

Breitbandige elektronische Nachbildung von Lithium-Ionen-Zellen für Anwendungen in der Elektromobilität

Christopher Lüke



Breitbandige elektronische Nachbildung von Lithium-Ionen-Zellen für Anwendungen in der Elektromobilität

Dissertation

zur Erlangung des Grades eines Doktor-Ingenieurs
der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
an der Ruhr-Universität Bochum

von

Christopher Lüke
aus Gelsenkirchen

Bochum 2022

Dissertation eingereicht am: 29.03.2021
Tag der mündlichen Prüfung: 15.10.2021
Referent: Prof. Dr.-Ing. Joachim Melbert
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Andreas Steimel

Berichte aus der Elektrotechnik

Christopher Lüke

Breitbandige elektronische Nachbildung von Lithium-Ionen-Zellen für Anwendungen in der Elektromobilität

Shaker Verlag
Düren 2022

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

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

Zugl.: Bochum, Univ., Diss., 2021

Copyright Shaker Verlag 2022

Alle Rechte, auch das des auszugsweisen Nachdruckes, der auszugsweisen oder vollständigen Wiedergabe, der Speicherung in Datenverarbeitungsanlagen und der Übersetzung, vorbehalten.

Printed in Germany.

ISBN 978-3-8440-8581-5

ISSN 0945-0718

Shaker Verlag GmbH • Am Langen Graben 15a • 52353 Düren

Telefon: 02421 / 99 0 11 - 0 • Telefax: 02421 / 99 0 11 - 9

Internet: www.shaker.de • E-Mail: info@shaker.de

Inhaltsverzeichnis

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | Einleitung | 1 |
| 1.1 | Motivation und Ziel | 1 |
| 1.2 | Ansatz und Gliederung der Arbeit | 3 |
| 2 | Lithium-Ionen-Zellen | 7 |
| 2.1 | Aufbau und Funktionsweise | 7 |
| 2.2 | Beschreibung des Zellzustandes | 11 |
| 2.3 | Verhalten und Eigenschaften | 13 |
| 2.3.1 | Langzeitverhalten | 14 |
| 2.3.2 | Kurzzeitverhalten | 15 |
| 2.4 | Gewinnung der Zellparameter | 18 |
| 2.4.1 | Alterungsstudie | 19 |
| 2.4.2 | Messung der komplexen Zellimpedanz | 19 |
| 2.5 | Einsatz von Li-Ionen-Zellen im Kraftfahrzeug | 22 |
| 2.5.1 | Energiespeicherarchitektur | 23 |
| 2.5.2 | Batteriemanagementsysteme | 24 |
| 2.5.2.1 | Sicherheitsrisiken von Energiespeichern | 24 |
| 2.5.2.2 | Überwachung und Balancierung von Batteriezellen | 25 |
| 2.5.2.3 | Zukünftige technische Entwicklungen | 28 |
| 3 | Zellemulation | 31 |
| 3.1 | Elektronische Zellemulatoren | 32 |
| 3.1.1 | Stand der Technik | 34 |
| 3.2 | Struktur des breitbandigen Zellemulators | 38 |
| 3.2.1 | Infrastruktur | 39 |
| 3.2.2 | Systemstruktur Zellemulator | 41 |
| 3.3 | Elektronische Impedanznachbildung | 46 |
| 3.3.1 | Stand der Technik | 47 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 3.3.2 | Flexible breitbandige Impedanzemulation | 48 |
| 4 | Echtzeitsimulation von elektrochemischen Zellen | 53 |
| 4.1 | Anforderungen an die Zellsimulation | 53 |
| 4.2 | Hardwaremodul Echtzeitsimulator | 55 |
| 4.2.1 | FPGA-basierter Signalprozessor | 56 |
| 4.2.2 | Eingebettetes Computersystem | 57 |
| 4.3 | Implementierung des Zellmodells | 60 |
| 4.3.1 | Modellkomplexität | 64 |
| 4.3.2 | Kurzzeitmodell | 67 |
| 4.3.2.1 | Laufzeitoptimierte digitale Filter | 69 |
| 4.3.2.2 | Realisierung des Filters | 73 |
| 4.3.3 | Langzeitmodell | 78 |
| 4.3.3.1 | Lineare Effekte | 80 |
| 4.3.3.2 | Leerlaufspannungskennlinie und Hysterese | 80 |
| 4.3.4 | Thermisches Modell | 84 |
| 4.3.4.1 | Berechnung der Verlustleistung | 84 |
| 4.3.4.2 | Modellstruktur | 85 |
| 5 | Messtechnik und Leistungselektronik | 87 |
| 5.1 | Hardwaremodul Messdatenerfassung | 88 |
| 5.1.1 | Messkonzept | 89 |
| 5.1.1.1 | Automatische Kalibrierung | 91 |
| 5.1.2 | Eingangsstufe | 93 |
| 5.1.2.1 | Frequenzgang und spektrales Rauschen | 99 |
| 5.1.2.2 | Frequenzgangkompensation | 100 |
| 5.1.3 | Analog-Digital-Umsetzung | 101 |
| 5.1.3.1 | Signalpfade mit hoher Genauigkeit | 102 |
| 5.1.3.2 | Signalpfade mit hoher Bandbreite | 105 |
| 5.1.4 | Zusammenfassung | 105 |
| 5.2 | Hardwaremodul Leistungsendstufe | 109 |
| 5.2.1 | Endstufenkonzept | 110 |
| 5.2.2 | DA-Umsetzung mit hoher Bandbreite und Dynamik | 120 |
| 5.2.3 | Komplementäre Ausgangsstufe | 124 |
| 5.2.3.1 | Verbreitete Endstufenkonzepte | 124 |

