle für $Q_{\text{Bal,soll}}$ mit einem positiven Vorzeichen behaftet ist. Bei der dissipativen Methode wird analog verfahren. Durch die kontinuierliche Entladung nähert sich der Mittelwert $\bar{Q}_{\text{SOC}}$ aller Zellen der Zelle mit dem niedrigsten SOC an. Die Zelle<=>Zelle Topologie stellt hier einen Sonderfall dar, da nicht $Q_{\text{Bal,soll}}$ zur Konverter-Steuerung verwendet wird. Diese richtet sich nur nach den Ladezuständen benachbarter Zellen, sodass die Konverter so angesteuert werden, dass immer von einer Zelle mit einem höheren SOC zur einer benachbarten Zelle mit einem niedrigeren SOC umgeladen wird. Für diese Topologie sind durchaus auch komplizierte Umlade-Strategien denkbar.

4.3.2 Ergebnisse und Schlussfolgerung

Die Balancing-Schaltungen werden anhand der benötigten Balancing-Zeit, der Verluste bzw. Wirkungsgrad und der umgesetzten Ah in den Zellen verglichen. Hierzu wird für jeden Balancing-Vorgang der SOC-Verlauf und der Ah-Durchsatz der Zellen beim Laden und Entladen abgespeichert. Da die Zellspannung als konstant angenommen wird ergeben sich die Verluste

$$Q_V = \sum_{i=1}^N Q_{\text{SOC},i}(t_{\text{start}}) - Q_{\text{SOC},i}(t_{\text{ende}}) \quad (4.13)$$

aus der Differenz der in allen Zellen gespeicherten Ladung am Anfang und nach Abschluss des Balancing-Vorgangs. Q_V gibt somit die Ladungsmenge an, die rein durch das Balancing in allen Zellen verloren gegangen ist. Dieser Wert hängt maßgeblich von dem Konverterwirkungsgrad η von hier 90 % ab und steigt mit der Anzahl der benötigten Umladevorgänge des Balancings. Die Verluste hängen somit stark mit dem Ladungsdurchsatz in den Zellen zusammen. Der Ladungsdurchsatz Q_{ges} , der innerhalb des gesamten Balancing-Vorgangs in allen Zellen durch Laden und Entladen umgesetzt wird, ergibt sich nach

$$Q_{\text{ges}} = \sum_{i=1}^N \sum_{k=0}^{X-1} |Q_{\text{SOC},i}(t_{k+1}) - Q_{\text{SOC},i}(t_k)| \quad \text{mit } t_0 = t_{\text{start}} \text{ und } t_X = t_{\text{ende}} \quad (4.14)$$

¹Zur Simulation des realen Falls müsste bei einer Schaltfrequenz von 100 kHz die Simulationsauflösung in 10 μs ablaufen. Bei einem SOC-Unterschied von anfangs 10 % ergibt sich für eine Zellkapazität von 1 Ah ein Simulations-Zeitschritt von 10 ms. Die Simulation läuft somit um den Faktor 1000 schneller ab. Kurz vor Erreichen des Balancing-Endkriteriums von 0,1 % SOC-Unterschied ergibt sich ein simulierter Zeitschritt von 100 μs , was immer noch einer Simulationsbeschleunigung um den Faktor 10 gegenüber der Realität entspricht.

aus der Summe aller Ladezustandswechsel über der gesamten Simulationszeit und aus der Summe dieses Ladungsdurchsatzes für alle Zellen. Der Betrag ist an dieser Stelle notwendig, da sowohl die Ah beim Laden und Entladen berücksichtigt werden sollen. Die Balancing-Zeit bestimmt sich nach

$$T_{\text{bal}} = t_{\text{ende}} - t_{\text{start}} = t_{\text{ende}} \quad \text{mit } t_{\text{start}} = 0 \quad (4.15)$$

Da alle drei Bewertungsgrößen T_{bal} , Q_{ges} und Q_{V} von der SOC-Verteilung abhängen und die Eigenschaften nicht für Balancing-Systeme mit anderen Eigenschaften wie z.B. höhere Konverterleistungen übertragbar sind, werden relative Bewertungsgrößen verwendet. Anstelle der Verluste wird daher der Wirkungsgrad des gesamten Balancing-Vorgangs berechnet. Dieser kann mithilfe von

$$Q'_{\text{Bal,soll},i} = Q_{\text{SOC},i}(t_{\text{ende}}) - Q_{\text{SOC},i}(t_{\text{start}}) \quad (4.16)$$

bestimmt werden. $Q'_{\text{Bal,soll},i}$ berechnet sich aus der Differenz von Anfangs zu Endladezustand und gibt die notwendige Ladungsmenge an, um Zelle i vom Anfangsladezustand auf den Endladezustand nach Abschluss des Balancings zu überführen. Ist $Q'_{\text{Bal,soll},i}$ größer Null, muss die Zelle geladen werden um den Endladezustand zu erreichen. Analog muss die Zelle um den Wert von $Q'_{\text{Bal,soll},i}$ entladen werden, wenn $Q'_{\text{Bal,soll},i}$ kleiner Null ist. Somit lässt sich anhand von $Q'_{\text{Bal,soll},i}$ der Ladungsumsatz in jeder Zelle berechnen, der über dem gesamten Balancing-Vorgang effektiv vom Balancing in jeder Zelle umgesetzt wurde. Die gesamte effektive Ladungs- und Entladungsmenge in allen Zellen berechnet sich daher nach

$$Q_{\text{cha,eff}} = \sum_{i=1}^N |Q'_{\text{Bal,soll},i}| \quad \text{mit } Q'_{\text{Bal,soll},i} > 0 \quad (4.17)$$

$$Q_{\text{dch,eff}} = \sum_{i=1}^N |Q'_{\text{Bal,soll},i}| \quad \text{mit } Q'_{\text{Bal,soll},i} < 0 \quad (4.18)$$

Diese beiden Größen geben die gesamte effektive Lade- und Entlademenge an, die vom Balancing während des Balancing-Vorgangs in allen Zellen umgesetzt wurde. Q_{ges} setzt sich dabei nicht aus der Summe von $Q_{\text{cha,eff}}$ und $Q_{\text{dch,eff}}$ zusammen, da teils Zellen auch innerhalb des Balancing-Vorgangs ge- und entladen werden, um den Endladezustand zu erreichen. Q_{ges} wird daher abhängig von der verwendeten Balancing-Topologie insbesondere für die Zelle $\leftrightarrow$ Zelle Schaltung um einiges größer ausfallen. Der effektive Balancing-Wirkungsgrad berechnet sich dann nach

$$\eta_{\text{bal}} = \frac{Q_{\text{cha,eff}}}{Q_{\text{dch,eff}}} = \frac{Q_{\text{dch,eff}} - Q_{\text{V}}}{Q_{\text{dch,eff}}} \quad (4.19)$$

aus dem Verhältnis von effektiver Gesamt-Lade- und Entlademenge. Anders ausgedrückt sind $Q_{\text{cha,eff}}$ und $Q_{\text{dch,eff}}$ ein Indikator für die Ladung, die durch den Balancing-Vorgang in Verlusten übergegangen ist. Daher lässt sich der effektive Balancing-Wirkungsgrad auch anhand der Verluste Q_{V} berechnen.

Zur Berechnung der relativen Balancing-Zeit und des relativen Gesamtladungsdurchsatzes in den Zellen werden diese beiden Größen für eine theoretisch ideale Balancing-Schaltung berechnet und auf diese Größen bezogen. Ein ideales Balancing entspricht einer Schaltung, die ohne Verluste mit der Konverterleistung P_{C} beliebig zwischen den Zellen umladen kann. Hierzu wird parallel zu jeder Zelle ein solcher Konverter angenommen, so dass das gesamte Balancing-System eine gesamte Balancing-Leistung von $N \cdot P_{\text{C}}$ aufweist. Die Schaltung Zellen $\leftrightarrow$ DC-Bus aus Abbildung 4.6g kommt dieser idealen Balancing-Schaltung am nächsten, da diese ebenfalls beliebig zwischen den

Zellen umladen kann. Die drei Größen können für die ideale Balancing-Schaltung direkt aus den Anfangs-SOCs und der Konverterleistung P_C errechnet werden, ohne dass hierzu eine Simulation durchgeführt werden muss. Die ideale Balancing-Zeit

$$T_{\text{bal,ideal}} = \frac{U_Z}{P_C} \cdot \max\{|Q_{\text{Bal,soll},i}|\} \quad \forall i \in \{1,2,\dots,N\} \quad (4.20)$$

berechnet sich aus dem Ladezustand der Zelle, die am weitesten von dem mittleren SOC der gesamten Serienschaltung entfernt liegt. Die ideale Balancing-Zeit berechnet sich dann aus der Konverterleistung und der Ladungsmenge, die notwendig ist diese Zelle von dem Anfangsladezustand auf den mittleren SOC umzuladen. Da das Balancing-Endkriterium an dieser Stelle vernachlässigt wird, kann $T_{\text{bal,ideal}}$ etwas größer ausfallen als T_{bal} . Mit dem geringen Endkriterium von 0,1 % maximaler SOC-Differenz wird versucht diesen Effekt möglichst klein zu halten. Der ideale Gesamtladungsdurchsatz berechnet sich nach

$$Q_{\text{ges,ideal}} = \sum_{i=1}^N |Q_{\text{Bal,soll},i}(t_{\text{start}})| \quad (4.21)$$

aus der Ladungsmenge, die für alle Zellen notwendig ist, um diese auf den mittleren SOC zu überführen. Die relativen Bewertungsgrößen können nun aus dem Verhältnis der simulierten und idealen Größen nach

$$q_{\text{ges}} = \frac{Q_{\text{ges}}}{Q_{\text{ges,ideal}}} \quad \text{und} \quad t_{\text{bal}} = \frac{T_{\text{bal}}}{T_{\text{bal,ideal}}} \quad (4.22)$$

berechnet werden. Die Kleinschreibung kennzeichnet an dieser Stelle, dass es sich um relative Größen bezogen auf das Verhalten der idealen Balancing-Schaltung handelt.

In Abbildung 4.8 sind die Ergebnisse der drei relativen Bewertungsgrößen für die untersuchten Balancing-Topologien und für alle 2000 SOC-Verteilungen für eine Serienschaltung von 12 Zellen dargestellt. Bei dieser Darstellung handelt es sich um eine relative Häufigkeitsverteilung mit 10 berechneten Stützintervallen (engl. Bins). Die Breite der 10 Bins ist innerhalb einer Balancing-Topologie konstant, fällt jedoch für die verschiedenen Topologien aufgrund der unterschiedlichen Varianz unterschiedlich groß aus. Mit der festen Anzahl von 10 Bins ist es möglich, die Ergebnisse aller Balancing-Topologien in einer Grafik darzustellen.

Aus der Abbildung ist ersichtlich, dass die Zellen=>DC-Bus Topologie sehr dicht an das ideale Balancing-Verhalten herankommt. Der effektive Balancing-Wirkungsgrad dieser Schaltung von 81 % ergibt sich aus dem Fakt, dass mit einem Konverter zunächst eine Zelle in die Puffer-Zelle entladen werden muss, um anschließend eine beliebige Zelle über einen weiteren Konverter zu laden. Durch den Serienbetrieb der beiden Konverter entspricht der effektive Balancing-Wirkungsgrad η^2 . Dennoch zeigt sich, dass der effektive Balancing-Wirkungsgrad für diese Schaltung deutlich größer ausfällt als für die meisten anderen Topologien. Insbesondere die unidirektionalen Balancing-Methoden Zellen=>Pack und Pack=>Zellen zeigen eine deutlich schlechtere Balancing-Performance. Die Zelle<=>Zelle Topologie zeigt nur einen geringfügig besseren Wirkungsgrad und geringeren Gesamtladungsdurchsatz als die unidirektionalen Balancing-Methoden. Besonders zeigt sich für diese drei Schaltungen, dass ihre Balancing-Performance einer großen Varianz unterliegen und somit stark von der SOC-Verteilung zu Beginn der Simulation abhängen. Zur Veranschaulichung sind in Abbildung 4.9 die SOC-Verteilungen dargestellt, die für die einzelnen Schaltungen zur schnellsten und langsamsten Balancing-Zeit geführt haben.

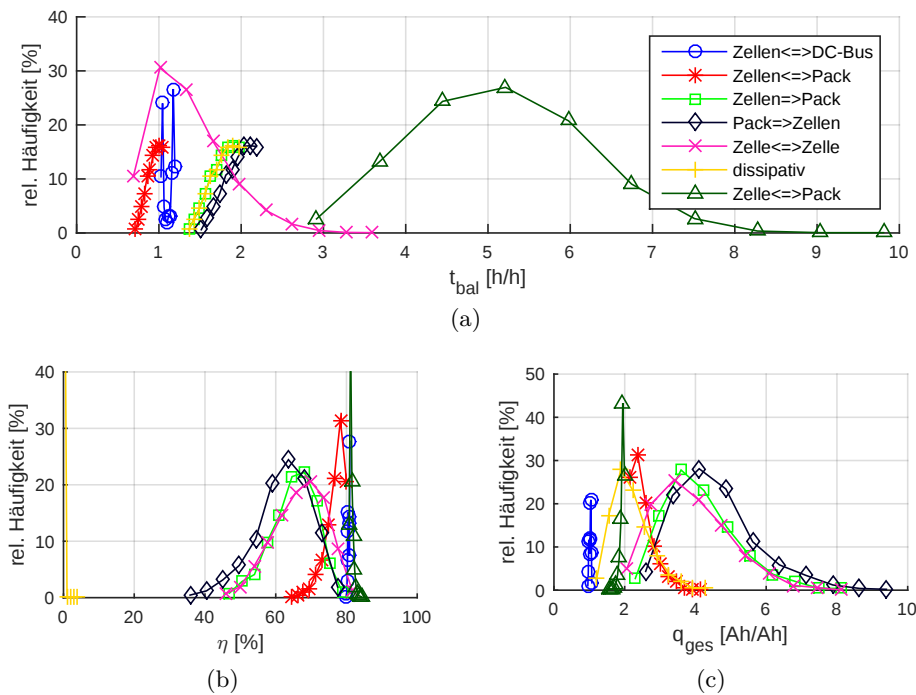


Abbildung 4.8: Häufigkeitsverteilung der Balancing-Eigenschaften von Zeit, Wirkungsgrad und Ah-Durchsatz für eine feste Anzahl von 12 Zellen in Serie.

Weiterhin zeigt sich für die Zelle<=>Zelle Topologie, dass diese bezüglich der Balancing-Zeit dennoch gute Ergebnisse liefert und nur für wenige SOC-Verteilungen wesentlich mehr Zeit benötigt. Sowohl die Zelle<=>Zelle als auch besonders die Zellen<=>Pack Topologie zeigen, dass bei bestimmten SOC-Verteilungen teils sogar weniger Zeit als die hier definierte ideale Balancing-Schaltung für den Ausgleichsprozess benötigen. Dieses Phänomen lässt sich daran erklären, dass die Zelle<=>Zelle Topologie zwei benachbarte Zellen in eine mittlere Zelle umladen kann und somit solche Balancing-Vorgänge doppelt so schnell ablaufen. Die Zellen<=>Pack Topologie ist in der Lage, die Ladungsmenge einer Zelle in alle anderen Zellen zu verteilen. Solche SOC-Verteilungen treten aufgrund der vorgegebenen Normalverteilung nicht vollständig auf. Durch den bidirektionalen Ladungstransfer kann diese Schaltung dennoch einen großen „Hebel“ für den Ladezustandsausgleich in den Zellen bewirken, sodass diese meist schneller als die hier angenommene ideale Balancing-Schaltung ist. Für die unidirektionalen Methoden Zellen=>Pack und Pack=>Zellen kann aufgrund der fehlenden Bidirektionalität dies nicht beobachtet werden. Die Ursache für die „U“ Form der Zellen<=>DC-Bus Topologie konnte nicht eindeutig geklärt werden. Es wird jedoch vermutet, dass die Ursache an der begrenzten Anzahl der aktiven Konverter liegt. Diese muss immer gerade sein, um einen konstanten SOC in der Pufferzelle sicherzustellen. Ist aufgrund bestimmter SOC-Verteilungen ein Konverter nicht am Balancing beteiligt, wird der Balancing-Vorgang mehr Zeit benötigen. Dies wird auch der Hauptgrund für die etwas langsamere Balancing-Zeit gegenüber der des idealen Balancings sein. Zusätzlich wirkt sich die um den Wirkungsgrad reduzierte Konverterleistung negativ auf die Balancing-Zeit aus. Die Zelle<=>Pack Topologie zeigt eine große Varianz und benötigt im Mittel 5 Mal länger für den SOC-Ausgleich als die ideale Balancing-Schaltung.

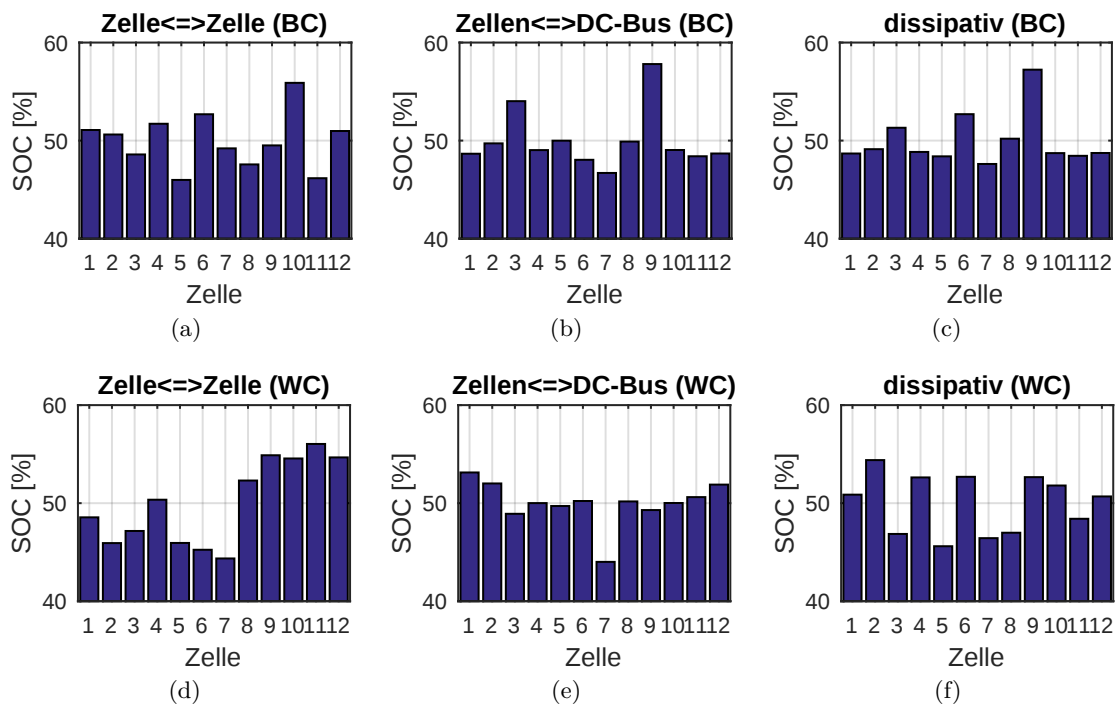


Abbildung 4.9: Best- und Worst-Case SOC-Verteilungen der Balancing-Schaltungen hinsichtlich der Balancing-Zeit. Abbildung (c) und (f) entspricht auch dem Best- und Worst-Case der Zellen=>Pack, Pack=>Zellen und Zellen<=>Pack Methode.

Interessant ist auch, dass die Zellen=>Pack Topologie genau die gleiche Zeit zum Balancieren benötigt, wie das dissipative Balancing-System. Dieses Phänomen lässt sich an dem Balancing-Verhalten der beiden Schaltungen erklären, dass anhand der Formeln 4.1 und 4.2 definiert ist. In der Formel der Zellen=>Pack Methode leistet nur der Entladestrom (1. Summand) einen Beitrag für den SOC-Ausgleich, da der Rückspeisestrom (2. Summand) in den Strang fließt und somit alle Zellen gleichmäßig lädt. Der Entladestrom entspricht jedoch genau dem Entladestrom der dissipativen Methode, was daher zu der exakt gleichen Balancing-Zeit führt.

Auffällig ist auch, dass die Balancing-Performance der Zellen=>Pack Schaltung immer etwas besser als die der Pack=>Zellen Schaltung ist. Dieser Zusammenhang lässt sich an Formel 4.2 und 4.3 erklären. Hier zeigt die Zellen=>Pack Schaltung aufgrund des fehlenden Wirkungsgrads im ersten Summanden, dass sie den Ladezustand der Zellen gezielt durch ansteuern der Konverter genau um den Wirkungsgrad schneller verändern kann als die Pack=>Zellen Schaltung. Dies ist auch der Grund für den bei bestimmten SOC-Verteilungen etwas schlechteren effektiven Balancing-Wirkungsgrad der Zellen<=>Pack Schaltung. Der für bestimmte SOC-Verteilungen gehäufte Betrieb der Konverter in Pack=>Zellen Richtung führt zu einem etwas schlechteren Wirkungsgrad.

Um die Balancing-Performance der einzelnen Schaltungen in Abhängigkeit der Anzahl der Zellen im Strang zu analysieren, sind die Mittelwerte der relativen Bewertungsgrößen von Wirkungsgrad, Balancing-Zeit und Ah-Durchsatz in Abbildung 4.10 über der Zellanzahl von drei bis hundert Zellen dargestellt. Besonders auffällig ist die starke Abhängigkeit der Zelle<=>Zelle Schaltung von der Zellanzahl. Diese muss bei größerer Zellanzahl häufiger zwischen entfernt auseinanderliegenden Zellen umladen. Die Zelle<=>Zelle Schaltung zeigt erst ab etwa 20 Zellen in Serie eine schlechtere

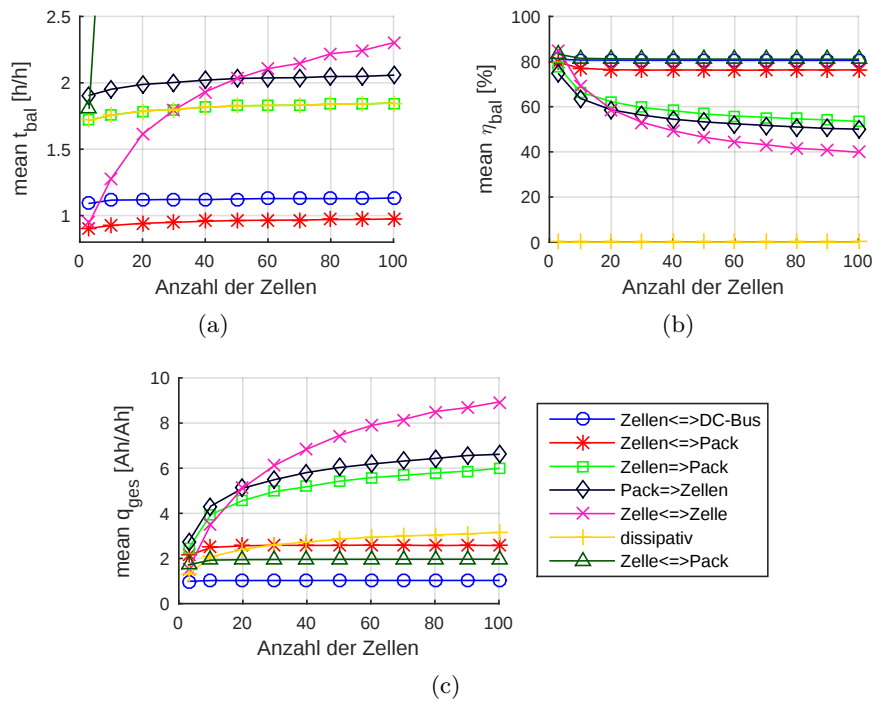


Abbildung 4.10: Mittelwert der Balancing-Eigenschaften von Zeit, Wirkungsgrad und Ah-Durchsatz für verschiedene Anzahl an Zellen im Strang.

Balancing-Performance als die Zellen $\Rightarrow$ Pack und Pack $\Rightarrow$ Zellen Schaltungen. Die Zelle $\leftrightarrow$ Pack Schaltung zeigt ebenfalls eine starke Abhängigkeit von der Zellanzahl im Strang. Bei 100 Zellen im Strang benötigt diese Schaltung 30 Mal länger für den Ladezustandsausgleich als die ideale Balancing-Schaltung.

Mithilfe von Abbildung 4.10 lässt sich eine geeignete Modulgröße bestimmen. Diese liegt unterhalb der erwähnten Grenze von 20 Zellen. Sollte die Zelle $\leftrightarrow$ Zelle Schaltung in einem Aufbau mit hundert Zellen im Strang zum Einsatz kommen, ist ein modularer Aufbau denkbarer. Denkbar wäre ein Aufbau mit 10 Zellen innerhalb eines Moduls und eine zusätzliche Modul $\leftrightarrow$ Modul Schaltung zum Umladen zwischen den Modulen. Dieser modulare Aufbau erreicht dann selbst für 100 Zellen etwa die in Abbildung 4.10 dargestellte Balancing-Performance für 10 Zellen in Serie. In Abbildung 4.11 ist die Häufigkeitsverteilung der Balancing-Performance eines derart modularen Aufbaus für 100 Zellen im Strang zum Vergleich mit den anderen relevanten Balancing-Topologien dargestellt. Zur Simulation des modularen Aufbaus wird ein mittlerer Balancing-Strom von 100 mA für alle Konverter vorausgesetzt.

Es zeigt sich, dass die Balancing-Performance mit dem modularen Aufbau wesentlich gegenüber dem konventionellen Aufbau der Zelle $\leftrightarrow$ Zelle Schaltung verbessert werden kann. Wird der modulare Aufbau weiter erhöht, sodass weniger Zellen innerhalb eines Moduls existieren, kann die Balancing-Performance weiter verbessert werden. Die benötigte Anzahl an Konvertern von $N - 1$ wird durch den modularen Aufbau nicht erhöht. Die Hardware-Anforderungen steigen jedoch, da für die Konverter zum Umladen zwischen den Modulen Mosfets mit einer höheren Spannungsfestigkeit benötigt werden. Auch benötigt die Spule eine um die Zellanzahl innerhalb

eines Moduls höhere Induktivität, um den Spulenstrom identisch zum konventionellen Aufbau zu begrenzen. In Abbildung 4.12 ist zur Veranschaulichung ein modularer Aufbau für die Zelle $\Leftrightarrow$ Zelle Schaltung mit zwei Zellen pro Modul dargestellt.

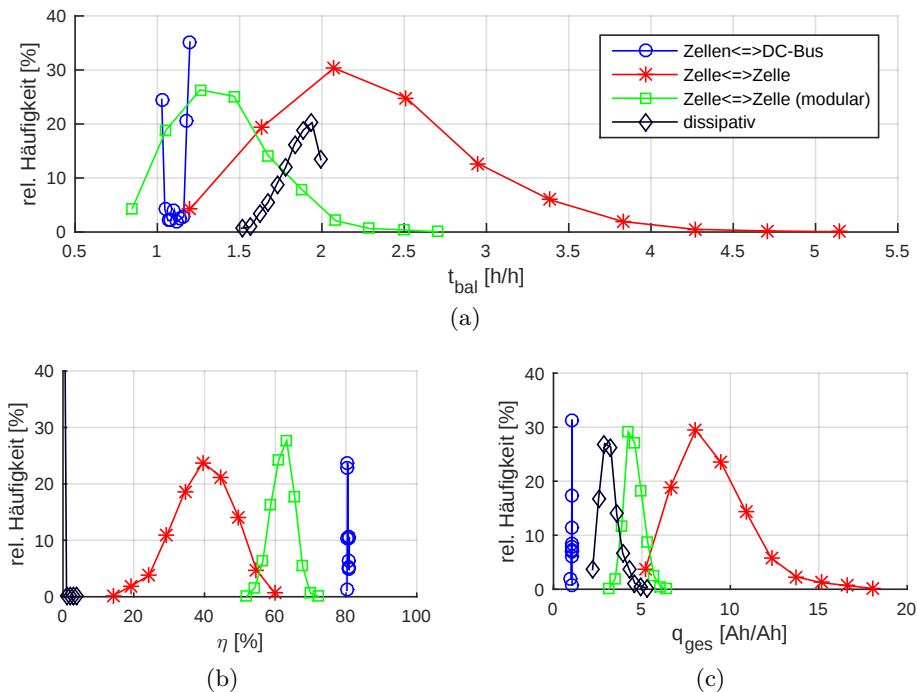


Abbildung 4.11: Vergleich der Balancing-Performance bei 100 Zellen im Strang. Der modulare Zelle $\Leftrightarrow$ Zelle Aufbau setzt sich aus 10 Zellen innerhalb eines Moduls und einzelnen Konverter zum Umladen zwischen den Modulen zusammen.

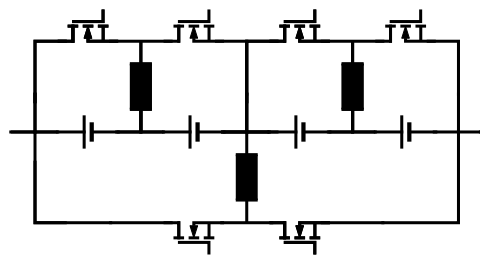


Abbildung 4.12: Modularer Aufbau der Zelle $\Leftrightarrow$ Zelle Schaltung: zwei Zellen pro Modul und ein Konverter zum Umladen zwischen den Modulen.

Die Zellen $\Leftrightarrow$ Pack und besonders die Zellen $\Leftrightarrow$ DC-Bus Schaltungen sind weitestgehend unabhängig von der Zellanzahl und zeigen selbst für hundert Zellen im Strang eine sehr gute Balancing-Performance. Ein modularer Aufbau ist für diese Schaltungen daher nicht notwendig. Unter den hier getroffenen Annahmen sind diese Schaltungen den anderen Schaltungen vorzuziehen. Die Zellen $\Leftrightarrow$ Pack Schaltung ist jedoch aufgrund der begrenzten Sperrfähigkeit der Mosfets auf der Primärseite auf etwa 12 Zellen begrenzt (vgl. Abschnitt 4.1).

Die relative Balancing-Zeit ermöglicht, die benötigte Konverterleistung abzuschätzen. So ist für ein Pack=>Zellen Balancing-System etwa die doppelte Konverterleistung notwendig, um den zu erwartenden SOC-Unterschied auszugleichen. Ähnlich kann der effektive Balancing-Wirkungsgrad bei einer Kostenabschätzung berücksichtigt werden. Die in diesem Abschnitt gezeigte Simulations-Methode ermöglicht einen Vergleich der Balancing-Schaltungen, hilft bei der Wahl der Zellanzahl innerhalb eines Moduls und liefert eine Aussage über die benötigte Konverterleistung, den zu erwartenden effektiven Balancing-Wirkungsgrad und die Zellbelastung durch zusätzliche Zell-Zyklierung durch das Balancing. Maßgeblich für die Plausibilität der Ergebnisse sind die Eingangsparameter von Wirkungsgrad und Leistung der eingesetzten Konverter, sowie der SOC-Verteilungen. Da für die unterschiedlichen Topologien in der Realität unterschiedliche Konverter-Wirkungsgrade erzielt werden, sind die präsentierten Ergebnisse nur exemplarisch zu verstehen. Auch besitzen die Topologien abhängig von der SOC-Verteilung im Strang unterschiedliche Stärken und Schwächen. So zeigt die Zelle<=>Zelle Topologie besonders bei verteilten Zellausreißern eine gute Balancing-Performance.

5 Hardwareentwicklung eines Balancings für benachbarte Zellen

In diesem Kapitel wird die Hardware-Entwicklung der in Abbildung 5.1 gezeigten Balancing-Schaltung beschrieben. Diese Schaltung ist nur in der Lage, zwischen benachbarten Zellen Energie umzuladen. Ziel ist einen möglichst modularen Schaltungsaufbau zu erreichen, sodass diese Schaltung auch für Batteriesysteme mit vielen Zellen in Serie verwendet werden kann. Da die Schaltung auf den Energieaustausch benachbarter Zellen beschränkt ist, stellt das Erreichen eines hohen Wirkungsgrads eines der Hauptziele der Schaltungsentwicklung dar. Grund ist, dass die Verluste steigen, wenn zwischen entfernter liegenden Zellen Energie ausgetauscht werden soll. Die Konverter zwischen diesen Zellen verursachen in diesem Fall alle zusätzliche Verluste. Im Folgenden wird daher eine Lösung zur Synchrongleichrichtung speziell für diese Topologie vorgestellt, die zu einer Verbesserung des Wirkungsgrads führt. Zusätzlich wird die Ansteuerung der einzelnen Konverter vereinfacht und so umgesetzt, dass alle Konverter separat über einen zentralen Mikrocontroller angesteuert werden können. Zudem wird die Auslegung der Schaltung beschrieben und Randbedingungen für die Wahl der Komponenten definiert. Abschließend folgt eine Verifikation anhand eines aufgebauten Prototyps.

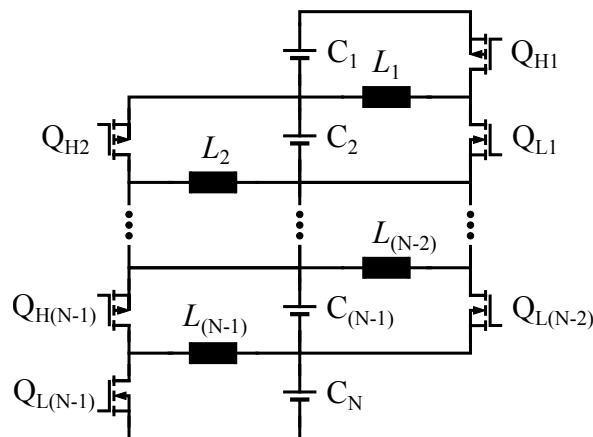


Abbildung 5.1: Aufbau der Zelle-Zelle Balancing-Schaltung.

5.1 Stand der Technik

Analogien mit bekannten Schaltungen

Die Topologie der untersuchten Balancing-Schaltung in Abb. 5.1 ähnelt bekannten Konverter-Schaltungen aus der Literatur [67, 92]:

- dem Abwärts-Wandler mit Synchrongleichrichter, auch Synchronwandler, englisch *Synchronous Buck Converter* (vgl. Abb. 5.2a)
- dem invertierenden Wandler, auch Inverswandler, englisch *Inverting Buck-Boost Converter* (vgl. Abb. 5.2b)
- einer Halbbrücke, englisch *Single-Phase Half-Bridge Inverter* (vgl. Abb. 5.2c).

Die Synchrongleichrichtung des Synchronwandlers ähnelt der Synchrongleichrichtung der Balancing-Schaltung für den Fall der Energieübertragung von der oberen zur unteren Zelle. Der Inverswandler kann in die Balancing-Schaltung überführt werden, wenn die Diode durch einen Mosfet ausgetauscht wird und am Ausgang verpolt eine Zelle angeschlossen wird. Die Halbbrücke gleicht der Balancing-Schaltung, wenn die Eingangsspannungsquelle entfällt, beide Eingangskondensatoren durch Zellen ersetzt werden und eine Leistungsinduktivität am Ausgang angeschlossen wird. Die Analogien dieser Schaltungen helfen bei der Entwicklung der eigentlichen Balancing-Schaltung, da auf die Literatur dieser Schaltungen zurückgegriffen werden kann.

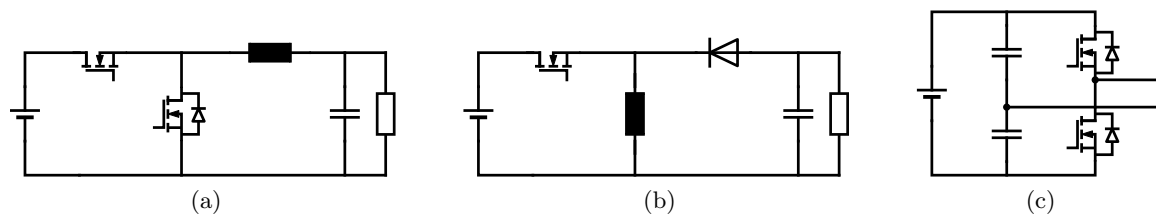


Abbildung 5.2: Schaltplan eines Synchronwandlers (a), eines Inverswandlers (b) und einer Halbbrücke (c) (vgl. [67, S. 255, 259, 359]).

Veröffentlichungen der originalen Schaltung

Ein Patent zu der Schaltung wurde bereits im Jahr 1995 veröffentlicht [93]. In [94–96] wird die Ansteuerung der Schaltung ohne Synchrongleichrichtung beschrieben. Kutkut et al. [94] simuliert einen Balancing-Vorgang. Dabei verwendet er eine Induktivität von 110 μH und eine Schaltfrequenz von 20 kHz. Barrade et al. [95] entwickelt einen Prototypen der Schaltung für den Ladungsausgleich zwischen fünf Superkondensatoren bei 10 kHz und einer Induktivität von 5 μH . Als Simulationsergebnis gibt er einen Wirkungsgrad von 97 % für den gesamten Balancing-Vorgang an. Dabei stellt er die im System gespeicherte Energie vor dem Balancing-Vorgang mit der Energie nach Abschluss des Balancing-Vorgangs in Relation. Genauere Angaben zur Simulation werden nicht gemacht. In [57, 59] werden die komplementären Mosfets so angesteuert, dass sie immer abwechselnd durchschalten. Das Tastverhältnis wird auf 50 % eingestellt. Dadurch wird eine Synchrongleichrichtung ermöglicht

und verhindert, dass die Freilaufdioden leiten. Nachteil ist, dass der Balancing-Vorgang rein durch die Zellspannungen bestimmt ist. Nishijima et al. [57] nutzt zur Ansteuerung der Leistungsschalter Phototransistoren und eine Schaltfrequenz von 100 kHz.

Weiterentwicklungen und Abwandlungen

Moo et al. [97] verwendet parallel zu den Zellen einen Inverswandler für die Umsetzung der Balancing-Schaltung (vgl. Abb. 5.3a). Die Regelung der Schaltung ist komplex, da die Ausgangsspannung der Inverswandler am Kondensator geregelt werden muss. Zusätzlich wird zur Entladung des Ausgangs-Kondensators in den Strang ein weiterer Inverswandler benötigt. Ein weiterer Nachteil ist, dass die Dioden und der Ausgangskondensator als auch der Inverswandler am Ausgang für die volle Strangspannung ausgelegt werden müssen und zusätzliche Verluste durch die Durchlassspannung der Dioden entstehen. Die Schaltung eignet sich daher nur für kleine Zellstränge. Zhang et al. [98] erweitert die Topologie von [97] durch einen zusätzlichen Inverswandler parallel zu jeder Zelle. Dadurch gibt es mehr Flexibilität beim Balancen zwischen den Zellen. Die zuvor genannten Probleme bleiben jedoch weiterhin bestehen. Zusätzlich wird die Anzahl der benötigten Bauelemente erhöht.

Lee et al. [99] regt den Drosselstrom durch Hinzufügen einer Spule und eines Kondensators (vgl. Abb. 5.3b) so an, dass die Transistoren im Stromnulldurchgang geschaltet werden können. Die Schaltverluste in den Transistoren sowie elektromagnetische Störungen durch steile Schaltflanken werden dadurch reduziert. Dieses Verfahren wird auch als *Soft Switching* oder *Zero Current Switching (ZCS)* bezeichnet. Die Dimensionierung der Schaltung wird jedoch komplizierter, da das Tastverhältnis als auch die Schaltfrequenz von der Wahl der Bauelemente und der Zellspannungen abhängt. Nachteilig ist auch die Wahl der verhältnismäßig großen Leistungsinduktivität von 273 μH bei einer Schaltfrequenz von 16 kHz. Die Leistungsinduktivität sollte bei höheren Schaltfrequenzen jedoch kleiner ausfallen.

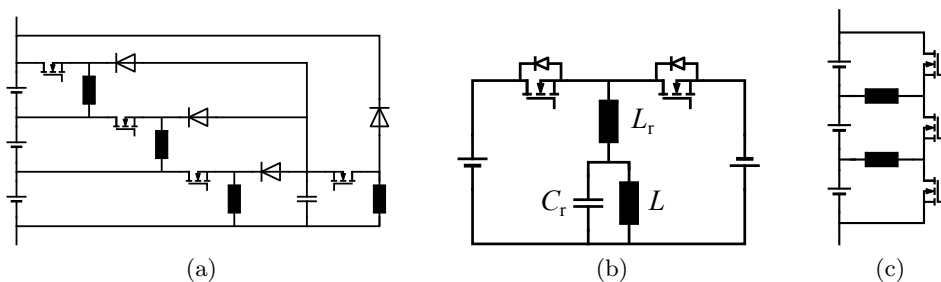


Abbildung 5.3: Moo (a), Lee (b), Cassani (c). [97, 99, 100]

Cassani et al. [100, 101] veränderte die Schaltung derart (vgl. Abb. 5.3c), dass nur noch die Hälfte der Transistoren für den Schaltungsaufbau notwendig ist. Nachteile durch die Veränderung sind eine kompliziertere Regelung, deren Komplexität mit der Zellanzahl steigt und dass die Drain-Source Spannung der Mosfets auf die gesamte Modulspannung ausgelegt werden muss. In [100] wird daher die Zellanzahl innerhalb eines Moduls auf maximal acht Zellen begrenzt.

Park et al. [60, 102] halbiert die Anzahl der notwendigen Konverter und somit auch der notwendigen Speicherdrosseln (vgl. Abb. 5.4b). Zusätzlich verwendet er nur einen Magnetkern, auf dem alle Drosseln durch separate Wicklungen umgesetzt sind. Diese bilden einen Transformator mit vielen Wicklungen. Der Platzbedarf auf dem PCB wird so stark reduziert. Bei benachbarten Zellen geschieht die Energieübertragung wie beim Inverswandler, bei weiter auseinander liegenden Zellen geschieht die Energieübertragung wie bei einem Sperrwandler über den Transformator. Eine direkte Energieübertragung kann nur zwischen Zellen mit gerader und ungerader Position im Strang stattfinden, bspw. zwischen Zelle B_1 und B_4 . Soll zwischen Zelle B_1 und B_3 Energie ausgetauscht werden, muss die Zelle B_2 als Zwischenspeicher verwendet werden. Somit kann die Energieübertragung eingeschränkt direkt zwischen den Zellen stattfinden und ist nicht nur auf benachbarte Zellen beschränkt. Nachteile sind der spezielle notwendige Transformator mit vielen Wicklungen und eine komplexe Regelung, da durch die Anordnung der Mosfets kein natürlicher Freilauf durch die Body-Diode mehr möglich ist, ohne Transistoren vorher durchzuschalten. Zudem muss darauf geachtet werden, dass bei gleichzeitigem Zuschalten ungerader Zellen auf die Speicherdrosseln der Magnetkern nicht in Sättigung getrieben wird. Ein gleichzeitiges Zuschalten ungerader Leistungsschalter würde zu einem Kurzschluss führen. Durch diese Einschränkungen können nur begrenzt viele Zellen gleichzeitig umgeladen werden. In [103] wird diese Topologie weiter modifiziert.

Lu et al. [104] verändert die untersuchte Schaltung, in dem er auf die Konverter der linken Seite verzichtet und einen Kondensator hinzufügt (vgl. Abb. 5.4a). Dadurch halbiert er ebenfalls die benötigten Leistungsschalter und Drosseln. Der verwendete Konverter wird auch als Čuk-Wandler bezeichnet. Der Konverter wird mit einem Tastverhältnis von 50 % betrieben. Benachbarte Leistungsschalter werden 180° phasenverschoben angesteuert. Der Balancing-Vorgang zwischen den oberen und unteren beiden Zellen findet wie in der untersuchten Schaltung über die Speicherdrossel statt. Der Kondensator erzwingt einen zusätzlichen Energieaustausch zwischen den oberen und unteren beiden Zellen, der aufgrund des fehlenden Konverters auf der linken Seite sonst nicht möglich wäre. Ein Balancing der mittleren beiden Zellen findet daher nur indirekt über den Kondensator statt. Durch Zuschalten des Kondensators entstehen unkontrolliert hohe Einschaltströme, die mit steigenden Zellspannungsunterschieden zunehmen. Diese Schaltströme können nach Ji et al. [105] mit einer zusätzlichen Induktivität in Serie zum Kondensator begrenzt werden. Durch den Einsatz des Kondensators hat die Schaltung den Nachteil, dass der Balancing-Vorgang nur automatisch über die Zellspannungen geschieht und nicht unabhängig von den Zellspannungen eine Energieübertragung erzwungen werden kann.

Mestrallet et al. [106] verwendet ebenfalls Halbbrücken, beschaltet diese jedoch zwischen Strang und Zellverbindung (vgl. Abb. 5.4c). Durch geschickte Ansteuerung der Transistoren ist es so möglich, beliebig zwischen den Zellen Energie auszutauschen. Zur Reduktion der notwendigen Leistungsinduktivität erweitert er die Topologie wie in [107, 108] durch Koppelinduktivitäten mit entgegengesetztem Wickelsinn. Größter Nachteil dieser Topologie ist die ungleichmäßig verteilte Spannungsbelastung der Transistoren und Speicherdrosseln. Diese müssen abhängig vom Zweig fast die gesamte Strangspannung schalten. Teurere Transistoren mit hoher Spannungsfestigkeit sind daher notwendig (vgl. T_2 und T_{2N-1} in Abb. 5.4c). Die maximale Anzahl der Zellen im Strang wird durch die Spannungsfestigkeit der Transistoren beschränkt.