| | | |
|----------|---|------------|
| 5.2.3.2 | Gegentaktendstufe mit autonom geregelten Ausgangsstufen | 127 |
| 5.2.4 | Korrektur von Offsetspannungen | 133 |
| 5.2.5 | Kompensationskonzept | 137 |
| 5.2.6 | Ausgangsimpedanz und Linearität | 139 |
| 5.2.7 | Fehlerkompensation | 144 |
| 5.2.8 | Genauigkeit der Gleichspannungsausgabe | 146 |
| 5.2.9 | Zusammenfassung | 147 |
| 5.3 | Hardwaremodul Energieversorgung | 149 |
| 5.3.1 | Dynamische Leistungsversorgung | 152 |
| 5.4 | Eigensicherheit | 154 |
| 5.4.1 | Schutzbeschaltung der analogen Eingänge | 155 |
| 5.4.1.1 | Klemmschaltung | 155 |
| 5.4.1.2 | Entladeschaltung | 156 |
| 5.4.2 | Schutzbetrieb | 156 |
| 5.4.2.1 | Überwachung der Leistungsendstufe | 158 |
| 5.4.2.2 | Leistungsschalter | 159 |
| 6 | Charakterisierung des Emulationssystems | 161 |
| 6.1 | Demonstrationssystem | 161 |
| 6.2 | Fehlerabschätzung | 163 |
| 6.2.1 | Totzeit der Impedanzemulation | 164 |
| 6.2.2 | Parasitäre Ausgangsimpedanz | 166 |
| 6.2.3 | Linearitätsfehler | 167 |
| 6.3 | Zellbalancierung | 168 |
| 6.3.1 | Kurzzeitverhalten | 168 |
| 6.3.2 | Langzeitverhalten | 171 |
| 6.4 | Impedanzemulation | 172 |
| 6.4.1 | Galvanostatische Anregung | 173 |
| 6.4.1.1 | Synthetische Impedanz | 173 |
| 6.4.1.2 | Zellimpedanz prismatische Zelle | 176 |
| 6.4.2 | Potentiostatische Anregung | 180 |
| 6.4.2.1 | Synthetische Impedanz | 180 |
| 6.4.2.2 | Zellimpedanz Rundzelle | 182 |

| | |
|---------------------------------------|------------|
| 6.5 Zusammenfassung | 183 |
| 7 Zusammenfassung und Ausblick | 185 |
| 7.1 Zusammenfassung | 185 |
| 7.2 Ausblick | 188 |
| Literaturverzeichnis | 191 |
| Symbole und Abkürzungen | 207 |
| Abbildungsverzeichnis | 211 |
| Tabellenverzeichnis | 217 |
| Danksagung | 219 |