[107, 108] erweitert die Schaltung mit einer zweiten Halbbrücke und Speicherdrossel (vgl. Abb. 5.5a). Beide Halbbrücken werden bei einem Tastverhältnis von 50 % mit einer Phasenverschiebung von 180° angesteuert. Im CCM kann dadurch der Stromrippel in den Zellen durch Überlagerung der phasenverschobenen Balancing-Ströme verringert werden. Die beiden Speicherdrosseln werden

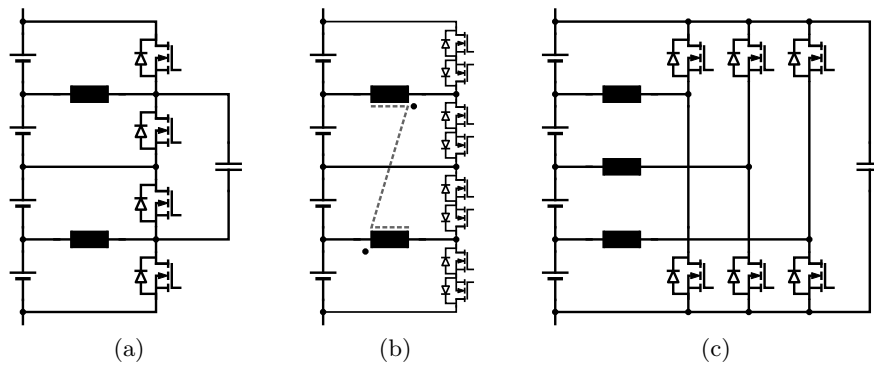


Abbildung 5.4: Lu (a), Park (b), Mestrallet (c). [60, 104, 106]

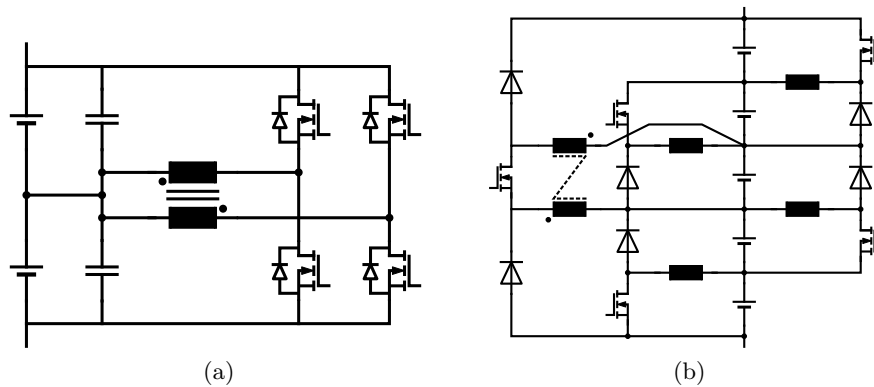


Abbildung 5.5: Phung (a), Kim (b). [108, 110]

gegenläufig auf einem Kern gewickelt und so magnetisch gekoppelt. Der Gleichanteil des Flusses im Magnetkern wird durch die gegenläufige Wicklung nach [109] so kompensiert. Dadurch kann die Koppelinduktivität kleiner ausgelegt werden. Zusätzlich sinkt der Filteraufwand durch den geringeren Stromrippel in den Zellen. Die Filterkondensatoren am Eingang können kleiner ausgelegt werden. Nachteilig sind die beiden zusätzlich benötigten Mosfets.

Kim et al. [110] verwendet unidirektionale Inverswandler anstelle von bidirektionalen und halbiert so die Anzahl der aktiven Leistungsschalter (vgl. Abb. 5.5b). Die Inverswandler sind so ausgerichtet, dass der Balancing-Vorgang immer von den äußeren Zellen zur mittleren Zelle geschieht. Eine zusätzliche Koppelinduktivität verteilt die Energie der mittleren Zelle gleichmäßig an die anderen Zellen. Die mittlere Zelle dient für den Balancing-Vorgang als Zwischenspeicher. Das Balancing geschieht somit in zwei Schritten, was zu sehr langen Balancing-Zeiten führt. Zusätzlich wird die mittlere Zelle aufgrund der Zwischenspeicherung mehr zyklisiert, was zu einer beschleunigten Alterung dieser Zelle führen kann. Eine Synchrongleichrichtung ist nicht möglich, da Dioden verwendet werden. Durch das zweistufige Balancing-Verfahren und den Einsatz der Dioden wird der gesamte Balancing-Vorgang hohe Verluste aufweisen.

Veröffentlichungen kommerzieller Anbieter

Kommerzielle Anbieter wie *Texas Instruments*, *NXP* und *Atmel* untersuchten die Schaltung ebenfalls. *Texas Instruments* stellte die Schaltung im Jahr 2008 als erster kommerzieller Anbieter unter dem Namen *PowerPump™ Balancing* vor [71–74]. Mit den ICs BQ78PL116 und BQ76PL102 von *TI* können bis zu 16 Zellen in Serie balanciert werden. *TI* produziert die ICs jedoch nur für Bestandskunden weiter und scheint diesen Ansatz nicht mehr weiter zu verfolgen. Im Folgenden werden einige Details zu dem System von *TI* beschrieben.

Das IC BQ78PL116 kann durch Ansteuern von vier Konvertern drei bis vier Zellen balancieren. Bei einer größeren Zellanzahl müssen weitere ICs vom Typ BQ76PL102 verwendet werden. Diese können jeweils zwei weitere Konverter ansteuern und somit zwei Zellen balancieren. Die Kommunikation der ICs findet über eine von *TI* patentierte Schnittstelle namens *PowerLAN™* statt. Diese Kommunikationsschnittstelle begrenzt die Zellanzahl auf maximal 16. Die Steuerung aller Konverter wird im BQ78PL116 bestimmt, der hier als Master-Controller arbeitet. Ein Balancing-Vorgang geschieht in einem 2 s-Intervall. Dabei wird innerhalb einer festen Zeit, hier 1 s zwischen den Zellen aktiv umgeladen. In der verbleibenden Zeit wird der Balancing-Vorgang zur Messung der Zellspannung sowie Temperatur und des Strangstroms gestoppt. In der Standard-Einstellung ist das Balancing abgeschlossen, wenn die Zellspannungsdifferenzen kleiner als 10 mV sind. Drei verschiedene Balancing-Algorithmen stehen zur Verfügung: *Terminal Voltage*, *State of Charge* und *Open Circuit Voltage*. *Terminal Voltage* nutzt die instantanen Zellspannungen, *State of Charge* nutzt die vom Controller geschätzten Zellladezustände und *Open Circuit Voltage* nutzt die Leerlauf-Zellspannungen für den Balancing-Prozess. Diese Balancing-Methoden sind auf dem Controller vorprogrammiert und können über ein Register ausgewählt werden. Die Konverter werden im DCM bei einem Tastverhältnis von 30 % und einer Schaltfrequenz von 200 kHz betrieben [71]. Zudem kommen eine Speicherdrossel mit 4,7 μ H und antiparallel zu den Mosfets Schottky-Dioden zum Einsatz. Die Schottky-Dioden weisen eine geringere Durchlassspannung als reine Halbleiterdioden auf. Dennoch entstehen durch die fehlende Synchrongleichrichtung mehr Verluste in den Schottky-Dioden. [71, 74]

NXP stellt 2012 die Entwicklung eines Prototypen-Boards der untersuchten Schaltung vor [85]. Das Board wird zum Balancieren von zwölf 1700 mAh großen NiMH Zellen genutzt. Das Balancing kann sowohl während des Entladens als des Ladens eingeschaltet werden. Zum Einsatz kommt eine 33 μ H große Speicherdrossel. Die Leistungsschalter werden mit einer Schaltfrequenz von 16 kHz angesteuert. Das Tastverhältnis ist fest auf 57 % eingestellt. Es wird immer nur ein Konverter durch die PWM angesteuert. Dadurch können immer nur zwei benachbarte Zellen gleichzeitig balanciert werden. Es werden immer beide Mosfets 180° phasenverschoben angesteuert. Dadurch werden die Verluste in der Schottky-Diode reduziert und eine Synchrongleichrichtung garantiert. Für die Ansteuerung der Konverter, die Zellspannungsüberwachung und die Berechnung des Balancing-Algorithmus wird der Mikrocontroller MCF51JM128 von *NXP* verwendet. Der Mikrocontroller hat zwölf ADC-Eingänge. Zudem stehen acht PWM-Ausgänge zur Verfügung. Die Ansteuerung der Mosfets über den Mikrocontroller ist nicht genauer beschrieben. Der Wirkungsgrad der Schaltung soll 92 % betragen. Ein Nachweis des Wirkungsgrads durch eine Messung wird jedoch nicht gezeigt.

Atmel stellt eine Abwandlung der Schaltung im Jahr 2015 vor [86]. Diese Schaltung wurde bereits 1998 in [94] beschrieben. *Atmel* verwendet bei der Umsetzung Inverswandler mit Schottky-Diode, sodass ein Ladungsaustausch nur von den oberen zu den benachbarten unteren Zellen stattfinden kann. Dadurch reduzierte sich die Anzahl der aktiven Schalter um die Hälfte. Ein zusätzlicher Transformator ist erforderlich, um Energie von der untersten Zelle in die oberste Zelle zu übertragen.

Da bei diesem Ansatz keine Synchrongleichrichtung eingesetzt werden kann, entstehen durch die Durchlassspannungen der Schottky-Dioden zusätzliche Verluste. In [86] wird der Wirkungsgrad für den Inverswandler mit 64 % und für den Transformator mit 40 % anhand einer Messung bestimmt.

Schlussfolgerung

Interessant für diese Arbeit sind die Weiterentwicklungen in Abb. 5.3b [99] und 5.4b [60, 102, 103]. Die Schaltung in Abb. 5.3b zeigt Potential, den Wirkungsgrad der Schaltung auf Kosten einer komplexeren Auslegung und Ansteuerung weiter zu verbessern. Abb. 5.4b ermöglicht ein direktes Balancing zwischen entfernteren Zellen. Der Balancing-Vorgang könnte so stark beschleunigt werden. Die Regelung wird ebenfalls komplexer und es können nur eingeschränkt Zellen gleichzeitig balanciert werden. Zusätzlich wird ein spezieller Transformator mit vielen Wicklungen benötigt. Besonders bei Batteriesystemen mit vielen Zellen in Serie wird dies unrealistisch. Eine Kombination der Schaltungen könnte für große Batteriesysteme interessant sein. Alle anderen Weiterentwicklungen kommen für diese Arbeit nicht in Frage, da sie entweder nur einen Betrieb mit einer 180° phasenverschobenen PWM bei einem Tastverhältnis von 50 % zulassen und so die Ansteuerung der Konverter stark eingeschränkt wird, oder die maximale Zellanzahl durch ungleichmäßige Bauteil- oder Zellbelastung zu stark eingeschränkt ist.

TI und *NXP* liefern ebenfalls interessante Ansätze. Bei den ICs von *TI* können jedoch nur maximal 16 Zellen aufgrund der *PowerLAN*TM-Kommunikationsschnittstelle in Serie betrieben werden. Zudem können keine eigenen Balancing-Algorithmen implementiert werden. Es können lediglich Einstellungen durch setzen von Parametern in Registern vorgenommen werden. Es existiert auch keine Strommessung für jede Zelle. Dadurch ist es nicht möglich ein eigenes SOC- oder ein Kapazitäts-basiertes Balancing umzusetzen. Durch die fehlende Synchrongleichrichtung reduziert sich der Wirkungsgrad ebenfalls. *NXP* verwendet zwar eine Synchrongleichrichtung. Dadurch, dass beide Leistungsschalter bei einem festen Tastverhältnis 180° phasenverschoben angesteuert werden, reduziert sich der effektive Balancing-Wirkungsgrad trotzdem. Auf diesen Effekt wird in der Verifikation der Schaltung näher eingegangen. Zudem können bei der Lösung von *NXP* nur zwei benachbarte Zellen gleichzeitig balanciert werden. Bei der Lösung von *NXP* können maximal zwölf Zellen in Serie betrieben werden.

In Batteriepacks von Elektroautos können hundert oder mehr Zellen in Serie verschaltet werden. Soll für solche Batteriepacks ein aktives Balancing mit der in diesem Kapitel untersuchten Schaltung zum Einsatz kommen, so werden viele PWM-Signale zum Ansteuern der Mosfets benötigt. Keine der zuvor vorgestellten Lösungen beschäftigt sich mit der Frage, wie diese PWM-Signale bereitgestellt werden bzw. wie alle Konverter angesteuert werden können. Im Folgenden wird daher nach einer Lösung gesucht, viele Konverter mit möglichst einfachem Aufwand über den Mikrocontroller anzusteuern. Um möglichst flexibel bei der Umsetzung der Schaltung und der Algorithmen zu bleiben, wird eine eigene Schaltung entwickelt.

5.2 Funktionsprinzip der Schaltung

5.2.1 Funktionsprinzip ohne Synchrongleichrichtung

Die Schaltung besteht bei N Zellen aus $N - 1$ bidirektionalen Inverswandlern (vgl. Abb. 5.6). Im einfachsten Fall setzt sich der Inverswandler aus einer Speicherdrossel und zwei Leistungsschaltern zusammen (vgl. Abb. 5.6a). Als Leistungsschalter kommen ein p- und ein n-Kanal Mosfet zum Einsatz. Diese besitzen eine interne Body-Diode, da speziell bei Einzeltransistoren standardmäßig der Bulk-Anschluss nicht aus dem IC-Gehäuse herausgeführt wird, sondern intern mit Source verbunden ist [92]. Bei dem p-Kanal Mosfet zeigt die Body-Diode von Drain nach Source und beim n-Kanal Mosfet von Source nach Drain. Dies hat zur Folge, dass die Mosfets nur in entgegengesetzter Richtung der Body-Diode sperren können. Die Bulk-Source Verbindung und die Richtung der Body-Diode sind in der Abbildung kenntlich gemacht.

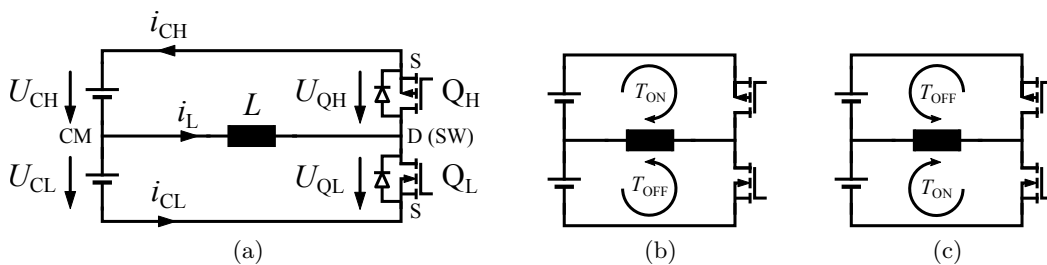


Abbildung 5.6: Schaltplan eines Zelle-Zelle Balancing-Moduls. Beschriftung aller Größen (a), Energieübertragung von der high-side Zelle zur low-side Zelle (b), sowie in umgekehrter Richtung (c).

Das Funktionsprinzip der Schaltung kann anhand Abbildung 5.6 erläutert werden. Die Induktivität dient als Zwischenspeicher für die Energieübertragung zwischen der oberen (high-side, HS) und unteren (low-side, LS) Zelle. Im Folgenden wird die Energieübertragung von der LS-Zelle zur HS-Zelle beschrieben (vgl. Abb. 5.6c). Wird der LS-Transistor Q_L für die Zeit T_{on} geschlossen, wird die Induktivität nach der Beziehung $U = L di/dt$ (Formel 5.1) von der LS-Zelle aufgeladen. Der Spulenstrom steigt bei Vernachlässigung der ohmschen Verluste linear an und die LS-Zelle wird entladen. Innerhalb dieser Zeit fließt kein Strom durch die HS-Zelle und den HS-Transistor Q_H . Die Zellspannungen sind als konstant angenommen, Verluste werden vernachlässigt und es wird ein ideales Schaltverhalten der Mosfets angenommen.

$$i_L(t) = \begin{cases} \frac{1}{L} \int_0^t U_{CL} dt = \frac{U_{CL} \cdot t}{L} & \text{für } 0 \leq t < T_{on} \\ I_L(T_{on}) + \frac{1}{L} \int_{T_{on}}^t -U_{CH} dt = I_L(T_{on}) - \frac{U_{CH} \cdot t}{L} & \text{für } T_{on} \leq t < T_S - T_{dt} \\ 0 & \text{für } T_S - T_{dt} \leq t < T_S \end{cases} \quad (5.1)$$

Erst wenn Q_L zur Zeit T_{on} geöffnet wird kommutiert der Spulenstrom von der LS- in die HS-Zelle und von Q_L nach Q_H . Die Kommutierung erfolgt dabei automatisch in die Body-Diode von Q_H , da sich der Strom durch die Induktivität nicht instantan ändern kann. Die Body-Diode dient hier als Freilauf-Diode. An der Induktivität liegt jetzt die HS-Zellspannung U_{CH} an. Das entgegengesetzte Vorzeichen der anliegenden Spannung führt dazu, dass die Spule wieder linear entladen wird. Der

Strom in der Spule sinkt in der Zeit T_r solange, bis die Body-Diode von Q_H sperrt (vgl. Abb. 5.7). Die Energieübertragung von der HS- zur LS-Zelle funktioniert analog (vgl. Abb. 5.6b). Der einzige Unterschied ist, dass Q_H eingeschaltet wird, um die Induktivität aufzuladen und die Body-Diode in Q_L den Strom führt, um die Induktivität wieder zu entladen.

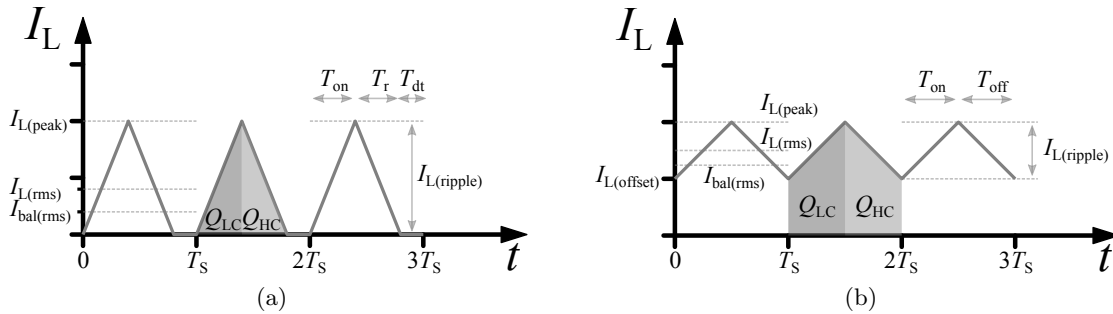


Abbildung 5.7: Stromverlauf in der Spule für den DCM (a) und den CCM (b) mit: Schaltzeit T_s , Lade- und Entladezeit der Speicherdrossel T_{on} und T_r und Totzeit T_{dt} .

Die Mosfets werden durch Pulsweitenmodulation (PWM) angesteuert. Soll die Speicherdrossel in jedem Schaltzyklus vollständig entladen werden, darf das Tastverhältnis d maximal 50 % betragen. Damit dies auch bei unterschiedlichen Zellspannungen gewährleistet ist, sollte das Tastverhältnis noch etwas kleiner gewählt werden. Der Strom durch die Speicherdrossel sinkt dann in jedem Schaltzyklus wieder auf Null und bleibt für eine Totzeit T_{dt} gleich Null. In diesem Fall wird vom *Discontinuous Conduction Mode* (DCM) gesprochen. Bei größeren Tastverhältnissen reicht die Ausschaltzeit

$$T_{off} = T_s - T_{on} = T_s - T_r - T_{dt} \quad (5.2)$$

nicht aus, um die Speicherdrossel vollständig zu entladen. Der Strom durch die Speicherdrossel sinkt in diesem Fall nicht vollständig auf Null ab und es existiert auch keine Totzeit ($T_{dt} = 0$). Bei gleichbleibendem Tastverhältnis würde die Spule mit jedem Schaltzyklus stückweise bis zur Sättigung weiter aufgeladen werden und der Strom unkontrolliert ansteigen. Um dies zu verhindern, muss der Strom in der Drossel z.B. über das Tastverhältnis geregelt werden. Sinkt der Drosselstrom nicht vollständig auf Null ab und bleibt in jedem Schaltzyklus eine Restladung in der Spule, wird vom *Continuous Conduction Mode* (CCM) gesprochen. Zur Veranschaulichung ist der Stromverlauf in Abbildung 5.7 für den DCM (a) und den CCM (b) dargestellt. An dieser Stelle ist zu erwähnen, dass die Steigung des Stroms in beiden Abbildungen gleich ist, wenn im DCM und im CCM eine Speicherdrossel mit gleicher Induktivität verwendet wird.

5.2.2 Synchrongleichrichtung und Verlustabschätzung

Während der Entladephase T_r der Speicherdrossel entstehen Verluste in der Body-Diode.

$$P_V = \frac{1}{T_s} \int_{T_{on}}^{T_{on}+T_r} i_L(t) U_D dt \quad (5.3)$$

Diese hängen direkt vom Spulenstrom und der Dioden-Durchlassspannung ab, also der Spannung, die an der Diode abfällt, während sie einen Strom führt.

Ein häufig verwendeter Ansatz die Verluste zu reduzieren ist die Verwendung von Schottky-Dioden parallel zu den Body-Dioden beider Mosfets [74, 85]. Schottky-Dioden besitzen gegenüber Silizium- und Germanium-Dioden und insbesondere gegenüber Body-Dioden aufgrund ihres Metall-Halbleiterübergangs eine wesentlich geringe Durchlassspannung. Zudem weisen sie ein besseres Schaltverhalten auf, da ihr Reverse-Recovery-Effekt weniger stark ausgeprägt ist. Nachteil ist ein höherer Leckstrom, der bei dieser Anwendung zu einer erhöhten Selbstentladung der Zellen führt. Tabelle 5.1 zeigt einen Vergleich zwischen einer Body-Diode und einer Schottky-Diode. Die Durchlassspannung kann durch den Einsatz einer Schottky-Diode etwa halbiert werden, was auch zu einer Halbierung der verursachten Dioden-Verluste führt. Der Leckstrom der Schottky-Diode ist jedoch gegenüber der Body-Diode um den Faktor 100 bis 10 000 Mal größer. Nach Tabelle 5.4 auf Seite 114 sollte der durch das BMS verursachte Leckstrom im Anwendungsfall eines Elektroautos nicht größer als 1,4 mA sein. Um die Selbstentladung der Zellen nicht unnötig zu erhöhen, wird hier von dem Einsatz einer Schottky-Diode abgesehen.

Tabelle 5.1: Vergleich der Eigenschaften der Body-Diode des Mosfets FDD6685 mit der Gleichrichter-Schottky-Diode SS10P2CL.

	Body-Diode	Gleichrichter-Diode
Durchlassspannung	800 bis 1000 mV	391 bis 520 mV
Leckstrom	< 1 μ A	0,1 bis 55 mA

Ein weiterer Ansatz zur Verlustreduktion ist den Mosfet in der Zeit, in der die Body-Diode leiten würde, durchzuschalten. Dieses Vorgehen wird als Synchrongleichrichten (SG) bezeichnet und bietet sich an, da beide Mosfets durch den topologischen Aufbau bereits vorhanden sind. Im durchgeschalteten Zustand verhält sich der leitende Kanal des Mosfets wie ein Widerstand. Dieser Widerstand wird als Durchlasswiderstand $R_{DS(on)}$ bezeichnet und beträgt für die meisten Mosfets zwischen 1 und 100 m Ω . Die Verluste, die dabei rein durch $R_{DS(on)}$ im Mosfet entstehen

$$P_V = \frac{1}{T_S} \int_{T_{on}}^{T_{on}+T_r} i_L^2(t) R_{DS(on)} dt \quad (5.4)$$

sind quadratisch vom Strom abhängig, wobei die Verluste, die in der Diode entstehen linear vom Strom abhängen. Der Einsatz der SG lohnt sich daher nur, wenn der Strom und $R_{DS(on)}$ nicht zu große Werte annehmen.

Im Folgenden soll durch eine Verlustbetrachtung herausgefunden werden, ob sich der zusätzliche Aufwand der SG gegenüber dem ausschließlichen Kommutieren in die Body-Diode rentiert. Hierzu werden die Verluste, die in der Diode entstehen mit den Verlusten, die im Durchlasswiderstand entstehen für verschiedene Stromraten, Durchlasswiderstände und -spannungen verglichen (siehe Abb. 5.8). Bei der Berechnung werden nur die Verluste im Zeitintervall T_r berücksichtigt. Da die Induktivität und somit auch der Stromverlauf noch nicht bekannt ist, wird nur der Mittelwert des Stroms in diesem Zeitintervall betrachtet. Wird der eigentliche Stromverlauf berücksichtigt, werden die Verluste mit SG etwas höher ausfallen. Die Verluste in der Diode ergeben sich während der Entladephase der Spule zu $I U_D$ und im Mosfet zu $I^2 R_{DS(on)}$. Zusätzlich zu den Durchlassverlusten entstehen noch Schaltverluste in der Diode und im Mosfet, die hier vernachlässigt werden.

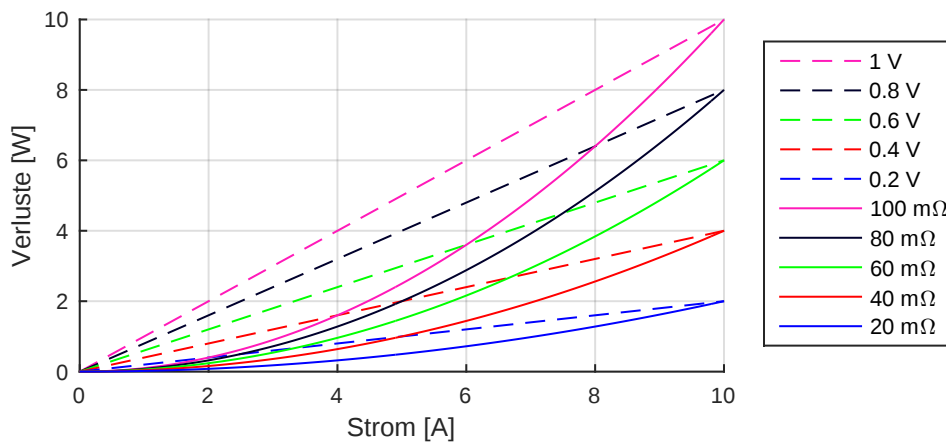


Abbildung 5.8: Verluste in der Diode (gestrichelt) und im Mosfet (durchgezogen).

Der Schnittpunkt der gestrichelten Linie (Verluste in der Diode) mit der durchgezogenen Linie (Verluste im Mosfet) gibt an, ab welcher Stromrate die Verluste im Mosfet die Verluste in der Body-Diode übersteigen, also ab wann sich die SG nicht mehr lohnt. Ein realistischer Widerstandswert für $R_{DS(on)}$ liegt z.B. bei 60 mΩ. Wird für die Schottky-Diode aus Tabelle 5.1 eine Durchlassspannung von 400 mV angenommen, würde sich die SG ab 6,5 A nicht mehr rentieren. Wird stattdessen aufgrund der hohen Leckströme auf den Einsatz einer Schottky-Diode verzichtet und berücksichtigt die Durchlassspannung der Body-Diode von 800 mV aus Tabelle 5.1 existiert kein Schnittpunkt beider Linien. Die Body-Diode verursacht für Stromwerte bis zu 10 A somit immer mehr Verluste. Wird keine Schottky-Diode eingesetzt, lohnt sich die SG auf jeden Fall. Aber auch mit Schottky-Diode ist der Einsatz einer SG bis zu einem begrenzten Balancing-Strom sinnvoll.

5.2.3 Natürliches und erzwungenes Balancing

Natürliches Balancing

Phung et al. [108] unterscheidet zwei Möglichkeiten zur Ansteuerung der Transistoren: *natürliches* und *erzwungenes Balancing*. Beim natürlichen Balancing werden beide Transistoren mit einem 180° phasenverschobenen PWM-Signal bei einem Tastverhältnis von 50% angesteuert. Abhängig von den Zellspannungen resultiert dadurch eine Energieübertragung zwischen den benachbarten Zellen. Zur Veranschaulichung ist der Stromverlauf in der Speicherdrossel für drei unterschiedliche Balancing-Szenarien in Abbildung 5.9 dargestellt.

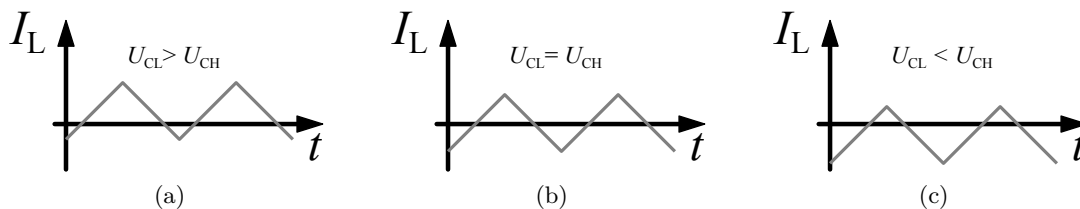


Abbildung 5.9: Stromverlauf des natürlichen Balancings in Abhängigkeit der Zellspannungen.

Ist beispielsweise die Zellspannung der unteren Zelle U_{ZL} größer als die der oberen Zelle U_{ZH} , steigt der Spulenstrom wie in (a) gezeigt an und es findet eine Energieübertragung von der unteren zur oberen Zelle statt. Die Induktivität wird durch die höhere Zellspannung mehr aufgeladen, als sie durch die kleinere Zellspannung wieder entladen wird. Mit steigendem Zellspannungsunterschied steigt der Spulenstrom weiter an und die Energieübertragung zwischen beiden Zellen nimmt zu. Bei besonders großen Zellspannungsunterschieden kann dies zu einem unkontrollierten Ansteigen des Spulenstroms führen.

Ein weiterer Nachteil ist bei moderaten Zellspannungsunterschieden zu beobachten. In diesem Fall entlädt sich die Zelle, die eigentlich geladen werden müsste am Ende der Schaltzeit wieder in die Spule. Der Spulen-Strom ändert dann sein Vorzeichen und die mittlere Balancing-Leistung reduziert sich. Der Balancing-Vorgang wird dadurch langsamer und die Verluste nehmen zu. Mit fortschreitendem Balancing-Vorgang nähern sich die Zellspannungen weiter an bis diese den gleichen Wert annehmen. Der Spulenstrom schwankt dann gleichmäßig um Null (b). In diesem Fall werden beide Zellen innerhalb eines Schaltzyklus in gleichem Maße geladen wie entladen und es findet zwischen den benachbarten Zellen keine Leistungsübertragung mehr statt, die zum Balancing-Vorgang beiträgt. Der Balancing-Vorgang sollte in diesem Fall abgebrochen werden, da der Konverter nur noch Verluste verursacht.

Ein weiterer Nachteil ist, dass ein Balancing nur aufgrund der Zellspannungsunterschiede möglich ist. Diese Methode eignet sich daher nicht für Zellen, deren Zellspannung sich über einen großen SOC-Bereich kaum ändert. Dies ist beispielsweise bei LFP-Zellen zu beobachten.

Vorteil der Methode ist die einfache Ansteuerung, da nur zwei PWM-Signale, eines für den n- und eines für den p-Kanal Mosfet, für alle Konverter bereitgestellt werden muss. Eine Totzeit zwischen beiden PWM-Signalen muss zusätzlich implementiert werden, um ein gleichzeitiges Durchschalten der beiden Mosfets und einen Zellkurzschluss zu verhindern. Eine Synchrongleichrichtung ist durch das Ansteuern beider Mosfets ebenfalls garantiert.

Erzwungenes Balancing

Erzwungenes Balancing unterscheidet sich vom natürlichen Balancing derart, dass der Transistor sperrt, nachdem der Strom während der Entladephase der Spule zu Null abgesunken ist. Ein Umkehren der Stromrichtung wird dadurch verhindert. Der Stromverlauf in der Spule entspricht dann dem Stromverlauf in Abbildung 5.7a. In Abschnitt 5.2 ist das erzwungene Balancing ohne Synchrongleichrichtung beschrieben. Das Sperren geschieht in diesem Fall automatisch durch die Body-Diode bzw. durch die zusätzliche Freilaufdiode.

Soll das erzwungene Balancing mit Synchrongleichrichtung umgesetzt werden, so muss der synchrongleichrichtende Transistor am Ende der Schaltzeit aktiv abgeschaltet werden, um ein Wiederaufladen der Spule zu verhindern. Durch das zusätzlich notwendige Ausschaltsignal wird die Ansteuerung der beiden Transistoren komplexer. Zudem muss durch die Ansteuerung die Richtung der Energieübertragung des Balancings für jeden Konverter vorgegeben werden. Umgesetzt werden kann dies durch:

1. Erzeugen eines eigenen PWM-Signals für jeden Transistor.

2. Erzeugen von einem PWM-Signal für alle Konverter zur Ansteuerung der Master-Transistoren¹, sowie zwei eigenen Signalen für jeden Balancing-Konverter zur Steuerung der Balancing-Richtung und zum Deaktivieren des jeweiligen Konverters.
3. Erzeugen von zwei PWM-Signalen für alle Konverter, eines für den Master und eines für den Slave-Transistor, sowie zwei eigene Signale für jeden Balancing-Konverter zur Steuerung der Balancing-Richtung und zum Deaktivieren des jeweiligen Konverters.
4. Erzeugen von einem PWM-Signal für alle Konverter zur Ansteuerung der Master-Transistoren. Das PWM-Signal der Slave-Transistoren wird durch eine zusätzliche Logikschaltung *lokal* auf den Konvertern erzeugt. Zudem sind auch hier zwei eigene Signale für jeden Balancing-Konverter zur Steuerung der Balancing-Richtung und zum Deaktivieren des jeweiligen Konverters notwendig.

Möglichkeit 1 stellt die maximale Flexibilität zur Verfügung. Wird nur ein Transistor der Konverter angesteuert, so findet keine Synchrongleichrichtung statt. Bei bekannter Induktivität und Zellspannung kann das PWM-Signal zur Synchrongleichrichtung ebenfalls bereitgestellt werden. In [85] wird diese Methode umgesetzt. Nachteil ist, dass bei N Zellen und $N - 1$ Konvertern $2 \cdot (N - 1)$ PWM-Signale erforderlich sind. Bei Batterie-Systemen mit vielen Zellen in Serie können mehrere hundert PWM-Signale erforderlich werden. Da Mikrocontroller nur eine begrenzte Anzahl an PWM-Signalen bereitstellen können, ist diese Möglichkeit nur mit erheblichen Mehrkosten umsetzbar.

Möglichkeit 2 bietet eine Alternative, da nur noch ein PWM-Signal für alle Transistoren und zwei Steuersignale für jeden Konverter benötigt werden. Eine zusätzliche Logikschaltung auf dem Konverter gibt abhängig von den beiden Steuersignalen das PWM-Signal an den anzusteuern den Master-Transistor weiter oder deaktiviert den Balancing-Vorgang. Durch das fehlende PWM-Signal des Slave-Transistors ist keine Synchrongleichrichtung möglich.

In Methode 3 wird das fehlende PWM-Signal für die Synchrongleichrichtung für alle Konverter vom Mikrocontroller bereitgestellt. Für die Berechnung der optimalen Einschaltzeit der Slave-Transistoren müssen alle Zellspannungen berücksichtigt werden. Die Logikschaltung muss dann so erweitert werden, dass dieses PWM-Signal abhängig von der Balancing-Richtung an den Slave-Transistor weitergereicht wird.

Möglichkeit 4 erzeugt durch Erweiterung der Logikschaltung das PWM-Signal für die Synchrongleichrichtung *lokal* auf den Konvertern. Hierzu ist eine Anlogschaltung auf jedem Konverter notwendig, um das Trigger-Signal zum Abschalten des Slave-Transistors zu erzeugen.

Die PWM- und Steuersignale vom Mikrocontroller werden über Digital-Isolatoren an die Konverter übertragen. Kommerziell erhältliche ICs, wie der BQ76PL536A von *Texas Instruments*, der zur Zellspannungsüberwachung und zum passiven Balancing eingesetzt wird, kommt ohne Digital-Isolatoren aus und nutzt zur Übertragung der Steuersignale und der Zellspannungen ein SPI-Interface. Denkbar ist daher, die Steuersignale der Balancing-Konverter auch über solch ein SPI-Interface zu übertragen. Die Digital-Isolatoren werden dann nur noch zur Übertragung der PWM-Signale benötigt. In Methode 1 und 3 wird dann pro Konverter ein Digital-Isolator mit zwei Kanälen benötigt, in Methode 2 und 4 wird ein Digital-Isolator mit einem Kanal benötigt.

¹Der Transistor, der die Spule parallel zur Zelle schaltet, um diese aufzuladen, wird hier als *Master* bezeichnet. Der synchrongleichrichtende Transistor wird als *Slave* bezeichnet.

In diesem Kapitel wird eine eigene im Rahmen dieser Arbeit entstandene Lösung für Methode 4 sowie die Hardwareumsetzung dieser Lösung beschrieben. Die Steuersignale werden direkt vom Mikrocontroller bereitgestellt und über Digital-Isolatoren an die einzelnen Konverter weitergegeben. Werden mehr Steuersignale benötigt, als vom Mikrocontroller bereitgestellt werden kann, bietet es sich an zusätzliche sogenannte *I/O Expander ICs* zu verwenden. Diese ICs stellen weitere GPIO¹-Pins zu Verfügung, die über SPI angesteuert werden können.

5.3 Übersicht des Hardwareaufbaus

Der für diese Arbeit entwickelte Prototyp kann zum Balancen von 6 Zellen eingesetzt werden. Die Balancing-Konverter sind mit einer Leistungsinduktivität von $6,8\mu\text{H}$ ausgestattet und werden bei einer Schaltfrequenz von 100kHz betrieben. Maximale mittlere Balancing-Ströme von 4A bei einer Übertragungs-Leistung von 15W sind mit diesem Aufbau möglich.

Alle Konverter werden von einem zentralen Master-Mikrocontroller des Typs LPC1769 des Herstellers *NXP* angesteuert. Dabei handelt es sich um einen ARM Cortex-M3 basierten 32 Bit Prozessor, der maximal bei einer Taktfrequenz von 120MHz betrieben werden kann. Der Mikrocontroller verfügt u.a. über einen 512kB Flash-Speicher, ein CAN- und SPI-Interface, über acht 12 Bit ADC Eingänge, sechs PWM Ausgänge sowie über 70 GPIO Pins. [111]

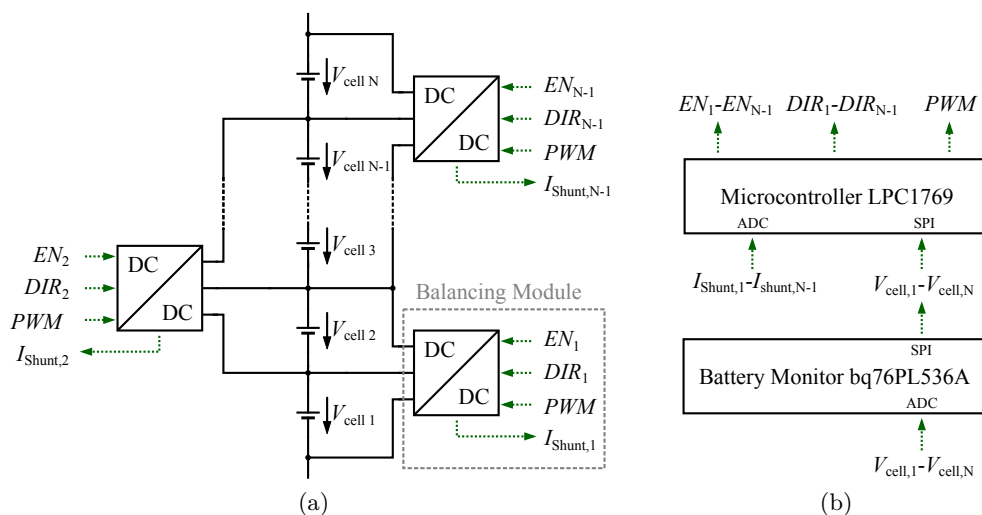


Abbildung 5.10: Signalinterface des Balancing-Moduls (a) und des Mikrocontrollers (b).

In Abbildung 5.10 ist das Signal-Interface zwischen Mikrocontroller und Balancing-Konverter, die auch als Balancing-Module bezeichnet werden, dargestellt. Wie bereits zuvor beschrieben werden ein PWM-Signal und zwei Logik-Signale zur Steuerung der Balancing-Module benötigt. Diese Signale werden von dem Mikrocontroller generiert (vgl. Abb. 5.10b) und über den Digital-Isolator an die einzelnen Balancing-Module gesendet (vgl. Abb. 5.10a). Der Digital-Isolator, hier der ISO7330 von *Texas Instruments* dient zur galvanischen Trennung und zur Pegelumsetzung zwischen Mikrocontroller und Balancing-Konverter. Der Mikrocontroller erzeugt nur ein PWM-Signal, dass an alle Balancing-Konverter gesendet wird. Die Steuersignale müssen für jedes Balancing-Modul

¹General-Purpose Input/Output

individuell bereitgestellt werden. Das Signal EN_i ermöglicht durch Stellen eines Low-Pegels das Deaktivieren des i -ten Balancing-Moduls. Mit dem DIR_i -Signal wird die Balancing-Richtung des i -ten Balancign-Moduls gesteuert. Ein High-Pegel bewirkt einen Energietransfer von der HS- zur LS-Zelle. Ein Low-Pegel führt zu einem Energietransfer in umgekehrter Richtung.

Jedes Balancing-Modul ist mit einem zusätzlichen $4\text{ m}\Omega$ Messshunt ausgestattet, der sich in Serie zur Leistungsinduktivität befindet. Dadurch ist es möglich, den Spulenstrom bei einer Genauigkeit von 16 mA zu überwachen und den durch das Balancing bewirkten Energietransfer zu berechnen. Die Spannung am Messshunt wird mit Hilfe des *Shunt Monitors* INA281 mit dem Verstärkungsfaktor von 50 verstärkt und an den ADC-Eingang des Mikrocontrollers übertragen. Die Zellspannungen werden bei einer Genauigkeit von $\pm 1\text{ mV}$ und einem maximalen Fehler von $\pm 2,5\text{ mV}$ ¹ mit dem Battery-Monitor IC BQ76PL536A von *Texas Instruments* überwacht und über SPI an den Mikrocontroller übertragen. Das IC besitzt zur Zellspannungsüberwachung einen ADC mit einer Auflösung von 14 Bit. Die Zellspannungen werden über einen Multiplexer sequentiell mit dem ADC Eingang verbunden. [112]

In Abbildung 5.11 ist das *Top-* und *Bottom-Layer* des Balancing-Prototyps mit Beschriftung der einzelnen Komponenten dargestellt.

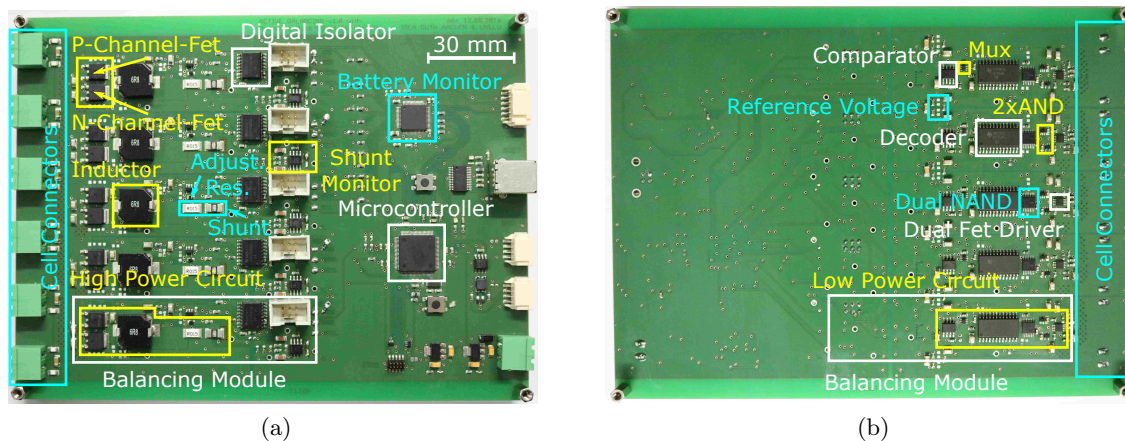


Abbildung 5.11: Photo der Ober- (a) und Unterseite (b) des Balancing-Prototyps.

5.4 Dimensionierung und Auswahl der Komponenten

Im Folgenden wird erläutert, was bei der Auslegung und beim Aufbau der Balancing-Schaltung beachtet wird.

¹in einem Temperaturbereich von -10 bis $50\text{ }^{\circ}\text{C}$

5.4.1 Konverterleistung

Die Konverterleistung legt fest, wie schnell Energie zwischen benachbarten Zellen übertragen werden kann und wird hier anhand des alterungsbedingt zu erwartenden Kapazitätsunterschieds der Zellen bestimmt. Der Konverter ist dann in der Lage, den Kapazitätsunterschied in einer vorgegebenen Zeit unter Last auszugleichen. Die notwendige Konverter-Leistung berechnet sich nach

$$P_{\text{bal}} > U_N \cdot I_{\text{bal}} = U_N \cdot \bar{C}_{\text{rate}} \cdot SOI_C \cdot \bar{C}_{\text{akt}} \quad \text{mit } SOI_C = \frac{\Delta C_{\text{akt}}}{\bar{C}_{\text{akt}}} \quad (5.5)$$

In Anlehnung an [33] berücksichtigt der Parameter SOI_C den *State of Inhomogeneity*. Dieser bildet sich aus dem maximalen Kapazitätsunterschied relativ zum Mittelwert der aktuellen Zellkapazitäten. Der zu erwartende SOI_C und der Alterungszustand der Zellen ausgedrückt durch $\bar{C}_{\text{akt}}$ muss auf Basis von Erfahrungswerten für die Auslegung des Konverters geschätzt werden. Bei Festlegung dieser beiden Größen hängt die notwendige Balancing-Leistung direkt von der mittleren Stromrate C_{rate} ab. Mit der Stromrate wird berücksichtigt, wie lange eine Standard-Entladung bzw. -Ladung des Packs im Anwendungsfall dauert. Anders ausgedrückt, berücksichtigt die Stromrate, wie viel Zeit das aktive Balancing zur Verfügung hat, um den Kapazitätsunterschied unter Last auszugleichen. Bei höheren Stromraten verringert sich diese Zeit und der Konverter muss mit einer größeren Leistung ausgelegt werden. Gestattet man dem Balancing auch während Pausen und Rekuperationsphasen umzuladen, reduziert sich die mittlere Stromrate weiter. Die Stromrate hängt demnach vom Anwendungsfall ab und muss ebenfalls geschätzt werden. Es bietet sich zur Bestimmung der Stromrate an, die mittlere Lade- bzw. Entladezeit des jeweiligen Anwendungsfalls zu berücksichtigen.

Eine weitere Einflussgröße ist die genutzte Kapazität gegenüber der real installierten Kapazität. Oft wird die installierte Kapazität nicht vollständig ausgenutzt, sondern z.B. nur 80 % dieser Kapazität für die Anwendung bereitgestellt. Dieser Prozentsatz sollte bei der Bestimmung der aktuellen Kapazität berücksichtigt werden. Zur Vereinfachung wird er in der Formel nicht mit aufgeführt.

Zusätzlich hat die Wahl der Balancing-Topologie einen Einfluss auf die notwendige Konverter-Leistung. Dies gilt insbesondere für die hier betrachtete Schaltung. Je nach Anordnung unterschiedlicher Zellen im Strang benötigt diese Schaltung länger für den Ausgleichsvorgang, da die Schaltung nur zwischen benachbarten Zellen umladen kann. Aber auch bei einer Topologie, die nur von der Zelle in den Strang Energie überträgt, reduziert sich die effektive Balancing-Leistung, da die Ausgangsleistung des Konverters zum Laden des Strangs verwendet wird und alle Zellen inklusive der zu entladenen Zelle auflädt. Der Balancing-Vorgang verlängert sich dadurch und der Konverter müsste mit einer größeren Leistung ausgelegt werden. Der Einfluss der Topologie kann durch einen zusätzlichen Faktor in der Formel berücksichtigt werden.

Der SOI der Zellen ist bei Verwendung von Zellen hoher Güte am Anfang der Lebensdauer sehr klein. Erst im Verlauf der Lebenszeit sinkt die Kapazität der Zellen aufgrund der Alterung. Dabei kann es zu einer Streuung der Zellkapazitäten kommen. In der Berechnung des SOIs wird daher der Mittelwert der Zellkapazitäten und der zugehörige absolute Zellunterschied berücksichtigt. Da diese beiden Größen von der Zeit abhängen, ist auch der SOI von der Zeit abhängig. Bei abnehmenden Zellkapazitäten und zunehmender Zellstreuung über der Lebensdauer, würde der SOI sich abhängig von der Lebensdauer ebenfalls verändern und mit der Zeit größer werden. Stehen diese Informationen bei der Auslegung der Balancing-Schaltung zur Verfügung, muss ein zukünftiger Zeitpunkt mit vorhandener Zellstreuung festgelegt werden. Die Schaltung kann dann für diesen Zeitpunkt so ausgelegt werden, dass die zukünftigen geschätzten Zellunterschiede noch ausgeglichen

werden können. Ist der Alterungsverlauf der Zellen unbekannt, kann beispielsweise mit einem fest anzunehmenden SOI und der Nennkapazität der Zellen die erforderliche Balancing-Leistung berechnet werden.

Legt man beispielsweise die Balancing-Schaltung anhand der Ergebnisse aus Abschnitt 3.3 für den *Mitsubishi i-MiEV* aus, ergibt sich nach

$$P_{\text{bal}} > U_N \cdot \bar{I}_{\text{Pack}} \cdot \text{SOI}_C = 3,7 \text{ V} \cdot 12,5 \text{ A} \cdot 3,6 \% = 1,7 \text{ W} \quad (5.6)$$

eine notwendige Balancing-Leistung von 1,7 W. In diesem Elektroauto sind Batteriezellen mit einer Nennkapazität von 50 Ah¹ installiert. Die nutzbare Zellkapazität ist auf 80 % der Nennkapazität beschränkt. Zusätzlich wird davon ausgegangen, dass die nutzbare Kapazität aufgrund der Alterung bereits um 17 % reduziert ist. Daraus ergibt sich eine aktuelle Zellkapazität von 33,2 Ah. Während der Fahrt wird das Batteriepack mit einem mittleren Entladestrom $\bar{I}_{\text{Pack}}$ von 12,5 A belastet. Das entspricht einer mittleren Stromrate von 0,37 C. Die Berechnung vereinfacht sich gegenüber Formel 5.5, da der mittlere Entladestrom direkt aus den Messdaten berücksichtigt wird und die nutzbare Zellkapazität gekürzt werden kann. Im Folgenden wird die Balancing-Schaltung anhand dieses Beispiels ausgelegt.

5.4.2 Leistungsinduktivität, Schaltfrequenz und Filterkondensatoren

Leistungsinduktivität bei gegebener Schaltfrequenz

Nachdem die minimale Balancing-Leistung bestimmt ist, werden die Leistungsinduktivität, Schaltfrequenz und Filterkondensatoren bestimmt. In [57, 71] wird eine Schaltfrequenz von 100 bzw. 200 kHz zum Takten der Transistoren verwendet. Um elektromagnetische Störungen möglichst auszuschließen, wird die Frequenz hier ebenfalls auf 100 kHz festgelegt. Der maximale Strom in der Leistungsinduktivität ergibt sich im DCM nach Formel 5.1 zu

$$\hat{I}_{L(\text{dcm})} = \frac{U_Z \cdot T_{\text{on}}}{L} \quad (5.7)$$

Aus dem Spulenstrom kann der mittlere Ausgleichsstrom in der Zelle nach

$$\bar{I}_{\text{bal}(\text{dcm})} = \frac{\hat{I}_{L(\text{dcm})}}{2} \cdot \frac{T_{\text{on}}}{T_S} = \frac{U_Z}{2L} \cdot \frac{d^2}{f_S} \quad \text{mit } d = \frac{T_{\text{on}}}{T_S} = T_{\text{on}} f_S \quad (5.8)$$

bestimmt werden. Löst man die Gleichung nach L auf und ersetzt den mittleren Balancing-Strom mit der Konverter-Leistung ergibt sich für L die folgende Berechnungsformel:

$$L_{\text{max}(\text{dcm})} = \frac{U_N^2}{2 P_{\text{bal}}} \cdot \frac{d^2}{f_S} = \frac{(3,7 \text{ V})^2}{2 \cdot 1,7 \text{ W}} \cdot \frac{0,5^2}{100 \text{ kHz}} = 10 \mu\text{H} \quad (5.9)$$

Mit einem maximalen Tastverhältnis von 50 % im DCM muss die Leistungsinduktivität demnach kleiner als 10 μH gewählt werden, um mindestens eine Balancing-Leistung von 1,7 W zu garantieren.

¹Gängige Kapazitäten von Batteriezellen bzw. Modulen in Elektroautos liegen zwischen 15 und 95 Ah. Sollen Reichweiten von mehreren hundert Kilometern erreicht werden, so sind Module mit noch größeren Kapazitäten notwendig.

Da sich der Balancing-Strom mit dem eigentlichen Laststrom überlagert, sollte der maximale Balancing-Strom so begrenzt werden, dass der maximale Zellstrom nicht überschritten wird. Der zulässige Ladestrom von Lithium-Ionen Zellen ist gewöhnlich kleiner als der Entladestrom und wird beispielsweise bei der Hochenergie-Zelle von Kokam SLPB526495 mit einer Stromrate von 1 C spezifiziert [113]. Um zu verhindern, dass der Zellstrom durch Überlagerung des Laststroms mit dem Balancing-Strom zu große Werte annimmt, wird der maximale Balancing-Strom, der dem Peak-Wert des Spulenstroms entspricht, auf 0,1 C begrenzt¹. Für die Zellen des *i-MiEVs* mit einer Kapazität von 50 Ah ergibt sich so ein maximaler Strom von 5 A. Im DCM ist der maximale Balancing-Strom durch den maximalen Spulenstrom nach Formel 5.7 gegeben.

$$L_{\min(\text{dcm})} = \frac{U_{Z,\max}}{\hat{I}_L} \cdot T_{\text{on}} = \frac{U_{Z,\max}}{I_{\text{bal},\max}} \cdot \frac{d}{f_s} = \frac{4,2 \text{ V}}{5 \text{ A}} \cdot \frac{0,5}{100 \text{ kHz}} = 4,2 \mu\text{H} \quad (5.10)$$

Durch Umstellen der Formel ist es möglich eine Untergrenze von 4,2 μH für L zu bestimmen. Wird die Schaltung mit einem kleineren Tastverhältnis als 0,5 betrieben, reduziert sich diese Untergrenze proportional mit d . In der Berechnung wird eine maximale Zellspannung von 4,2 V berücksichtigt, um zu hohe Balancing-Ströme bei geringeren Zellspannungen zu verhindern. In Formel 5.9 wird hingegen die Nennspannung der Zelle von 3,7 V berücksichtigt, da die minimale Balancing-Leistung im Mittel über den gesamten Ladezustandsbereich erzielt werden soll.

Es zeigt sich, das L in einem sehr kleinen Bereich von 4,2 bis 10 μH gewählt werden muss. Eine Verdopplung der Schaltfrequenz führt zu einer Halbierung der Induktivität. So ist es möglich kleinere Induktivitäten bei höheren Schaltfrequenzen einzusetzen. Die maximale Balancing-Leistung ergibt sich bei Verwendung der kleinstmöglichen Induktivität.

$$P_{\text{bal}(\text{dcm})} \leq \frac{U_N^2}{2 L_{\min(\text{dcm})}} \cdot \frac{d^2}{f_s} = \frac{(3,7 \text{ V})^2}{2 \cdot 4,2 \mu\text{H}} \cdot \frac{0,5^2}{100 \text{ kHz}} = 4,1 \text{ W} \quad (5.11)$$

Werden noch höhere Balancing-Leistungen benötigt, muss entweder ein größerer Balancing-Strom als 0,1 C zugelassen werden oder die Schaltung im CCM betrieben werden. Im CCM wird der Spulenstrom auf einen Wert $\bar{I}_L$ geregelt. Der maximale Spulenstrom setzt sich dann aus dem Gleichanteil $\bar{I}_L$ und einem Wechselstromanteil ΔI_L , der gleichmäßig um den Gleichanteil schwankt zusammen.

$$\hat{I}_{L(\text{ccm})} = \bar{I}_L + \frac{\Delta I_L}{2} = \bar{I}_L + \frac{U_Z \cdot d}{2 \cdot L \cdot f_s} = \bar{I}_L + \frac{U_Z}{4 \cdot L \cdot f_s} \quad (5.12)$$

Im stationären Betrieb wird von einem Tastverhältnis von 50 % ausgegangen. Der mittlere Balancing-Strom ergibt sich dann zu

$$\bar{I}_{\text{bal}(\text{ccm})} = \frac{\bar{I}_L}{2} \quad \text{und} \quad P_{\text{bal}(\text{ccm})} = U_Z \cdot \bar{I}_{\text{bal}(\text{ccm})} \quad (5.13)$$

¹Ziel dieser Strombegrenzung ist, den maximalen Zellstrom nicht durch das Balancing zu überschreiten. Ein weiterer sinnvoller Ansatz wäre, den mittleren Balancing-Strom anstelle des Peak-Werts zu begrenzen. Da nicht bekannt ist, ob der Stromripple ebenfalls einen Einfluss auf die Zellalterung besitzt, wird an dieser Stelle der Peak-Wert begrenzt. Der resultierende Peak-Stromwert in der Zelle wird durch Filterkondensatoren im Konverter reduziert. Dieser Einfluss ist jedoch vernachlässigbar, da die Filterkondensatoren nur einen Bruchteil des gesamten Ladungsdurchsatz innerhalb einer Schaltperiode zwischenspeichern können. Auf der anderen Seite wirkt die elektrochemische Doppelschicht in der Zelle wie ein Filterkondensator. Es ist daher zu vermuten, dass der Stromripple keinen Einfluss auf die Lade- und Entladereaktion in der Zelle besitzt. Dennoch ist nicht bekannt, ob der Stromripple einen Einfluss auf die Zellalterung beispielsweise durch verändern der Eigenschaften der elektrochemischen Doppelschicht besitzt. Der maximale Balancing-Strom wird daher an dieser Stelle durch festlegen eines maximalen Peak-Stroms begrenzt.

Die maximale Balancing-Leistung kann somit direkt über die Regelung des Gleichanteils $\bar{I}_L$ eingestellt werden und ist unabhängig von der Leistungsinduktivität, solange der Konverter sich im CCM befindet. Formel 5.10 definiert auch für den CCM die kleinstmögliche Leistungsinduktivität. Bei dieser Induktivität wird der Konverter an der Grenze zwischen CCM und DCM betrieben. Ein maximaler Wert kann für L im CCM nicht mehr angegeben werden, da mit größeren Induktivitäten der Wechselstromanteil ΔI_L lediglich kleiner wird. Durch Umstellen von Formel 5.12 kann jedoch die maximal mögliche Balancing-Leistung durch Vorgabe von $I_{\text{bal,max}}$ bestimmt werden. Hierzu wird angenommen, dass der Wechselstromanteil bei sehr hohen Schaltfrequenzen bzw. Induktivitäten gegen Null geht:

$$P_{\text{bal(ccm)}} \leq \frac{U_Z}{2} \cdot \left(I_{\text{bal,max}} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) < \frac{U_Z}{2} \cdot I_{\text{bal,max}} = \frac{3,7 \text{ V}}{2} \cdot 5 \text{ A} = 9,25 \text{ W} \quad (5.14)$$

Die Schaltung wird im Folgenden für den DCM ausgelegt, da im DCM keine Stromregelung des Gleichanteils notwendig ist. Die Induktivität muss daher zwischen 4,2 und 10 μH gewählt werden. Über das Tastverhältnis kann die Balancing-Leistung reduziert werden. Die Schaltung kann so auch zum Ausgleichen von Zellen mit kleinerer Kapazität verwendet werden, ohne maximale Zellströme zu überschreiten. Wird die Schaltung im CCM betrieben, kann die Balancing-Leistung bei Verwendung einer Induktivität von 4,2 μH nach

$$P_{\text{bal(ccm)}} = \frac{U_N}{2} \cdot \left(I_{\text{bal,max}} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) = \frac{U_N}{2} \cdot \left(I_{\text{bal,max}} - \frac{U_N}{4 \cdot L_{\text{min(dcm)}} \cdot f_S} \right) = 5,2 \text{ W} \quad (5.15)$$

minimal von 4,1 auf 5,2 W erhöht werden.

Nachdem bekannt ist, in welchem Bereich die Induktivität zu wählen ist, muss sich für eine Baugröße der Induktivität entschieden werden. Bei gleicher Induktivität und zunehmenden Spulen-Baugrößen sind die Leitverluste in der Spule aufgrund eines kleineren Serienwiderstands (ESR) geringer. Der kleinere ESR ist dadurch zu erklären, dass bei größeren Spulen auch größere Leiterquerschnitte für die Wicklungen verwendet werden können. Größere Spulen sind hingegen schwerer und teurer und nehmen mehr Platz auf dem PCB ein. Besonders im Anwendungsfall eines Elektroautos sollte das BMS jedoch möglichst klein ausfallen, da die gravimetrische und volumetrische Energie- und Leistungsdichte des gesamten Batteriepacks Hauptentwicklungsziele darstellen. Zusätzlich ist ein niedriger Preis wünschenswert. Daher sollte eine Speicherdrossel gewählt werden, die so klein wie möglich ist.

In Abbildung 5.12 sind Induktivitäten und zugehörige Serienwiderstände für vier Baureihen mit unterschiedlicher Baugröße dargestellt. Für die geforderte Induktivität von 4,2 bis 10 μH kommen beispielsweise die Baureihen des Herstellers *Bourns* SRP1265A und SRP5030T in Frage. Die Baureihe SRP5030T weist ungefähr das halbe Bauvolumen gegenüber SRP1265A auf, besitzt jedoch einen 6 bis 10 Mal größeren Serienwiderstand.

Anhand dieser Abbildung kann noch keine Entscheidung für die Wahl der Leistungsinduktivität getroffen werden. Da durch die Wahl der Leistungsinduktivität und den ESR direkt der Wirkungsgrad der Schaltung beeinflusst wird, bietet es sich an, diesen abhängig von den hinterlegten Werten aus Abbildung 5.12 zu berechnen und als Entscheidungshilfe zur Wahl der Leistungsinduktivität zu berücksichtigen. In der Berechnung wird daher nur der ESR der Leistungsinduktivität berücksichtigt. Andere Bauteile, wie die Transistoren haben ebenfalls maßgeblich einen Einfluss auf den Wirkungsgrad der Schalung. An dieser Stelle werden diese jedoch vernachlässigt. Dies hat den

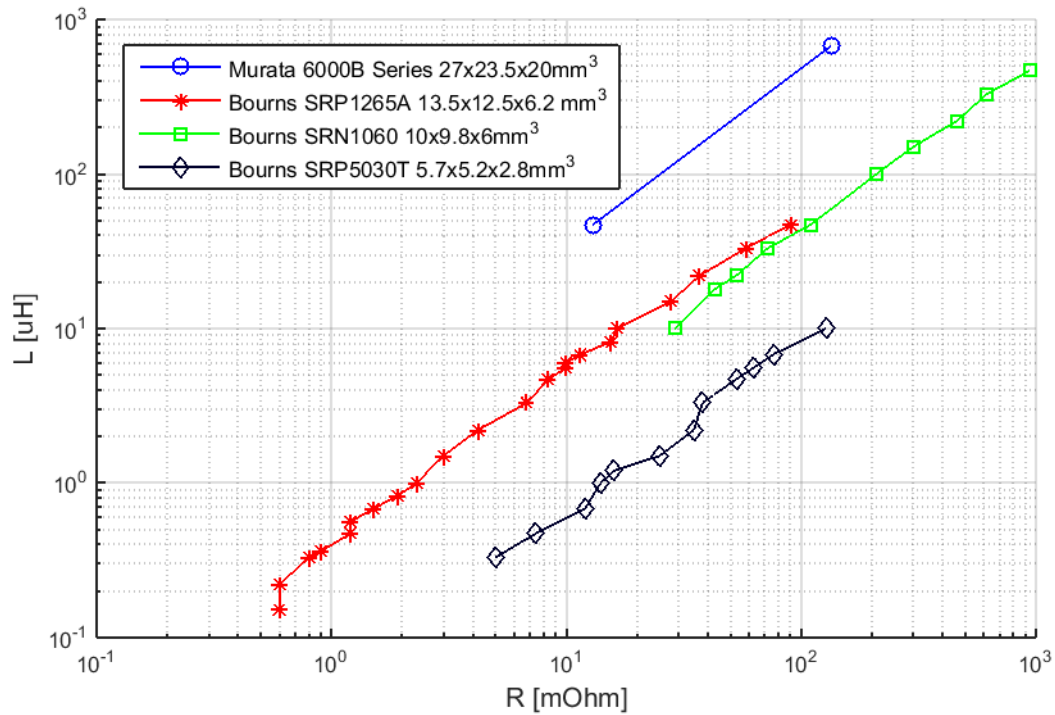


Abbildung 5.12: Induktivität und Serienwiderstand der Speicherdrossel für Baureihen unterschiedlicher geometrischer Größe.

Vorteil, dass ohne Kenntnis der anderen Bauteile, bereits abgeschätzt werden kann, wie groß der Einfluss der Induktivität auf den resultierenden Wirkungsgrad ist. Der Wirkungsgrad berechnet sich hier wie folgt:

$$i_L(t) = \frac{U_Z}{L} \cdot t + I_{\text{offset}} \quad \text{mit: } 0 \leq t \leq dT_S \quad (5.16)$$

$$\hat{I}_{\text{bal}} = i_L(dT_S) \quad (5.17)$$

$$\bar{I}_{\text{bal}} = \frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{dT_S} i_L(t) dt \quad (5.18)$$

$$P_{\text{bal}} = U_Z \cdot \bar{I}_{\text{bal}} \quad (5.19)$$

$$P_v = \frac{2}{T_S} \cdot \int_0^{dT_S} R \cdot i_L^2(t) dt \quad (5.20)$$

$$\eta = \frac{P_{\text{bal}} - P_v}{P_{\text{bal}}} \quad (5.21)$$

Zusätzlich zum Wirkungsgrad wird der maximale Balancing-Strom $\hat{I}_{\text{bal}}$ berechnet. Der mittlere Balancing-Strom dient als Eingangsgröße der Berechnung, aus dem sich auch die Konverter-Leistung bestimmt. Der Stromanstieg in der Spule berechnet sich nach 5.16. Das Tastverhältnis richtet sich nach dem vorgegebenen mittleren Balancing-Strom und wird so gewählt, dass dieser erreicht

wird. Der *Offset*-Strom I_{offset} ist größer Null, wenn der Konverterbetrieb in den CCM übergeht und der vorgegebene Balancing-Strom nicht mit der gegebenen Induktivität L im DCM erreicht werden kann. Bei der Berechnung des Stromverlaufs, wird der Einfluss des Serienwiderstands R vernachlässigt. Dies ist hier zulässig, da durch den niedrigen Serienwiderstand die an der Spule anliegende Spannung bei gegebenem Strom kaum beeinflusst wird. Dadurch ist der Stromverlauf für die Ein- und Ausschaltphasen der beiden Transistoren gleich. Somit sind auch die Verluste P_v , die durch den Serienwiderstand der Spule entstehen, in den beiden Einschaltphasen der Transistoren gleich. Es genügt somit die Verluste nur für die Zeit 0 bis dT_s zu berechnen und mit dem Faktor zwei die Entladephase der Spule zu berücksichtigen. Der Wirkungsgrad, der in diesem Fall nur durch den Serienwiderstand der Spule entsteht, ergibt sich nach Formel 5.21. In der Berechnung des Wirkungsgrads sind die Induktivitäten und zugehörigen Serienwiderstände der beiden Baureihen SRP5030T und SRP1265A hinterlegt. Der Wirkungsgrad ist für eine Schaltfrequenz von 100 kHz und verschiedene mittlere Balancing-Ströme von 0,5, 1, 2 und 5 A berechnet. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.13 dargestellt.

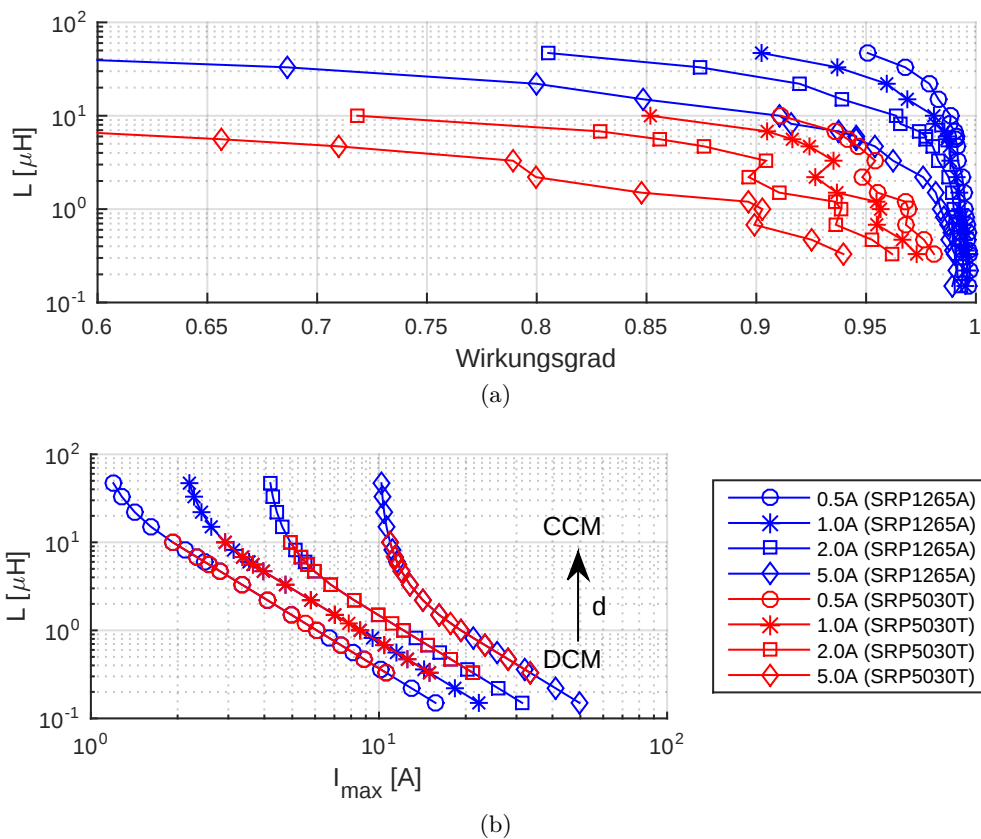


Abbildung 5.13: Resultierender Wirkungsgrad (a) und maximaler Balancing-Strom (b) in Abhängigkeit des vorgegebenen mittleren Balancing-Stroms und zwei hinterlegter Baureihen der Leistungsinduktivität mit unterschiedlicher Baugröße.

Der diskontinuierliche Verlauf des Wirkungsgrads für die Baureihe SRP5030T resultiert aus den hinterlegten Daten. Der Verlauf des mittleren Balancing-Stroms von 500 mA entspricht einer Balancing-Leistung von 1,85 W und wird zur Auslegung dieses Konverters verwendet. Sind höhere Balancing-Leistungen gefordert, so können die Verläufe bei höheren Balancing-Strömen berücksichtigt werden.

Wird eine Induktivität in der Grafik gewählt, ergibt sich daraus der Wirkungsgrad und der maximale Balancing-Strom. Zunächst ist zu beobachten, dass der Wirkungsgrad maßgeblich von der Wahl der Baugröße der Speicherdrossel abhängt. Dies gilt insbesondere für höhere Balancing-Ströme bei gleichzeitig höheren Induktivitäten, für die der Wirkungsgrad der Schaltung stark abnimmt. Der Einsatz von Speicherdrosseln mit kleinerer Induktivität ist daher erstrebenswert. Nachteil ist, dass bei solch kleinen Induktivitäten die maximalen Balancing-Ströme stark ansteigen. Sollen höhere Balancing-Leistungen bei gleichzeitig hohen Wirkungsgraden erreicht werden, so müssen entweder hohe maximale Balancing-Ströme zugelassen werden, teurere Leistungsinduktivitäten größerer Baugröße und kleinerem ESR eingesetzt werden, wie beispielsweise die Baureihe 6000B des Herstellers *Murata* oder schlechtere Wirkungsgrade in Kauf genommen werden. Die Wahl der notwendigen Balancing-Leistung und des maximal zulässigen Balancing-Stroms sind daher entscheidend für den resultierenden Wirkungsgrad, die geometrische Größe und den Preis der Schaltung. Sie müssen daher mit Sorgfalt abgeschätzt werden.

Zusätzlich ist zu erkennen, dass sich der Verlauf des maximalen Balancing-Stroms in zwei Bereiche aufteilt: in einen geraden und einen gekrümmten Kurvenverlauf. Dies liegt an dem Übergang vom DCM in den CCM, der über das Tastverhältnis eingestellt wird. Anhand der Abbildung lässt sich schnell erkennen, dass der Betrieb im CCM bei hohen Induktivitäten aufgrund der niedrigen Wirkungsgrade nicht sinnvoll ist. Die Schaltung sollte daher am maximalen Balancing-Stromlimit im DCM betrieben werden. Dieses Stromlimit sollte so hoch wie möglich gewählt werden, um die Wahl kleinerer Induktivitäten zum Erreichen höherer Wirkungsgrade zuzulassen. Durch das hohe Stromlimit entstehen andererseits hohe Rippelströme in den Zellen. Ungeklärt ist der Einfluss dieser Rippelströme auf die Zellalterung.

Tabelle 5.2: Eigenschaften des Konverters für die feste Wahl der Leistungsinduktivität und der Schaltfrequenz.

Bezeichnung	Symbol	Wert	Einheit
Induktivität	L	6,8	μH
ESR	R	18,5	$\text{m}\Omega$
Schaltfrequenz	f_s	100	kHz
Maximaler Balancing-Spitzenstrom	$\hat{I}_{\text{bal,max}}$	5	A
Gewünschter Balancing-Strom	$\bar{I}_{\text{bal,soll}}$	460	mA
Gewünschte Balancing-Leistung	$P_{\text{bal,soll}}$	1,7	W
Maximaler Balancing-Strom im DCM	$\bar{I}_{\text{bal,max(DCM)}}$	680	mA
Maximale Balancing-Leistung im DCM	$P_{\text{bal,max(DCM)}}$	2,5	W
Maximaler Balancing-Strom im CCM	$\bar{I}_{\text{bal,max(CCM)}}$	1,8	A
Maximale Balancing-Leistung im CCM	$P_{\text{bal,max(CCM)}}$	6,7	W

Abschließend muss eine Induktivität aus Abbildung 5.13 gewählt werden. Als Nebenbedingung wurde der maximale Balancing-Strom auf 5 A begrenzt und mit den Formeln 5.9 und 5.10 ein zulässiger Bereich von 4,2 bis 10 μH für die Induktivität festgelegt. Die in Formel 5.6 geforderte Balancing-Leistung von 1,7 W wird für einen mittleren Balancing-Strom von 0,5 A erreicht. Um den maximalen Strom auch bei höheren Tastverhältnissen nicht zu überschreiten und gleichzeitig

das Stellen höherer Balancing-Ströme bei noch akzeptablen Wirkungsgraden zu ermöglichen, wird eine Induktivität von $6,8\,\mu\text{H}$ mit einem Serienwiderstand von $18,5\,\text{m}\Omega$ der Baureihe SRP1250 des Herstellers *Bourns* gewählt. Diese Baureihe ist fast identisch zu der berücksichtigten Baureihe SRP1265A. Bei der gewählten Induktivität ist der Wirkungsgrad für mittlere Balancing-Ströme bis $2\,\text{A}$ größer als $95\,\%$. Gleichzeitig sind Balancing-Ströme von fast bis zu $2\,\text{A}$ möglich, ohne die maximale Stromgrenze von $5\,\text{A}$ zu überschreiten. Die Baureihe SRP5030T weist bei $6,8\,\mu\text{H}$ bereits niedrigere Wirkungsgrade als $95\,\%$ auf, welche bei höheren Stromraten noch weiter absinken. Aufgrund der niedrigeren Wirkungsgrade wird von der Verwendung einer Leistungsinduktivität der Baureihe SRP5030T an dieser Stelle abgesehen. In Tabelle 5.2 sind die resultierenden Eigenschaften des Konverters für die gewählte Leistungsinduktivität noch einmal zusammengefasst.

Filterkondensatoren

Filterkondensatoren helfen, die Ein- und Ausgangsspannung zu glätten und Spannungsspitzen zu reduzieren, die beim Schalten der Mosfets durch parasitäre Kapazitäten und Induktivitäten verursacht werden. Die parasitären Kapazitäten existieren wie in Abbildung 5.14 gezeigt durch die Mosfets. Parasitäre Induktivitäten entstehen durch die Leiterbahnen auf dem PCB. Zusätzlich existiert durch das verwendete Kabel zur elektrischen Kontaktierung der Batteriezellen mit der Schaltung eine parasitäre Induktivität und ein Widerstand, die mit der Länge des Kabels zunehmen. In [114, 115] wird zwischen hochfrequenten Bypass-Kondensatoren und größeren Ein- und Ausgangskondensatoren unterschieden, die zur Reduktion dieser Spannungsspitzen eingesetzt werden können. Wie in Abbildung 5.14 verdeutlicht, sollten beide Kondensatoren so nah wie möglich am Transistor und der Spule platziert werden.

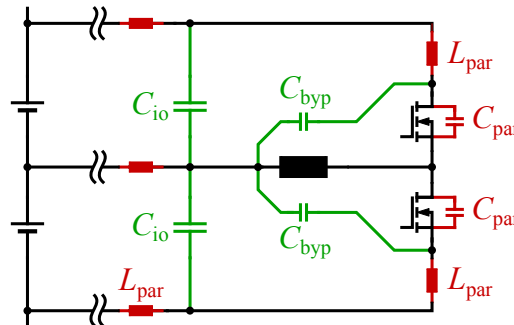


Abbildung 5.14: Anordnung der Filterkondensatoren (in Anlehnung an [114]).

Die hochfrequenten Bypass-Kondensatoren dienen zum Filtern von Spannungsspitzen im MHz-Bereich, die durch das Schalten der Mosfets entstehen. Nach [114] sollten diese zwischen 10 und $470\,\text{nF}$ gewählt werden. Die größeren Ein- und Ausgangskondensatoren dienen zum Glätten der Ein- und Ausgangsspannung und können nach [74] anhand Formel

$$C \geq \bar{I}_{\text{bal}} \cdot \frac{T_{\text{on}}}{\Delta U} = 680\,\text{mA} \cdot \frac{5\,\mu\text{s}}{20\,\text{mV}} = 170\,\mu\text{F} \quad (5.22)$$

bestimmt werden. Dabei wird angenommen, dass die Kondensatoren den mittleren Balancing-Strom $\bar{I}_{\text{bal}}$ innerhalb der Einschaltzeit T_{on} liefern. Die Größe ΔU gibt den zulässigen Spannungsrippel an, der in dieser Zeit am Kondensator entsteht. Dieser Spannungsrippel wird hier mit 20 mV vorgegeben. Daraus ergibt sich ein notwendiger Kondensator von 170 μF . In der Schaltung wurden letztendlich zwei parallele Keramikkondensatoren mit jeweils 100 μF verwendet.

5.4.3 Spannungsversorgung

Jedes Balancing-Modul benötigt zur Ansteuerung der Mosfets und zur Versorgung der Logikschaltung und der Digital-Isolatoren eine Spannungsversorgung. Werden mehrere Balancing-Module in Serie verwendet, muss jedes Modul eine eigene galvanisch getrennte Spannungsversorgung besitzen, da sonst die Spannungsversorgung einen Zellkurzschluss verursachen würde. Bei der Spannungsversorgung sollte zusätzlich darauf geachtet werden, dass der Verbrauch im Standby-Betrieb gering bleibt und die Zellen nicht unterschiedlich belastet werden, da dies sonst zu einer verstärkt inhomogenen Zellbelastung führen kann [30].

Für die Spannungsversorgung sind zwei Ansätze möglich. Zum einen können die Module über eine externe Spannungsversorgung versorgt werden. Denkbar ist das 12 bzw. 48 V Bordnetz zu verwenden oder die Balancing-Module werden über den Zellstrang selbst versorgt. Hierzu muss die Spannungsversorgung galvanisch von den Balancing-Modulen getrennt werden. Dies kann mittels galvanisch getrennten DC/DC-Konvertern realisiert werden. Jedes Balancing-Modul benötigt dann einen eigenen DC/DC-Konverter zur Spannungsversorgung. Nachteil sind die hohen Kosten pro DC/DC-Konverter, der hohe Platzbedarf auf dem PCB, sowie zusätzliche Übertragungsverluste. Vorteil ist, dass bei Auftreten eines Zellfehlers die Ansteuerung inklusive enthaltener Sicherheitsfunktionen nicht ausfällt und höhere Gate-Source-Spannungen zur Ansteuerung der Mosfets zur Verfügung stehen. Bei höheren Gate-Source-Spannungen können Mosfets mit besseren Eigenschaften bezüglich Durchlasswiderstand und Schaltverhalten ausgewählt werden.

Der zweite Ansatz ist die direkte Spannungsversorgung über die beiden Zellspannungen eines Balancing-Moduls. Eine galvanische Trennung durch Transformatoren ist dann nicht mehr notwendig. Dadurch können Kosten gesenkt werden und benötigter Platz auf dem PCB reduziert werden. In Tabelle 2.1 auf S. 7 sind die Zellspannungen der gängigsten Zelltypen aufgelistet. Da die Zellspannungen vom Ladezustand abhängen, sind die minimale und maximale Zellspannung, sowie die Nennspannung bei mittlerem Ladezustand angegeben. Zur Versorgung des Balancing-Moduls stehen somit mindestens 3,6 V bei Verwendung von LTO-Zellen und maximal 8,4 V bei Verwendung von z.B. NMC-Zellen zur Verfügung. Zusätzlich schwanken die Zellspannungen aufgrund des Innenwiderstandes auch mit dem Laststrom. Um eine konstante Spannungsversorgung in einem üblichen Bereich von 3,3 bis 5 V für die Elektronik im Balancing-Modul sicherzustellen, kann ein Tiefsetzsteller oder ein Linearregler verwendet werden. Tiefsetzsteller sind teurer als Linearregler, weisen aber besonders bei einer größeren Spannungsübersetzung einen besseren Wirkungsgrad auf [116]. Da die Elektronik auf dem Balancing-Modul nur während des Balancing-Vorgangs eine Spannungsversorgung benötigt und in der restlichen Zeit in einen Standby-Betrieb mit geringeren Verlusten versetzt werden kann, bietet es sich an einen Linearregler zu verwenden.

Die Elektronik benötigt typischerweise eine Versorgungsspannung zwischen 3,3 und 5 V. Wird die Elektronik direkt über die beiden Zellspannungen versorgt, sollte sichergestellt werden, dass die doppelte Zellspannung nicht unter 3,3 V absinkt. Im ungünstigsten Fall, also bei niedrigem SOC, beträgt die Zellspannung bei der Verwendung von LTO-Zellen 3,6 V und ist somit ausreichend. Wie

im späteren Verlauf der Arbeit erklärt wird, muss aufgrund der Synchrongleichrichtung für die Erkennung des Stromnulldurchgangs eine Versorgungsspannung von 4,7 V bereitgestellt werden. Daher kommt in dieser Arbeit der Linearregler LP2980 von *Texas Instruments* zum Einsatz. Dadurch kann die Schaltung nur mit Zellen verwendet werden, die bei niedrigem SOC eine minimale Zellspannung von 2,5 V aufweisen. Der Linearregler wird nur für die Versorgung der Logikschaltung des Konverters verwendet. Die Mosfets werden zusammen mit dem Gate-Treiber direkt über die doppelte Zellspannung versorgt.

5.4.4 Mosfet und Gate-Treiber

Mosfet

Zum Kommutieren des Spulenstroms zwischen der HS- und LS-Zelle werden Halbleiterschalter benötigt. In diesem Anwendungsfall bietet es sich an, Mosfets zu verwenden, da sie gegenüber BJTs einige Vorteile besitzen [117]. Der Mosfet ist ein spannungsgesteuerter Halbleiterschalter und kann bei höheren Schaltfrequenzen und gleichzeitig geringeren Verlusten betrieben werden. Zusätzlich verhält er sich im eingeschalteten Zustand wie ein Widerstand, was bei niedrigeren Stromstärken zu geringen Durchlassverlusten führt.

Im Folgenden wird erklärt, was bei der Auswahl der Mosfets speziell für diese Anwendung zu beachten ist. Die wichtigsten Eigenschaften sind

- maximale Drain-Source-Spannung U_{DS} größer als die doppelte maximale Zellspannung
- Gate-Source-Schwellenspannung $U_{GS(th)}$ kleiner als die minimale Zellspannung
- maximale Gate-Source-Spannung U_{GS} größer als die maximale Zellspannung
- kleiner Durchlasswiderstand $R_{DS(on)}$
- geringe Gateladung, Eingangskapazität sowie Ein- und Ausschaltzeiten
- maximale Verlustleistung P_V
- maximaler zulässiger Drain-Strom I_D größer als der maximale Balancingstrom
- geringe Drain-Source- und Gate-Source-Leckströme

In diesem Fall werden die Mosfets mit zugehörigem Treiber direkt über die doppelte Zellspannung angesteuert. Die Grenzspannungen U_{DS} und U_{GS} sowie $U_{GS(th)}$ hängen daher direkt von den Zellspannungen ab. Die Zellspannung variiert in Abhängigkeit des verwendeten Zelltyps und mit dem Ladezustand. In Tabelle 2.1 auf S. 7 sind Lithium-Ionen-Akkumulatoren mit verschiedenen Aktivmaterialien in Kathode und Anode aufgelistet. Soll die Schaltung je nach Zelltyp flexibel einsetzbar sein, sollte ein Mosfet gewählt werden, dessen Schwellenspannung $U_{GS(th)}$ kleiner als die doppelte minimale Entladeschlussspannung von 3,6 V ist. Die maximale Drain-Source- und Gate-Source-Spannung U_{DS} und U_{GS} des Mosfets muss größer als die doppelte maximale Ladeschlussspannung von 8,4 V gewählt werden.

Für Anwendungen dieser Art, bei denen nur niedrige Spannungen zur Ansteuerung der Mosfets zur Verfügung stehen, können spezielle *Logic-Level Mosfets* verwendet werden. Diese können schon bei sehr niedrigen Schwellenspannungen $U_{GS(th)}$ von 1 bis 2 V durchschalten. Die Schwellenspannung wird über die Dicke des Gateoxids und die Dotierung des Substrats eingestellt. Für logic-level

Schalter mit niedrigem $U_{GS(th)}$ wird das Gateoxid dünn gehalten und die Dotierung im Substrat erhöht. Nachteil ist, dass sich bei einem dünneren Gateoxid die Gate-Oxid-Kapazität erhöht. Eine größere Gate-Oxid-Kapazität führt zu einer größeren Eingangskapazität, was negativ für das Schaltverhalten des Mosfets ist. Zudem kann es bei kleineren $U_{GS(th)}$ eher zum unerwünschten Einschalten des Mosfets kommen. Ursache können Störspannungen am Gate sein, die insbesondere bei höheren Schaltfrequenzen auftreten. [117]

Der Durchlasswiderstand $R_{DS(on)}$ sollte kleiner oder ähnliche Werte wie der ESRs der Leistungsinduktivität von hier 18,5 mΩ aufweisen, um zu verhindern, dass die Hauptverluste durch die Mosfets verursacht werden. Typische Werte für $R_{DS(on)}$ liegen im Bereich von 1 bis 100 mΩ. Der Durchlasswiderstand setzt sich aus verschiedenen Komponenten zusammen. Für logic-level Mosfets mit niedrigen Sperrspannungen überwiegen der Beitrag des Kanal-Widerstands, der elektrischen Kontaktierung zum Halbleiter-Material innerhalb des ICs und der Widerstand des Substrats. Um einen kleineren $R_{DS(on)}$ zu erzielen, kann beispielsweise der Kanal breiter gewählt werden [117, 118]. Durch solche Maßnahmen können sich jedoch auch die Schalteigenschaften des Mosfets verschlechtern. So konnte beobachtet werden, dass Mosfets mit kleinerem $R_{DS(on)}$ eine größere Gate-Ladung zum Durchschalten benötigen. Der Durchlasswiderstand sollte daher nicht zu klein und immer in Relation zum ESR der Leistungsinduktivität und anderer Serienwiderstände der Schaltung gewählt werden.

Das Schaltverhalten des Mosfets wird maßgeblich durch die Gate-Kapazität bestimmt, die auch als Eingangskapazität bezeichnet wird. Diese setzt sich aus der Gate-Source- und der Gate-Drain-Kapazität zusammen. Beim Einschalten muss die Gate-Kapazität geladen und beim Ausschalten entladen werden. Diese Aufgabe übernimmt der Gate-Treiber. Soll der Mosfet schneller geschaltet werden, müssen höhere Gate-Ströme vom Treiber bereitgestellt werden, um die Gate-Kapazität in kürzerer Zeit umzuladen. Dadurch entstehen mehr Verluste. Grundsätzlich kann gesagt werden, dass eine kleinere Gate-Kapazität höhere Schaltfrequenzen zulässt [117]. Die Wahl des Mosfets muss daher mit dem Gate-Treiber abgestimmt sein.

Mit der Wahl der Leistungsinduktivität ergibt sich nach Tabelle 5.2 ein maximaler mittlerer Balancing-Strom von 1,8 A bei einem Spitzenstrom von 5 A. Der Mosfet muss so gewählt werden, dass er diesen Drain-Strom führen kann. Der Drain-Strom verursacht Verluste im Transistor, die zu einer Erwärmung des Bauteils führen. Bei Vernachlässigung der Schaltzeiten können diese anhand der Durchlassverluste abgeschätzt werden, die sich nach

$$P_{D,Kanal} = I_D^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot d \quad \text{und} \quad P_{D,Diode} = I_D \cdot U_F \cdot (1 - d) \quad (5.23)$$

ergeben [116]. Die Durchlassverluste unterscheiden sich zwischen Verlusten, die im durchgeschalteten Zustand im Kanal durch $R_{DS(on)}$ entstehen und den Verlusten, die bei leitender Body-Diode durch die Flussspannung U_F entstehen. Die Schaltverluste entstehen beim Übergang zwischen ein- und ausgeschaltetem Zustand und können nach

$$P_S = \frac{1}{2} \cdot U_{DS} \cdot I_D \cdot f_S (T_r + T_f) \quad (5.24)$$

berechnet werden [119]. Hierbei wird angenommen, dass der Mosfet einen konstanten Laststrom bei konstanter Drain-Source-Spannung einmal ein und ausschaltet. Dabei entstehen Verluste, da der Schaltvorgang eine gewisse Zeit benötigt, die hier mit der Anstiegszeit T_r und Abstiegszeit T_f

berücksichtigt wird. Sind T_r und T_f klein gegenüber der Einschaltzeit $T_{on} = dT_S$, können T_r und T_f bei der Berechnung der Durchlassverluste vernachlässigt werden. Gut zu erkennen ist, dass die Schaltverluste mit steigender Frequenz zunehmen.