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Motivation und Ziel

Seit Jahren ist die Belastung der Umwelt durch Treibhausgase und der daraus resultierende Klimawandel Gegenstand öffentlicher Diskussionen. Die Europäische Union hat in einem Klimaschutzplan beschlossen, die Treibhausgasemissionen bis 2030 um 20% gegenüber dem Jahr 1990 zu reduzieren und bis 2050 klimaneutral zu werden. Schon mit dem heutigen deutschen Strommix sind batterieelektrische Fahrzeuge 27% weniger emissionsintensiv als mit Benzin angetriebene Pkw. Unter der Rahmenbedingung einer klimaneutralen Energiewirtschaft können Fahrzeuge mit elektrifiziertem Antriebsstrang einen bedeutsamen Beitrag zur Erfüllung dieses Ziels leisten [87].

Die größte Hürde für die Elektromobilität ist, neben der noch nicht flächendeckend vorhandenen Ladeinfrastruktur, die geringere Reichweite gegenüber Fahrzeugen mit Verbrennungsmotor. Daher ist die Verbesserung des elektrochemischen Energiespeichers und eine Erhöhung von dessen Kapazität Gegenstand von zahlreichen Forschungsarbeiten. Zur Speicherung der Energie werden überwiegend Lithium-Ionen (Li-Ionen)-Zellen in verschiedenen chemischen Zusammensetzungen und Bauformen eingesetzt.

Sämtliche elektrochemische Zellen des Energiespeichers müssen durch ein Batteriemanagementsystem (BMS) überwacht werden, um einen sicheren Betrieb während des Fahrbetriebs und des Ladens zu ermöglichen. Das BMS muss die

Einhaltung von sicherheitsrelevanten Betriebsgrenzen wie minimaler und maximaler Zellspannung und Zelltemperatur garantieren. Zusätzlich übernimmt es Analysefunktionen, wie die Schätzung des Ladungs- und Alterungszustandes jeder einzelnen Batteriezelle. Durch Balancierung gleicht es Abweichungen des Ladungszustandes zwischen den Zellen aus, welche durch Produktionsstreuung oder ungleichmäßige Alterung entstehen können.

Zur Schätzung des aktuellen Zustandes eines Energiespeichers wird üblicherweise die Spannung aller enthaltenen Zellen mit niedriger Abtastrate bis zu 100 Hz vermessen. Durch höhere Abtastraten oder Unterabtastung ist es bei neuesten Ansätzen aber auch möglich, die komplexe Impedanz jeder Zelle breitbandig zu bestimmen und so detaillierte Informationen über ihren inneren Zustand zu gewinnen.

Zur Implementierung eines BMS in elektrisch angetriebenen Fahrzeugen und zur Entwicklung neuartiger Funktionen ist eine Erprobung unter realitätsnahen Bedingungen unverzichtbar. Ein Ausfall des Speichers muss über den gesamten Lebenszyklus eines Fahrzeugs zuverlässig verhindert werden. Versuche mit echten Batteriezellen sind dafür jedoch nicht praktikabel. Zum einen entsteht durch die chemisch gespeicherte Energie ein erhebliches Gefahrenpotential, zum anderen ist die Reproduzierbarkeit der Ergebnisse schwer sicherzustellen. Der Alterungszustand einer realen Zelle kann nicht mit angemessenem Aufwand eingestellt werden. Erschwerend kommt hinzu, dass ein spezifischer Alterungszustand der Zelle nicht dauerhaft konserviert werden kann. Anstelle der realen Zellen finden in Testaufbauten daher *Zellemulatoren* Verwendung. Das Ersetzen von einzelnen Fahrzeugkomponenten durch programmierbare Hardware im Versuchsbetrieb wird allgemein auch Hardware-in-the-Loop (HiL) Test genannt und ist eine weit verbreitete Methode.