Wird die Temperatur, die durch die Verluste entsteht nicht ausreichend an die Umgebungstemperatur T_A abgeführt, kann es zu einer Zerstörung des Transistors kommen. Die Grenztemperatur wird von der Sperrschicht (engl. Junction) bestimmt. Bei Silizium-basierten Transistoren darf die Sperrschichttemperatur den materialabhängigen Grenzwert von 175°C nicht überschreiten. Aus Sicherheitsgründen wird mit einer maximalen Sperrschichttemperatur $T_{J,max}$ von 150°C gerechnet. Im Datenblatt wird die Verlustleistung P_{tot} des Transistors in Abhängigkeit der Gehäusetemperatur T_C angegeben. Ist die Verlustleistung bekannt, kann die maximal zulässige Gehäusetemperatur abgelesen werden. Ist die Gehäusetemperatur zu hoch, muss ein Kühlkörper eingesetzt werden, um die überschüssige Wärme besser abführen zu können [92, S. 208].

Tabelle 5.3: Mosfet-Eigenschaften.

Symbol	Beschreibung	FDD6670A	FDD6685	Einheit
$R_{DS(on)}$	Durchlasswiderstand	10	30	m Ω
I_D	Drain-Strom	15	−11	A
P_V	Verlust-Leistung	1,3	1,6	W
$U_{GS(th)}$	Gate-Source-Schwellenspannung	4,5	−4,5	V
U_{GS}	max. Gate-Source-Spannung	± 20	± 25	V
U_{DS}	max. Drain-Source-Spannung	30	−30	V
U_F	Flussspannung der Body-Diode	0,74	−0,8	V
T_r	Turn-On Anstiegszeit	12	11	ns
T_f	Turn-Off Abfallzeit	19	21	ns

In dieser Arbeit kommen der n- und p-Kanal-Mosfet FDD6670A und FDD6685 der Firma *Fairchild* zum Einsatz. Bei der Auswahl wurde darauf geachtet, dass beide Mosfets möglichst ähnliche Eigenschaften aufweisen. Die angegebene maximale Verlustleistung ist bei einer Umgebungstemperatur von 25°C ohne Einsatz besonderer Kühlmaßnahmen durch einen Kühlkörper oder eines extra großen Löt pads auf der Leiterplatte gültig. Ohne Einsatz einer Synchrongleichrichtung ergeben sich die Durchlassverluste in der Body-Diode aus mittlerem Balancing-Strom und Flussspannung zu $1,8\text{ A} \cdot 0,8\text{ V} = 1,5\text{ W}$. In diesem Betriebspunkt wird die maximale Verlustleistung des n-Kanal Mosfets bereits überschritten. Ein Aussteuern der Schaltung bei maximalem Balancing-Strom sollte ohne den Einsatz einer Synchrongleichrichtung daher vermieden werden. Bei Einsatz einer Synchrongleichrichtung können die maximalen Durchlassverluste mit $(1,8\text{ A})^2 \cdot 30\text{ m}\Omega = 97\text{ mW}$ abgeschätzt werden. Durch den Einsatz einer Synchrongleichrichtung werden die maximalen Verluste beider Mosfets nicht Ansatzweise erreicht. Beide Mosfets schalten bereits bei einer Schwellenspannung von $4,5\text{ V}$ durch und können so direkt mit der doppelten Zellspannung angesteuert werden. Die Leckströme beider Mosfets sind kleiner als $1\text{ }\mu\text{A}$. In Tabelle 5.3 sind die Eigenschaften beider Mosfets zusammengefasst.

Gate-Treiber

Zum Ansteuern von Transistoren werden Treiber-Schaltungen benötigt. Diese ermöglichen durch Laden und Entladen der Gate-Kapazität die Transistoren mit niedrigem Durchlasswiderstand stabil ein und auszuschalten. Zwei Varianten können in diesem Fall genutzt werden. Bei der ersten Variante werden zwei n-Kanal-Mosfets verwendet. Der Low-Side-Mosfet kann mit einem einfachen LS-Treiber angesteuert werden. Für die Ansteuerung des High-Side-Mosfets wird eine sogenannte Bootstrap-Schaltung benötigt. Ein Hilfskondensator (Bootstrap-Kondensator) stellt die Gate-Source-Spannung des HS-Mosfets zur Verfügung. Der Bootstrap-Kondensator wird über eine Bootstrap-Diode aufgeladen, solange der LS-Mosfet eingeschaltet ist. Die Bootstrap-Schaltung hat den Vorteil, dass ein n-Kanal HS-Mosfet verwendet werden kann, die gegenüber p-Kanal Mosfets bessere Eigenschaften aufweisen. Insbesondere können kleinere Durchlasswiderstände aufgrund der zwei bis dreimal höheren Beweglichkeit der negativen Ladungsträger erzielt werden [92, S. 197] (vgl. Tabelle 5.3). Nachteilig sind die zusätzlichen Bauteile von Kondensator und Diode, sowie ein eingeschränktes Tastverhältnis [120]. Bei der zweiten Variante wird für den LS-Mosfet ebenfalls ein n-Kanal und für den HS-Mosfet ein p-Kanal Mosfet verwendet. Die Ansteuerung des HS-Mosfets ist dann wesentlich einfacher, weil sie hier ebenfalls mit einem LS-Treiber umgesetzt werden kann. [121]

In dieser Arbeit kommt ein p- und ein n-Kanal-Mosfet für den oberen und unteren Mosfet zum Einsatz. Zur richtigen Wahl des LS-Treibers sind folgende Größen relevant. Die Wahl des HS-Treibers funktioniert analog.

- maximale Leistung
- Ausgangsspitzenstrom (Quelle und Senke)
- notwendige Versorgungsspannung
- Ruhestromverluste
- maximal anschließbare Ausgangskapazität

Die Leistung des Treibers muss größer als die umgesetzte Verlustleistung im Treiber gewählt werden. Die Verlustleistung setzt sich aus drei Anteilen zusammen: Verluste P_C die beim Umladen der Gate-Kapazität während des Schaltens entstehen, die Ruhestromverluste P_Q (engl. Quiescent Current) und die Kurzschlussverluste P_S die beim Überlappen der Ein- und Ausschalzeiten der Transistoren im Treiber entstehen (engl. Cross Conduction oder Shoot-Through).

$$P_D = P_C + P_Q + P_S < 80 \text{ mW} \quad (5.25)$$

$$P_C = C_G \cdot U_{CC}^2 \cdot f_S = 3 \text{ nF} \cdot (10 \text{ V})^2 \cdot 100 \text{ kHz} = 30 \text{ mW} \quad (5.26)$$

$$P_Q = (I_{QH} \cdot d + I_{QL} \cdot (1 - d)) \cdot U_{CC} = 1 \text{ mA} \cdot 10 \text{ V} = 10 \text{ mW} \quad (5.27)$$

$$P_S = CC \cdot f_S \cdot U_{CC} < 8 \text{ mW} \quad (5.28)$$

Dabei ist C_G die Gate-Kapazität des Mosfets, U_{CC} die Versorgungsspannung des Treibers, f_S die Schaltfrequenz, I_{QH} und I_{QL} der Ruhestrom, der bei einem High- bzw. Low-Pegel in den Eingang des Treibers fließt, d ist das Tastverhältnis und CC eine Konstante, die die Überlappungszeit der beiden Transistoren im Treiber berücksichtigt. Im Betrieb und bei niedrigeren Frequenzen überwiegen normalerweise die Verluste, die beim Umladen der Gate-Kapazität entstehen. Bei

höheren Frequenzen sind auch die Verluste während der Überlappungszeit zu berücksichtigen. Zusätzlich sollten die Ruhestromverluste möglichst klein sein, da sich sonst die Zellen langsam über den Treiber entladen. [122]

In dieser Arbeit kommt der Gate-Treiber LM5111 von *Texas Instruments* zum Einsatz. Aus dem Datenblatt des Treibers und der eingesetzten Mosfets ergibt sich eine Verlustleistung von 1 W. Um die Verluste nach oben abzuschätzen, wird hier durchgehend mit einer doppelten Zellspannung von 10 V gerechnet. Die Kurzschlussverluste sind im Datenblatt für eine Frequenz von 300 kHz mit 8 mW angegeben. Da der Treiber zum Ansteuern beider Mosfets eingesetzt wird, müssen die Verluste P_C doppelt berücksichtigt werden. Die Gesamtverluste im Treiber sind somit kleiner als 80 mW. Negativ zu erwähnen ist der relativ hohe Ruhestrom von 1 mA.

Die Gate-Kapazität setzt sich aus der Gate-Source- und der Gate-Drain-Kapazität (Miller-Kapazität) zusammen. Sie kann aus der Versorgungsspannung und der Gate-Ladung ermittelt werden. Im Datenblatt des Mosfets ist normalerweise die Gate-Ladung Q_G über der Gate-Source-Spannung (hier gleich der Versorgungsspannung des Treibers) aufgetragen und kann somit abgelesen werden. Für eine Drain-Source-Spannung von 10 V ergibt sich aus dem Datenblatt des n-Kanal-Mosfets eine Gate-Ladung von 30 nC und eine Gate-Kapazität von

$$C_G = \frac{Q_G}{U_{CC}} = \frac{30 \text{ nC}}{10 \text{ V}} = 3 \text{ nF} \quad (5.29)$$

Die Anstiegs- und Abfallzeit T_r und T_f der Mosfets sind Tabelle 5.3 zu entnehmen. Der Treiber muss in der Lage sein, die Gate-Kapazität innerhalb dieser Zeiten zu laden und zu entladen. Der notwendige Ausgangsspitzenstrom des Treibers ergibt sich somit aus dem Zusammenhang $I = C \cdot dU/dt$. Der Gate-Treiber LM5111 kann mit maximal 3 und 5 A die Gate-Kapazität laden und entladen. [122]

$$I_{\text{source}} = C_G \cdot \frac{U_{CC}}{T_r} < 3 \text{ nF} \cdot \frac{10 \text{ V}}{11 \text{ ns}} = 2,8 \text{ A} \quad (5.30)$$

$$I_{\text{sink}} = C_G \cdot \frac{U_{CC}}{T_f} < 3 \text{ nF} \cdot \frac{10 \text{ V}}{19 \text{ ns}} = 1,6 \text{ A} \quad (5.31)$$

5.4.5 Selbstentladung und zulässige Leckströme

Durch die Leckströme, die durch die zusätzliche Beschaltung des BMS entstehen, wird die Selbstentladung der Zellen erhöht. Soll die Selbstentladung nicht unnötig erhöht werden, sollte darauf geachtet werden, die Leckströme des BMS um einen Faktor 10 kleiner als die eigentliche Selbstentladung der Zellen zu halten. Nach Tabelle 2.2 auf S. 10 besitzen Lithium-Ionen Zellen eine Selbstentladerate von 1 bis 3 % pro Monat. Wird von einer Zelle mit einer Kapazität von 1 Ah ausgegangen, ergibt sich für eine Selbstentladerate von 1 % pro Monat ein Entladestrom von ca. 14 μA . Da in den meisten Anwendungen Zellen mit einer größeren Kapazität zum Einsatz kommen und diese Zellen einen entsprechend größeren Selbstentladestrom aufweisen, sind 14 μA ein geeigneter Richtwert, zur Begrenzung der durch das BMS hervorgerufenen Leckströme.

Ein anderer Ansatz ist, die Leckströme so zu begrenzen, dass die Zellen in einer festgelegten Zeit nicht durch die Leckströme vollständig entladen werden. Bei Anwendungen, die ständig in Benutzung sind, können so höhere Leckströme zugelassen werden. Geht man z.B. davon aus, dass ein Elektroauto mindestens einmal im Monat nachgeladen wird und begrenzt die monatliche Selbstentladerate auf 10 % ergibt sich für eine Zelle mit einer Kapazität von 10 Ah ein zulässiger Leckstrom von 1,4 mA.

Die Leckströme des BMS sollten nach dieser Rechnung bei einem Elektroauto daher kleiner als 1,4 mA betragen. Bei diesem Szenario muss zusätzlich sichergestellt werden, dass die Batterie nach Benutzung bei Erreichen eines sehr niedrigen Ladezustands unmittelbar nachgeladen wird, da sonst der Ruhestrom dennoch zu einer Tiefentladung der Batterie führt. Ist das nicht möglich, muss entweder die nutzbare Kapazität eingeschränkt werden, sodass bei einem angezeigten Ladezustand von 0 % weiterhin eine ausreichende Restladung existiert oder der Leckstrom muss weiter reduziert werden. Das Ergebnis ist für beide Beispielrechnungen noch einmal in Tabelle 5.4 festgehalten.

Tabelle 5.4: Maximal zulässiger Leckstrom in Abhängigkeit der Anwendung.

Anwendung	BMS-Leckstrom
unabhängig	$< 14 \mu\text{A}$
Elektroauto	$< 1,4 \text{ mA}$

5.5 Ansteuerung mit Synchrongleichrichtung

In diesem Abschnitt wird eine im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Lösung vorgestellt, wie erzwungenes Balancing zusammen mit einer Synchrongleichrichtung (SG) speziell für diese Schaltung umgesetzt werden kann (vgl. Abschnitt 5.2.3). Beim erzwungenen Balancing kann unabhängig von der Zellspannung die Balancing-Richtung jedes Konverters kontrolliert werden. Ohne Synchrongleichrichtung ist die Umsetzung eines erzwungenen Balancings verhältnismäßig einfach zu realisieren, da die Body-Diode während der Entladung der Speicherdrossel den Strom führt und sperrt, sobald der Spulenstrom auf Null abgesunken ist. Dabei entstehen jedoch zusätzliche Verluste in der Body-Diode, die speziell bei Anwendungen wie dieser mit niedrigen Spannungen und moderaten Strömen durch eine Synchrongleichrichtung drastisch reduziert werden können (vgl. Abschnitt 5.2.2). Durch die SG wird die Ansteuerung der Mosfets jedoch komplizierter, da der eigentlich passive Mosfet, der hier auch als *Slave* bezeichnet wird, aktiv im Stromnulldurchgang abgeschaltet werden muss. Ein Umkehren des Spulenstroms und ein erneutes Entladen der eigentlich zu ladenden Zelle wird dadurch verhindert. Im Folgenden werden Lösungen für die Umsetzung der SG verwandter Topologien und mögliche Ansätze zur Umsetzung der SG speziell für diese Topologie diskutiert. Im Anschluss wird die Hardware-Umsetzung des gewählten Ansatzes genauer beschrieben.

5.5.1 Kommerzielle Lösungen und alternative Ansätze

Kommerzielle Lösungen verwandter Topologien

Eine Synchrongleichrichtung mit Strom-Nullldurchgang-Erkennung (engl. Zero-Crossing-Detection) wird in kommerziellen ICs wie dem MAX796 von *Maxim Integrated* [123] oder dem NCP5901B von *ON Semiconductor* [124] verwendet. Beide ICs sind speziell für Synchronwandler entwickelt und ermöglichen ausschließlich eine Synchrongleichrichtung mit dem LS-Mosfet. Ein Einsatz der ICs für diesen Balancing-Konverter kommt daher nicht in Frage.

Beide ICs nutzen eine Verriegelung mit einem Und-Gatter, sodass der LS-Mosfet nur eingeschaltet werden kann, wenn der HS-Mosfet ausgeschaltet ist. Dadurch wird verhindert, dass beide Mosfets gleichzeitig eingeschaltet werden können. Zusätzlich wird eine Totzeit zwischen beiden Gate-Treiber-Signalen berücksichtigt, um einen sogenannten *Shoot-Through* zu verhindern. Bei einem Schaltwechsel der beiden Mosfets kann es für einen kurzen Moment vorkommen, dass beide Mosfets aufgrund von Schaltverzögerungen gleichzeitig eingeschaltet sind. Dies würde ebenfalls zu einem Kurzschluss der Quelle führen. Eine Totzeit verhindert, dass es zu einem solchen Shoot-Through kommt. In Abbildung 5.15 ist das Blockschaltbild der Synchrongleichrichtung des Treibers MAX796 dargestellt. Dieses IC nutzt zur Strommessung einen Shunt in Serie mit der Leistungsinduktivität. Die Messspannung CS am Shunt wird zusätzlich für die ZCD verwendet und mit einer Referenzspannung von hier 100 mV verglichen. Unterschreitet die Messspannung vom Betrag her die 100 mV, wird das nachfolgende RS-Flip-Flop zurückgesetzt. Der LS-Mosfet wird dadurch ausgeschaltet. Das RS-Flip-Flop wird erst wieder durch Einschalten des oberen Mosfets gesetzt.

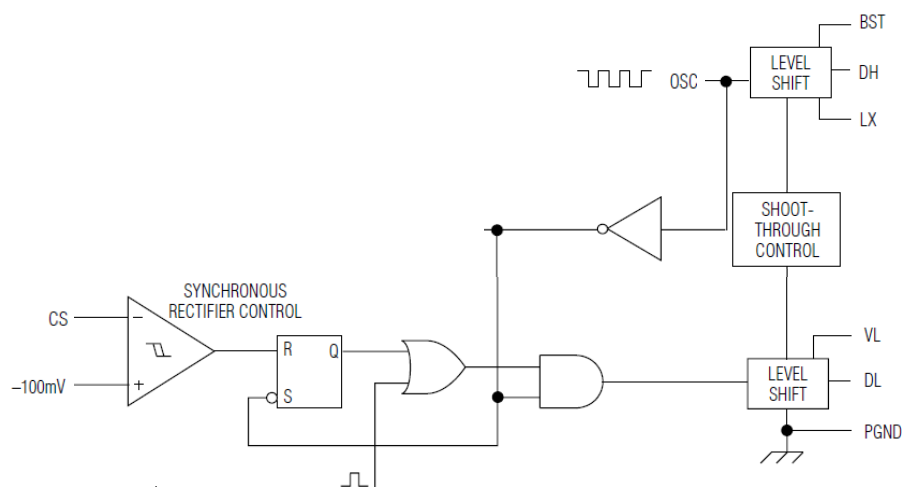


Abbildung 5.15: Blockschaltbild einer kommerziellen Synchrongleichrichtung eines Synchronwandlers. [123]

Eine andere Möglichkeit ist der Einsatz eines festen Timers, zum Einstellen des Tastverhältnisses der PWM des Slave-Mosfets. Der Timer richtet sich nach dem Tastverhältnis der PWM des Master-Mosfets. Ein weiterer Ansatz für die ZCD ist die Verwendung des Spannungsabfalls am Durchlasswiderstand des Slave-Mosfets anstelle eines zusätzlichen Messshunts. Zum Einschalten des Slave-Mosfets könnte auch dessen Flussspannung der Body-Diode verwendet werden. Bei Verwendung der Flussspannung ist ein RS-Flip-Flop wie in Abbildung 5.15 notwendig, um am Ende der SG nach Abschalten des Slave-Mosfets ein erneutes Einschalten aufgrund der wiederkehrenden Flussspannung innerhalb der gleichen Schaltperiode zu verhindern.

Des Weiteren kann an dieser Stelle noch das IC UCC24610 von *Texas Instruments* genannt werden, dass zur SG von Sperrwandler-Topologien eingesetzt werden kann. Aber auch dieses IC kann nur zur Ansteuerung des LS-Mosfets eingesetzt werden. Da bei dieser Schaltung beide Mosfets sowohl als Slave wie auch als Master verwendet werden, und ein kommerzielles IC zur Ansteuerung des HS-Mosfets speziell für diese Anwendung nicht gefunden werden konnte, wird eine eigene Lösung für die SG erarbeitet.

Alternative Ansätze

In Abschnitt 5.2.3 werden vier Ansätze zur Ansteuerung der Balancing-Konverter mit einem zentralen Master-Mikrocontroller diskutiert, für die sich nur Ansatz 1, 3 und 4 für ein erzwungenes Balancing mit Synchrongleichrichtung eignen. Bei Ansatz 1 erzeugt der Mikrocontroller für jeden Transistor ein individuelles PWM-Signal. Bei Ansatz 3 wird für alle Konverter zusammen ein Master- und ein Slave-PWM-Signal erzeugt. Mit zwei individuellen Steuersignalen pro Konverter kann die Balancing-Richtung gesteuert werden, sowie der Balancing-Vorgang für jeden Konverter ein- und ausgeschaltet werden. Durch diese Veränderung müssen nur noch zwei PWM-Signale vom Mikrocontroller erzeugt werden. Bei Ansatz 4 entfällt das vom Mikrocontroller erzeugte PWM-Signal für die Slave-Transistoren. Das für die Synchrongleichrichtung notwendige Slave-PWM-Signal wird dann mit Hilfe einer zusätzlichen Logikschaltung und einer ZCD lokal auf jedem Konverter erzeugt.

Ansatz 1 und 4 haben den Vorteil, dass die Tastverhältnisse der PWM-Signale für jeden Konverter individuell eingestellt werden. Da die Einschaltzeit des synchrongleichrichtenden Transistors von den Zellspannungen und der Einschaltzeit des Master-Transistors abhängt, kann die Zeit, in der die Body-Diode leitet, durch die individuelle Wahl der Tastverhältnisse reduziert, und so der Wirkungsgrad für jeden Konverter verbessert werden. Um diesen Vorteil gegenüber Ansatz 3 abzuschätzen, wird im Folgenden das notwendige Tastverhältnis des Slave-Transistors in Abhängigkeit der Zellspannungen und des Tastverhältnisses des Master-Transistors für den DCM bestimmt.

Werden die parasitären ohmschen Verluste vernachlässigt und wird von einer konstanten jedoch vom SOC abhängigen Zellspannung ausgegangen, so kann das für die Synchrongleichrichtung notwendige Tastverhältnis des Slave-Transistors aus dem einfachen Zusammenhang $u = L \cdot di/dt$ bestimmt werden. Hierzu wird zunächst der Spulenstrom bestimmt, der sich durch Einschalten des Master-Transistors ergibt

$$\Delta I_L = \frac{U_M \cdot T_{ON}}{L} = \frac{U_M \cdot d_M \cdot T_S}{L} \quad (5.32)$$

Der Index M bezieht sich auf die Zelle, die durch Ansteuern des Master-Transistors entladen wird. Im stationären Betrieb sollte die Spule durch Einschalten des Slave-Transistors wieder vollständig entladen werden. Daher ergibt sich die maximal notwendige Zeit T_r für die Synchrongleichrichtung zu

$$T_r = d_S \cdot T_S \leq L \cdot \frac{\Delta I_L}{U_S} \quad (5.33)$$

Wird der Spulenstrom in diese Formel eingesetzt, so kann das gesuchte Tastverhältnis der Slave-PWM wie folgt berechnet werden

$$d_S \leq \frac{U_M}{U_S} \cdot d_M \quad \text{und} \quad d_M + d_S + \frac{T_{dt}}{T_S} < 1 \quad (5.34)$$

Dabei ist zu beachten, dass beide Tastverhältnisse zusammen nicht größer als eins gewählt werden, um ein Überlappen der Einschaltzeiten beider Transistoren zu verhindern. Zusätzlich ist eine Totzeit T_{dt} zwischen beiden Einschaltzeiten zu berücksichtigen, um einen Shoot-Through zu verhindern. Für den in der Realität eher unrealistischen Fall, dass die Zellspannungen stark unterschiedlich sind, ergibt sich das Slave-Tastverhältnis für ein Master-Tastverhältnis von $d_M = 0,5$ zu

$$d_S < 0,5 \leq \frac{4 \text{ V}}{3 \text{ V}} \cdot 0,5 = 0,67 \quad \text{und} \quad d_S \leq \frac{3 \text{ V}}{4 \text{ V}} \cdot 0,5 = 0,38 \quad (5.35)$$

Links wird das Tastverhältnis für eine Master-Zellspannung von 4 V und eine Slave-Zellspannung von 3 V berechnet. Rechts ist das Tastverhältnis für die vertauschten Zellspannungen berechnet. Es wird deutlich, dass das Tastverhältnis stark vom Zellspannungsunterschied abhängt. In der Realität werden die Zellspannungen jedoch näher beieinander liegen. Für einen realistischeren Zellspannungsunterschied von 200 mV im Bereich der Nennspannung von 3,7 V ergibt sich das Tastverhältnis wie folgt

$$d_S < 0,5 \leq \frac{3,8 \text{ V}}{3,6 \text{ V}} \cdot 0,5 = 0,53 \quad \text{und} \quad d_S \leq \frac{3,6 \text{ V}}{3,8 \text{ V}} \cdot 0,5 = 0,47 \quad (5.36)$$

Es wird deutlich, dass für in der Realität wahrscheinlichere kleinere Zellspannungsunterschiede kaum eine individuelle Anpassung des Slave-Tastverhältnisses für die einzelnen Konverter notwendig ist. Bei zu kurzer Einschaltdauer des Slave-Transistors, würde dies eine längere stromführende Phase der Body-Diode verursachen. Im DCM werden dadurch aber kaum zusätzliche Verluste verursacht, da die Body-Diode nur in der Phase den Strom führt, in der der Strom bereits sehr gering ist. Aus diesen Überlegungen zeigt sich, dass Ansatz 1 und 4 für den DCM kaum einen Vorteil gegenüber Ansatz 3 zur Verbesserung des Wirkungsgrads besitzen. Im CCM sinkt der Strom in der Spule nicht vollständig zu Null, sodass Ansatz 1 und 4 durchaus eine Wirkungsgradverbesserung erzielen können. Im Folgenden wird eine Lösung für Ansatz 4 vorgestellt. Ansatz 4 hat zusätzlich den Vorteil, dass ein PWM-Signal weniger an die einzelnen Konverter übertragen werden muss. Dadurch kann ein günstigerer Digital-Isolator mit nur einem Übertragungs-Kanal auf jedem Konverter eingesetzt werden. Jedoch erhöht sich der Schaltungsaufwand auf den Konvertern durch die zusätzlich notwendige ZCD.

5.5.2 Aufbau der Ansteuerungsschaltung

Zur Ansteuerung der Mosfets mit erzwungenem Balancing und Synchrongleichrichtung werden zwei PWM-Signale benötigt. Hierzu ist auf jedem Konverter eine eigene Ansteuerungsschaltung implementiert, die die Steuersignale des Mikrocontrollers verarbeitet und die notwendigen Trigger-PWMs generiert. Hierzu werden, wie in Abschnitt 5.3 beschrieben die drei Signale: PWM , EN_i und DIR_i vom Mikrocontroller an jedes Balancing-Modul gesendet. Das PWM-Signal wird nur einmal generiert und an alle Konverter gesendet. Die Logik-Signale EN_i und DIR_i werden für jedes Modul separat generiert. Das Enable-Signal ermöglicht das Ein- und Ausschalten eines Balancing-Vorgangs, das Direction-Signal bestimmt die Richtung der Energieübertragung zwischen den beiden Zellen und mit dem Tastverhältnis des PWM-Signals kann für alle Konverter die Balancing-Leistung gesteuert werden.

Die Ansteuerungsschaltung der Balancing-Module kann, wie in Abbildung 5.16 gezeigt, in die folgenden Funktionseinheiten unterteilt werden:

- eine Logikschaltung (engl. Logic Circuit)
- eine Stromerkennung (engl. Current Detection)
- ein Verzögerungsglied z^{-1} zur Einstellung der Totzeit

Die Logikschaltung erzeugt aus den Steuersignalen und dem PWM-Signal die eigentlichen Ansteuer-signale der Mosfets, die in der Abbildung als Trigger-PWMs bezeichnet werden. Die Logikschaltung benötigt zusätzlich das Signal CD der Stromerkennung zum rechtzeitigen Abschalten des Slave-

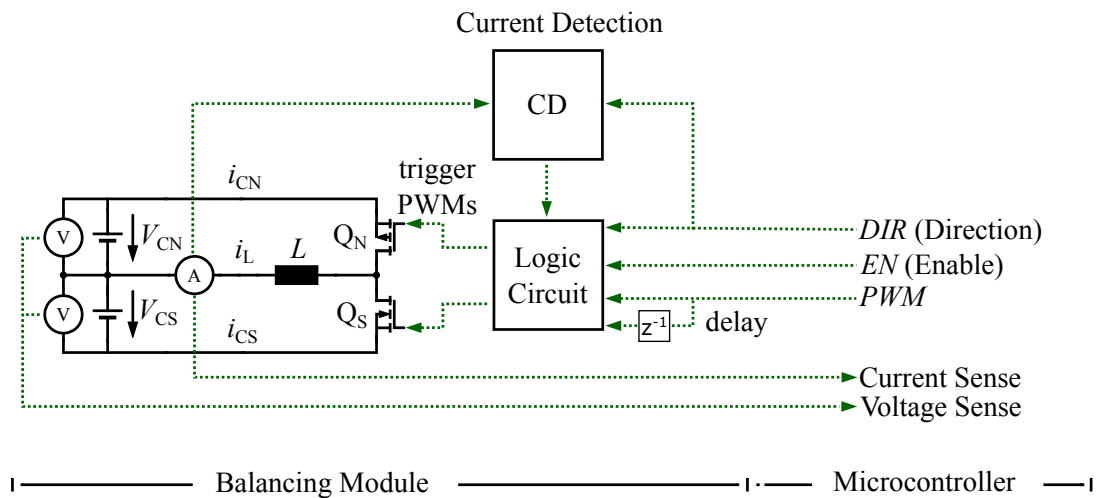


Abbildung 5.16: Aufbau der Ansteuerungsschaltung der Balancing-Module.

Transistors. Zusätzlich wird das PWM-Signal des Mikrocontrollers verzögert. Die Verzögerung dient zum Einstellen der Totzeit zwischen beiden Trigger-PWMs, um einen Shoot-Through zu vermeiden. Im Folgenden werden die einzelnen Funktionseinheiten genauer beschrieben.

5.5.3 PWM-Erzeugung und Totzeit-Einstellung

Die beiden Trigger-PWMs müssen um eine Totzeit zueinander verschoben werden, damit niemals beide Transistoren gleichzeitig durchschalten, was zu einem Kurzschluss der Zellen führt. Dennoch sollte die Totzeit so klein wie möglich gewählt werden, um zusätzliche Verluste in der Body-Diode des Slave-Mosfets zu verhindern.

Die Verzögerung wird mit einem einfachen RC-Tiefpass realisiert. Das originale Mikrocontroller-PWM-Signal und das verzögerte PWM-Signal werden an einen Decoder in der Logikschaltung übergeben. Der Decoder erzeugt anhand logischer Verknüpfungen aus dem originalen und dem verzögerten PWM-Signal die beiden PWM-Signale für den Master- und Slave-Transistor. Tabelle 5.5 zeigt die Wahrheitstabelle, nach der das verzögerte und das originale PWM-Signal logisch verknüpft werden. In Abbildung 5.17 ist das Verfahren noch einmal veranschaulicht.

Tabelle 5.5: Wahrheitstabelle zur PWM-Erzeugung.

PWM #	μC A_2	Delay A_1	Master $A_2 \wedge A_1$	Slave $\neg(A_2 \vee A_1)$
0	0	0	0	1
1	0	1	0	0
2	1	0	0	0
3	1	1	1	0

Eine geeignete Wahl von R und C stellt die notwendige Totzeit ein. Aus der Sprungantwort des RC-Tiefpasses auf eine Pegeländerung des PWM-Signals kann der Verlauf des verzögerten PWM-Signals im Zeitbereich mit Formel 5.37 angegeben werden. Zur Veranschaulichung ist das verzögerte

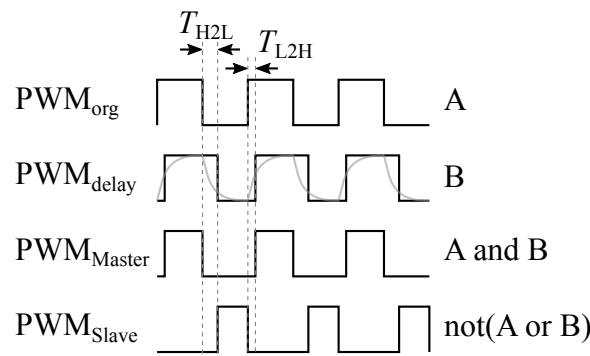


Abbildung 5.17: Erzeugung der PWM-Signale für den Master- und Slave-Mosfet.

PWM-Signal in Abbildung 5.17 in grau eingezeichnet. Die Formel ist gültig, wenn das verzögerte PWM-Signal innerhalb der Periodenzeit den Endwert, also den High- bzw. Low-Pegel erreicht. Mit guter Näherung kann angenommen werden, dass der Endwert nach der Zeit 5τ erreicht ist. Nach 5τ (mit $\tau = RC$) hat das Signal 99 % des Endwerts erreicht. Die Ein- und Ausschalzeit des PWM-Signals sollte daher keine Werte kleiner als 5τ annehmen.

$$U_{\text{delay}}(t) = \begin{cases} U_H \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) & \text{Low-to-High-Pegel} \\ U_H \cdot e^{-\frac{t}{RC}} & \text{High-to-Low-Pegel} \end{cases} \quad (5.37)$$

Der Decoder erkennt über einer minimalen Eingangsspannung U_{IH} einen High-Pegel und unter einer maximalen Eingangsspannung U_{IL} einen Low-Pegel. Diese Schwellenwerte sind im Datenblatt des Decoders¹ zu finden und in Tabelle 5.6 aufgeführt. Je nachdem wie stark das PWM-Signal durch den RC-Tiefpass verzögert wird, erkennt der Decoder aufgrund der Schwellenwerte erst zu einem späteren Zeitpunkt einen High- bzw. Low-Pegel. Die Totzeit ergibt sich aus dieser Verzögerung. Zur Veranschaulichung ist das PWM-Signal, dass der Decoder aus dem verzögerten PWM-Signal aufgrund der Schwellenwerte intern erkennt in Abbildung 5.17 in schwarz eingezeichnet.

Im Datenblatt hängen die Schwellenwerte stark von der Versorgungsspannung des Decoders ab. In der umgesetzten Schaltung wird der Decoder mit einer Versorgungsspannung von 4,7 V versorgt². Leider sind im Datenblatt keine Schwellenwerte für eine Versorgungsspannung von 4,7 V angegeben. Für Versorgungsspannungen von 4,5 und 6 V betragen die Schwellenwerte im Datenblatt 30 und 70 % der Versorgungsspannung. Bei einer Versorgungsspannung von 4,7 V ergeben sich somit für den unteren und oberen Schwellenwert U_{IL} und U_{IH} ca. 1,4 und 3,3 V.

Bestimmung der notwendigen Totzeit

Ungeklärt ist noch die Frage, wie groß die Totzeit mindestens sein soll. Um diese Frage beantworten zu können, muss die gesamte Signallaufzeit des originalen und verzögerten PWM-Signals ausgehend vom Eingang des Decoders bis zum Durchschalten der Mosfets berücksichtigt werden. Entscheidend bei dieser Betrachtung sind alle Verzögerungen, die zu einer zeitlichen Verschiebung der Master-

¹Decoder CD74HC154M96 4- to 16-Line Decoder/Demultiplexer der Firma *Texas Instruments*

²Die Versorgungsspannung von 4,7 V ergibt sich aus den Anforderungen an den Komparator aus Abschnitt 5.5.5, der in der Stromerkennung zu Einsatz kommt.

Tabelle 5.6: Schwellenwerte des Decoders.

Bauteil	Parameter	Symbol	MIN	TYP	MAX	Einheit
Decoder	High Level Input Volt.	U_{IH}	3,3	-	-	V
	Low Level Input Volt.	U_{IL}	-	-	1,4	V

und Slave-PWM-Signale zueinander führen können, als auch zeitliche Verschiebungen beider Gate-Signale, die vom Treiber erzeugt werden inklusive der zeitlichen Verschiebungen, die durch das Schaltverhalten der Mosfets selbst verursacht werden. Reine Verzögerungen, die keine zeitlichen Verschiebungen zwischen den Ansteuersignalen beider Mosfets verursachen, stellen kein Problem dar. Daher wurde beim Schaltungsdesign darauf geachtet, dass die Signal-Pfade möglichst gleich aufgebaut sind. Der Vollständigkeit halber sind alle im Signal-Pfad befindlichen Bauteile ausgehend vom Decoder bis zu den Mosfets in Tabelle A.1 im Anhang aufgelistet.

Im Idealfall werden die Bauteile mit gleicher Funktion in einem IC untergebracht. Somit ist sichergestellt, dass die Bauteile nah beieinander auf dem PCB angeordnet sind. Temperaturunterschiede zwischen den Bauteilen werden so minimiert, die Laufzeitunterschiede verursachen können. Einen weiteren Einfluss auf das Laufzeitverhalten der Bauelemente haben die am Ausgang angeschlossenen Kapazitäten. Sie werden durch die Eingangskapazität des nachgeschalteten Gatters bestimmt. Da gleiche Gatter verwendet werden, sind hier keine Unterschiede zu erwarten. Die Gate-Eingangskapazitäten der Mosfets beeinflussen das zeitliche Verhalten des Gate-Signals, dass vom Treiber gestellt wird. Die Mosfets wurden daher so ausgewählt, dass ihre Gate-Eingangskapazitäten ähnlich groß sind.

Anhand der zuvor beschriebenen Laufzeiten kann die Totzeit T_{tot} bestimmt werden, die mindestens eingestellt werden muss, um einen Kurzschluss der Zellen durch ein gleichzeitiges Durchschalten der Mosfets zu verhindern. Im CCM können zwei Fälle unterschieden werden, die zu einem Kurzschluss führen können: eine Kommutierung des Balancing-Stroms vom HS- zum LS-Mosfet oder vom LS- zum HS-Mosfet. In Formel 5.38 wird die minimal notwendige Totzeit für beide Fälle berechnet. In der Berechnung sind nur die Schaltzeiten der Mosfets berücksichtigt, da die Gatter und der Treiber gleiche Laufzeiten aufweisen. Zur Sicherheit wird beim ausschaltenden Mosfet die im Datenblatt angegebene maximale Verzögerungs- und Ausschaltzeit und beim einschaltenden Mosfet die minimale Verzögerungs- und Einschaltzeit angenommen. Der ungünstigste Fall ergibt sich bei einem Wechsel des Balancing-Stroms vom HS- zum LS-Mosfet. Ein gleichzeitiges Durchschalten beider Mosfets kann nach Formel 5.38 für diesen Fall maximal 79 ns dauern. Zur Sicherheit wird daher eine Totzeit von 150 ns eingestellt.

$$T_{tot} = T_{d(off)} + T_f - T_{d(on)} - T_r = \begin{cases} (68 + 34 - 11 - 12) \text{ ns} = 79 \text{ ns} & \text{High-to-Low} \\ (47 + 34 - 17 - 11) \text{ ns} = 53 \text{ ns} & \text{Low-to-High} \end{cases} \quad (5.38)$$

Dimensionierung des RC-Tiefpasses

Nachdem die gewünschte Totzeit und die Schwellenwerte des Decoders bekannt sind, kann das RC-Tiefpass mit Formel 5.41 ausgelegt werden. Hierzu wird Formel 5.37 nach t aufgelöst und die Schwellenwerte des Decoders in Formel 5.39 und 5.40 eingesetzt. Da die Schwellenwerte nach

Datenblatt 30 und 70 % der Versorgungsspannung betragen, ergibt sich für beide Formeln die gleiche Berechnungsformel 5.41 zur Bestimmung der Totzeiten.

$$T_{L2H} = -RC \cdot \ln \left(1 - \frac{U_{IH}}{U_H} \right) = -RC \cdot \ln \left(1 - \frac{3,3 \text{ V}}{4,7 \text{ V}} \right) \quad \text{Low-to-High-Pegel} \quad (5.39)$$

$$T_{H2L} = -RC \cdot \ln \left(\frac{U_{IL}}{U_H} \right) = -RC \cdot \ln \left(\frac{1,4 \text{ V}}{4,7 \text{ V}} \right) \quad \text{High-to-Low-Pegel} \quad (5.40)$$

$$T_{\text{tot}} = -RC \cdot \ln(0,3) \quad (5.41)$$

Der Widerstand R sollte nicht zu klein gewählt werden, da die Signalquelle (hier der Ausgang des Digital-Isolators) sonst beim Schalten mit einem zu hohen Strom belastet wird. Ein Widerstandswert von $1 \text{ k}\Omega$ liefert gute Ergebnisse. Zuletzt muss der Wert des Kondensators C bestimmt werden. Aus Formel 5.41 ergibt sich für den Kondensator eine Kapazität von 125 pF .

Nach 5τ hat das verzögerte PWM-Signal näherungsweise seinen Endwert erreicht. An- und Ausschaltzeit der PWM sollte daher keine kleineren Werte als 5τ annehmen. Mit den gewählten Werten für R und C ergibt sich eine minimale Einschaltzeit von 625 ns . Bei einer Schaltfrequenz von 100 kHz entspricht das einem Tastgrad von $6,25 \%$. Der Tastgrad sollte daher keine Werte kleiner als $6,25 \%$ und größer als $93,75 \%$ annehmen. Die Ergebnisse sind in Tabelle 5.7 zusammengefasst.

Tabelle 5.7: Parameter zur Einstellung der Totzeit.

Parameter	Symbol	Wert	Einheit
Soll-Totzeit	T_{tot}	150	ns
Widerstand	R	1	$\text{k}\Omega$
Kondensator	C	125	pF
Ein- und Ausschaltzeit	$T_{\text{on}}, T_{\text{off}}$	> 625	ns
Tastgrad	d	$> 6,25$	%
		$< 93,75$	%

5.5.4 Logik-Schaltung

Die Logikschaltung in Abbildung 5.18 erzeugt aus den Eingangssignalen die Trigger-PWMs zum Ansteuern des Master- und Slave-Mosfets. Die Schaltung setzt sich aus dem Decoder CD74HC154 von *Texas Instruments* sowie zwei NAND- und zwei AND-Gattern zusammen. Der Decoder empfängt vier Eingangssignale A_0 bis A_3 , die zusammen eine binär kodierte Zahl von 0 bis 15 darstellen. Diese Zahl adressiert einen der 16 Ausgangspins des Decoders und bewirkt, dass bei diesem Pin ein Low-Pegel anliegt. Alle anderen Pins behalten ihren High-Pegel bei.

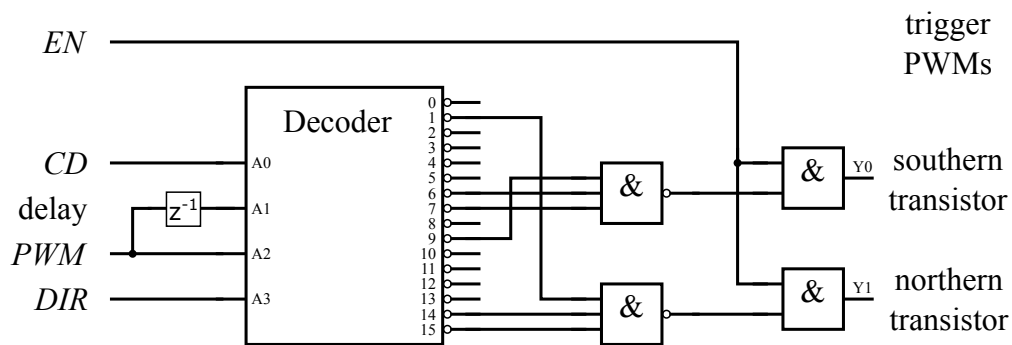


Abbildung 5.18: Aufbau der Logikschaltung.

Das Zusammenführen der Decoder-Ausgangspins mit Hilfe der NAND-Gatter ergibt sich aus der Wahrheitstabelle 5.8, die die Beziehung zwischen Ein- und Ausgängen der Logik-Schaltung vollständig beschreibt. Das Direction-Signal *DIR* bestimmt die Balancing-Richtung. Bei einem High-Pegel (#8 bis 15) ist der HS-Transistor Master und der LS- Slave. Die Energie wird von der HS- zur LS-Zelle übertragen¹. Bei einem Low-Pegel (#0 bis 7) des Direction-Signals wechseln Master und Slave und die Energieübertragung erfolgt von der LS- zur HS-Zelle.

Tabelle 5.8: Wahrheitstabelle der Logikschaltung für ein erzwungenes Balancing mit Synchrongleichrichtung.

#	EN	A ₃	A ₂	A ₁	A ₀	Y ₁	Y ₀
0	1	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	1	1	0
2	1	0	0	1	0	0	0
3	1	0	0	1	1	0	0
4	1	0	1	0	0	0	0
5	1	0	1	0	1	0	0
6	1	0	1	1	0	0	1
7	1	0	1	1	1	0	1
8	1	1	0	0	0	0	0
9	1	1	0	0	1	0	1
10	1	1	0	1	0	0	0
11	1	1	0	1	1	0	0
12	1	1	1	0	0	0	0
13	1	1	1	0	1	0	0
14	1	1	1	1	0	1	0
15	1	1	1	1	1	1	0

¹Die Bezeichnungen High-Side (HS) und Low-Side (LS) werden synonym mit den Bezeichnungen nördlich und südlich zur Benennung des oberen und unteren Transistors bzw. der oberen und unteren Zelle innerhalb eines Konverters verwendet.

Für den Fall $DIR = 1$ (#8 bis 15) ist der HS-Transistor Master und wird nur in Zeile #14 und 15 über das Ausgangssignal $Y_1 = 1$ durchgeschaltet. Dies ergibt sich aus dem High-Pegel, der an beiden Eingangssignalen A_1 und A_2 anliegt, also dem verzögerten und originalen PWM-Signal (vgl. Tab. 5.5). Für den Fall $DIR = 0$ (#0 bis 7) ist der HS-Transistor Slave. An A_1 und A_2 muss ein Low-Pegel anliegen, damit der Slave nach Tabelle 5.5 durchschalten kann. Dies ist in Zeile #0 und 1 gegeben und würde zu einem natürlichen Balancing führen. Wird Y_1 in Zeile #0 und 1 gleich Null ersetzt, ergibt sich ein erzwungenes Balancing ohne Synchrongleichrichtung. Um ein erzwungenes Balancing mit Synchrongleichrichtung umzusetzen, muss das Current-Detection-Signal CD an A_0 mitberücksichtigt werden. CD zeigt an, ob der Spulenstrom größer als ein festgelegter Schwellenwert ist und berücksichtigt ebenfalls die Stromrichtung. Der Slave-Transistor wird durch Y_1 daher nur in Zeile #1 bei $CD = 1$ durchgeschaltet und aktiv abgeschaltet, sobald der Strom unter den Schwellenwert sinkt.

Da das Ausgangssignal Y_1 zur Ansteuerung des HS-Mosfets nur in den Zeilen #1, 14 und 15 einen High-Pegel annimmt und die Ausgangspins des Decoders den Zeilennummern in der Wahrheitstabelle entsprechend einen Low-Pegel annehmen, können die Ausgangspins 1, 14 und 15 mit einem NAND-Gatter logisch verknüpft werden. Sobald einer dieser Ausgangspins einen Low-Pegel annimmt, gibt das NAND-Gatter einen High-Pegel aus. Je nachdem, welcher Ausgangspin zur Ansteuerung des Slave-Transistors mit den Eingängen der NAND-Gatter verbunden wird, kann zwischen den drei Betriebsmodi: natürliches Balancing, erzwungenes Balancing ohne SG und mit SG gewechselt werden. Auf einem Prototypen-Board mit nur einem Konverter wurden Jumper zwischen Decoder-Ausgang und den NAND-Gatter Eingängen hinzugefügt, um ein Einstellen der Betriebsmodi zu ermöglichen.

Die Vorgehensweise zur Ansteuerung des LS-Mosfets über das Ausgangs-Signal Y_0 geschieht analog. Ein aktives Ausschalten des Balancing-Vorgangs anhand des Eingangssignals EN wird durch die AND-Gatter am Ausgang der Logikschaltung ermöglicht. Zur Sicherheit kann so der Balancing-Vorgang auch unabhängig von den Decoder-Eingangssignalen abgebrochen werden.

5.5.5 Stromerkennung

Das Current-Detection-Signal CD der Stromerkennung ermöglicht, dass der Slave-Mosfet aktiv ausgeschaltet wird, sobald der Strom kleiner als ein eingestellter Schwellenwert wird. Ohne die Stromerkennung würde sich die Stromrichtung nach Erreichen des Strom-Nulldurchgangs umkehren und Energie zurück in die zu entladende Zelle übertragen werden. Im ungünstigsten Fall werden die Zellen durch das Balancing zusätzlich zyklisiert, ohne dass im Mittel Energie zwischen den Zellen übertragen wird.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde die Schaltung in Abbildung 5.19 zur Umsetzung des Current-Detection-Signals CD entwickelt. Hauptfunktion der Schaltung ist ein abgewandelter Fensterkomparator bestehend aus zwei Komparatoren und einem Multiplexer. Zusätzlich wird eine Referenzspannung mit einem Spannungsteiler parallel zu den Zellen erzeugt und ein Widerstand R_{adj} in Serie zum Strommessshunt verwendet. Abhängig der Komparatoreigenschaften kann so die Referenzspannung und der durch den Spulenstrom verursachte Spannungsabfall am Widerstand angepasst werden. Der Multiplexer dient zum Weiterleiten des Komparator-Ausgangs. Ist das Direction-Signal $DIR = 1$, wird nur das Ausgangssignal des oberen Komparators als Current-Detection-Signal CD ausgegeben. Ist $DIR = 0$ wird nur das Ausgangssignal des unteren Komparators ausgegeben. Somit entspricht das Signal CD in Abhängigkeit der Balancing-Richtung immer nur einem Komparator-Ausgang.

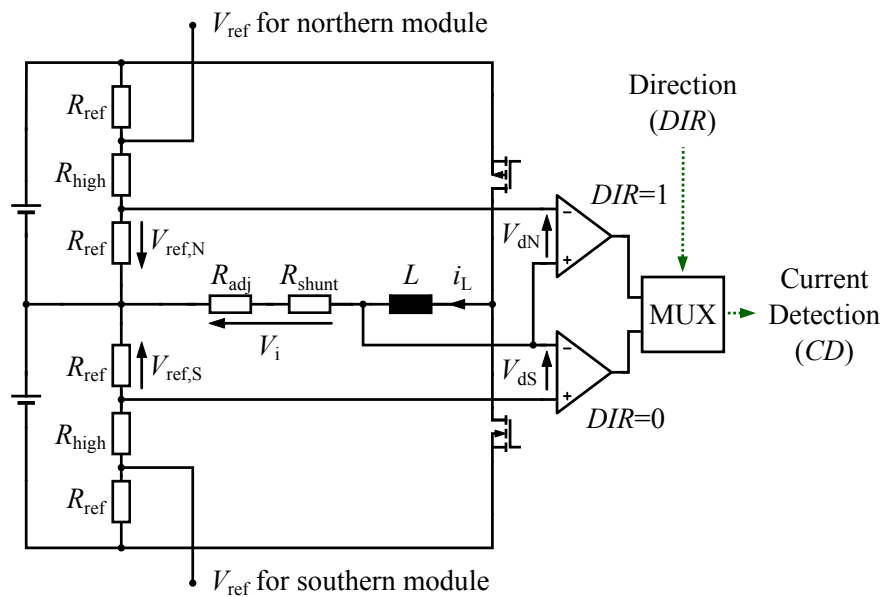


Abbildung 5.19: Schaltung zur Stromerkennung.

Die Komparatoren vergleichen die Referenzspannung mit der Spannung V_i , die an beiden Widerständen R_{adj} und R_{shunt} abfällt. Die Eingangsspannung der Komparatoren ergibt sich zu

$$V_{dN} = V_i - V_{ref,N} \quad (5.42)$$

$$V_{dS} = V_{ref,S} - V_i \quad (5.43)$$

Im Folgenden wird nur der Fall $DIR = 1$ betrachtet, wenn der HS-Mosfet als Master fungiert. Der Fall $DIR = 0$ funktioniert analog. Ist $i_L > 0$ und $V_i > V_{ref,N}$ gibt der obere Komparator einen High-Pegel aus. Der Slave-Mosfet wird dann abhängig der beiden PWM-Signale durchgeschaltet. Sinkt der Strom i_L soweit ab, dass $V_i < V_{ref,N}$ wird, so wechselt der Ausgang des Komparators von einem High- auf einen Low-Pegel und öffnet so den Slave-Mosfet. Fließt kein Strom, so geben beide Komparatoren einen Low-Pegel aufgrund der Referenzspannungen aus. Die Funktionsweise der Schaltung ist anhand der Wahrheitstabellen 5.9 noch einmal erläutert.

Tabelle 5.9: Wahrheitstabelle der Stromerkennung für den Fall, dass der HS- (a) und der LS-Transistor (b) als Master arbeiten.

V_{dN}	i_L	DIR	CD
> 0	> 0	1	1
< 0	> 0	1	0

(a)

V_{dS}	i_L	DIR	CD
> 0	< 0	0	1
< 0	< 0	0	0

(b)

Anforderungen an den Komparator

Das Signal zum Ausschalten des Slave-Mosfets wird mit dem Komparator MAX989ESA+ der Firma *Maxim Integrated* erzeugt. Komparatoren haben gegenüber Operationsverstärkern den Vorteil, dass sie keine Frequenzgangkorrektur benötigen. Eigenschaften wie Slew Rate und Erholungszeit verbessern sich so enorm. Zusätzlich haben Komparatoren den Vorteil, dass sie aufgrund der hohen Verstärkung auf sehr kleine Spannungsdifferenzen am Eingang ansprechen. Eine Gegenkopplung des Komparators in Form einer Verstärkerbeschaltung ist aufgrund der fehlenden Frequenzgangkorrektur nicht mehr möglich. [92, S. 610f.]

Aufgrund der Laufzeiten der Wirkungskette vom Komparator bis zum Slave-Mosfet dauert es eine Weile, bis dieser ausgeschaltet wird. Zusätzlich ist der Komparator aufgrund der Eingangs-Offset-Spannung und Hysterese-Spannung nicht in der Lage eine infinitesimal kleine Spannung am Messshunt zu erkennen, die im Stromnulldurchgang anliegt. Da der Komparator die Spannung am Messshunt für die Stromnulldurchgangserkennung vergleicht und das Potential am Messshunt durch die Spannung der unteren Zelle angehoben ist, muss der Komparator am Eingang einen CMVR (Gleichtaktspannungsbereich, engl. Common Mode Voltage Range) besitzen, der größer als die maximale Zellspannung ist. Der CMVR gibt an, welche Spannung maximal an beiden Eingängen des Komparators angeschlossen werden darf. Wird die Eingangsspannung größer als der zulässige CMVR oder größer als die Versorgungsspannung, kann es intern im Komparator zu einem Kurzschluss und somit auch zu einem Kurzschluss der unteren Zelle kommen¹.

Aus den vorherigen Überlegungen ergeben sich folgende Anforderungen an den Komparator:

- Ein CMVR, der größer als die maximale Zellspannung ist. Für Lithium-Ionen Zellen sollte der CMVR größer als 4,2 V sein.
- Eine geringe Eingangs-Offset-Spannung
- Eine geringe Hysterese-Spannung am Eingang
- Ein geringes Laufzeitverhalten und eine hohe Flankensteilheit, um den Stromnulldurchgang möglichst schnell zu detektieren.
- Die Versorgung mit einer einzigen Betriebsspannung (Single-Supply Operation).

Die Spannungsversorgung des Komparators hat einen entscheidenden Einfluss auf den CMVR. Die maximal zulässige Eingangsspannung der meisten Komparatoren² ist ca. 1,2 V kleiner als die angeschlossene Betriebsspannung. Bei der hier verwendeten Betriebsspannung von 4,7 V bedeutet das eine maximal zulässige Eingangsspannung von 3,5 V. Bei einer Zellspannung von 4,2 V kommt es beispielsweise bei Einsatz des Komparators LMV762 zu einem Kurzschluss der Zelle durch den Komparator.

Es gibt zwei Möglichkeiten den CMVR zu erhöhen. Zum einen kann ein Komparator verwendet werden, der direkt über die beiden Zellspannungen versorgt wird. Die maximal zulässige Betriebsspannung muss dann mindestens 8,4 V betragen. Nachteil ist, dass viele Komparatoren nur für

¹Die beiden Komparatoren werden hier mit einem Linear-Regler mit Hilfe der beiden Zellen versorgt. Der Linear-Regler gibt eine Versorgungsspannung von 4,7 V aus. Der Kurzschluss entsteht über den Eingangstransistor des Komparators, wenn die Eingangsspannung (Basis-Emitter-Spannung) größer als die Versorgungsspannung (Kollektor-Emitter-Spannung) des Komparators wird. In diesem Fall wird der interne PN-Übergang der Basis-Kollektor-Strecke leitend, sodass ein Kurzschluss über die Versorgungsspannung entsteht (vgl. Abb. 5.22 auf S. 502 in [92]).

²Siehe zum Beispiel LMV762 von *Texas Instruments*.

Betriebsspannungen bis 5 V angeboten werden und die nachgeschaltete Logik am Ausgang des Komparators mit 4,7 V versorgt wird. Die Ausgangsspannung des Komparators müsste dann auf die maximal zulässige Eingangsspannung des nachfolgenden ICs (hier der Multiplexer) begrenzt werden. Eine zweite Möglichkeit ist, einen speziellen Rail-to-Rail Komparator zu verwenden. Diese Art von Komparator hat einen CMVR, der gleich oder größer als die Betriebsspannung sein kann. Ist die Rail-to-Rail Eigenschaft nicht notwendig, sollte ein anderer Komparator verwendet werden, da mit dieser Eigenschaft der Verbrauch des Komparators steigt [125]. In dieser Arbeit wird ein Rail-to-Rail Komparator verwendet. In Tabelle 5.10 sind die Eigenschaften des hier verwendeten Komparators aufgelistet. Das Laufzeitverhalten des Komparators ist in Tabelle A.1 aufgeführt.

Tabelle 5.10: Eigenschaften des Komparators
MAX989ESA+ der Firma *Maxim Integrated*.

Parameter	Symbol	MIN	TYP	MAX	Einheit
Common-Mode Voltage Range	CMVR	$U_{EE} + 0,25$	-	$U_{CC} + 0,25$	V
Input Offset Voltage	U_{OS}	-	$\pm 0,5$	± 7	mV
Input Hysteresis	U_{HYST}	-	± 3	-	mV

Wahl der Referenzspannung und des Spannungsteilers

Der Komparator vergleicht die Spannung am Messshunt mit einer Referenzspannung. Mit Hilfe dieser Referenzspannung werden zwei Ziele angestrebt:

- Im ausgeschalteten Zustand soll der Komparator stabil einen Low-Pegel am Ausgang ausgeben.
- Im Betrieb soll der Komparator einen Low-Pegel ausgeben, bevor der Stromnulldurchgang erreicht ist.

Das erste Ziel dient dazu, dass der Slave-Mosfet im ausgeschalteten Betrieb nicht ungewollt durchschaltet, wenn kein Balancing-Strom durch die Leistungsinduktivität fließt und das Master-PWM-Signal Null ist. Dieser Fall kann eintreten, wenn die Referenzspannung zu klein gewählt wird und der Komparator aufgrund der Offset- oder Hysterese-Spannung einen High-Pegel ausgibt. Nach Tabelle 5.10 sollte die Referenzspannung daher nicht kleiner als die maximale Summe aus Offset-Spannung U_{OS} und Hysterese-Spannung U_{HYST} von 10 mV gewählt werden.

Das zweite Ziel berücksichtigt die Tatsache, dass der Slave-Mosfet nach Detektion eines Stromnulldurchgangs einige Zeit benötigt, bis er sperrt. Das Signal zum Ausschalten des Slave-Mosfets sollte daher mit einer festen Vorlaufzeit T_{VL} vor Eintritt des Stromnulldurchgangs vom Komparator ausgegeben werden. Diese Vorlaufzeit kann über die Referenzspannung eingestellt werden.

Damit die Referenzspannung mit Hilfe der Vorlaufzeit T_{VL} richtig gewählt werden kann, muss die Verzögerung T_{delay} abgeschätzt werden, die ausgehend vom Triggerzeitpunkt am Eingang des Komparators bis zum endgültigen Sperren des Slave-Mosfets existiert. Die Verzögerung setzt sich aus der Summe der Laufzeiten der einzelnen ICs $\sum T_{pd,ICs}$ vom Komparator bis zum Slave-Mosfets und aus der Ausschaltverzögerung $T_{d(off)}$ und Abfallzeit T_f des Slave-Mosfets zusammen. Zusätzlich verursacht die Offset-Spannung U_{OS} und Hysterese-Spannung U_{HYST} des Komparators

einen Beitrag zur Verzögerung. Zur Veranschaulichung ist der Spannungsverlauf am Shunt inklusive Vorlaufzeit, Komparator-Eingangsspannung und dem Schaltzustand des Slave-Mosfets in Abbildung 5.20 abgebildet. Die Vorlaufzeit berechnet sich demnach mit Formel 5.44.

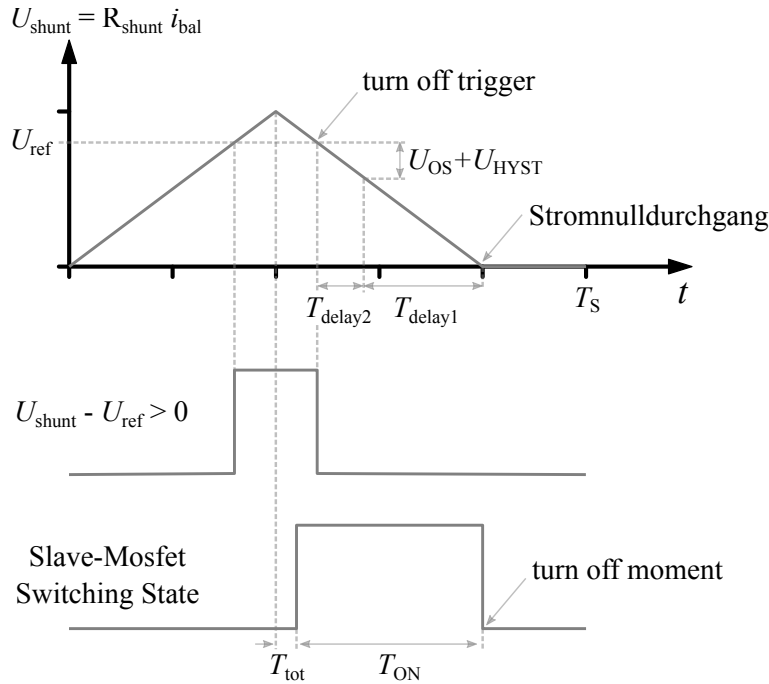


Abbildung 5.20: Zeitlicher Verlauf der Komparator-Eingangsspannung und der Trigger-Signale.

$$T_{VL} = T_{\text{delay}} = \underbrace{\sum T_{\text{pd,ICs}} + T_f + T_{\text{d(off)}}}_{T_{\text{delay 1}}} + \underbrace{T_{\text{OS}} + T_{\text{HYST}}}_{T_{\text{delay 2}}} \quad (5.44)$$

Der Beitrag zur Verzögerung $T_{\text{delay 1}}$ durch die ICs und den Mosfet kann nach Formel 5.45 berechnet werden. In der Berechnung werden die typischen Werte der Verzögerungszeiten T_{pd} der ICs aus dem Datenblatt verwendet. Diese sind in Tabelle A.1 aufgelistet. Die Laufzeit sollte nach oben abgeschätzt werden, da bei einer zu kurzen Wahl der Vorlaufzeit der Slave-Mosfet zu spät sperrt und sich in Folge dessen die Richtung des Balancing-Stroms umkehrt. Da der p-Kanal langsamer als der n-Kanal-Mosfet schaltet, werden daher die Ausschaltverzögerung und Abfallzeit von diesem Mosfet in der Berechnung berücksichtigt. Nach einer Detektion des Stromnulldurchgangs durch den Komparator dauert es ca. 575 ns bis der Slave-Mosfet sperrt.

$$T_{\text{delay 1}} = (450 + 3,5 + 14 + 14 + 4,6 + 25 + 43 + 21) \text{ ns} \approx 575 \text{ ns} \quad (5.45)$$

Aus der Verzögerung $T_{\text{delay 1}}$, der Offset- und Hysterese-Spannung des Komparators kann die notwendige Referenzspannung U_{ref} nach Formel 5.46 berechnet werden. Da der Komparator die Spannung über dem Shunt U_{shunt} mit der Referenzspannung vergleicht und seinen Ausgang auf Low zieht, sobald U_{shunt} kleiner als U_{ref} wird, muss die Spannung über dem Shunt zum gewünschten Ausschaltzeitpunkt $T_{\text{turn off}}$ berechnet werden.

$$U_{\text{ref}} = U_{\text{shunt}}(T_{\text{turn off}}) = R_{\text{shunt}} \cdot \Delta I_{\text{bal}} + U_{\text{OS}} + U_{\text{HYST}} \quad (5.46)$$

Die Änderung des Balancing-Stroms ΔI_{bal} kann nach Formel 5.47 berechnet werden. Sie ergibt sich aus der Verzögerung $T_{\text{delay } 1}$ und der Zellspannung über der Leistungsinduktivität. Für die Berechnung wird die maximale Zellspannung angenommen, um die Referenzspannung nach oben abzuschätzen und ein zu spätes Abschaltsignal durch den Komparator zu verhindern.

$$\Delta I_{\text{bal}} = \frac{1}{L} \cdot U_Z \cdot T_{\text{delay } 1} = \frac{1}{6,8 \mu\text{H}} \cdot 4,2 \text{ V} \cdot 575 \text{ ns} \approx 355 \text{ mA} \quad (5.47)$$

Die Referenzspannung kann endgültig mit Formel 5.48 und den für die Offset- und Hysteresespannung zugehörigen Werten aus Tabelle 5.10 berechnet werden.

$$U_{\text{ref}} = R_{\text{shunt}} \cdot 355 \text{ mA} + 0,5 \text{ mV} + 3 \text{ mV} \quad (5.48)$$

In dieser Arbeit wird ein Strommesswiderstand¹ von $4 \text{ m}\Omega$ verwendet. Mit diesem Widerstandswert ergibt sich eine Referenzspannung von ca. 5 mV . Da die Referenzspannung aufgrund des zuvor beschriebenen ersten Ziels nicht kleiner als 10 mV sein sollte, muss ein zusätzlicher Widerstand mit dem Strommesswiderstand in Serie geschaltet werden. Der Komparator vergleicht dann die Spannung über beiden Widerständen mit der Referenzspannung. Für einen Widerstandswert von $19 \text{ m}\Omega$ ergibt sich eine Referenzspannung von $10,2 \text{ mV}$. Aus diesem Grund wird ein $15 \text{ m}\Omega$ Widerstand² mit dem Strommesswiderstand in Serie verschaltet.

Durch den zusätzlichen Widerstand entstehen weitere Verluste und der Wirkungsgrad der Schaltung verschlechtert sich. Der zusätzliche Widerstand kann entfallen, wenn ein Komparator mit kleinerer Hysteresespannung und Offsetspannung ausgewählt wird. Sind diese beiden Spannungen nicht mehr limitierend, wird die Referenzspannung hauptsächlich durch die Laufzeit des Komparators bestimmt. Es muss daher immer ein Kompromiss zwischen Laufzeitverhalten und Offset- und Hysteresespannung des Komparators gefunden werden. Vorteil der größeren Referenzspannung ist, dass beispielsweise bei elektromagnetischen Einkopplungen es nicht so schnell zu einem fehlerhaften Schaltverhalten des Komparators kommt.

Die Referenzspannung wird mit Hilfe eines einfachen Spannungsteilers parallel zu den Zellen erzeugt. Dabei sollten die Widerstandswerte nicht zu klein gewählt werden, da sonst die Zellen zu schnell über den Spannungsteiler entladen werden. Eine Zelle mit einer Kapazität von 1 Ah ist bei einem Leckstrom von $10 \mu\text{A}$ ca. nach 11 Jahren³ vollständig entladen. Widerstandswerte größer $400 \text{ k}\Omega$ begrenzen bei Zellspannungen von ca. 4 V den Leckstrom daher ausreichend. Zu groß sollten die Widerstandswerte nicht gewählt werden, da die Eingangsströme (engl. Input Bias Current) des Komparators⁴ sonst die Referenzspannung durch Überlagerung stören können. Wird der Störeinfluss des Eingangsstroms auf die Referenzspannung mit maximal $100 \mu\text{V}$ begrenzt, darf der Widerstandswert R_1 nicht größer als $10 \text{ k}\Omega$ gewählt werden. Über einen einfachen Spannungsteiler kann dann der gesuchte Widerstandswert nach Formel 5.49 berechnet werden. Zur Sicherheit wurde hier eine minimale Zellspannung von $2,5 \text{ V}$ angenommen. Die Referenzspannung schwankt somit je nach Zellspannung zwischen 10 und 17 mV .

$$R_1 = R_2 \cdot \frac{U_{\text{ref}}}{U_Z} = 402 \text{ k}\Omega \cdot \frac{10,2 \text{ mV}}{2,5 \text{ V}} \approx 1,64 \text{ k}\Omega \leq \frac{U_{\text{stör}}}{I_{\text{bias}}} = \frac{100 \mu\text{V}}{10 \text{ nA}} = 10 \text{ k}\Omega \quad (5.49)$$

¹Strommesswiderstand CRE2512 der Firma *Bourns*

²Chipwiderstand LRF2512-R015FW der Firma *Welwyn*

³ $1 \text{ Ah} / 10 \mu\text{A} / 24 \text{ h} / 365 \text{ d} \hat{=} 11,4 \text{ a}$

⁴Nach Datenblatt beträgt der Eingangsstrom des Komparators maximal 10 nA

Durch Umstellen der vorherigen Formeln kann der minimale Tastgrad nach Formel 5.50 bestimmt werden. Der minimale Tastgrad gibt an, ab wann keine Synchrongleichrichtung mehr funktioniert, da der Balancing-Strom keine ausreichende Spannung am Shunt gegenüber der Referenzspannung erzeugt. Interessant ist auch, dass der minimale Tastgrad unabhängig von der Zellspannung ist und direkt von dem zuvor gewählten Widerstandsverhältnis abhängt. Der Tastgrad sollte daher nicht kleiner als 15 % gewählt werden, um ein Funktionieren der Synchrongleichrichtung zu garantieren.

$$d \geq T_{\text{delay}} \cdot f = \frac{L f}{R_{\text{shunt}}} \cdot \frac{U_{\text{ref}}}{U_Z} = \frac{L f}{R_{\text{shunt}}} \cdot \frac{R_1}{R_2} = \frac{6,8 \mu\text{H} \cdot 100 \text{ kHz}}{19 \text{ m}\Omega} \cdot \frac{1,64 \text{ k}\Omega}{402 \text{ k}\Omega} = 14,6 \% \quad (5.50)$$

Tabelle 5.11 fasst die wichtigsten Größen zur Erzeugung der Referenzspannung noch einmal zusammen.

Tabelle 5.11: Einstellungen zur Referenzspannungserzeugung.

Parameter	Symbol	Wert	Einheit
Spannungsteiler	R_1	$1,64 \leq 10$	k Ω
Spannungsteiler	R_2	402	k Ω
Referenzspannung	U_{ref}	$10-17 \geq 10$	mV
Tastgrad	d	≥ 15	%

5.6 Stromüberwachung

5.6.1 Strommessung

Auf dem Prototypen-Board ist eine Strommessung mit einem 4 m Ω Messshunt R_{shunt} vorgesehen (vgl. Abb. 5.19). Dadurch ist es möglich den Spulenstrom so zu regeln, dass die Schaltung im CCM betrieben werden kann. Zudem können anhand des gemessenen Spulenstroms die resultierenden Balancing-Ströme, die durch das Balancing in den Zellen entstehen, berechnet werden. Dadurch ist es möglich den Ladungsumsatz in den Zellen zu überwachen und Balancing-Strategien zu implementieren, die den Ladungsumsatz berücksichtigen.

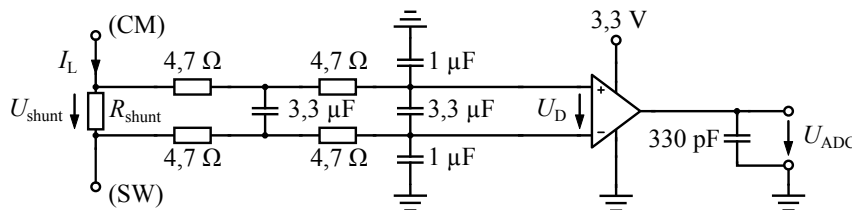


Abbildung 5.21: Schaltung zur Strommessung ausgehend vom Shunt bis zum ADC.

Der Spannungsabfall am Shunt wird mit dem Strommessverstärker INA282 von TI verstärkt und an den ADC des Mikrocontrollers LPC1769 übertragen (vgl. Abb. 5.21). Der Strommessverstärker besitzt einen Verstärkungsfaktor von $G = 50 \text{ V/V}$ und wird mit einer Spannung von 3,3 V versorgt.

Dabei handelt es sich um die gleiche Versorgungsspannung, über die auch der Mikrocontroller versorgt wird. Der Strommessverstärker ist so beschaltet, dass er die Hälfte der Versorgungsspannung von 1,65 V ausgibt, wenn kein Strom durch den Shunt fließt. Die analoge Eingangsspannung am ADC ergibt sich demnach zu

$$U_{\text{ADC}} = I_L \cdot R_{\text{shunt}} \cdot G + U_{\text{ref}} = I_L \cdot 4 \text{ m}\Omega \cdot 50 \text{ V/V} + 1,65 \text{ V} \quad (5.51)$$

Der ADC des Mikrocontrollers besitzt eine Auflösung von 12 Bit. Im Datenblatt ist ein absoluter Fehler von 4 LSB¹ angegeben. Ein LSB entspricht nach Datenblatt 806 μV ². Wird der Einfluss des INA282 auf den Fehler vernachlässigt, ergibt sich die Genauigkeit der Strommessung nach

$$I_{\text{err}} = \frac{U_{\text{ADC}}}{R_{\text{shunt}} \cdot G} = \frac{4 \text{ LSB}}{4 \text{ m}\Omega \cdot 50 \text{ V/V}} = 16 \text{ mA} \quad (5.52)$$

Der maximale Strom, der noch gemessen werden kann ergibt sich nach

$$I_{\text{max}} = \frac{U_{\text{ref}}}{R_{\text{shunt}} \cdot G} = \frac{1,65 \text{ V}}{4 \text{ m}\Omega \cdot 50 \text{ V/V}} = 8,25 \text{ A} \quad (5.53)$$

Der Verstärkungsfaktor des Strommessverstärkers wurde so gewählt, dass maximal noch ein Strom von 8 A gemessen werden kann. Dieser Wert richtet sich nach dem maximalen Gleichstrom von 11 A, den die Spule führen kann.

Da der Spulenstrom innerhalb einer Schaltperiode nicht konstant ist und nur der mittlere Spulenstrom gemessen werden soll, wird ein zweistufiger RC-Tiefpassfilter am Eingang des Strommessverstärkers verwendet. Der Eingangsfilter ist so ausgelegt, dass Spannungsänderungen am Shunt aufgrund des Stromrippels

$$\Delta U_{\text{shunt}} = R_{\text{shunt}} \cdot \hat{I}_L = R_{\text{shunt}} \cdot \frac{U_Z \cdot T_{\text{on}}}{L} = 4 \text{ m}\Omega \cdot \frac{4,2 \text{ V} \cdot 5 \text{ }\mu\text{s}}{6,8 \text{ }\mu\text{H}} = 12,4 \text{ mV} \quad (5.54)$$

möglichst keine Spannungsänderungen am ADC bewirken. Im Idealfall bleiben die Spannungsänderungen am ADC-Eingang kleiner als 1 LSB.

$$|\Delta U_{\text{ADC}}| = G \cdot |\Delta U_{\text{D}}| = G \cdot |H|^2 \cdot |\Delta U_{\text{shunt}}| < 1 \text{ LSB} \quad (5.55)$$

Daraus ergibt sich eine notwendige Dämpfung von

$$20 \cdot \log |H|^2 \text{ dB} < 20 \cdot \log \left| \frac{1 \text{ LSB}}{G \cdot \Delta U_{\text{shunt}}} \right|^2 \text{ dB} \approx -60 \text{ dB} \quad (5.56)$$

Mit der Auslegung aus Abbildung 5.21 ergibt sich nur eine Dämpfung von

$$20 \cdot \log |H|^2 \text{ dB} = 20 \cdot \log \left| \frac{1}{1 + j\omega RC} \right|^2 \text{ dB} \quad (5.57)$$

$$\approx 40 \cdot \log \left| \frac{1}{2\pi \cdot 100 \text{ kHz} \cdot 2 \cdot 4,7 \text{ }\Omega \cdot 3,3 \text{ }\mu\text{F}} \right| \text{ dB} \approx -51,6 \text{ dB} \quad (5.58)$$

¹LSB steht für *Least Significant Bit*. Der absolute Fehler bezieht sich auf die maximale Anzahl an Quantisierungsstufen des ADCs, die ohne Kalibrierung vom realen Messwert abweichen können.

²1 LSB = $3,3 \text{ V} / 2^{12} = 806 \text{ }\mu\text{V}$

Bei dieser Auslegung ist die Dämpfung nicht vollständig ausreichend. Wird die Spannungsänderung auf 2 LSB begrenzt, reduziert sich die Anforderung an die Dämpfung auf einen Wert kleiner -48 dB. Dieser Wert wird hier erreicht. Aufgrund des Stromrippels kann es daher zu Schwankungen in der Strommessung von 2 LSB kommen. Wird ein gleitender Mittelwert auf dem Mikrocontroller implementiert, kann diese Stromschwankung behoben werden.

Zusätzlich wird ein einstufiger RC-Tiefpassfilter nach Masse verwendet, um Gleichtaktstörungen, z.B. durch schwankende Zellspannungen bei sich ändernder Last, am Eingang des Strommessverstärkers zu dämpfen. Der Kondensator von $1\text{ }\mu\text{F}$ muss eine ausreichende Spannungsfestigkeit aufweisen. Hier wird ein Keramikvielschichtkondensator mit einer Spannungsfestigkeit von 100 V verwendet. Der parallele Kondensator von 330 pF am Eingang des ADCs ist notwendig, da es ohne den Kondensator zu Glitches bei der Messerfassung kommt.

Dadurch, dass die Analog-Digital-Wandlung mit dem Mikrocontroller umgesetzt wird und das Analogsignal an den Mikrocontroller übertragen werden muss, gibt es eine galvanische Kopplung zwischen den Zellen und dem Mikrocontroller. Damit es zu keinem Kurzschluss der Zellen kommt, muss der Strommessverstärker einen ausreichenden CMVR (Gleichtaktspannungsbereich, engl. Common Mode Voltage Range) am Eingang besitzen. Der INA282 besitzt einen CMVR von bis zu 80 V . Mit diesem Eingangsspannungsbereich können bei einer maximalen Zellspannung von $4,2\text{ V}$ ausgehend vom niedrigsten Zellpotential Shunt-Spannungen von maximal bis zu 19 Balancing-Modulen gemessen werden. Da auf dem Prototyp nur bis zu sechs Zellen vorgesehen sind, ist dieser CMVR ausreichend. Die Zellanzahl wird in diesem Fall durch die 8 ADC-Eingänge auf dem Mikrocontroller beschränkt. Soll für mehr Konverter eine Stromüberwachung umgesetzt werden, kann beispielsweise auf jedem Konverter ein eigener ADC eingesetzt werden, der das konvertierte Signal über SPI und über den Digital-Isolator an den Mikrocontroller überträgt. In diesem Fall wird auch eine galvanische Trennung zwischen Mikrocontroller und Zellen sichergestellt.

Da die Balancing-Ströme nicht direkt gemessen werden, müssen sie anhand der Spulenströme berechnet werden. Ein anderer Ansatz ist, die Balancing-Ströme direkt zu messen. Dies hat den Vorteil, dass zusätzliche Fehler, die durch die Berechnung entstehen, vermieden werden. Zwei Varianten sind zur Messung der Balancing-Ströme denkbar. Einerseits kann für jede Zelle ein Stromsensor verwendet werden oder es werden für jeden Konverter zwei Sensoren zum Messen der Balancing-Ströme verwendet. Die erste Variante hat den Vorteil, dass gegenüber der in diesem Abschnitt vorgestellten Variante nur ein zusätzlicher Sensor benötigt wird. Nachteil ist, dass die Spulenströme nicht mehr direkt berechnet werden können, da sich der Balancing-Strom einer Zelle aus zwei benachbarten Konvertern zusammensetzt. Der Betrieb im CCM ist dann nur noch möglich, wenn einer der benachbarten Konverter betrieben wird. Bei der zweiten Variante existiert diese Einschränkung nicht mehr, es werden jedoch doppelt so viele Stromsensoren benötigt.

5.6.2 Berechnung der Balancing-Ströme

Im Folgenden wird gezeigt, wie die Balancing-Ströme aus den Spulenströmen und dem Wirkungsgrad der Konverter berechnet werden. In der Berechnung werden nur die gemessenen Strommittelwerte berücksichtigt. Die Zählpfeilrichtung sowie die Bezeichnung und Indizierung der Ströme sind in Abbildung 5.22 gekennzeichnet.

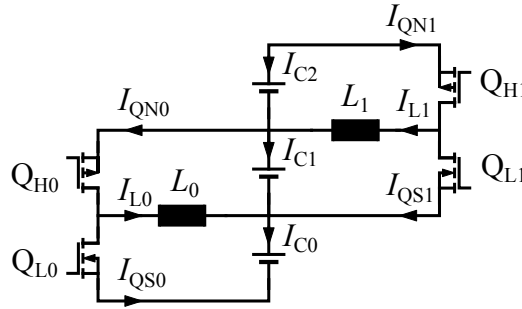


Abbildung 5.22: Zählpfeilrichtung und Bezeichnung der Ströme.

Innerhalb eines Balancing-Moduls setzt sich der Spulenstrom aus den Strömen des südlichen und nördlichen Leistungsschalters zusammen.

$$|\bar{I}_L| = |\bar{I}_{QS}| + |\bar{I}_{QN}| \quad (5.59)$$

Der Wirkungsgrad eines Konverters ergibt sich aus dem Verhältnis von Ausgangs- zur Eingangsleistung und durch Einsetzen von Formel 5.59 wie folgt

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{U_{CS} \cdot |\bar{I}_{QS}|}{U_{CN} \cdot |\bar{I}_{QN}|} = \frac{U_{CS}}{U_{CN}} \cdot \frac{|\bar{I}_L| - |\bar{I}_{QN}|}{|\bar{I}_{QN}|} \quad (5.60)$$

Wird der Wirkungsgrad durch Vermessen der Schaltung vorher bestimmt, so bleibt der Strom durch den nördlichen Leistungsschalter $\bar{I}_{QN}$ als einzige unbekannte übrig und kann durch Umstellen der Gleichung nach

$$|\bar{I}_{QN}| = \frac{|\bar{I}_L|}{\eta \cdot U_{CN}/U_{CS} + 1} \quad (5.61)$$

bestimmt werden. Mit gegebenem $\bar{I}_{QN}$ kann $\bar{I}_{QS}$ anhand Formel 5.59 bestimmt werden. Somit ist es möglich, aus dem Spulenstrom und den Zellspannungen bei bekanntem Wirkungsgrad die Ströme $\bar{I}_{QN}$ und $\bar{I}_{QS}$ jedes Konverters zu berechnen. Da sich der Balancing-Strom in jeder Zelle aus den benachbarten Konverterströmen ergibt, können die Balancing-Ströme $\bar{I}_{C0}$, $\bar{I}_{C1}$ und $\bar{I}_{C2}$ nach

$$\bar{I}_{C2} = -\bar{I}_{QN1} \quad (5.62)$$

$$\bar{I}_{C1} = -\bar{I}_{QS1} - \bar{I}_{QN0} \quad (5.63)$$

$$\bar{I}_{C0} = -\bar{I}_{QS0} \quad (5.64)$$

bestimmt werden. Bei falscher Abschätzung des Wirkungsgrads entsteht bei dieser Berechnungsmethode ein Fehler. Kann auf den CCM verzichtet werden, sollte daher besser der Balancing-Strom direkt gemessen werden.

5.7 Software auf dem Mikrocontroller

Zum Betrieb der Schaltung wird auf dem Mikrocontroller ein Zustandsautomat wie in Abbildung 5.23 implementiert. Der Zustandsautomat setzt sich aus den vier Zuständen *Start*, *Monitoring*, *Balancing* und *Error Handling* zusammen.

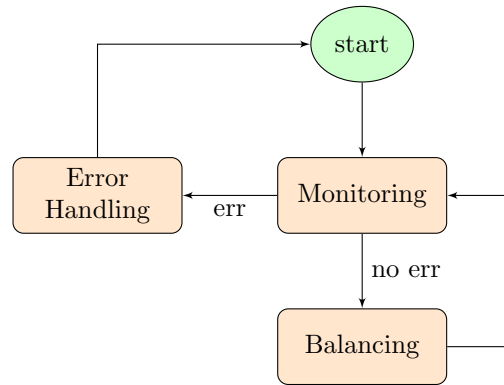


Abbildung 5.23: Zustandsautomat.

Start Dieser Zustand wird bei einem Neustart des Mikrocontrollers oder bei Auftreten eines Fehlers ausgeführt. Hier werden alle globalen Variablen und die Peripherie auf dem Mikrocontroller initialisiert.

Monitoring Als nächstes werden alle Zellspannungen und Balancing-Ströme ausgelesen und alle Nachrichten auf dem CAN-Bus versendet sowie empfangene Nachrichten verarbeitet. Kommt es zu einem kritischen Fehler, z.B. durch eine unzulässige Zellspannung, Temperatur, Last- oder Balancing-Strom, wechselt der Automat in den Fehlerzustand *Error Handling*. Tritt kein Fehler auf, wird in den Zustand *Balancing* gewechselt.

Balancing In diesem Zustand wird der Balancing-Algorithmus ausgeführt. In diesem Fall wird ein spannungsbasierter Balancing-Algorithmus implementiert. Zunächst wird auf Basis eines Kriteriums entschieden, ob das Balancing gestartet werden soll. Hierzu wird die Differenz aus größter und kleinster Zellspannung gebildet und mit einem festgelegten Schwellenwert U_{th} verglichen. Ist die Differenz größer als der Schwellenwert wird das Balancing für die Zeit T_{bal} gestartet und danach für die Zeit T_{pause} gestoppt. Erst nach der Pause wird das Balancing-Kriterium wieder überprüft und entschieden, ob ein neuer Balancing-Vorgang erfolgt.

Kurz vor Start des Balancings werden die gemessenen Zellspannungen zur Entscheidung der Balancing-Richtung ausgewertet. Dabei wird immer von der Zelle mit der größeren zur benachbarten Zelle mit der kleineren Zellspannung Energie übertragen. Die Balancing-Richtung wird während der Zeit T_{bal} nicht mehr verändert.

Die Pause ist notwendig, da die Zellspannungen durch die Balancing-Ströme beeinflusst werden. Dabei bricht die Zellspannung beim Entladen leicht ein und wird beim Laden leicht angehoben. Besonders bei kleinen Zellspannungsunterschieden kann es ohne Pause daher zu Fehlentscheidungen beim Balancing kommen. Die Länge der Pause sollte so gewählt werden, dass die Zellspannungen nach Anregung durch die Balancing-Ströme wieder ausreichend relaxiert sind.

Die aktive Balancing-Zeit sollte größer als die Pause gewählt werden, um den Balancing-Vorgang zu beschleunigen. Wird die Balancing-Zeit jedoch zu groß gewählt, kann es dazu kommen, dass über das Abbruchkriterium hinaus umgeladen wird und so das Balancing niemals gestoppt wird. Um dies zu verhindern sollte die Balancing-Zeit in Abhängigkeit des Schwellenwerts gewählt werden. Einen möglichen Ansatz bietet die folgende Vorgehensweise

$$Q_{\text{bal}} \leq \frac{Q_{\text{th}}}{100} \iff \bar{I}_{\text{bal}} \cdot T_{\text{bal}} \leq \frac{U_{\text{th}}}{100} \cdot \frac{C_N}{2 \cdot 1 \text{ V}} \quad (5.65)$$

Q_{th} entspricht der Ladungsmenge, die umgesetzt werden muss, um die Zellspannung um U_{th} zu ändern. Die Ladung Q_{bal} , die innerhalb der Zeit T_{bal} durch das Balancing umgesetzt wird, muss kleiner als Q_{th} sein. Da Q_{th} unbekannt ist, muss dieser Wert geschätzt werden. Dabei wird angenommen, dass der Zusammenhang zwischen SOC- und Zellspannungs-Änderung linear ist und dass innerhalb von 1 V Zellspannungsänderung mindestens die Hälfte der Nennkapazität an Ladung in der Zelle umgesetzt wird. Besonders bei niedrigem SOC sinkt die Zellspannung schneller mit dem Entladestrom. Zur Sicherheit wird daher Q_{bal} hundertmal kleiner als Q_{th} gewählt. Zusätzlich wird davon ausgegangen, dass der mittlere Balancing-Strom nicht größer als 0,1 C ist. Bei 0,1 C kann ein Kapazitätsunterschied von 10 % innerhalb einer Stunde ausgeglichen werden. Die Balancing-Zeit kann dann nach

$$T_{\text{bal}} = \frac{U_{\text{th}}}{20 \text{ V/h}} = \frac{10 \text{ mV}}{20 \text{ V/h}} = 1,8 \text{ s} \quad (5.66)$$

berechnet werden. Nach Abschnitt 5.3 kann mit dem BQ76PL536A die Zellspannung mit einer Genauigkeit von 1 mV und bei einem maximalen Fehler von $\pm 2,5 \text{ mV}$ gemessen werden. Bei Wahl einer zehnmal größeren Schwellenspannung von 10 mV ergibt sich eine maximale Balancing-Zeit von 1,8 s.

Die Balancing-Pause wird auf 10 % der Balancing-Zeit festgelegt. Dadurch ist sichergestellt, dass der Balancing-Vorgang durch die Pause nicht zu langsam wird.

$$T_{\text{pause}} = \frac{T_{\text{bal}}}{10} = 0,18 \text{ s} \quad (5.67)$$

Error Handling Nach Auftreten eines kritischen Fehlers, beispielsweise bei Verlassen des zulässigen Zellspannungsfensters durch Überladung, wird der Balancing-Vorgang gestoppt und eine Fehlernachricht auf dem CAN-Bus gesendet. Im Anschluss wird der Zustandsautomat neu gestartet.

Der Zustandsautomat ist so umgesetzt, dass alle Zustände ununterbrochen durchlaufen werden. Parallel dazu läuft ein globaler Timer. Der Timer ermöglicht, bestimmte Aufgaben innerhalb der Zustände nur nach festgelegten Zeiten auszuführen. So werden die Nachrichten auf dem CAN-Bus nur alle 100 ms übertragen, um den Datenverkehr auf dem Bus zu begrenzen. Andere Aufgaben werden ununterbrochen ausgeführt, wie z.B. das Auslesen der Zellspannungen. So können kritische Fehler schnell detektiert werden.

5.8 Verifikation der Schaltung

Zur Verifikation der Funktionsweise der beschriebenen Schaltung werden verschiedene Messungen durchgeführt und im Folgenden erläutert. In Abschnitt 5.8.1 wird ein unerwünschtes Schwingverhalten der Drain-Source-Spannungen im DCM beschrieben und diskutiert, wie dieses behoben werden kann. In Abschnitt 5.8.2 wird die eingestellte Totzeit und die Synchrongleichrichtung überprüft. Es folgen Wirkungsgradmessungen für verschiedene Zellspannungen und übertragene Leistungen, sowie ein Vergleich des Wirkungsgrads bei natürlichem und erzwungenem Balancing. Zum Abschluss wird zur Demonstration ein Balancing-Vorgang mit sechs Lithium-Ionen-Zellen durchgeführt.

Die Balancing-Konverter werden mit einer PWM bei 100 kHz angesteuert. In Abschnitt 5.8.1 bis 5.8.3 werden die bidirektionalen Netzteile HM8143 von *Hameg* eingesetzt, um die Zellen nachzubilden. Die Netzteile können eine feste Spannung bis zu 30 V und einen Strom von maximal ± 2 A stellen. Durch den bidirektionalen Strombetrieb kann ein Laden und Entladen der Zellen nachgebildet werden. Mit dem HM8143 können Spannung und Strom bei einer Auflösung von 10 mV und 1 mA am Display eingestellt und abgelesen werden. Zum Aufzeichnen des transienten Strom und Spannungsverlaufs kommt das Oszilloskop MSOX-3014A von *Keysight* mit einer Bandbreite von 100 MHz zum Einsatz. Zur Messung der Spannung am Strommesswiderstand musste ein Trenntrafo eingesetzt werden, da kein geeigneter Differenzastkopf zur Verfügung stand.

Zum Testen der Synchrongleichrichtung mit natürlichem und erzwungenem Balancing wurde zunächst ein Prototyp bestehend aus einem Konverter entwickelt. Auf dem Prototyp sind Jumper zum manuellen Ein- und Ausschalten der Synchrongleichrichtung am Decoder installiert (vgl. Abschnitt 5.5.4). Die Eingangssignale der Logikschaltung werden anstelle des Mikrocontrollers von Netzteilen gestellt und können ebenfalls manuell verändert werden. Die PWM wird mit dem Funktionsgenerator HM8150 von *Hameg* erzeugt. Der Prototyp mit nur einem Konverter wird für die vorgestellten Messungen in Abschnitt 5.8.1 bis 5.8.3 eingesetzt. In Abschnitt 5.8.4 kommt der eigentliche Prototyp zum Balancen von sechs Zellen zum Einsatz (vgl. Abschnitt 5.3).

5.8.1 Oszillation der Drain-Source-Spannungen im DCM

Wird die Schaltung im DCM betrieben, kommt es nach Eintritt des Stromnulldurchgangs zu einem unerwünschten Schwingverhalten der Drain-Source-Spannungen beider Mosfets. In Abbildung 5.24 ist dieser Effekt für die Drain-Source-Spannung U_{DS} des Low-Side-Mosfets aus einer Messung an dem Prototyp zu erkennen. Der High-Side Mosfet wird in dieser Messung bei einem Tastverhältnis von 20 % als Master angesteuert und die Schaltung wird ohne Synchrongleichrichtung betrieben. Die Zellen werden durch zwei bidirektionale Netzteile ersetzt, die jeweils eine Spannung von 4 V stellen. In der Abbildung sind die drei typischen Phasen des DCMs zu sehen:

Phase 1 Für U_{DS} gleich 8 V sperrt der Low-Side-Mosfet die volle doppelte Zellspannung. Der High-Side Mosfet ist durchgeschaltet. Die obere Zelle befindet sich parallel zur Leistungsinduktivität und lädt diese auf.

Phase 2 Für U_{DS} gleich -600 mV leitet die Body-Diode des Low-Side-Mosfets. Dieser wird nicht aktiv angesteuert, es findet somit keine Synchrongleichrichtung statt. Die gespeicherte Energie in der Leistungsinduktivität entlädt sich in die untere Zelle. Der High-Side-Mosfet sperrt jetzt eine Spannung von 8,6 V, die sich aus der doppelten Zellspannung und der Spannung, die über der Body-Diode des Low-Side-Mosfets abfällt, zusammensetzt.

Phase 3 Am Ende von Phase 2 wird der Strom zu Null und die Drain-Source-Spannung fängt an, mit 1,62 MHz um den Wert der Zellspannung von 4 V zu oszillieren. Das Oszillieren klingt aufgrund der parasitären Widerstände in der Schaltung ab und endet mit dem erneuten Durchschalten des High-Side-Mosfets.

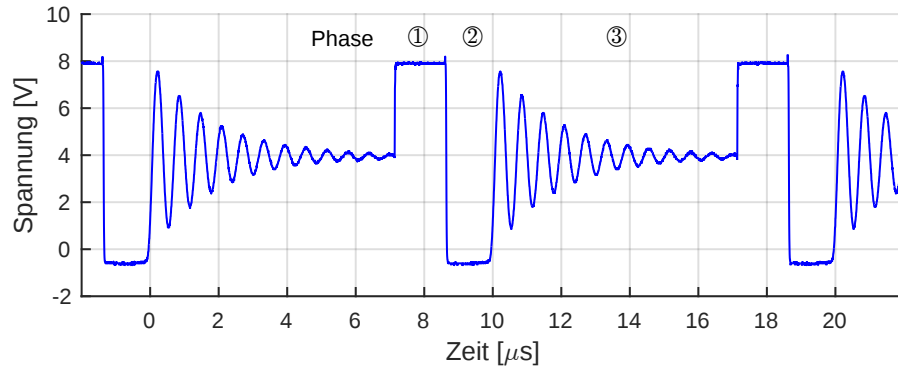


Abbildung 5.24: Oszillieren der Drain-Source-Spannung des Low-Side-Mosfets im DCM.

Ursache dieses Schwingverhaltens sind die parasitären Kapazitäten der beiden Mosfets, die zusammen mit der Leistungsinduktivität einen parallelen Schwingkreis bilden. Am Ende von Phase zwei ist die parasitäre Ausgangskapazität des High-Side-Mosfets auf die doppelte Zellspannung und die Durchlass-Spannung der Body-Diode von 8,6 V aufgeladen. Die parasitäre Ausgangskapazität des Low-Side-Mosfets ist lediglich auf die Durchlass-Spannung der Body-Diode von ca. -600 mV aufgeladen. Wird der Strom durch die Leistungsinduktivität zu Null, sperren beide Mosfets und der Switching-Node SW, Knotenpunkt an dem die Drain-Anschlüsse der beiden Mosfets verbunden sind (vgl. Abb. 5.6a), befindet sich auf undefiniertem Potential. Im stationären Zustand sollten beide Mosfets jeweils die Zellspannung von 4 V sperren. Da beide Ausgangskapazitäten noch unterschiedlich aufgeladen sind, findet zwischen diesen ein Ladungsausgleich statt. Es bildet sich ein paralleler LC-Schwingkreis zwischen der Leistungsinduktivität und der beiden Ausgangskapazitäten. Der Schwingkreis ist lediglich durch die Widerstände, vorwiegend bestehend aus dem ESR der Leistungsinduktivität, dem Shunt und den Leiterbahnwiderständen der Schaltung gedämpft.

Das Schwingverhalten ist ein bekanntes Problem für viele Konverter, insbesondere für Boost-Konverter, die im DCM arbeiten. In der Literatur sind zwei grundsätzliche Ansätze zu finden, um dieses Schwingverhalten bei einem Boost-Konverter zu reduzieren: die aktive und die passive Dämpfung. In [126–128] wird ein Schalter parallel zur Leistungsinduktivität hinzugefügt. Der Schalter wird aktiv angesteuert, sobald es zu einem Schwingverhalten kommt und schließt die Leistungsinduktivität und die parasitäre Kapazität des Mosfets kurz. Die gespeicherte Restenergie in Induktivität und Kondensator wird so über den Schalter entladen. Hierzu werden zusätzliche Bauelemente zur Detektion der Schwingung und zur Ansteuerung des Schalters benötigt. Im Gegensatz zu einer aktiven Dämpfung kann das Schwingverhalten nach [129] auch durch passive Snubber-Beschaltungen parallel zum Leistungsschalter reduziert werden: einen RC- und einen RCD-Snubber. Diese Möglichkeit hat den Vorteil, dass sie gegenüber der aktiven Methode einfacher und günstiger umzusetzen ist. Nachteil sind zusätzliche Verluste durch den Snubber, die während dem Betrieb auch im CCM auftreten und so den Wirkungsgrad der Schaltung reduzieren.

Im Folgenden wird die passive Methode mit einem RC-Snubber genauer für diese Schaltung untersucht. Der RC-Snubber wird, anders als in [129], parallel zur Leistungsinduktivität beschaltet. So wird nur ein RC-Snubber benötigt, anstatt jeweils einen RC-Snubber parallel zu jedem Mosfet zu beschalten. Eine kritische Dämpfung der Schwingung kann erreicht werden, wenn der Widerstand R_S des Snubbers gleich dem Resonanzwiderstand $\sqrt{L/C}$ des Schwingkreises gewählt wird. Bei kritischer Dämpfung liegt der aperiodische Grenzfall vor und es sollte zu keinem Überschwingen mehr kommen. Die Kapazität C_S des Snubbers muss größer als die Resonanzkapazität des Schwingkreises gewählt werden, damit ein Überschwingen und Oszillieren verhindert wird. Zu groß sollte C_S nicht gewählt werden, da die Verluste in R_S sonst zunehmen. Die Snubber-Kapazität C_S ist zwei bis viermal größer als die parasitäre Kapazität der Mosfets zu wählen. Der Snubber kann in Folge dessen nach Formel 5.68 ausgelegt werden. [129, 130]

$$R_S = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad C_S = 3C \quad f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.68)$$

Die parasitäre Induktivität des Schwingkreises ist hauptsächlich durch die Leistungsinduktivität $L = 6,8 \mu\text{H}$ bestimmt. Aus der Störfrequenz f und aus L kann so die parasitäre Kapazität C des Schwingkreises bestimmt werden. Sind diese Werte bestimmt, kann der Snubber nach Gleichung 5.68 ausgelegt werden. Die Werte sind in Tabelle 5.12 aufgelistet.

Tabelle 5.12: Auslegung des Snubbers.

Parameter	Symbol	Wert	Einheit
Störfrequenz	f	1,62	MHz
Leistungsinduktivität	L	6,8	μH
parasitäre Kapazität	C	1,42	nF
Snubber-Widerstand	R_S	69	Ω
Snubber-Kapazität	C_S	4,26	nF
Snubber-Verluste	P_S	27,3	mW

Die Verluste im Snubber können nach Formel 5.69 abgeschätzt werden. Die Formel ist gültig, wenn die Zeitkonstante $\tau = R_S C_S$ des Snubbers klein gegenüber der Periodendauer $1/f_S$ eines Schaltintervalls und lang gegenüber der Anstiegszeit der Spannung am Snubber ist. Die Verluste sind unabhängig von R_S , da davon ausgegangen wird, dass die gespeicherte Energie in C_S pro Schaltzyklus vollständig durch R_S in Wärme umgesetzt wird.

$$P_S = \underbrace{f_S \cdot C_S \cdot U_S^2}_{\text{Phase 1-3}} = 100 \text{ kHz} \cdot 4,26 \text{ nF} \cdot (8 \text{ V})^2 = 27,3 \text{ mW} \quad (5.69)$$

Formel 5.69 wird normalerweise verwendet, wenn der Snubber sich parallel zum Mosfet befindet, liefert für diesen Fall jedoch ebenfalls sehr gute Ergebnisse. Sollen die Verluste genau bestimmt werden, kann für jede Schaltphase die Spannungsänderung

$$u_C(t) = U_S + (U_S(t_0) - U_S) \cdot e^{-\frac{t}{R_S \cdot C_S}} \quad (5.70)$$

am Snubber-Kondensator und der daraus resultierende Strom

$$i_C(t) = \frac{U_S - u_C(t)}{R_S} \quad (5.71)$$

für die Verlustberechnung nach

$$P_S = \underbrace{f_S \cdot \int_0^{T_{on}} R_S \cdot i_C^2(t) dt}_{\text{Phase 1}} + \underbrace{f_S \cdot \int_{T_{on}}^{T_r} R_S \cdot i_C^2(t) dt}_{\text{Phase 2}} + \underbrace{f_S \cdot C_S \cdot U_S^2(T_r)}_{\text{Phase 3}} \quad (5.72)$$

bestimmt werden. Da der Kondensator des Snubbers mit jedem Schaltvorgang umgeladen wird, entstehen auch in Phase eins und zwei Verluste. Die Spannung $U(t_0)$ bezeichnet die Spannung am RC-Snubber zu Beginn der Schalphase, also die Spannung die bei der vorherigen Schaltphase an der Leistungsinduktivität anliegt. Phase drei unterscheidet sich von den anderen beiden Phasen, da in Phase drei die vom Snubber-Kondensator gespeicherte Energie näherungsweise komplett in Verluste umgewandelt wird.

Der Einfluss der berechneten Snubber-Werte aus Tabelle 5.12 auf das Schwingverhalten werden anhand eines Simulationsmodells in *LTspice* überprüft. Die Verwendung eines Simulationsmodells hat den Vorteil, dass der Einfluss des Snubbers direkt überprüft und durch Parameteranpassungen auch der Wirkungsgrad optimiert werden kann. Für den Gate-Treiber¹ und die beiden Mosfets² existieren *Spice*-Modelle auf den Webseiten der beiden Hersteller, die für dieses Modell verwendet werden können. Das Schaltungsverhalten wird so im Modell sehr gut nachgebildet. Die simulierten Drain-Source-Spannungsverläufe beider Mosfets sind in Abbildung 5.25 mit und ohne Snubber dargestellt.

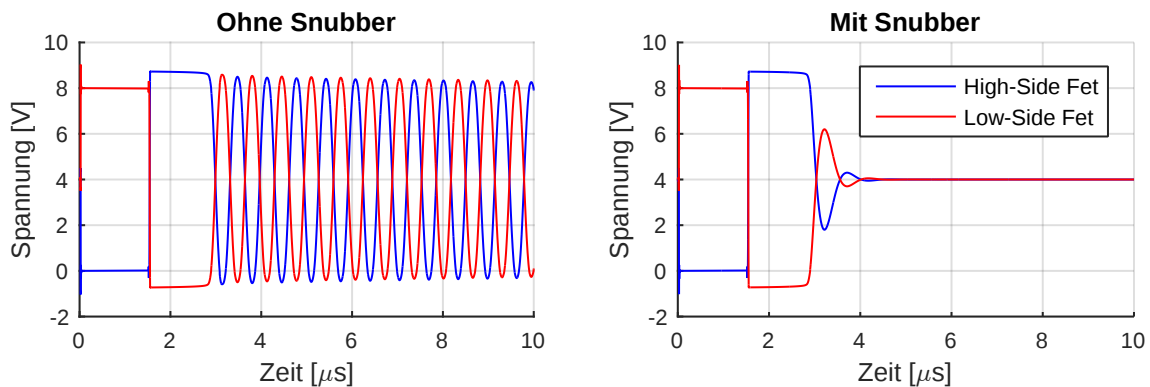


Abbildung 5.25: *LTspice*-Simulation der Drain-Source-Spannung mit und ohne Snubber.

Zunächst fällt auf, dass die simulierte Schwingung ohne Verwendung eines Snubbers deutlich weniger gegenüber der Schwingung aus den Messdaten gedämpft ist. Die Verluste werden in Realität daher höher ausfallen. Die Frequenz der Schwingung mit 1,56 MHz ist nahezu identisch mit der Frequenz aus der Messung von 1,62 MHz. Die Simulation mit Snubber zeigt, dass die Schwingung nach einer Periode fast vollständig abgeklungen ist. In der Simulation ergeben sich Verluste von 25,5 mW durch

¹Gate-Treiber LM5111 von *Texas Instruments*

²n-Kanal-Mosfet FDD6670A und p-Kanal-Mosfet FDD6685 von *Fairchild*

den Snubber und der Wirkungsgrad reduziert sich von 77 % auf 70 %. Mit steigendem Tastverhältnis steigt die Übertragungsleistung des Konverters und der Wirkungsgrad wird kaum noch durch den Snubber beeinflusst.

Das Schwingen kann zu EMV-Problemen führen und so andere Komponenten in der Schaltung stören. Auch ein zu hohes Überspringen der Drain-Source-Spannung kann zur Zerstörung der Mosfets führen. Da die Sperrfähigkeit der Mosfets mit 30 V deutlich über dem maximalen Überspringen liegt ist kein Problem zu erwarten. Auch bezüglich der EMV ist anzunehmen, dass keine Probleme auftreten, da die Schaltflanken der Mosfets steiler als die Spannungsänderungen während der Schwingung sind. Die steileren Schaltflanken der Mosfets würden daher größere Einkopplungen verursachen. Aus diesem Grund und um keine zusätzlichen Verluste zu verursachen wird im weiteren Verlauf dieser Arbeit auf eine Snubber-Beschaltung parallel zur Leistungsinduktivität verzichtet.

5.8.2 Ansteuerung mit SG: Totzeit und Stromerkennung

PWM- und Totzeit-Erzeugung

Zur Überprüfung der PWM-Erzeugung und der eingestellten Totzeit wird mit einem Funktionsgenerator eine PWM mit einem Tastverhältnis von 30 % erzeugt und an den Eingang der Logikschaltung übertragen. In Abbildung 5.26a ist die originale PWM des Funktionsgenerators in blau und die verzögerte PWM durch den RC-Tiefpass in rot dargestellt. Abbildung 5.26b zeigt die High-Side und Low-Side-PWM in blau und rot am Ausgang der Logikschaltung, also am Eingang des Mosfet-Treibers.

Anhand der Messung zeigt sich, dass die Totzeit von 150 ns mit den Parametern aus Tabelle 5.7 nicht erreicht wird. Erst mit einem Kondensator von 270 pF wird eine Totzeit von 147 ns zwischen beiden PWM-Signalen erreicht. Als Ursache wird vermutet, dass die Schwellwerte des Decoders, ab denen ein High- bzw. Low-Pegel erkannt wird, nicht anhand des Datenblatts exakt bestimmt werden können. Zusätzlich kann die vernachlässigte Eingangskapazität des Decoders einen Einfluss auf das verzögerte PWM-Signal haben. Diese ist nach Datenblatt kleiner als 10 pF und somit wesentlich kleiner als die Kapazität des Tiefpasses. In diesem Fall wird die Eingangskapazität daher keinen wesentlichen Einfluss auf das verzögerte PWM-Signal haben.

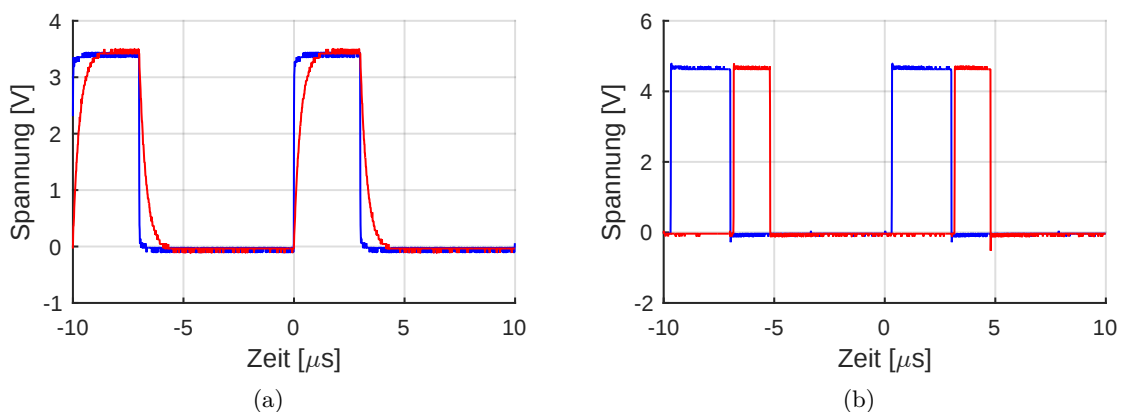


Abbildung 5.26: Gemessene PWM-Signale am Ein- (a) und Ausgang der Logikschaltung (b).

Stromerkennung und Synchrongleichrichtung

In diesem Unterpunkt wird die Synchrongleichrichtung und das für die SG benötigte Signal der Stromerkennung überprüft. Hierzu wird die Schaltung mit dem zuvor beschriebenen PWM-Signal angesteuert und die Zellspannungen mit einem bidirektionalen Netzteil auf 4 V eingestellt. In Abbildung 5.27 sind die gemessenen Drain-Source-Spannungen, das Ausgangssignal der Stromerkennung und der Strom durch die Leistungsinduktivität dargestellt. In Phase eins ist der HS-Mosfet durchgeschaltet, der LS-Mosfet sperrt beide Zellspannungen und die Leistungsinduktivität wird mit steigendem Strom aufgeladen. Nach $1,75\text{ }\mu\text{s}$ und einem Strom von $1,07\text{ A}$ gibt die Stromerkennung einen High-Pegel aus.

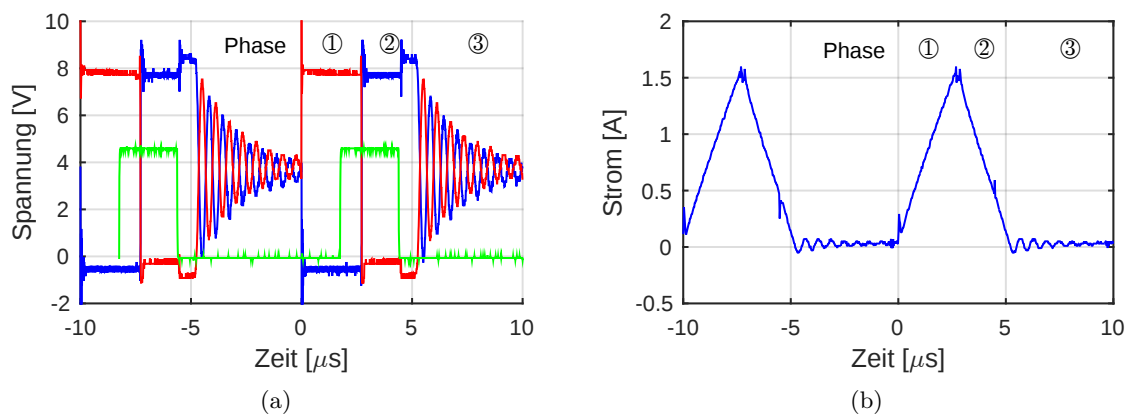


Abbildung 5.27: Gemessene Drain-Source-Spannungen des HS- und LS-Mosfets in blau und rot sowie das Signal der Stromerkennung in grün (a). Gemessener Spulenstrom am Shunt (b).

In Phase zwei kommutiert der Strom durch die Leistungsinduktivität bei $2,7\text{ }\mu\text{s}$ vom HS- in den LS-Mosfet. Die Leistungsinduktivität wird wieder entladen und der Spulenstrom sinkt. Für eine Totzeit von 110 ns fließt der Spulenstrom zunächst durch die Body-Diode des LS-Mosfets. Die Flussspannung der Body-Diode beträgt während dieser Zeit -850 mV . Aufgrund des unterschiedlichen Schaltverhaltens der Mosfets ist die Totzeit ungleich 150 ns . Nach der Totzeit schaltet der LS-Mosfet aufgrund des High-Pegels, der durch die Stromerkennung ausgegeben wird durch. Nach $4,4\text{ }\mu\text{s}$ sinkt der Spulenstrom unter 500 mA , die Stromerkennung wechselt wieder von einem High- zu einem Low-Pegel und der LS-Mosfet wird ausgeschaltet. Die Body-Diode des LS-Mosfets fängt für eine Zeit von 690 ns wieder an zu leiten bis der Strom auf Null abgesunken ist. In Phase drei sind beide Mosfets ausgeschaltet und die Drain-Source-Spannungen zeigen die zuvor beschriebene für den DCM typische Oszillation.

Die Stromerkennung gibt erst einen High-Pegel aus, wenn der Strom über 1 A gestiegen ist und gibt erst bei unterschreiten eines Stroms von 500 mA wieder einen Low-Pegel aus. Nach stetiger Reduktion des Tastverhältnisses konnte festgestellt werden, dass die Synchrongleichrichtung bei Unterschreiten eines Tastverhältnisses von $20\text{ }\%$ nicht mehr funktioniert. Soll die Schaltung mit SG betrieben werden, sollte diese Grenze daher nicht unterschritten werden.

5.8.3 Wirkungsgradbetrachtung

Wirkungsgrad bei verschiedenen Betriebspunkten

Im Folgenden wird der Wirkungsgrad bei erzwungenem Balancing mit und ohne Synchrongleichrichtung für beide Balancing-Richtungen, wenn der high- als auch der low-side Mosfet als Master arbeitet, bei verschiedenen Zellspannungen und Leistungen ermittelt. Die Messungen werden am Prototyp bestehend aus einem Konverter durchgeführt. Da die Zellspannungen der high- und low-side Zelle im Betrieb normalerweise eng beieinanderliegen, wird der Wirkungsgrad nur bei gleichen Zellspannungen für die drei Betriebspunkte von 2,5, 3,7 und 4,2 V ermittelt. Für jeden Betriebspunkt wird das Tastverhältnis in 5 %-Schritten bis maximal 60 % erhöht. Das maximale Tastverhältnis und die einhergehende Übertragungsleistung ist erreicht, sobald der Konverter vom DCM in den CCM übergeht und der Spulenstrom langsam unkontrolliert ansteigt. Zellspannung und Strom am Ein- und Ausgang des Konverters werden am Display des Netzteils abgelesen. Der Wirkungsgrad bestimmt sich aus dem Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsleistung. In Abbildung 5.28 ist der ermittelte Wirkungsgrad für den Betrieb mit und ohne Synchrongleichrichtung dargestellt.

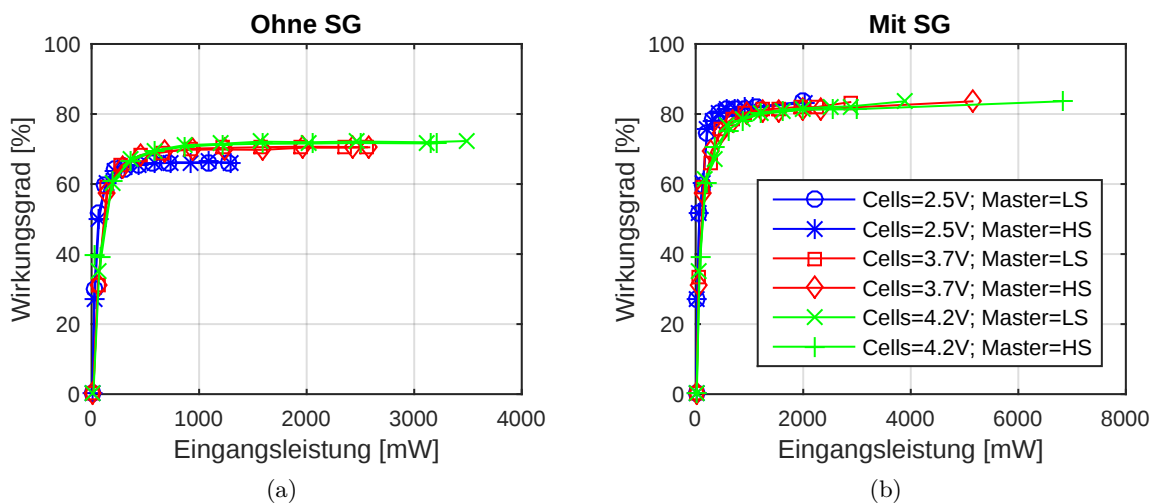


Abbildung 5.28: Wirkungsgrad in Abhängigkeit der Eingangsleistung bei erzwungenem Balancing ohne und mit Synchrongleichrichtung für beide Balancing-Richtungen und bei verschiedenen Zellspannungen.

Es kann beobachtet werden, dass die Balancing-Richtung keinen Einfluss auf den Wirkungsgrad hat. Bei höheren Spannungen können höhere Übertragungsleistungen im DCM erreicht werden. Bei Eingangsleistungen größer 1 W bleibt der Wirkungsgrad näherungsweise konstant. Unter 1 W kann ein starkes Einbrechen des Wirkungsgrads beobachtet werden. Dies ist damit zu begründen, dass die passiven Verluste, die durch Linearregler, Treiber und Logikschaltung entstehen bei niedrigerer Übertragungsleistung überwiegen. Um einen besseren Wirkungsgrad zu erreichen, sollte das Tastverhältnis daher möglichst größer als 35 % gewählt werden. Ohne SG werden Wirkungsgrade von 71 bis 72 % bei höheren Zellspannungen und 66 % Wirkungsgrad bei niedrigeren Zellspannungen erreicht. Mit SG verbessert sich der Wirkungsgrad auf 81 bis 83 %. Der schlechtere Wirkungsgrad

bei niedriger Zellspannung ohne SG entsteht durch die Verluste, die durch die Flussspannung der Body-Diode verursacht werden. Der Einfluss der Flussspannung auf den Wirkungsgrad nimmt mit steigender Zellspannung ab. Mit SG hat die Wahl der Zellspannung aufgrund des kleinen Durchlasswiderstands der Mosfets keinen signifikanten Einfluss auf den Wirkungsgrad. Die SG führt zu einer Verbesserung des Wirkungsgrads von etwa 10 %. Dieses Ergebnis deckt sich mit der Verlustabschätzung mit und ohne SG aus Abschnitt 5.2.2.

Wirkungsgrad für natürliches und erzwungenes Balancing

In Abschnitt 5.2.3 wird zwischen den beiden Betriebsarten erzwungenes und natürliches Balancing unterschieden. Beim natürlichen Balancing wird für alle Konverter ein Tastverhältnis von 50 % gestellt. Die Balancing-Richtung stellt sich automatisch durch die Zellspannungen ein. Beim erzwungenen Balancing kann die Balancing-Richtung unabhängig von den Zellspannungen gesteuert werden. Um beide Verfahren miteinander zu vergleichen wird die Zellspannung der unteren Zelle fest auf 3,4 V eingestellt und die Zellspannung der oberen Zellen in 100 mV Schritten von 2,5 bis 4,2 V verändert. Im Bereich von 3,4 V wird die Spannung in kleineren Schritten geändert. Da die Zellspannungen mit dem Netzteil HM8143 nur mit einer Auflösung von 10 mV am Display eingestellt werden können, werden diese mit zwei Multimetern des Typs 37XR-A des Herstellers *Amprobe* gemessen. Das Multimeter besitzt eine Auflösung von 100 μ V. Um ein Verlassen des DCMs in den CCM bei unterschiedlichen Zellspannungen zu verhindern wird das Tastverhältnis beim erzwungenen Balancing für alle Konverter fest auf 45 % eingestellt. Beim natürlichen Balancing wird hingegen für alle Konverter ein Tastverhältnis von 50 % verwendet.

In den Abbildungen 5.29 (a) und (b) sind die relativen Verluste, die beim Balancing entstehen für den Zellspannungsunterschied von ± 400 mV dargestellt. Die relativen Verluste werden nach

$$\frac{P_v}{|P_{in}| + |P_{out}|} = \frac{|P_{in} + P_{out}|}{|P_{in}| + |P_{out}|} \quad (5.73)$$

bestimmt. Bei einem effektiven Balancing werden die Zellen bei gleichzeitig möglichst geringen Verlusten im Konverter umgeladen. Dabei ist das Vorzeichen der Ein- und Ausgangsleistung unterschiedlich. Werden Ein- und Ausgangsleistung addiert, ergeben sich daraus die Verluste, die im Konverter entstehen. Es zeigt sich jedoch, dass beim natürlichen Balancing die relativen Verluste im Konverter bei sich annähernden Zellspannungen ab einem Zellspannungsunterschied von ± 200 mV stetig zunehmen, bis nur noch Verluste im Konverter umgesetzt werden. Die Zunahme der relativen Verluste hat einen direkten Einfluss auf den Balancing-Wirkungsgrad, wie in den Abbildungen (c) und (d) zu beobachten ist. Bei einem Zellspannungsunterschied von ± 30 mV liegt der Wirkungsgrad beispielsweise nur noch bei ca. 40 %. Die Ursache für die steigenden relativen Verluste kann anhand Abbildung 5.9 auf S. 95 erklärt werden. Bei gleichen Zellspannungen wird nur noch Energie zwischen beiden Zellen hin- und hergeschoben, ohne im zeitlichen Mittel effektiv eine Leistung zu übertragen. Dabei entstehen nur noch Verluste im Konverter. Wird der Spannungsunterschied mit folgender Formel als

$$\frac{\Delta Q}{C_N} = \frac{\Delta U_Z}{1 \text{ V}} \iff \Delta SOC = \frac{\Delta U_Z}{1 \text{ V}} \quad (5.74)$$

Ladezustandsunterschied ΔSOC abgeschätzt, ergibt sich für einen Zellspannungsunterschied von ± 200 mV ein SOC-Unterschied von ± 20 % bei dem die Zellen mit einem schlechteren Wirkungsgrad umgeladen werden. Erst bei größeren SOC-Unterschieden wird der maximale Wirkungsgrad von ca.

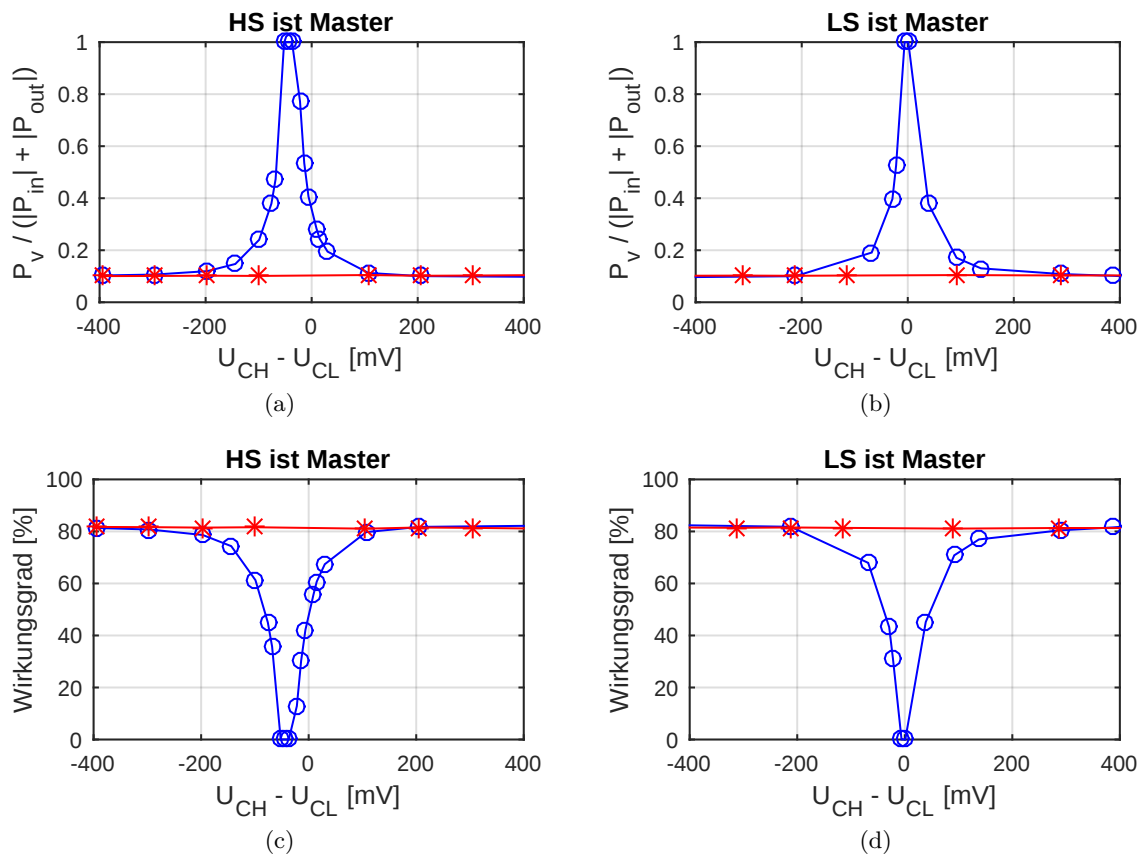


Abbildung 5.29: Vergleich der Verluste und des Wirkungsgrads für natürliches (blau, Kreis) und erzwungenes (rot, Stern) Balancing in Abhängigkeit der Balancing-Richtung bei unterschiedlichen Zellspannungen und festem Tastverhältnis.

80 % auch mit natürlichem Balancing erreicht. Da die Zellspannungsunterschiede normalerweise im Betrieb näher beieinanderliegen und sich nur selten große Zellspannungsunterschiede einstellen, wird das natürliche Balancing die meiste Zeit bei einem schlechten Wirkungsgrad betrieben. Natürliches Balancing bringt daher kaum einen Vorteil gegenüber einem dissipativem Balancing.

Zudem ist zu beobachten, dass für den LS-Mosfet als Master bereits bei einem Zellspannungsunterschied von -6 bis 1 mV nur noch Verluste im Konverter umgesetzt werden. Dies kann dazu führen, dass ein SOC-Unterschied von bis zu $0,6$ % mit natürlichem Balancing nicht ausgeglichen werden kann. Wird der HS-Mosfet als Master betrieben, werden für den Zellspannungsunterschied von -52 bis -37 mV nur noch Verluste im Konverter verursacht. Die Ursache für den Offset konnte nicht herausgefunden werden. Durch den Offset würde jedoch ein Fehlbalancing mit einem SOC-Unterschied von 4 bis 5 % entstehen. Anders als beim natürlichen Balancing kann beim erzwungenen Balancing mit einem konstanten Wirkungsgrad unabhängig von den Zellspannungen zwischen den Zellen umgeladen werden (vgl. Abb. 5.29).

5.8.4 Balancing-Vorgang mit Lithium-Ionen-Zellen

Zum Abschluss wird zur Demonstration ein Balancing-Vorgang mit sechs 18 650 Zellen durchgeführt (vgl. Abb. 5.30). Verwendet wurden UR18650E NMC Zellen von *Sanyo/Panasonic* mit einer Nennkapazität von 2,05 Ah. In der Legende ist die Position der Zellen im Strang gekennzeichnet. Die Zellen besitzen zu Beginn unterschiedliche Zellspannungen und werden während der Zeit durch das Balancing ausgeglichen. Als Abbruchkriterium wurde ein minimaler Zellspannungsunterschied von 20 mV eingestellt. Die aktive Balancing-Zeit wurde auf 30 s und die Pausen zur Zellspannungs-Relaxation auf 3 s festgelegt. In Abbildung (a) sind die Zellspannungen am Ende der Relaxationsphase dargestellt. Die Spannungsschwankungen resultieren vermutlich aus dem nachträglichen Filtern der Ruhespannungen aus dem gesamten Zellspannungsverlauf. Die Konverter wurden bei einem Tastverhältnis von 45 % betrieben. Zusätzlich ist in Abbildung (b) der berechnete Ladungstransfer von jeder Zelle dargestellt. Der Ladungstransfer wird auf dem Mikrocontroller anhand der gemessenen Spulenströme berechnet. Zur Berechnung ist ein fester Wirkungsgrad von 79 % hinterlegt. In der Abbildung ist gut zu erkennen, wie die Zellspannungen wegen des Balancings über der Zeit konvergieren. Nach 37 min wurde der Balancing-Vorgang manuell abgebrochen.

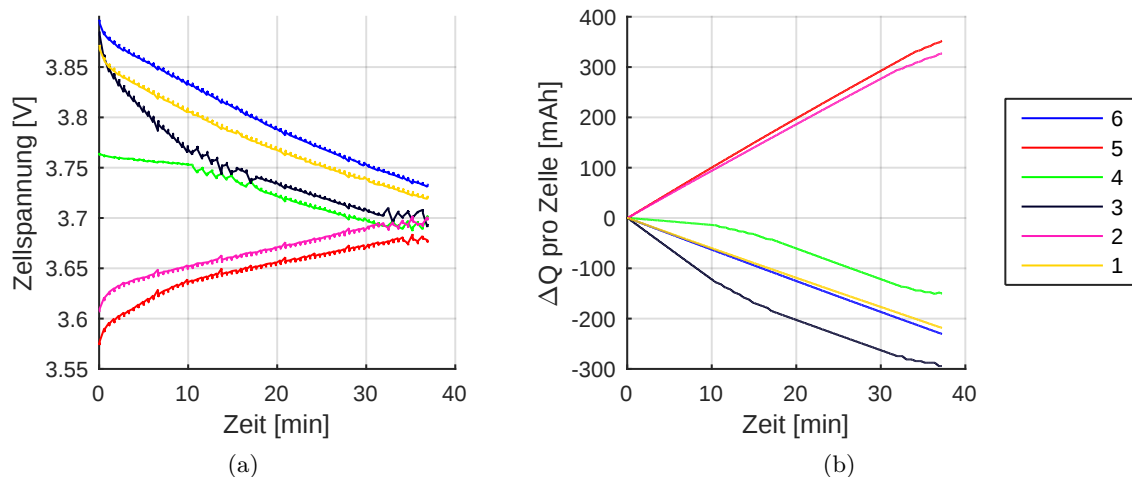


Abbildung 5.30: Verlauf der Zellspannungen und des Ladungstrfers pro Zelle während eines Balancingvorgangs von 6 Zellen.

5.9 Zusammenfassung und Schlussfolgerung

In diesem Kapitel wurde die Hardware-Entwicklung eines aktiven Zelle-zu-Zelle Balancings vorgestellt. Ziele waren Erkenntnisse über den Entwicklungsaufwand zu sammeln und eine Schaltung zu entwickeln, mit der verschiedene Balancing-Algorithmen untersucht werden können. Hierzu wurde eine Strommessung zum Überwachen der Balancing-Ströme implementiert. Weitere Ziele waren einen möglichst hohen Wirkungsgrad und einen modularen Aufbau zu erreichen, sodass auch Batterie-Systeme bestehend aus vielen Zellen in Serie ausgeglichen werden können.

Der modulare Aufbau kann nur durch weitere Modifikation des Prototyps erreicht werden. Hierzu müssen das IC zur Zellspannungsüberwachung BQ76PL536A und die Strommessung galvanisch, beispielsweise durch Digital-Isolatoren, vom Mikrocontroller getrennt werden. Die Komplexität der Schaltung nimmt dadurch zu, da für die Strommessung ein zusätzlicher ADC auf der Seite des Konverters benötigt wird.

Vorschriften zur Auslegung des Konverters mit Fokus auf die Leistungsinduktivität und der Mosfets wurden vorgestellt. Bei der Auslegung wurden die zu prognostizierenden Zellunterschiede und die maximale Stromrate der Zellen berücksichtigt. Die Kriterien können auch zum Auslegen anderer induktiver Balancing-Topologien verwendet werden.

Zudem erfolgte eine umfassende Diskussion zur vereinfachten Ansteuerung der einzelnen Konverter, die Voraussetzung für einen modularen Aufbau mit vielen Zellen im Serienbetrieb darstellt. Eine Logikschaltung auf jedem Konverter wurde entwickelt, die ermöglicht, die Konverter mit einer PWM und zwei Steuersignalen anzusteuern. Die PWM muss nur einmal für alle Konverter erzeugt werden. Die Steuersignale müssen für jeden Konverter individuell bereitgestellt werden und ermöglichen, die Balancing-Richtung zu steuern sowie den Balancing-Vorgang eines Konverter-Moduls ein- und auszuschalten. Bei N Zellen sind demnach eine PWM- und $2 \cdot (N - 1)$ Steuersignale notwendig. Die vielen Steuersignale können mit *I/O Expander ICs* wie z.B. dem MCP23S17 zur Verfügung gestellt werden. Diese verfügen meist über 8 oder 16 GPIO-Pins, die über SPI oder I²C durch den zentralen Mikrocontroller gesteuert werden können.

Die Logikschaltung wurde durch eine Stromerkennung erweitert, die ermöglicht die Konverter mit Synchrongleichrichtung bei erzwungenem Balancing zu betreiben. Durch die SG konnte der Wirkungsgrad um 10 % verbessert werden. Der Aufbau der Stromerkennung stellte sich als aufwendig heraus. Insbesondere die Wahl eines geeigneten Komparators ist schwierig, da dieser sehr spezielle Anforderungen erfüllen muss. Zusätzlich ist eine kleine und gleichzeitig störungsfreie Referenzspannung im Bereich von 10 mV notwendig. Die Anbindung des Komparators an die Referenzspannung und an den Messpunkt muss möglichst kurz auf der Leiterplatte erfolgen, um Störeinkopplungen klein zu halten.

Um diese Nachteile zu umgehen, können anstelle eines PWM-Signals zwei PWM-Signale zur Ansteuerung aller Konverter verwendet werden. Ein PWM-Signal wird zur Ansteuerung des Masters und das zweite zur Ansteuerung des Slave-Transistors verwendet. Dadurch entfällt die aufwendige Stromerkennung. Eine Logik zum Steuern der Balancing-Richtung durch Umschalten der beiden PWM-Signale ist dennoch auf jedem Konverter durch eine erforderliche Modifikation der Logikschaltung notwendig. Lösungsansätze für die Logikschaltung werden in Kapitel 6 vorgestellt.

Anhand von Tests an dem Prototyp konnte nachgewiesen werden, dass ein Betrieb der Schaltung mit natürlichem Balancing zu hohen Verlusten während des Balancings führt. Ein Vorteil der Schaltung gegenüber einem dissipativen Balancing ist bei dieser Betriebsart daher nicht gegeben. Eine Verbesserung kann mit erzwungenem Balancing erzielt werden. Insbesondere mit der in diesem Kapitel vorgestellten Lösung für einen Betrieb mit Synchrongleichrichtung konnten Wirkungsgrade bis zu 83 % erzielt werden.

Höhere Wirkungsgrade oder geometrisch kleinere und somit günstigere Auslegungen können mit höheren Schaltfrequenzen und durch höhere Stromrippel erreicht werden. Besonders die konservativ gewählte Strombegrenzung des Peak-Werts des Spulenstroms führte zu einer starken Einschränkung bei der Wahl der Induktivität. Sind höhere Stromrippel zulässig und kann nachgewiesen werden, dass diese keinen Einfluss auf die Zellalterung besitzen, können Spulen mit kleineren Induktivitäten eingesetzt werden.

6 Bewertung des ökonomischen Mehrwerts

In diesem Kapitel werden die zusätzlichen Kosten, die durch den Einsatz eines aktiven Balancings gegenüber eines dissipativen Balancings entstehen, abgeschätzt. So ist es möglich Kostentreiber anhand der benötigten Komponenten zu identifizieren. Da das aktive Balancing bei einer vorhandenen Zellstreuung eine bessere Kapazitätsausnutzung ermöglicht, können die zusätzlichen Kosten des aktiven Balancings mit dem Kapazitätsgewinn gegenübergestellt werden. Zur ökonomischen Bewertung wird ein Zellpreis angenommen, sodass gegen Ende dieses Kapitels über den Kapazitätsgewinn Grenzkosten für das aktive Balancing bestimmt werden können. Für einen ökonomischen Mehrwert sollten die Mehrkosten des aktiven Balancings diesen Grenzwert nicht überschreiten.

6.1 Abschätzung der Kosten eines aktiven und passiven Balancings

Zunächst werden die zusätzlichen Kosten des aktiven Balancings mit den Kosten des dissipativen Balancings anhand von Einzelkomponentenpreise verglichen. Hierzu wird exemplarisch ein Batteriesystem mit 96 Zellen in Serie angenommen. Da der beschriebene Hardware-Aufbau des aktiven Balancings aus Kapitel 5 auf einem am Institut entwickelten passiven Balancing-System aufsetzt, können für den Kostenvergleich die Komponenten beider Balancing-Systeme berücksichtigt werden. Im Fokus der Kostenabschätzung steht der Vergleich der Balancing-Schaltungen zur Hervorhebung kostenverursachender Bauteile. Die Gesamtkosten der Schaltung abzuschätzen ist nicht möglich, da die Kosten von mehreren Faktoren abhängen. So sind die Kosten für die Leiterplatte und des Gehäuses unbekannt und daher nicht berücksichtigt. Auch hängen die Gesamtkosten beispielsweise von der Anzahl der eingesetzten Temperatursensoren ab.

Da die Bauteilkosten abhängig vom Versandhaus und vom Hersteller sowie mit der bestellten Stückzahl stark schwanken, ist ein Kostenvergleich kaum aussagekräftig. Um zumindest einen groben Vergleich zu ermöglichen, werden nur Einzelstückpreise des Versandhauses *Farnell* verglichen. Der resultierende Preis beider Balancing-Schaltungen wird aufgrund der geringen Stückzahlen daher wesentlich größer ausfallen. Dennoch können mit grober Näherung kostenverursachende Komponenten identifiziert werden und durch Kostengegenüberstellung der beiden Balancing-Schaltungen die Mehrkosten durch das aktive Balancing grob abgeschätzt werden. Eine Berücksichtigung von größeren Stückzahlen ist nicht möglich, da nicht alle Komponenten mit gleichgroßen Stückzahlen vom Versandhändler angeboten werden. Daher wird sich auf den Bestellpreis einzelner Bauteile beschränkt.

In Abbildung 6.1 sind die benötigten Funktionsblöcke zur Realisierung beider Balancing-Schaltungen dargestellt. Grundsätzlich muss zwischen den Komponenten auf der HV- und LV-Seite unterschieden werden. Zur galvanischen Trennung werden üblicherweise Digital-Isolatoren eingesetzt, da Optokoppler einen höheren Stromverbrauch aufweisen. Sowohl die HV- als auch die LV-Seite muss mit einer Spannungsversorgung ausgestattet sein. Die zu versorgenden Komponenten auf der Hochvolt-Seite sind der Digital-Isolator, die Spannungsmessung, die Signalverarbeitung (bzw. Ansteuerung) und die Gate-Ansteuerung der Mosfets in der Balancing-Schaltung. Die günstigste

Realisierung der Spannungsversorgung auf der Hochvolt-Seite geschieht über zwei Zellen¹ und einen Linear-Regler (LDO) zur Spannungsstabilisierung. Die Elektronik parallel zur obersten Zelle im Strang muss dann über eine Ladungspumpe (LP) versorgt werden, die in der Lage ist die Zellspannung hochzusetzen, da nur eine Zelle für die Spannungsversorgung zur Verfügung steht. Die teurere, hier nicht berücksichtigte Variante geschieht über eine separate Stromversorgung und einem galvanisch getrennten DC/DC-Wandler pro Balancing-Konverter. Auf der Niedervolt-Seite sind die Digital-Isolatoren, die Signalerzeugung und -verarbeitung, die Kommunikationsschnittstelle (z.B. der CAN-Transceiver) und der Mikrocontroller zu versorgen. Hier bietet es sich an, die Versorgung beispielsweise über die 12 V Niedervolt-Batterie bereitzustellen.

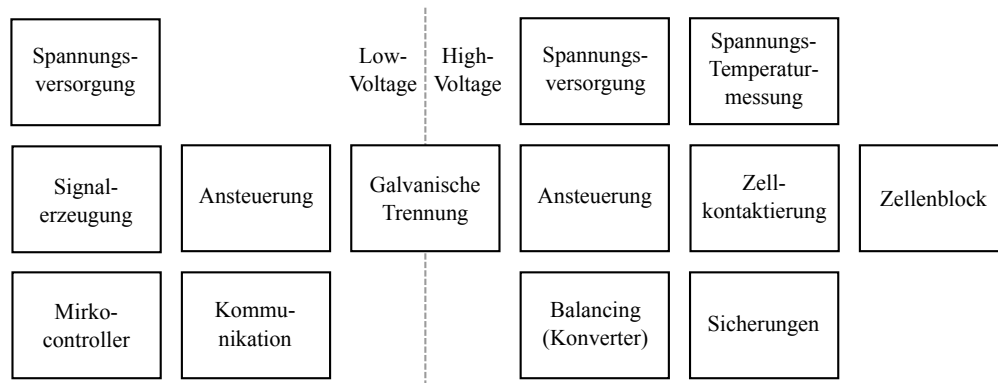


Abbildung 6.1: Komponenten der Zellüberwachungs- und Balancing-Schaltung.

Zusätzlich ist zwischen Komponenten zu unterscheiden, die nur einmal benötigt werden (fix) und Komponenten, deren benötigte Menge von der Anzahl der Zellen im Strang abhängt (variabel). Komponenten auf der Niedervolt-Seite wie Mikrocontroller, Spannungsversorgung, Kommunikationsschnittstelle und Digital-Isolatoren² werden nur einmal benötigt, sodass deren Kosten nicht stark ins Gewicht fallen. Auch werden diese Komponenten sowohl für das aktive wie auch das passive Balancing benötigt, sodass diese Komponenten keinen Preisunterschied zwischen passiver und aktiver Balancing-Schaltung bewirken. Diese Komponenten werden daher als Basisfixkosten für alle Balancing-Systeme bezeichnet. Variable Basiskosten sind das Zellüberwachungs-IC, Sicherungen, NTC-Thermistoren zur Temperaturmessung als auch die Komponenten zur Zellkontaktierung³. In Tabelle A.2 und A.3 sind alle berücksichtigten Bauteile für die fixen und variablen Basiskosten aufgelistet. Unberücksichtigt bleiben alle zusätzlichen Komponenten wie die Leiterplatte selbst, die Kabelanbindung, das Gehäuse, Bestückungsbauteile wie Stützkondensatoren etc. Die Gesamtkosten können daher nicht vollständig angegeben werden.

¹Zwei Zellen, da die meisten Bauteile eine Versorgung von 3,3V benötigten und die Spannung mit dem Linear-Regler herabgesetzt wird.

²Zwei Digital-Isolatoren werden zur galvanisch getrennten Übertragung der Daten von Zellspannungen und Temperaturen zwischen dem untersten Zellüberwachungs-IC und dem Mikrocontroller benötigt. Die restlichen Zellüberwachungs-ICs übertragen diese Daten ohne Digital-Isolatoren untereinander anhand einer sogenannten Daisy-Chain.

³Sicherungen und Steckverbindungen zur Zellkontaktierung hängen vom Balancing-Strom ab. Kosten für diese Komponenten können daher für das aktive Balancing größer ausfallen. Für eine einfachere Betrachtung werden diese Komponenten für das aktive und passive Balancing als gleich angenommen. Dies ist zulässig, wenn der Balancing-Strom nicht zu große Werte annimmt.

Alle anderen Komponenten hängen von der Zellanzahl und von der Balancing-Schaltung ab. Neben der passiven Balancing-Schaltung werden die beiden aktiven Balancing-Schaltungen Zelle $\rightleftharpoons$ Zelle und Zelle $\rightleftharpoons$ DC-Bus aus Abbildung 4.6b und 4.6g für die Kostenabschätzung betrachtet. Um die benötigten Komponenten der drei Balancing-Schaltungen zu identifizieren sind diese in Tabelle 6.1 in Abhängigkeit der Zellanzahl N aufgelistet.

Tabelle 6.1: Anzahl der benötigten Bauteile für das aktive und passive Balancing mit N Zellen. Bauteile: Widerstand (R), Leistungsinduktivität (L), gekoppelte Induktivität (T), Leistungsschalter (Fet), Treiber (Driv), Puffer-Batterie (Bat), Linear-Regler (LDO), Ladungspumpe (LP), Ansteuerung (AS).

Balancing-Schaltung	R	L	T	Fet	Driv	Bat	LDO	LP	AS
dissipativ	N	-	-	N	-	-	N	1	-
Zellen $\rightleftharpoons$ DC-Bus	-	-	N	$2N$	$2N$	xN	N	1	N
Zelle $\rightleftharpoons$ Zelle	-	$N - 1$	-	$2N - 2$	$2N - 2$	-	$N - 1$	-	$N - 1$

Ein Problem für den Vergleich ist, dass für passive Balancing-Schaltungen fertige ASICs zur Zellüberwachung erhältlich sind. Diese ICs dienen zur Zellspannungs- und Temperaturmessung und zur Ansteuerung der Mosfets. Das berücksichtigte IC dient beispielsweise zur Überwachung von bis zu 6 Zellen. Zusätzlich können diese ICs über SPI kommunizieren, ohne dass Digital-Isolatoren notwendig werden. Auch wird keine zusätzliche Spannungsversorgung benötigt, da sich diese ICs über die Zellen selbst versorgen. Für aktive Balancing-Schaltungen sind solche ASICs nicht erhältlich, sodass ein Kostenvergleich der passiven und aktiven Schaltungen durch den Einsatz des ASICs stark verzerrt wird. Aus diesem Grund wird das Zellüberwachungs-IC nur zur Temperatur- und Spannungsmessung in allen Balancing-Schaltungen berücksichtigt.

Die Balancing-Funktionalität selbst wird daher mit diskreten Bauteilen aufgebaut. Somit sind auch für die passive Balancing-Schaltung ein Digital-Isolator und zur Stromversorgung des Isolators eine Spannungsversorgung notwendig. Der Mosfet kann direkt über das Ausgangssignal des Digital-Isolators angesteuert werden. Dieses Signal wird über GPIO-Expander-ICs bereitgestellt, die wiederum über den Mikrocontroller gesteuert werden. Jeder Expander verfügt über 16 Bit. Für ein Batterie-System mit 96 Zellen kommen somit 6 Expander zum Einsatz.

Die aktiven Balancing-Schaltungen werden über die Signale DIR (Direction) und EN (Enable) gesteuert. Das Signal DIR kontrolliert die Balancing-Richtung und das Signal EN schaltet einen Balancing-Konverter ein oder aus. Somit sind für die aktiven Balancing-Schaltungen 12 GPIO-Expander notwendig. Wie in Kapitel 5 beschrieben wird für die Synchrongleichrichtung zusätzlich zur Master-PWM ein Slave-PWM-Signal an alle Konverter übertragen. Die beiden PWM-Signale werden mit dem Mikrocontroller erzeugt. Zum korrekten Durchschalten der PWM-Signale sind Logikschaltungen notwendig (Ansteuerung). Diese können auf der LV- oder teils auf der HV-Seite umgesetzt werden. Durch die gemeinsame Spannungsversorgung auf der LV-Seite bietet sich eine Hardware-Umsetzung auf der LV-Seite an. So können mehr Gatter gleichen Typs in einem IC untergebracht werden. Mögliche Umsetzungen dieser Logikschaltungen sind in den Abbildungen 6.2 und 6.3 für Systeme mit und ohne Synchrongleichrichtung dargestellt. Die benötigten Bauteile, die sich aus den Ansteuerungsschaltungen ergeben sind in Tabelle 6.2 aufgelistet.

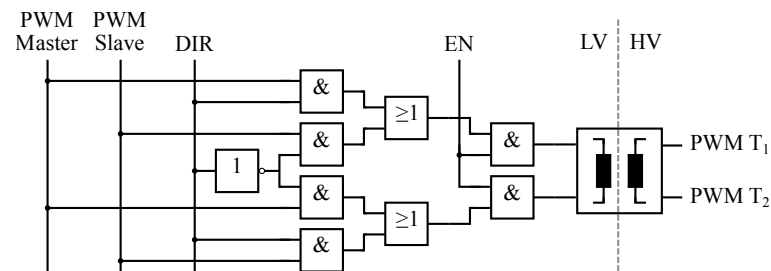


Abbildung 6.2: Ansteuerung mit SG.

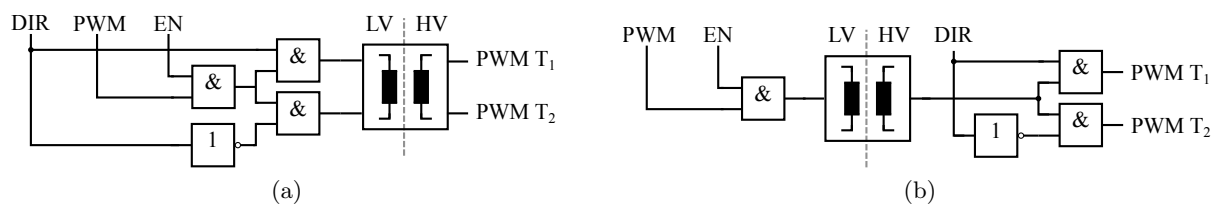


Abbildung 6.3: Ansteuerung ohne SG mit unterschiedlicher Anordnung der Logikschaltung auf der LV- und HV-Seite, um Komponenten einzusparen.

Tabelle 6.2: Benötigte Bauteile pro Konverter zur Mosfet-Ansteuerung: And-, Or-, Not-Gatter und Kanäle zur galvanisch getrennten Signalübertragung mittels Digital-Isolatoren (Iso).

Typ	And	Or	Not	Iso
ohne SG	3	-	1	1-2
mit SG	6	2	1	2

Tabelle 6.3: Kostenvergleich zwischen aktivem und passivem Balancing.

Balancing	Getrennte Kosten	Gesamtkosten
Basiskosten (fix)	29 €	-
Basiskosten (variabel)	3,6 €/Zelle	-
dissipativ	6,4 €/Zelle	989 €
Zelle<=>Zelle	13,5 €/Zelle	1671 €
Zelle<=>DC-Bus	14,8 €/Zelle	1795 €

Alle in der Kostenabschätzung berücksichtigten Bauteile sind im Anhang A.2 aufgeführt und in der Tabelle 6.3 gegenübergestellt. Für die ermittelten Preise, berücksichtigten Komponenten und getroffenen Annahmen liegen die Mehrkosten eines aktiven Balancings gegenüber einem passiven Balancing zwischen 7,1 bis 8,4 € pro Zelle. Das aktive Zelle=>DC-Bus Balancing ist etwas teurer als das Zelle=>Zelle Balancing. Hauptursache für die höheren Kosten sind die beiden Treiber zur Ansteuerung der beiden Mosfets. Diese können aufgrund der galvanischen Trennung nicht in einem IC untergebracht werden. Ohne den Einsatz einer Synchrongleichrichtung sind beide aktiven Balancing-Schaltungen etwa 1,7 € günstiger pro Zelle. Der Unterschied dieses Preisunterschieds liegt in der einfacheren Ansteuerung ohne Synchrongleichrichtung. Der Einsatz eines Digital-Isolators mit zwei Übertragungskanälen anstelle von einem Übertragungskanal führt zu keiner Kostenerhöhung. Hauptkostenunterschied zwischen aktivem und passivem Balancing ist der Konverter bestehend aus Mosfets, Spule und Treiber. Diese sind zusammen etwa zehn bis zwölf Mal teurer als der Widerstand und Mosfet des passiven Balancings. Durch den Einsatz günstigerer Komponenten könnte der Preis der aktiven Balancing-Schaltung wesentlich reduziert werden. Die Ansteuerungsschaltung trägt mit etwa 350 € nicht unwesentlich zur Preiserhöhung bei. Gerade die Ansteuerungsschaltung bestehend aus den Logik-Gattern zeigt bei größeren Stückzahlen jedoch ein signifikantes Kostensenkungspotential mit einem Faktor von etwa 8 bis 10. Andere Bauteile sind bei größeren Stückzahlen nur etwa zwei bis drei Mal günstiger. Größter Kostenfaktor der Balancing-Schaltungen sind die Spannungsversorgung und die Digital-Isolatoren. Durch den Einsatz des Zellüberwachungs-ICs können die Kosten des passiven Balancings daher stark reduziert werden, da die zusätzliche Spannungsversorgung und die Digital-Isolatoren entfallen. In den aktiven Balancing-Schaltungen kann aufgrund der notwendigen PWM-Übertragung auch mit geeigneten ASICs nicht ohne weiteres auf die Digital-Isolatoren verzichtet werden. Der Kostenunterschied zwischen aktivem und passivem Balancing würde in diesem Fall noch etwas größer ausfallen.

6.2 Bestimmung der Balancing-Grenzkosten anhand der Zellkosten

Im Folgenden wird abgeschätzt, wie groß die relative Zellstreuung (Mittelwert zu minimaler Kapazität bezogen auf die Nennkapazität) sein müsste, damit der Aufwand eines aktiven Balancing-Systems gerechtfertigt werden kann. Hierzu wird ein Batteriepack von 96 Zellen in Serie mit einer Nennkapazität von 60 Ah angenommen. Dieses Pack besitzt für eine Nennspannung von 3,7 V eine Energie von 21,3 kWh.

Da zur Kostenabschätzung der Balancing-Systeme nur Einzelstückpreise für Endkunden berücksichtigt werden, sollen zur Abschätzung der Zellpreise zunächst auch nur Preise für Endkunden berücksichtigt werden. Auf der Webseite www.akkuteile.de wird für die 18 650 NMC Zelle von Sanyo/Panasonic NCR18650GA mit einer Nennkapazität von 3,5 Ah ein Preis von 6,95 € gelistet (Stand 24. Mai 2017). Mit einer Nennspannung von 3,7 V ergibt sich für die Zelle ein Preis von 537 €/kWh. Die Zellstreuung müsste mit diesen Preisen nach

$$\Delta s = \frac{C_N - C_{\min}}{C_N} \geq \frac{1}{\eta_{\text{bal}}} \cdot \frac{\Delta K_{\text{bal}}}{k_{\text{Zelle}} \cdot U_N \cdot C_N} = \frac{1}{81\%} \cdot \frac{16,7\text{€} - 8,3\text{€}}{537\text{€/kWh} \cdot 3,7\text{V} \cdot 60\text{Ah}} = 8,7\% \quad (6.1)$$

mindestens 8,7 % betragen, damit die zusätzlichen Kosten durch ein aktives Balancing-System über die bessere Kapazitätsausnutzung gerechtfertigt werden kann. Der berücksichtigte Balancing-Wirkungsgrad η_{bal} von 81 % ergibt sich aus den Simulationsergebnissen aus Abschnitt 4.3 für einen Konverter-Wirkungsgrad von 90 %. Weitere Verluste, die z.B. durch Fehlbalancing aufgrund des

Balancing-Algorithmen entstehen können sind an dieser Stelle nicht berücksichtigt. Aus der Formel wird ersichtlich, dass die notwendige Mindeststreuung mit steigender Nennkapazität abnimmt. Zudem nimmt die zu erwartende Streuung mit der Zellanzahl im Strang zu.

Daraus wird ersichtlich, dass der Einsatz aktiver Balancing-Systeme besonders für große Zellstränge mit großer Nennkapazität und besonders mit steigenden Zellpreisen und steigender Zellstreuung rentabel werden. So werden immer größere Batteriepacks in Elektroautos eingesetzt, um der Anforderung an die Reichweite von mehr als 500 km gerecht zu werden. Der Trend geht somit zu Batteriepacks mit Gesamtenergien und Zellkapazitäten größer 95 kWh und größer 94 Ah (vgl. Tesla Model S Typ P100D, BMW i3, Audi Q6 e-tron). Zudem existieren Ansätze wie beim Porsche Mission E, die Antriebs- und Ladeleistung des Packs bei gleichbleibenden Batterieströmen durch höhere Klemmenspannungen von 800 V statt 400 V zu erhöhen [1]. Um dies zu erreichen, müssen die doppelte Anzahl an Zellen in Serie betrieben werden. Auf der anderen Seite ist die Entwicklung der Packpreise stark abnehmend. Von 2010 bis 2016 ist nach [131] der Packpreis von 1000 \$/kWh auf 227 \$/kWh gesunken. Ähnliche Preisschätzungen sind in [28] zu finden. Nach [132] wird von GMS Vizepräsident Mark Reuss für das Jahr 2016 ein Preis von 145 \$/kWh für Zellen des Herstellers LG angegeben. Werden diese Preise vorausgesetzt, können die zulässigen Mehrkosten durch das aktive Balancing nach

$$\Delta K_{\text{bal}} \leq \eta_{\text{bal}} \cdot \Delta s \cdot U_N \cdot C_N \cdot k_{\text{Zelle}} \quad (6.2)$$

berechnet werden. Mit Zellpreisen von 150 €/kWh und einer angenommen Zellstreuung von 2,5 % ergeben sich für Zellen (bzw. Module) von 50 bis 250 Ah Grenzkosten des aktiven Balancings von 0,5 bis 2,8 € pro Zelle (vgl. Abb. 6.4). Werden statt der Einzelkomponenten Preise für hohe Stückzahlen berücksichtigt, könnten aktive Balancing-Systeme für große Batteriepacks mit den hier berücksichtigten Daten durchaus rentabel werden¹. Bei weiter fallenden Packpreisen und sinkender Zellstreuung durch verbesserte Produktionsverfahren und Kühlsysteme wird der Einsatz von aktiven Balancing-Systemen selbst für große Batteriepacks jedoch schnell unwirtschaftlich.

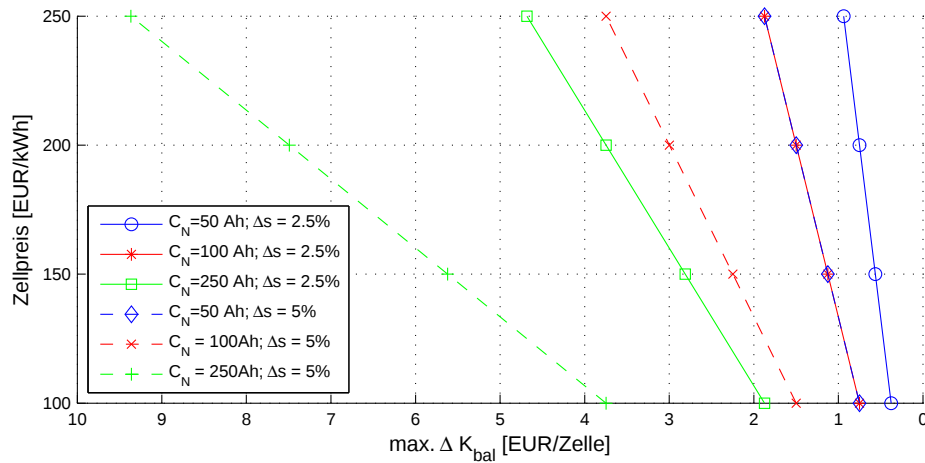


Abbildung 6.4: Grenzkosten des aktiven Balancings.

¹Da die Zellstreuung erst bei fortgeschrittener Alterung verstärkt auftritt, müsste für eine bessere Kostenbewertung die Restlebensdauer des Packs mitberücksichtigt werden. Da die Restlebensdauer nicht gegeben ist, wird eine Streuung zu Beginn der Lebensdauer nach Zellauslieferung berücksichtigt.

7 Zusammenfassung und Ausblick

In einem Batteriesystem begrenzt die schwächste Zelle mit der geringsten Kapazität und dem höchsten Innenwiderstand die nutzbare Performance der gesamten Serienschaltung. Da die Zelleigenschaften einer natürlichen Streuung unterliegen und betriebsbedingte Temperaturgradienten im Pack eine unterschiedlich schnelle Alterung der Zellen bewirken, kommt es im Laufe der Lebensdauer zwangsläufig zu solchen Zellunterschieden. Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Analyse und der Verminderung dieser Problematik.

Aus der Literatur ergeben sich unterschiedliche Angaben zur Zellstreuung. Generelle Aussagen zur Zellstreuung sind daher nicht möglich, da diese stark von der untersuchten Zelle, dem Belastungsprofil, dem fortgeschrittenen Alterungszustand und den Messunsicherheiten des Testequipments zur Zellcharakterisierung abhängen. In Abschnitt 3.1 ist aus diesem Grund eine Literaturübersicht mit Angaben zur Zellstreuung gegeben. Nach [3, 41, 44] beträgt die relative Standardabweichung der Kapazität neuer Zellen zwischen 0,8 und 2,5 %. Für die Puls-Widerstände wird eine etwas größere relative Standardabweichung von 2,5 bis 5,8 % angegeben. Generell lassen sich bei Alterungstests meist zwei Alterungsphasen mit unterschiedlichem Kapazitätsverlust pro Zyklus beobachten. In der ersten langsameren Alterungsphase, die sich über einen langen Zeitraum hinzieht, ist meist eine geringe Zellstreuung zu beobachten. Bei einem Alterungstest mit günstigen *No Name* Zellen liegt die relative Standardabweichung bezogen auf die aktuellen Zellkapazitätsmittelwerte in dieser Alterungsphase bei 3,5 %. Der Eintritt der zweiten schnelleren Alterungsphase scheint willkürlicher Natur und kann zu sehr großen Zellstreuungen führen. Harris et al. [42] beobachtete beispielsweise bei 24 Zellen nach 600 Zyklen einen relativen Kapazitätsverlust der besten und schlechtesten Zelle von etwa 45 und 85 %. Aufgrund der schnellen Alterungsrate ist jedoch keine lange Lebensdauer der Zellen mehr zu erwarten. Zudem existieren zyklische Alterungstests an Batteriepacks, mit Berücksichtigung eines maximalen Temperaturgradienten von 9 °C [4]. Diese Zellen zeigen große Zellkapazitätsunterschiede von fast 13 %. Ein wirksames aktives Kühlsystem mit niedrigem Temperaturgradienten ist daher zwingend notwendig, um derart große Zellstreuungen zu verhindern. In Anwendungen mit kontinuierlichem Betrieb des Batteriepacks wie dem ÖPNV sollte daher besonders Wert auf das Kühlsystem gelegt werden. In [46] werden fast 2000 Einzelzellen aus Batteriepacks, die aus zwei im Feld eingesetzten Elektroautos stammen und einen maximalen Kapazitätsverlust von 5 % aufweisen, auf ihre Zellstreuung untersucht. Aufgrund von Ausreißern würden diese in einer Serienschaltung von Einzelzellen zu einem Kapazitätsverlust von bis zu 9 % führen. Eine Detektion dieser Ausreißer durch das BMS wäre daher wünschenswert.

In Abschnitt 3.2 wird der Einfluss der Betriebsstrategie von acht Zellen im Serienbetrieb im Rahmen eines zyklischen Alterungstests untersucht, um einer möglichen Zellstreuungsentwicklung entgegenzuwirken und das Auftreten von Ausreißern zu verhindern. Hierzu werden drei Tests durchgeführt, ein Referenztest ohne Betriebsstrategieanpassung (Ref), einer mit Anpassung der Entladetiefe (DOD) und einer mit Anpassung des nutzbaren Spannungsfensters (ΔU). Die Anpassung der Betriebsstrategie erfolgte alle 50 Zyklen anhand der gemessenen Entlade-Zellkapazitäten. Im Referenztest konnte kaum eine Zellstreuung nachgewiesen werden. Diese lag bei unter 2 % der Entladekapazitäten. Dennoch konnte für die gemessenen Entlade-Kapazitäten eine Reduktion der Streuung um den

Faktor drei für die beiden Tests mit Betriebsstrategieanpassung gegenüber dem Referenztest ohne Betriebsstrategieanpassung erzielt werden. Da die beobachtete Streuung der Zellkapazitäten im Bereich der Messunsicherheit von etwa $\pm 1\%$ liegt, bleibt die Information über die tatsächliche Zellkapazitätsstreuung unbekannt. Der Einfluss der Betriebsstrategieanpassung konnte dennoch beobachtet werden, da diese im zeitlichen Verlauf zu sprunghaften Zellkapazitätsänderungen führte. Im Alterungsverlauf der Puls-Widerstände konnte durch die Betriebsstrategieanpassung keine Reduktion der Zellstreuung erzielt werden. Vielmehr führte diese zu einer stärkeren Puls-Widerstandsstreuung, die insbesondere für den DOD-Test zusammen mit einer beschleunigten Zellalterung beobachtet werden konnte. Als Ursache für die beschleunigte Zellalterung werden die tiefen Entladephasen bis 2,5 V innerhalb dieses Tests vermutet, die zu einer stärkeren Temperaturentwicklung in den Zellen geführt haben.

Da die Betriebsstrategieanpassung nur für die gemessenen Entlade-Kapazitäten zu einer Reduktion der Zellstreuung führte, gleichzeitig jedoch zu einer beschleunigten Zellalterung und stärkeren Streuung der Puls-Widerstände führte, ist eine reine Anpassung der Betriebsstrategie auf Basis der Zellkapazitäten nicht zu empfehlen. Vielmehr ist darauf zu achten, dass die gemessenen Zellunterschiede außerhalb der Messunsicherheit liegen. Nur dann kann eine Beurteilung der Zellqualität erfolgen. Wünschenswert wären Tests zur Zellcharakterisierung, die eine umfassende Beurteilung der Zellqualität zulassen und Informationen über reale Alterungseffekte in den Zellen liefern. Weiterhin bleibt ungeklärt, wie die einzelnen Betriebsstrategieanpassungen die Alterungseffekte in den Zellen beeinflussen. Nur wenn diese Fragen beantwortet sind, könnte eine gezielte Betriebsstrategieanpassung zur Streureduktion erfolgreich sein.

In der Literatur sind so gut wie keine Angaben zur Zellstreuung aus realen Anwendungen zu finden. Daher wird in Abschnitt 3.3 die Zellstreuung anhand von realen Messdaten aus einer Testfahrt mit einem Elektroauto des Instituts geschätzt. Die Zellkapazitäten wurden dabei anhand der Ruhespannungsabweichungen geschätzt. Diese nahmen mit sinkendem Ladezustand während der Testfahrt zu. Zudem wurden Puls-Widerstände anhand von Strompulsen aus dem Fahrprofil ausgewertet. Die geschätzten maximalen Abweichungen der Zellkapazitäten und Puls-Widerstände betrugen etwa 3 und 15 %. Diese Werte sind auf den gemessenen Mittelwert der Zellkapazitäten und Puls-Widerstände bezogen. Der geschätzte Kapazitätsverlust, der durch den Einsatz eines passiven Balancings nicht genutzt werden kann, beträgt etwa 1,7 % des angenommenen aktuellen Zellkapazitätsmittelwerts von 40,6 Ah. Ungeklärt bleibt die Frage, ob die Zellqualität eher anhand ihrer Zellkapazität oder ihres Innenwiderstands bewertet werden sollte. Um dieser Frage nachzugehen, wurde die lineare Abhängigkeit zwischen den ermittelten Ruhespannungsabweichungen und Puls-Widerständen analysiert und eine Korrelation von bis zu $-0,47$ für diese Werte nachgewiesen. Die Ergebnisse können jedoch auch durch eine unterschiedliche Temperaturverteilung im Pack von etwa $3,5^\circ\text{C}$ beeinflusst sein. Eine belastbare Aussage der Ergebnisse ohne eine Zuordnung der Temperatursensoren mit den Zellen lässt sich daher nicht treffen. Das vorgestellte Verfahren könnte jedoch helfen, Zellunterschiede und insbesondere Ausreißer in einem Batteriepack durch das BMS zu detektieren. Tests zum Finden weiterer Zellparameter zur besseren Identifikation der Zellqualität wären hierzu hilfreich. Auch sollten Ruhespannungen nach längeren Pausen sowie definierte Strompulse möglichst ohne Temperaturgradienten im Pack, beispielsweise während der Ladung, zu zuverlässigeren Ergebnissen führen.

Der zweite Teil der Arbeit beschäftigt sich mit aktiven Balancing-Systemen. Diese können eingesetzt werden, um eine Zellstreuung im Betrieb auszugleichen, sodass die Zellstreuung nicht zwangsläufig mit einem Kapazitätsverlust verbunden ist. In Abschnitt 4.1 werden die bekanntesten Schaltungen aus der Literatur und von kommerziellen Herstellern vorgestellt. In Abschnitt 4.3 werden die

Schaltungen hinsichtlich ihrer Balancing-Eigenschaften miteinander verglichen. Diese umfassen Balancing-Geschwindigkeit, Gesamtwirkungsgrad und Ah-Durchsatz der Zellen. Hierzu werden fest vorgegebene Anfangsladezustandsverteilungen angenommen und der Balancing-Vorgang für jede Schaltung bis zum Erreichen eines minimalen Ladezustandsunterschieds simuliert. Ergebnisse zeigen, dass die Zellen $\leftrightarrow$ DC-Bus Topologie aus Abbildung 4.6g die besten Eigenschaften gegenüber den anderen Schaltungen zeigt. Zusätzlich konnte gezeigt werden, dass eine Abänderung der Zelle $\leftrightarrow$ Zelle Topologie hin zu einem modularen Ansatz die Balancing-Eigenschaften dieser Schaltung wesentlich verbessert. Die Simulation hilft mit Angabe der Zellstreuung und der notwendigen Balancing-Zeit die Balancing-Schaltungen zu dimensionieren und den Gesamtwirkungsgrad des Balancing-Vorgangs in einer Kostenabschätzung mitzubetrachten. Je nach eingesetzter Balancing-Schaltung können die Simulationsergebnisse auch zur Beurteilung der optimalen Modulgröße verwendet werden.

Um den Hardware-Aufwand der Balancing-Schaltung abzuschätzen, wurde in Kapitel 5 ein Prototyp einer Zelle $\leftrightarrow$ Zelle Schaltung entwickelt und ausführlich beschrieben. Es konnte gezeigt werden, dass ein in der Literatur häufig vorzufindender Konverter-Betrieb mit zwei 180° phasenverschobenen PWM-Signalen und einem Tastgrad von 50 %, der als natürliches Balancing bezeichnet wird, zu einem geringen Balancing-Wirkungsgrad führt. Aus diesem Grund wurde ein erzwungenes Balancing mit Synchrongleichrichtung entwickelt, welches ein gezieltes Ansteuern der Balancing-Konverter ermöglicht. Es konnte gezeigt werden, dass eine Synchrongleichrichtung zu einer Wirkungsgradverbesserung von über 10 % führt. Zudem konnte die Ansteuerung der Konverter durch verteilte Logikschaltungen vereinfacht werden, sodass je nach Umsetzung nur noch ein oder zwei PWM-Signale zur Ansteuerung aller Konverter bereitgestellt werden müssen. Nachteil der Schaltung ist die aufwendige und verhältnismäßig teure Umsetzung der Synchrongleichrichtung, deren Preis maßgeblich durch den notwendigen speziellen Komparator bestimmt wird. Daher wurden zusätzlich Ansätze zur Vereinfachung der Synchrongleichrichtung diskutiert und in Kapitel 6 im Rahmen eines Kostenvergleichs berücksichtigt.

Mit Hilfe des entwickelten Prototypen und eines passiven Balancing-Systems wurde in Kapitel 6 ein Kostenvergleich der beiden Systeme beschrieben. Dabei zeigte sich, dass insbesondere die Spannungsversorgung und die Digital-Isolatoren zu erhöhten Kosten des aktiven Balancings führen. Vielversprechend wären daher Ansätze, diese zu vereinfachen. So könnte beispielsweise die Erzeugung verteilter PWM-Signale auf jedem Konverter ein Ansatz sein, um auf die Digital-Isolatoren zu verzichten. Auch kostenintensiv sind die Bauteile von Leistungsschaltern und Induktivitäten. Der gewünschte Balancing-Strom sollte daher so klein wie möglich ausfallen, um unnötige Kosten zu vermeiden. Zudem wurden Grenzkosten für die aktive Balancing-Schaltung zusammen mit Zellpreisen aus der Literatur und einer vorgegebenen Zellstreuung bestimmt. Es konnte gezeigt werden, dass besonders für rein elektrisch angetriebene Fahrzeuge mit großer Reichweite, deren Batteriesystem aus einer Serienschaltung von Zellmodulen mit sehr großen Kapazitäten besteht, aktive Balancing-Systeme wirtschaftlich sein können. Bei weiter sinkenden Zellpreisen wird jedoch selbst bei solch großen Batteriesystemen ein aktives Balancing unwirtschaftlich.

Da Zellunterschiede besonders am Anfang der Lebensdauer meist sehr klein sind, oft im Bereich der Messunsicherheit liegen und abgeleitete Größen wie Zellkapazität und Puls-Widerstände durch Fehlerfortpflanzung beeinflusst sein können, Messunsicherheiten in der Literatur jedoch oft nicht ausreichend angegeben sind oder fehlen, wäre ein Standard zur Angabe und Bestimmung solcher Messunsicherheiten wünschenswert. Besonders die Bestimmung der geringen Zellunterschiede in einem realen System stellt eine Herausforderung dar, da beispielsweise ein Kapazitätstest nicht direkt durchgeführt werden kann und Störgrößen wie Temperaturgradienten im Pack die Messungen

beeinflussen. Auch hier wäre die Angabe von Messunsicherheiten zur Bewertung der Schätzgrößen sinnvoll. Bezüglich der aktiven Balancing-Systeme wäre ein realer Test mit unterschiedlichen Zellen zusammen mit einem realen Lastprofil zielführend, um herauszufinden, wie viel des vorhandenen Zellkapazitätsunterschieds mit dem aktiven Balancing ausgeglichen werden kann. Liefert die Zellspannung aufgrund einer geringen Ladezustandsabhängigkeit keine ausreichende Information für den Balancing-Algorithmus, so müsste eine Ladezustandsschätzung mitberücksichtigt werden. Da eine Strommessung der Balancing-Ströme zur Bestimmung der Zellladezustände zusätzliche Kosten verursacht, stellt die Optimierung der Balancing-Algorithmen für einen solchen Fall ebenfalls eine Herausforderung dar. Auch bietet das aktive Balancing durch Anregung mit dem Balancing-Strom erweiterte Möglichkeiten zur Zelldiagnostik, die in Abhängigkeit der verwendeten Topologie im Einzelnen untersucht werden könnten. Eine weniger konservative Begrenzung des Balancing-Stroms aus Kapitel 5 könnte eine günstigere Wahl der Induktivität zulassen. Zur Festlegung einer geeigneten Strombegrenzung sind jedoch Kenntnisse über den Einfluss des Stromrippels auf die Zellalterung notwendig. Ein besseres Verständnis dieses Zusammenhangs wäre für eine geeignetere Auslegung des aktiven Balancings daher wünschenswert.

A Anhang

A.1 Laufzeitverhalten der Bauteile

Tabelle A.1: Laufzeitverhalten der Schaltungs-Bauteile.

Bauteil	Parameter	Symbol	MIN	TYP	MAX	Einheit
Komparator	Propagation Delay	T_{pd}	-	450	-	ns
	Rise Time	T_r	-	40	-	ns
	Fall Time	T_f	-	40	-	ns
Multiplexer	Propagation Delay	T_{pd}	1,2	3,5	6,1	ns
Decoder	Propagation Delay	T_{pd}	-	14	-	ns
Dual NAND Gates	Propagation Delay	T_{pd}	-	14	28	ns
Single AND Gate	Propagation Delay	T_{pd}	-	4,6	10,5	ns
Dual Gate-Treiber	Propagation Delay	T_{pd}	-	25	40	ns
	Rise Time	T_r	-	14	25	ns
	Fall Time	T_f	-	12	25	ns
p-Kanal Mosfet	Turn-On Delay Time	$T_{d(on)}$	-	17	31	ns
	Turn-On Rise Time	T_r	-	11	21	ns
	Turn-Off Delay Time	$T_{d(off)}$	-	43	68	ns
	Turn-Off Fall Time	T_f	-	21	34	ns
n-Kanal Mosfet	Turn-On Delay Time	$T_{d(on)}$	-	11	20	ns
	Turn-On Rise Time	T_r	-	12	21	ns
	Turn-Off Delay Time	$T_{d(off)}$	-	29	47	ns
	Turn-Off Fall Time	T_f	-	19	34	ns

A.2 Kosten der Balancing-Schaltungen

Aufgeführte Bauteilkosten der Balancing-Schaltungen eines exemplarischen Batteriesystems bestehend aus 96 Zellen in Serie. Sämtliche Preise stammen von der Webseite des Versandhauses Farnell, sind Einzelstückpreise und wurden am 24. Mai 2017 ermittelt.

Tabelle A.2: Fixe Bauteilkosten der Balancing-Schaltungen, die unabhängig von der Zellanzahl sind.

Bauteil	Bezeichnung	Funktion	Preis	Anz	Kosten
Mikrocontroller	LPC1769	Mikrocontroller	8,68 €	1	8,7 €
Digital-Isolator (4 Ch.)	ISO7241CDW	Galv. Iso.	6,21 €	2	12,4 €
CAN-Transceiver	PCA82C250T	Kommunikation	1,62 €	1	1,6 €
Abwärts-Schaltregler	LM2675M-5.0	U-Versorgung	6,09 €	1	6,1 €
				Σ	29 €

Tabelle A.3: Variable Kosten der Balancing-Schaltungen, die von der Zellanzahl abhängen.

Bauteil	Bezeichnung	Funktion	Preis	Anz	Kosten
Zellcontroller	BQ76PL536A	U-T-Messung	10,93 €	16	174,9 €
Sicherungen	MCF0805B2R00FSTR	Sicherung	0,74 €	104	77,0 €
NTC-Thermistor	NTCLE203E3103FB0	T-Messung	1,55 €	32	49,6 €
Male (6 Zellen)	502352-0800	Kontaktierung	0,84 €	16	13,5 €
Female (6 Zellen)	502351-0800	Kontaktierung	0,27 €	16	4,2 €
Male (2 Temp.)	502352-0400	Kontaktierung	1,42 €	16	22,7 €
Female (2 Temp.)	502351-0400	Kontaktierung	0,39 €	16	6,2 €
				Σ	348 €

Tabelle A.4: Bauteilkosten des dissipativen Balancings.

Bauteil	Bezeichnung	Funktion	Preis	Anz	Kosten
Widerstand	352110RFT	Konverter	0,30 €	96	28,4 €
Mosfet (n-Ch.)	DMG6968U-7	Konverter	0,37 €	96	35,1 €
Ladungspumpe	LTC1983ES6-5	U-Versorgung	4,46 €	1	4,5 €
Linearregler	REG1117-3.3	U-Versorgung	2,56 €	95	243,2 €
Digital-Iso. (2 Ch.)	ISO7320FCDR	Galv. Iso.	3,11 €	96	298,6 €
GPIO-Exp. (16 Bit)	PCA9555PW	Signalerz.	1,38 €	6	8,3 €
				Σ	618 €

Tabelle A.5: Bauteilkosten des aktiven Zelle-zu-Zelle Balancings mit Synchrongleichrichtung.

Bauteil	Bezeichnung	Funktion	Preis	Anz	Kosten
Spule	SRP1250-6R8M	Konverter	1,71 €	95	162,5 €
Mosfet (n-Ch.)	FDD6670A	Konverter	1,15 €	95	109,3 €
Mosfet (p-Ch.)	FDD6685	Konverter	0,96 €	95	91,2 €
Treiber (2 Ch.)	LM5111-1MY	Konverter	1,37 €	95	130,2 €
Linearregler	REG1117-3.3	U-Versorgung	2,56 €	95	243,2 €
And-Gatter	74AHC1G08GW	Ansteuerung	0,23 €	570	131,1 €
Or-Gatter	74HC02D	Ansteuerung	0,49 €	190	93,1 €
Not-Gatter	74LVC1G14SE-7	Ansteuerung	0,28 €	95	26,6 €
Digital-Iso. (2 Ch.)	ISO7320FCDR	Galv. Iso.	3,11 €	95	295,5 €
GPIO-Exp. (16 Bit)	PCA9555PW	Signalerz.	1,38 €	12	16,6 €
				Σ	1299 €

Tabelle A.6: Bauteilkosten des aktiven Zelle-zu-DC-Bus Balancings mit Synchrongleichrichtung.

Bauteil	Bezeichnung	Funktion	Preis	Anz	Kosten
Gekoppelte Ind.	MSD1583-103MEB	Konverter	1,57 €	96	150,7 €
Mosfet (n-Ch.)	FDD6670A	Konverter	1,15 €	192	220,8 €
Treiber	LM5112MY	Konverter	1,23 €	192	236,2 €
Ladungspumpe	LTC1983ES6-5	U-Versorgung	4,46 €	1	4,5 €
Linearregler	REG1117-3.3	U-Versorgung	2,56 €	95	243,2 €
And-Gatter	74AHC1G08GW	Ansteuerung	0,23 €	576	132,5 €
Or-Gatter	74HC02D	Ansteuerung	0,49 €	192	94,1 €
Not-Gatter	74LVC1G14SE-7	Ansteuerung	0,28 €	96	26,9 €
Digital-Iso. (2 Ch.)	ISO7320FCDR	Galv. Iso.	3,11 €	96	298,6 €
GPIO-Exp. (16 Bit)	PCA9555PW	Signalerz.	1,38 €	12	16,6 €
				Σ	1424 €

Abkürzungsverzeichnis

ADC	Analog-Digital-Wandler
AFE	Analog-Front-End
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
BJT	Bipolar Junction Transistor
BMS	Batteriemanagementsystem
CAN	Controller Area Network
CC	Constant Current
CCM	Continuous Conduction Mode
CMVR	Gleichtaktspannungsbereich, engl. Common Mode Voltage Range
CUT	Check-Up-Test
CV	Constant Voltage
DCM	Discontinuous Conduction Mode
DOD	Entladetiefe, engl. Depth of Discharge
EMV	elektromagnetische Verträglichkeit
ESR	äquivalenter Serienwiderstand, engl. Equivalent Series Resistance
GPIO	General-Purpose Input/Output
HV	High Voltage
I ² C	Inter-Integrated Circuit
IC	Integrierte Schaltung, engl. Integrated Circuit
LFP	Lithium-Eisen-Phosphat
LV	Low Voltage
Mosfet	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
NMC	Nickel-Mangan-Kobalt
OCV	Open Circuit Voltage
PCB	Printed Circuit Board
PWM	Pulsweitenmodulation, engl. Pulse-width Modulation
SEI	Solid Electrolyte Interphase
SG	Synchrongleichrichtung, engl. Synchronous Rectification
SOA	Safe Operating Area
SOC	Ladezustand bzw. State of Charge
SOH	Lebenszustand, engl. state of health
SOI	Zellunterschied, engl. State of Inhomogeneity
SPI	Serial Peripheral Interface
TUE	Total Unadjusted Error
ZCD	Zero Current Detection

Symbolverzeichnis

C_G	Gate-Kapazität in [F]
C_N	Nennkapazität in [Ah]
C_{rate}	Stromrate
d	Tastgrad bzw. Duty Cycle
f_S	Schaltfrequenz in [Hz]
I_{bal}	Balancing-Strom
I_D	Drain-Strom in [A]
I_Z	Zellstrom in [A]
P_C	Übertragungsleistung des Balancing-Konverters in [W]
P_V	Verlustleistung in [W]
Q_{SOC}	Ladezustand bzw. State of Charge in [Ah]
$R_{\text{DS(on)}}$	Durchlasswiderstand
R_{shunt}	Shunt-Widerstand
$T_{\text{d(off)}}$	Ausschaltverzögerung bzw. Turn-off Delay Time
$T_{\text{d(on)}}$	Einschaltverzögerung bzw. Turn-on Delay Time
T_{dt}	Totzeit bzw. Dead Time
T_f	Abfallzeit, engl. Fall Time
T_{off}	Ausschaltzeit
T_{on}	Einschaltzeit
T_{pd}	Laufzeit, engl. Propagation Delay
T_r	Anstiegszeit, engl. Rise Time
T_S	Schaltzeit, gleicht der Periodenzeit [s]
U_{CC}	Versorgungsspannung in [V]
U_{DS}	Drain-Source-Spannung in [V]
U_{EOC}	Ladeschlussspannung in [V]
U_{EOD}	Entladeschlussspannung in [V]
U_F	Flussspannung an der Diode in Durchlassrichtung [V]
U_{GS}	Gate-Source-Spannung in [V]
$U_{\text{GS(th)}}$	Gate-Source-Schwellenspannung in [V]
U_{HYST}	Hysteresese-Spannung
U_N	Nennspannung einer Zelle in [V]
U_{OCV}	Ruhe-spannung bzw. Open Circuit Voltage [V]
U_{OS}	Hysteresese-Spannung
U_{ref}	Referenz-Spannung
U_{th}	Schwellenspannung in [V]
U_Z	Klemmenspannung der Zelle in [V]

Abbildungsverzeichnis

2.1	Aufbau einer Lithium-Ionen Zelle.	5
2.2	Elektrisches Ersatzschaltbild einer Lithium-Ionen Zelle.	11
2.3	Darstellung eines Hochvolt-Batteriesystems und eines verteilten Batteriemanagementsystems.	17
2.4	Passives bzw. dissipatives Balancing.	20
3.1	Alterungsentwicklung und Streuung der Kapazität und des Puls-Widerstands von <i>No Name</i> Zellen.	26
3.2	Testablauf.	29
3.3	Zellhalter und Verkabelung der Zellen in der Klimakammer.	30
3.4	Häufigkeitsverteilung der Messabweichung von Strom und Spannung sowie der Abweichung des vorgegebenen Stromsollwerts.	31
3.5	Strom-, Spannungs- und Temperaturverlauf der Zelle innerhalb des Check-Up-Tests.	33
3.6	Zellkapazitätsmessung.	34
3.7	Ladungsumsatz und Gradient in Abhängigkeit der Spannung während der Ladung.	36
3.8	Messung des Puls-Widerstands.	38
3.9	Ablauf des Zyklen-Tests.	40
3.10	Spannungsverlauf in Abhängigkeit des Ladezustands und erste Ableitung des Ladezustands nach der Zellspannung.	42
3.11	Veranschaulichung der drei Tests anhand des Strom- und Spannungsverlaufs.	43
3.12	Unterschiedliche Temperaturverteilung der drei Tests aufgrund der Anordnung in der Klimakammer.	44
3.13	Zellalterungsentwicklung und Streuung der ermittelten Kapazitäten.	45
3.14	Zellalterungsentwicklung und Streuung der ermittelten Puls-Widerstände.	46
3.15	Häufigkeitsverteilungen der drei Tests von Strom, Spannung und Temperatur während des Zyklen-tests.	47
3.16	Vergleich der Spannungsantwort der neuen und gealterten Zelle auf einen Strompuls.	49
3.17	Geschwindigkeit, Strangstrom und mittlere Zellspannung während der Testfahrt.	51
3.18	Analyse der Zelltemperaturen während der Testfahrt.	52
3.19	Analyse der Ruhespannungsunterschiede während der Testfahrt.	53
3.20	Messpunkte zur Berechnung der Ruhespannung und der Puls-Widerstände.	55
3.21	Streuung der ermittelten Ruhespannungen und Puls-Widerstände.	57
3.22	Korrelationskoeffizienten benachbarter und zeitlich gemittelter Messpunkte.	59
3.23	Abhängigkeit der zeitlich gemittelten Zell-Streuung zwischen Ruhespannung und Lade- und Entlade-Puls-Widerständen.	60
3.24	Häufigkeitsverteilung der geschätzten Streuung von Zell-Kapazitäten und Entlade-Puls-Widerständen.	62
4.1	Kapazitives und induktives Balancing benachbarter Zellen.	66
4.2	Ausführungen des galvanisch getrennten induktiven Balancings mittels Transformator.	67
4.3	Kommerzielles aktives Balancing mit Schaltermatrix und Flyback-Konverter.	69

4.4	Simulationsaufbau zur Berechnung eines Balancing-Vorgangs.	71
4.5	Häufigkeitsverteilung der SOC-Startwerte.	72
4.6	In der Simulation berücksichtigte Balancing-Topologien.	72
4.7	Festlegung der Zählpfeilrichtung der Ströme für die Zelle $\leftrightarrow$ Zelle Topologie. . . .	74
4.8	Häufigkeitsverteilung der Balancing-Eigenschaften von Zeit, Wirkungsgrad und Ah-Durchsatz für eine feste Anzahl von 12 Zellen in Serie.	79
4.9	Best- und Worst-Case SOC-Verteilungen der Balancing-Schaltungen hinsichtlich der Balancing-Zeit.	80
4.10	Mittelwert der Balancing-Eigenschaften von Zeit, Wirkungsgrad und Ah-Durchsatz für verschiedene Anzahl an Zellen im Strang.	81
4.11	Vergleich der Balancing-Performance für 100 Zellen im Strang.	82
4.12	Modularer Aufbau der Zelle $\leftrightarrow$ Zelle Schaltung.	82
5.1	Aufbau der Zelle-Zelle Balancing-Schaltung.	85
5.2	Schaltplan eines Synchronwandlers, eines Inverswandlers und einer Halbbrücke. . .	86
5.3	Abwandlungen der Zelle-zu-Zelle Balancing-Schaltung von Moo, Lee und Cassani. .	87
5.4	Abwandlungen der Zelle-zu-Zelle Balancing-Schaltung von Lu, Park und Mestrallet. .	89
5.5	Abwandlungen der Zelle-zu-Zelle Balancing-Schaltung von Phung und Kim.	89
5.6	Beschriftung eines Zelle-Zelle Balancing-Moduls und Veranschaulichung der Energieübertragung.	92
5.7	Stromverlauf in der Spule für den DCM und den CCM.	93
5.8	Verluste in der Diode und im Mosfet.	95
5.9	Stromverlauf des natürlichen Balancings in Abhängigkeit der Zellspannungen. . . .	95
5.10	Signalinterface des Balancing-Moduls und des Mikrocontrollers.	98
5.11	Photo der Leiterplattenober- und -unterseite des Zelle-Zelle Balancing-Prototyps. .	99
5.12	Induktivität und Serienwiderstand der Speicherdrossel für Baureihen unterschiedlicher geometrischer Größe.	104
5.13	Berechneter Wirkungsgrad und Balancing-Strom für zwei Leistungsinduktivitäts-Baureihen.	105
5.14	Anordnung der Filterkondensatoren.	107
5.15	Blockschaltbild einer kommerziellen Synchrongleichrichtung eines Synchronwandlers. .	115
5.16	Aufbau der Ansteuerungsschaltung der Balancing-Module.	118
5.17	Erzeugung der PWM-Signale für den Master- und Slave-Mosfet.	119
5.18	Aufbau der Logikschaltung.	122
5.19	Schaltung zur Stromerkennung.	124
5.20	Zeitlicher Verlauf der Komparator-Eingangsspannung und der Trigger-Signale. . . .	127
5.21	Schaltung zur Strommessung ausgehend vom Shunt bis zum ADC.	129
5.22	Zählpfeilrichtung und Bezeichnung der Ströme.	132
5.23	Zustandsautomat.	133
5.24	Oszillieren der Drain-Source-Spannung des Low-Side-Mosfets im DCM.	136
5.25	LTspice-Simulation der Drain-Source-Spannung mit und ohne Snubber.	138
5.26	Gemessene PWM-Signale am Ein- und Ausgang der Logikschaltung.	139
5.27	Gemessene Drain-Source-Spannungen, Komparatorausgangsspannung, und des Spulenstroms.	140
5.28	Ermittelter Wirkungsgrad des Prototyps mit und ohne Synchrongleichrichtung. . .	141
5.29	Vergleich des Prototyp-Wirkungsgrads für natürliches und erzwungenes Balancing. .	143
5.30	Verlauf der Zellspannungen und des Ladungstransfers pro Zelle während eines Balancingvorgangs von 6 Zellen.	144

6.1	Komponenten der Zellüberwachungs- und Balancing-Schaltung.	148
6.2	Ansteuerung mit SG.	150
6.3	Ansteuerung ohne SG.	150
6.4	Grenzkosten des aktiven Balancings.	152

Tabellenverzeichnis

2.1	Zellspannungen in Abhängigkeit der Aktivmaterialien.	7
2.2	Selbstentladerate verschiedener Batterietypen.	10
3.1	Hersteller-Angaben zur verwendeten Lithium-Ionen Zelle.	30
3.2	Angaben des Herstellers zum Batterietestgerät.	31
3.3	Messunsicherheit und Fehlergrenze der Strom- und Spannungsmessung.	32
3.4	Messunsicherheit und Fehlergrenze des Kapazitätstests für die neue und gealterte Zelle.	37
3.5	Testübersicht inklusive der drei Betriebsbereiche.	42
3.6	Korrelationskoeffizienten zwischen Ruhespannung und Puls-Widerständen mit und ohne Normierung.	61
5.1	Vergleich der Eigenschaften einer Body-Diode und einer Schottky-Diode.	94
5.2	Eigenschaften der entwickelten Zelle-zu-Zelle Balancing-Schaltung.	106
5.3	Mosfet-Eigenschaften.	111
5.4	Maximal zulässiger Leckstrom in Abhängigkeit der Anwendung.	114
5.5	Wahrheitstabelle zur PWM-Erzeugung.	118
5.6	Schwellenwerte des Decoders.	120
5.7	Parameter zur Einstellung der Totzeit.	121
5.8	Wahrheitstabelle der Logikschaltung.	122
5.9	Wahrheitstabelle der Stromerkennung.	124
5.10	Eigenschaften des Komparators.	126
5.11	Einstellungen zur Referenzspannungserzeugung.	129
5.12	Auslegung des Snubbers.	137
6.1	Anzahl der benötigten Bauteile für das aktive und passive Balancing.	149
6.2	Benötigte Bauteile pro Konverter zur Mosfet-Ansteuerung.	150
6.3	Kostenvergleich zwischen aktivem und passivem Balancing.	150
A.1	Laufzeitverhalten der Schaltungs-Bauteile.	157
A.2	Fixe Bauteilkosten der Balancing-Schaltungen, die unabhängig von der Zellanzahl sind.	158
A.3	Variable Kosten der Balancing-Schaltungen, die von der Zellanzahl abhängen.	158
A.4	Bauteilkosten des dissipativen Balancings.	159
A.5	Bauteilkosten des aktiven Zelle-zu-Zelle Balancings mit Synchrongleichrichtung.	159
A.6	Bauteilkosten des aktiven Zelle-zu-DC-Bus Balancings mit Synchrongleichrichtung.	159

Literaturverzeichnis

- [1] Reber, V. „New Possibilities with 800-Volt Charging“. In: *Porsche Engineering Magazine* (2016). URL: <https://newsroom.porsche.com/en/technology/porsche-engineering-e-power-electromobility-800-volt-charging-12720.html>.
- [2] Baumhöfer, T., Brühl, M., Rothgang, S. und Sauer, D. U. „Production caused variation in capacity aging trend and correlation to initial cell performance“. In: *Journal of Power Sources* 247 (Feb. 2014), S. 332–338. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2013.08.108.
- [3] Paul, S., Diegelmann, C., Kabza, H. und Tillmetz, W. „Analysis of ageing inhomogeneities in lithium-ion battery systems“. In: *Journal of Power Sources* 239 (Okt. 2013), S. 642–650. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2013.01.068.
- [4] Lehner, S. I. K. „Reliability Assessment of Lithium-Ion Battery Systems With Special Emphasis on Cell Performance Distribution“. Diss. RWTH Aachen University, 2016.
- [5] Sileo GmbH. *Our Intelligent Management System Increases the Performance of The Batteries*. online. Mai 2017. URL: <http://www.sileo-ebus.com/the-benefits-for-you/more-efficient/?L=1>.
- [6] Tesvolt GmbH. *Aktives Bidirektionales Batteriemanagementsystem*. online. Mai 2017. URL: <http://www.tesvolt.com/bidirektionales-bms.html>.
- [7] Jossen, A. und Weydanz, W. *Moderne Akkumulatoren richtig einsetzen*. 1. Aufl. Ubooks, Jan. 2006.
- [8] Käbitz, S. „Untersuchung der Alterung von Lithium-Ionen-Batterien mittels Elektroanalytik und elektrochemischer Impedanzspektroskopie“. Diss. RWTH Aachen University, 2016.
- [9] Korthauer, R. *Handbuch Lithium-Ionen-Batterien*. Springer Vieweg, 2013. DOI: 10.1007/978-3-642-30653-2.
- [10] Lu, L., Han, X., Li, J., Hua, J. und Ouyang, M. „A review on the key issues for lithium-ion battery management in electric vehicles“. In: *Journal of Power Sources* 226 (März 2013), S. 272–288. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2012.10.060.
- [11] Cadex Electronics Inc. *BU-205: Types of Lithium-ion*. online. Dez. 2015. URL: http://batteryuniversity.com/learn/article/types_of_lithium_ion.
- [12] Waag, W., Käbitz, S. und Sauer, D. U. „Experimental investigation of the lithium-ion battery impedance characteristic at various conditions and aging states and its influence on the application“. In: *Applied Energy* 102 (Feb. 2013), S. 885–897. DOI: 10.1016/j.apenergy.2012.09.030.
- [13] Swierczynski, M., Stroe, D.-I., Stan, A.-I., Teodorescu, R. und Kaer, S. K. „Investigation on the Self-discharge of the LiFePO₄/C nanophosphate battery chemistry at different conditions“. In: *2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*. Aug. 2014, S. 1–6. DOI: 10.1109/ITEC-AP.2014.6940762.

- [14] Schmidt, J. P. „Verfahren zur Charakterisierung und Modellierung von Lithium-Ionen Zellen“. Dissertation. Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2013. DOI: 10.5445/KSP/1000036622.
- [15] Illig, J. „Physically based Impedance Modelling of Lithium-Ion Cells“. Diss. Karlsruher Institut für Technologie, 2014.
- [16] Waag, W. „Adaptive algorithms for monitoring of lithium-ion batteries in electric vehicles“. Diss. RWTH Aachen University, 2014.
- [17] Witzhausen, H. „Elektrische Batteriespeichermodelle: Modellbildung, Parameteridentifikation und Modellreduktion“. Diss. RWTH Aachen University, 2017.
- [18] Möller, K.-C. und Winter, M. *Primäre und wiederaufladbare Lithium-Batterien*. TU Graz, 2005. URL: <http://www.ak-tremel.chemie.uni-mainz.de/ChiuZ/Script%20TU%20Graz%20Lithium-Batterien.pdf>.
- [19] Ecker, M. „Lithium Plating in Lithium-Ion Batteries“. Diss. RWTH Aachen University, 2016.
- [20] Vetter, J., Novák, P., Wagner, M., Veit, C., Möller, K.-C., Besenhard, J., Winter, M., Wohlfahrt-Mehrens, M., Vogler, C. und Hammouche, A. „Ageing mechanisms in lithium-ion batteries“. In: *Journal of Power Sources* 147.1-2 (Sep. 2005), S. 269–281. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2005.01.006.
- [21] Arora, P. „Capacity Fade Mechanisms and Side Reactions in Lithium-Ion Batteries“. In: *Journal of The Electrochemical Society* 145.10 (1998). DOI: 10.1149/1.1838857.
- [22] Ecker, M., Nieto, N., Käbitz, S., Schmalstieg, J., Blanke, H., Warnecke, A. und Sauer, D. U. „Calendar and cycle life study of Li(NiMnCo)O₂-based 18650 lithium-ion batteries“. In: *Journal of Power Sources* 248 (Feb. 2014), S. 839–851. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2013.09.143.
- [23] Käbitz, S., Gerschler, J. B., Ecker, M., Yurdagel, Y., Emmermacher, B., André, D., Mitsch, T. und Sauer, D. U. „Cycle and calendar life study of a graphite | LiNi_{1/3}Mn_{1/3}Co_{1/3}O₂ Li-ion high energy system. Part A: Full cell characterization“. In: *Journal of Power Sources* 239 (Okt. 2013), S. 572–583. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2013.03.045.
- [24] Baumhöfer, T. „Statistische Betrachtung experimenteller Alterungsuntersuchungen an Lithium-Ionen Batterien“. Diss. RWTH Aachen University, 2015.
- [25] Thien, T., Axelsen, H., Merten, M., Zurmuehlen, S., Münderlein, J., Leuthold, M. und Sauer, D. U. „Planning of Grid-Scale Battery Energy Storage Systems - Lessons Learned from a 5 MW Hybrid Battery Storage Project in Germany“. In: *Stationary Battery Conference and Tradeshow (BattCon)*. 2015. URL: <http://www.battcon.com/PapersFinal2015/18%20Thien%20Paper%202015.pdf>.
- [26] kfztech.de. *BMW i3 - rein elektrisch fahren*. online. Apr. 2017. URL: http://www.kfztech.de/kfztechnik/alternativ/bmw_i3/bmw_i3.htm.
- [27] kfztech.de. *Audi A3 e-tron*. online. Apr. 2017. URL: <http://www.kfztech.de/kfztechnik/alternativ/a3-e-tron.htm>.
- [28] Nykvist, B. und Nilsson, M. „Rapidly falling costs of battery packs for electric vehicles“. In: *Nature Climate Change* 5.4 (März 2015), S. 329–332. DOI: doi:10.1038/nclimate2564.
- [29] Reif, K. *Konventioneller Antriebsstrang und Hybridantriebe*. Hrsg. von GmbH, R. B. Vieweg und Teubner Verlag, 2010.

- [30] Weicker, P. *A Systems Approach to Lithium-Ion Battery Management*. Artech House, 2014. ISBN: 978-1-60807-659-8.
- [31] Rothgang, S., Nordmann, H., Schaper, C. und Sauer, D. U. „Challenges in battery pack design“. In: *2012 Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion*. IEEE, Okt. 2012. DOI: 10.1109/ESARS.2012.6387503.
- [32] bq76PL455A. *16-Cell Industrial Integrated Battery Monitor with Passive Cell Balancing*. Datasheet SLUSCL0A. Texas Instruments, Okt. 2016. URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq76pl455a.pdf>.
- [33] Campestrini, C., Keil, P., Schuster, S. F. und Jossen, A. „Ageing of lithium-ion battery modules with dissipative balancing compared with single-cell ageing“. In: *Journal of Energy Storage* 6 (2016), S. 142–152. DOI: 10.1016/j.est.2016.03.004.
- [34] Sinhuber, P. und Sauer, D. U. „Analysis of Cell Balancing to improve Performance and Life Expectancy for Lithium Ion Energy Storage Systems“. In: *9th International Advanced Automotive Battery & EC Capacitor Conference (AABC-09)*. Juni 2009.
- [35] Spurett, R., Thwaite, C., Slimm, M. und Lizius, D. „Lithium-Ion Batteries for Space“. In: *Space Power, Proceedings of the Sixth European Conference*. Mai 2002. URL: <http://adsabs.harvard.edu/full/2002ESASP.502..477S>.
- [36] Santhanagopalan, S. und White, R. E. „Quantifying Cell-to-Cell Variations in Lithium Ion Batteries“. In: *International Journal of Electrochemistry* (2012). DOI: 10.1155/2012/395838.
- [37] Gogoana, R., Pinson, M. B., Bazant, M. Z. und Sarma, S. E. „Internal resistance matching for parallel-connected lithium-ion cells and impacts on battery pack cycle life“. In: *Journal of Power Sources* 252 (Apr. 2014), S. 8–13. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2013.11.101.
- [38] Eom, S.-W., Kim, M.-K., Kim, I.-J., Moon, S.-I., Sun, Y.-K. und Kim, H.-S. „Life prediction and reliability assessment of lithium secondary batteries“. In: *Journal of Power Sources* 174.2 (Dez. 2007), S. 954–958. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2007.06.208.
- [39] Park, J. I., Baek, S. H. und Jeong, M. K. „Dual Features Functional Support Vector Machines for Fault Detection of Rechargeable Batteries“. In: *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)* (Apr. 2009), S. 480–485. DOI: 10.1109/TSMCC.2009.2014642.
- [40] Baumhöfer, T., Rothgang, S. und Sauer, D. U. „The necessity and methods for choosing the best performing lithium-ion cells from a production batch“. In: *10th European Space Power Conference (ESPC)*. Apr. 2014.
- [41] Rothgang, S., Baumhofer, T. und Sauer, D. U. „Diversion of Aging of Battery Cells in Automotive Systems“. In: *2014 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*. Okt. 2014. DOI: 10.1109/vppc.2014.7007050.
- [42] Harris, S. J., Harris, D. J. und Li, C. „Failure statistics for commercial lithium ion batteries: A study of 24 pouch cells“. In: *Journal of Power Sources* 342 (2017), S. 589–597. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2016.12.083.
- [43] Dubarry, M., Vuillaume, N. und Liaw, B. Y. „From single cell model to battery pack simulation for Li-ion batteries“. In: *Journal of Power Sources* 186.2 (Jan. 2009), S. 500–507. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2008.10.051.

- [44] Schuster, S. F., Brand, M. J., Berg, P., Gleissenberger, M. und Jossen, A. „Lithium-ion cell-to-cell variation during battery electric vehicle operation“. In: *Journal of Power Sources* 297 (Nov. 2015), S. 242–251. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2015.08.001.
- [45] Dubarry, M., Truchot, C., Liaw, B. Y., Gering, K., Sazhin, S., Jamison, D. und Michelbacher, C. „Evaluation of commercial lithium-ion cells based on composite positive electrode for plug-in hybrid electric vehicle applications. Part II. Degradation mechanism under 2C cycle aging“. In: *Journal of Power Sources* 196.23 (Dez. 2011), S. 10336–10343.
- [46] Schuster, S. F., Brand, M. J., Campestrini, C., Gleissenberger, M. und Jossen, A. „Correlation between capacity and impedance of lithium-ion cells during calendar and cycle life“. In: *Journal of Power Sources* 305 (Feb. 2016), S. 191–199. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2015.11.096.
- [47] (Zeitschrift), t. *ÖAMTC-Langzeittest: Vernichtendes Urteil für Elektroauto*. online. Feb. 2017. URL: <https://www.trend.at/leben/auto-motor/oeamtc-vernichtendes-urteil-elektroauto-langzeittest-5225079>.
- [48] Wikipedia. *Mitsubishi i-MiEV*. online. Feb. 2017. URL: https://de.wikipedia.org/wiki/Mitsubishi_i-MiEV.
- [49] Kindermann, F. M., Noel, A., Erhard, S. V. und Jossen, A. „Long-term equalization effects in Li-ion batteries due to local state of charge inhomogeneities and their impact on impact on impedance measurements“. In: *Electrochimica Acta* 185 (Dez. 2015), S. 107–116.
- [50] LTC6802-1. *Multicell Battery Stack Monitor*. Datasheet. Linear Technology. URL: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/68021fa.pdf>.
- [51] Papula, L. *Mathematik für Ingenieure und Naturwissenschaftler Band 3*. Springer, 2001. ISBN: 978-3-528-34937-0. DOI: 10.1007/978-3-663-10759-0.
- [52] Wei, X. und Zhu, B. „The research of vehicle power Li-ion battery pack balancing method“. In: *2009 9th International Conference on Electronic Measurement & Instruments*. IEEE, Aug. 2009. DOI: 10.1109/ICEMI.2009.5274520.
- [53] Daowd, M., Omar, N., Van Den Bossche, P. und Van Mierlo, J. „Passive and active battery balancing comparison based on MATLAB simulation“. In: *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*. IEEE, Sep. 2011, S. 1–7. DOI: 10.1109/VPPC.2011.6043010.
- [54] Cao, J., Schofield, N. und Emadi, A. „Battery Balancing Methods: A Comprehensive Review“. In: *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*. IEEE, Sep. 2008, S. 1–6. DOI: 10.1109/VPPC.2008.4677669.
- [55] Gallardo-Lozano, J., Romero-Cadaval, E., Milanés-Montero, M. I. und Guerrero-Martinez, M. A. „Battery equalization active methods“. In: *Journal of Power Sources* 246 (Jan. 2014), S. 934–949. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2013.08.026.
- [56] Kutkut, N. und Divan, D. „Dynamic equalization techniques for series battery stacks“. In: *Proceedings of Intelec'96 - International Telecommunications Energy Conference*. 1996. DOI: 10.1109/INTLEC.1996.573384.
- [57] Nishijima, K., Sakamoto, H. und Harada, K. „A PWM controlled simple and high performance battery balancing system“. In: *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*. Bd. 1. IEEE, Juni 2000, S. 517–520. DOI: 10.1109/PESC.2000.878916.
- [58] Moore, S. W. und Schneider, P. J. „A Review of Cell Equalization Methods for Lithium Ion and Lithium Polymer Battery Systems“. In: *SAE Technical Paper Series*. März 2001. DOI: 10.4271/2001-01-0959.

- [59] Cadar, D. V., Petreus, D. M. und Patarau, T. M. „An energy converter method for battery cell balancing“. In: *33rd International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE)*. IEEE, Mai 2010, S. 290–293. DOI: 10.1109/ISSE.2010.5547305.
- [60] Park, S.-H., Park, K.-B., Kim, H.-S., Moon, G.-W. und Youn, M.-J. „Single-Magnetic Cell-to-Cell Charge Equalization Converter With Reduced Number of Transformer Windings“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 27.6 (Juni 2012), S. 2900–2911. DOI: 10.1109/tpe1.2011.2178040.
- [61] Shibata, H., Kyushu Electr. Power Co. Inc. F., J., Taniguchi, S., Adachi, K. und Yamasaki, K. „Management of serially-connected battery system using multiple switches“. In: *Power Electronics and Drive Systems*. Bd. 2. IEEE, Okt. 2001, S. 508–511. DOI: 10.1109/PEDS.2001.975369.
- [62] Zheng, Z., Wang, K., Xu, L. und Li, Y. „A Hybrid Cascaded Multilevel Converter for Battery Energy Management Applied in Electric Vehicles“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 29.7 (Juli 2014), S. 3537–3546. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2279185.
- [63] Pascual, C. und Krein, P. „Switched capacitor system for automatic series battery equalization“. In: *Proceedings of APEC 97 - Applied Power Electronics Conference*. IEEE, 1997. DOI: 10.1109/apec.1997.575744.
- [64] Teofilo, V., Merritt, L. und Hollandsworth, R. „Advanced lithium ion battery charger“. In: *The Twelfth Annual Battery Conference on Applications and Advances*. IEEE, 1997. DOI: 10.1109/bcaa.1997.574108.
- [65] Baughman, A. und Ferdowsi, M. „Double-Tiered Switched-Capacitor Battery Charge Equalization Technique“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55.6 (Juni 2008), S. 2277–2285. DOI: 10.1109/tie.2008.918401.
- [66] Kim, M.-Y., Kim, C.-H., Kim, J.-H. und Moon, G.-W. „A Chain Structure of Switched Capacitor for Improved Cell Balancing Speed of Lithium-Ion Batteries“. In: *Transactions on Industrial Electronics* 61.8 (Feb. 2014), S. 3989–3999. DOI: 10.1109/TIE.2013.2288195.
- [67] Rashid, M. H. *Power Electronics Handbook - Devices, Circuits, and Applications*. 3. Aufl. Elsevier, 2011.
- [68] Zappen, H. „Entwicklung eines aktiven Ladeausgleichsystems für Batteriepacks“. Diplomarbeit. Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen - Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe, Feb. 2013.
- [69] Karnjanapiboon, C., Jirasereeamornkul, K. und Monyakul, V. „High efficiency battery management system for serially connected battery string“. In: *2009 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. 2009. DOI: 10.1109/isie.2009.5214247.
- [70] *16-Cell Li-Ion Battery Active Balance Reference Design*. TI Designs TIDA-00817. Texas Instruments, Juni 2016. URL: <http://www.ti.com/lit/ug/tidubz7/tidubz7.pdf>.
- [71] Wen, S. „Cell balancing buys extra run time and battery life“. In: *Analog Applications Journal*. Texas Instruments Inc., 2009, S. 14–18.
- [72] Borne, M., Wen, S. und Texas Instruments Inc. „Power up your battery design with cell balancing“. In: *EE Times-Asia* (Okt. 2009), S. 1–5.
- [73] *bq78PL114 and bq78PL114S12 Technical Reference Manual*. Technical Reference SLUU330B. Texas Instruments, Mai 2010. URL: <http://www.ti.com/lit/ug/slue330b/slue330b.pdf>.

- [74] Moran, J. *PowerPump™ Balancing*. Application Report SLUA524B. Texas Instruments, Okt. 2011.
- [75] bq78350-R1. *CEDV Li-Ion Gas Gauge and Battery Management Controller Companion to the bq769x0 Battery Monitoring AFE*. Technical Reference SLUUBD3C. Texas Instruments, Okt. 2016. URL: <http://www.ti.com/lit/ug/sluubd3c/sluubd3c.pdf>.
- [76] *Cell Balancing in bq208x Advanced Gas-Gauge Designs*. Application Report SLVA155. Texas Instruments, März 2004. URL: <http://www.ti.com/lit/an/slva155/slva155.pdf>.
- [77] Elder, G. *Feature Set Comparison Between bq2084 and bq20z80*. Application Report SLUA325. Texas Instruments, Nov. 2005. URL: <http://www.ti.com/lit/an/slva325/slva325.pdf>.
- [78] *EMB1499Q Bidirectional Current DC-DC Controller*. Techn. Ber. SNOSCV7B. Texas Instruments, Sep. 2013.
- [79] Drew, J. „Active Cell Balancer Extends Run Time and Lifetime of Large Series-Connected Battery Stacks“. In: *Journal of Analog Innovation* 23.1 (Apr. 2013), S. 3–7. URL: <http://cds.linear.com/docs/en/lt-journal/LTJournal-V23N1-01-df-LTC3300-1-Drew.pdf>.
- [80] LTC3300. *High Efficiency Bidirectional Multicell Battery Balancer*. Datasheet. Linear Technology. URL: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/33001fb.pdf>.
- [81] Roessler, W. „Circuit arrangement and method for transferring electrical charge between accumulators of an accumulator arrangement including a series circuit of accumulators“. US7804276 B2. 2010.
- [82] Bonfiglio, C. und Roessler, W. „A cost optimized battery management system with active cell balancing for lithium ion battery stacks“. In: *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. Sep. 2009, S. 304–309. DOI: 10.1109/vppc.2009.5289837.
- [83] *Battery Supervision and Cell Balancing Module for Li-Ion Battery Packs - Battery Management Board 4.0*. Application Note. Infineon Technologies, Juni 2010.
- [84] *Active Balancer*. Application Note AS8506-AN03. AMS, Okt. 2013.
- [85] Arendarik, S. *Active Cell Balancing in Battery Packs*. Application Note AN4428. NXP, Jan. 2012.
- [86] *User Guide for Atmel ATA6870 and Atmel ATmega32HVB Evaluation Kit Hardware DK11*. Application Note ATA6870-DK11. Atmel, 2015.
- [87] Barrade, P. „Series Connection of Supercapacitors: Comparative Study of Solutions for the Active equalization of the Voltages“. In: *7th International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems (Electrimacs)*. Aug. 2002.
- [88] Baronti, F., Roncella, R. und Saletti, R. „Performance comparison of active balancing techniques“. In: *Journal of Power Sources* 267 (Dez. 2014), S. 603–609. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2014.05.007.
- [89] Caspar, M., Eiler, T. und Hohmann, S. „Comparison of Active Battery Balancing Systems“. In: *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*. Okt. 2014. DOI: 10.1109/VPPC.2014.7007027.
- [90] Caspar, M., Eiler, T. und Hohmann, S. „Systematic Comparison of Active Balancing: A Model-based Quantitative Analysis“. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* (2016). DOI: 10.1109/tvt.2016.2633499.

- [91] Pinto, C., Barreras, J. V., Schaltz, E. und Araújo, R. E. „Evaluation of Advanced Control for Li-ion Battery Balancing Systems Using Convex Optimization“. In: *IEEE Transactions on Sustainable Energy* 7.4 (Okt. 2016), S. 1703–1717. DOI: 10.1109/TSTE.2016.2600501.
- [92] Tietze, U. und Schenk, C. *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Bd. 11. Springer, 1999.
- [93] Brainard, G. L. „Non-dissipative battery charger equalizer“. US 5479083 A. 1995.
- [94] Kutkut, N. und Corp., S. S. T. „A modular nondissipative current diverter for EV battery charge equalization“. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Bd. 2. IEEE, Feb. 1998, S. 686–690. DOI: 10.1109/APEC.1998.653973.
- [95] Barrade P. P., S. und Rufer, A. „Series connection of supercapacitors, with an active device for equalizing the voltages“. In: *International Conference on Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality (PCIM)*. 2000.
- [96] Chen, S., Huang, H.-P. und Hwu, C.-C. „Implementation of Cell Balancing with Super-Capacitor for Robot Power System“. In: *9th World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA)*. IEEE, Juni 2011. DOI: 10.1109/WCICA.2011.5970558.
- [97] Moo, C., Hsieh, Y. und Tsai, I. „Charge equalization for series-connected batteries“. In: *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* 39.2 (Apr. 2003), S. 704–710. DOI: 10.1109/TAES.2003.1207276.
- [98] Zhang, Y.-H., Li, J.-G., Lin, J. und Ge, J.-F. „A Charging Equalization Circuit with Odd and Even Module for Li-ion Series-connected Batteries“. In: *Artificial Intelligence and Computational Intelligence*. Bd. 1. 2009, S. 553–557. DOI: 10.1109/AICI.2009.163.
- [99] Lee, Y.-S. und Cheng, G.-T. „Quasi-Resonant Zero-Current-Switching Bidirectional Converter for Battery Equalization Applications“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 21.5 (Sep. 2006), S. 1213–1224. DOI: 10.1109/TPEL.2006.880349.
- [100] Cassani, P., Inc., I. und Williamson, S. „Feasibility Analysis of a Novel Cell Equalizer Topology for Plug-In Hybrid Electric Vehicle Energy-Storage Systems“. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 58.8 (Okt. 2009), S. 3938–3946. DOI: 10.1109/TVT.2009.2031553.
- [101] Cassani, P., Power Electron. & Energy Res. (PEER) Group, Concordia Univ., Montreal, QC, Canada und Williamson, S. „Design, Testing, and Validation of a Simplified Control Scheme for a Novel Plug-In Hybrid Electric Vehicle Battery Cell Equalizer“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57.12 (Dez. 2010), S. 3956–3962. DOI: 10.1109/TIE.2010.2050750.
- [102] Park, S.-H., Park, K.-b., Kim, H.-S., Moon, G.-W. und Youn, M.-J. „Cell-to-cell charge equalization converter using multi-winding transformer with reduced number of windings“. In: *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*. IEEE), Mai 2011. DOI: 10.1109/icpe.2011.5944606.
- [103] Marten, V. „Charge redistribution method for cell arrays“. US 20140103857 A1. 2014.
- [104] Lu, X., Qian, W. und Peng, F. Z. „Modularized buck-boost + Cuk converter for high voltage series connected battery cells“. In: *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2012, S. 2272–2278. DOI: 10.1109/apec.2012.6166139.
- [105] Ji, W., Lu, X., Ji, Y., Tang, Y., Ran, F. und Peng, F. Z. „Low cost battery equalizer using buck-boost and series LC converter with synchronous phase-shift control“. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, März 2013, S. 1152–1157. DOI: 10.1109/APEC.2013.6520444.

- [106] Mestrallet, F., Kerachev, L., Crebier, J.-C. und Collet, A. „Multiphase Interleaved Converter for Lithium Battery Active Balancing“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 29.6 (Juni 2014), S. 2874–2881. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2276152.
- [107] Phung, T. H., Crebier, J.-C., Chureau, A. und Collet, A. „Optimized structure for next-to-next balancing of series-connected lithium-ion cells“. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2011, S. 1374–1381. DOI: 10.1109/APEC.2011.5744771.
- [108] Phung, T. H., Collet, A. und Crebier, J.-C. „An Optimized Topology for Next-to-Next Balancing of Series-Connected Lithium-ion Cells“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 29.9 (Sep. 2014), S. 4603–4613. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2284797.
- [109] Zumel, P., Garcia, O., Cobos, J. und Uceda, J. „Magnetic integration for interleaved converters“. In: *Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03*. (IEEE, Feb. 2003. DOI: 10.1109/apec.2003.1179360.
- [110] Kim, M.-Y., Kim, J.-H. und Moon, G.-W. „Center-Cell Concentration Structure of a Cell-to-Cell Balancing Circuit With a Reduced Number of Switches“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 29.10 (Okt. 2014), S. 5285–5297. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2292078.
- [111] LPC1769/68/67/66/65/64/63. *32-bit ARM Cortex-M3 microcontroller; up to 512 kB flash and 64 kB SRAM with Ethernet, USB 2.0 Host/Device/OTG, CAN*. Datasheet Rev. 9.6. NXP, Aug. 2016.
- [112] bq76PL536A-Q1. *3 to 6 Series Cell Lithium-Ion Battery Monitor and Secondary Protection IC for EV and HEV Applications*. Datasheet SLUSAM3. Texas Instruments, Mai 2011.
- [113] Kokam Co. *Cell Specification Data SLPB 526495*. online. Dez. 2015. URL: http://www.kokam.com/product/product_pdf/high_energy_density/EM-105_SLPB526495_3300mAh_Grade.pdf.
- [114] Falin, J. *Minimizing Buck-Boost (Inverting) Converter High-Frequency Switching Noise*. Application Report SLVA219A. Texas Instruments, Apr. 2011.
- [115] Zhang, H. J. *PCB Layout Considerations for Non-Isolated Switching Power Supplies*. Application Note AN136. Linear Technology, Juni 2012.
- [116] Zhang, H. J. *Basic Concepts of Linear Regulator and Switching Mode Power Supplies*. Application Note AN140. Linear Technology, Okt. 2013.
- [117] Fairchild. *MOSFET Basics*. Application Note AN-9010. Fairchild Semiconductor Corporation, 2000.
- [118] Barkhordarian, V. *Power Mosfet Basics*. Application Note AN-1084. International Rectifier, 2007. URL: <http://www.infineon.com/dgdl/an-1084.pdf?fileId=5546d462533600a401535595840d101e%7D>.
- [119] Mohan, N., M., U. T. und Robbins, W. P. *Power Electronics - Converters, Applications, and Design*. 3. Aufl. John Wiley und Sons, 2003.
- [120] Fairchild. *Design and Application Guide of Bootstrap Circuit for High-Voltage Gate-Drive IC*. Application Note AN-6076. Fairchild Semiconductor Corporation, 2008.
- [121] Balogh, L. „Design And Application Guide For High Speed MOSFET Gate Drive Circuits“. In: *Power Supply Design Seminar SEM-1400*. SLUP169. Texas Instruments Inc., 2001. URL: <https://www.ti.com/seclit/ml/slup169/slup169.pdf>.

- [122] Dunn, J. *Matching MOSFET Drivers to MOSFETs*. Application Note AN799. Microchip technology Inc., 2004. URL: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00799b.pdf>.
- [123] MAX796. *Step-Down Controllers with Synchronous Rectifier for CPU Power*. Datasheet 4. Maxim Integrated, Sep. 2005. URL: <http://pdfserv.maximintegrated.com/en/ds/MAX796-MAX799.pdf>.
- [124] NCP5901B. *VR12 Compatible Synchronous Buck MOSFET Drivers*. Datasheet 2. ON Semiconductor, Juni 2013.
- [125] Smat, R. *Introduction to comparators, their parameters and basic applications*. Application Note AN4071. STMicroelectronics, Okt. 2012.
- [126] Jung, S.-H., Jung, N.-S., Hwang, J.-T. und Cho, G.-H. „An integrated CMOS DC-DC converter for battery-operated systems“. In: *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*. IEEE, Juli 1999, S. 43–47. DOI: 10.1109/PESC.1999.788978.
- [127] Cavallini, P. „Method of Preventing Spurious Ringing During Discontinuous Conduction Mode in Inductive Boost Converters for White LED Drivers“. US 20130264953 A1. 2013.
- [128] Holloway, R., Ong, A. und Hou, H. „Boost power converter with high-side active damping in discontinuous conduction mode“. US 8907639 B2. 2014.
- [129] De Gusseme, K., Van de Syde, D. M., Van den Bossche, A. P. M. und Melkebeek, J. A. „Input-Current Distortion of CCM Boost PFC Converters Operated in DCM“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 54.2 (Apr. 2007), S. 858–865. DOI: 10.1109/TIE.2007.892252.
- [130] Todd, C. P. *Snubber Circuits: Theory, Design and Application*. Application Note. Unitrode Corporation, Mai 1993.
- [131] Knpfer, S. M., Hensley, R., Hertzke, P. und Schaufuss, P. *Electrifying insights: How auto-makers can drive electrified vehicle sales and profitability*. Techn. Ber. McKinsey&Company, Jan. 2017.
- [132] forbes.com. *LG Chem May Be On The Verge Of Dominating EV Battery Industry*. online. Okt. 2015. URL: <https://www.forbes.com/sites/samabuelsamid/2015/10/28/lg-chem-may-be-on-the-verge-of-dominating-ev-battery-industry/#2d334b758f58>.