Bestehende Zellemulatoren sind für die Verwendung mit konventionellen BMS ausgelegt, die nur quasistatische Informationen des Energiespeichers verarbeiten und überwiegend mit passiver Balancierung arbeiten. Dafür ist eine begrenzte Genauigkeit und niedrige Bandbreite ausreichend. Für neuartige BMS mit verlustarmer aktiver Zellbalancierung und spektralen Untersuchungsmethoden sind diese Systeme für HiL-Tests jedoch ungeeignet. Um Mess- und Analysefunktionen

zu testen, die das Impedanzspektrum einer Zelle über eine hohe Bandbreite erfassen, wird eine neuartige Kategorie von Emulator mit der Fähigkeit zur flexiblen breitbandigen Impedanzemulation benötigt.

Das Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung und Verifikation eines breitbandigen Zellemulators, der die Fähigkeit hat, beliebige elektrochemische Batteriezellen in einem für die Anwendung relevanten Frequenzbereich zu emulieren. Der Zellemulator soll in HiL-Tests von BMS und zur Erprobung und Kalibrierung von Messgeräten zur Elektrochemische Impedanz Spektroskopie (EIS) an elektrochemischen Zellen eingesetzt werden können. Ein zentraler Aspekt ist die Erforschung von Methoden zur Emulation der komplexen Impedanz. Das Auflösungsvermögen und die Genauigkeit des Emulators müssen ausreichend hoch sein, um die Impedanz einer typischerweise in der Elektromobilität verwendeten Zelle realitätsnah abzubilden. Die Emulation dieser komplexen Impedanz erfordert sowohl eine Modellierung zur Simulation der elektrochemischen Zelle als auch eine geeignete elektronische Schaltung zur Ausgabe der Strom- und Spannungsgrößen.

1.2 Ansatz und Gliederung der Arbeit

Diese Arbeit gliedert sich in zwei Themenblöcke. Im ersten Teil werden die charakteristischen Eigenschaften von elektrochemischen Energiespeichern und die Methoden zu deren Ermittlung aufgezeigt. Dies hat das Ziel, ein adäquates *Modell der Batteriezelle* zu erstellen, um ihr Verhalten in Echtzeit über eine für die Anwendung relevante Bandbreite zu simulieren. Exemplarisch fokussiert sich diese Arbeit auf Li-Ionen-Zellen, welche die dominierende Technologie in der Elektromobilität darstellen.

Eine ausreichend genaue Simulation des Zellverhaltens auf physikalisch-chemischer Ebene ist bisher nicht möglich. Ein Grund dafür ist die komplexe Beeinflussung der chemischen Prozesse durch die mikroskopische Struktur der aktiven Materialien innerhalb der Zelle und die zahlreichen an den Reaktionen beteiligten Verbindungen. Daher muss auf ein empirisches Model zurückgegriffen werden, das

in umfangreichen Messkampagnen an realen Zellen ermittelt wird. Die Wiederverwendung dieses Modells für Batteriezellen eines anderen Typs ist aufgrund des kaum zu prognostizierenden Verhaltens grundsätzlich nicht zielführend.

Die Implementierung der bekannten Zelleigenschaften und Parameter in den Zell-emulator wird im zweiten Teil der Arbeit thematisiert. Dafür müssen sowohl ein *Echtzeitsimulator* als auch breitbandige *Mess- und Leistungselektronik* realisiert werden.

Zur breitbandigen Emulation einer typischen Batteriezelle muss der gesamte Signalpfad eine ausreichend hohe Bandbreite und geringe Latenz aufweisen. Zusätzlich ist zur akkuraten Ausgabe der komplexen Impedanz eine spezialisierte Leistungselektronik erforderlich. Übliche Endstufenkonzepte würden mit ihrer eigenen parasitären Ausgangsimpedanz die simulierte Zellimpedanz unzulässig verfälschen und sind deshalb nicht einsetzbar. Im Rahmen der Arbeit müssen daher elektrische Schaltungen entwickelt werden, die diese Anforderungen erfüllen können.

In Kapitel 2 werden zunächst die Funktionsweise und die elektrischen Eigenschaften von Li-Ionen-Zellen beschrieben und deren charakteristische Veränderung über die Lebensdauer des Fahrzeugs thematisiert. Nachfolgend wird eine Methodik zur Vermessung des Zellverhaltens aufgezeigt, welche für eine akkurate Modellierung benötigt wird. Zuletzt wird die typische Konfiguration der Zellen in einem Energiespeicher mit dem Fokus auf das BMS vorgestellt.

Kapitel 3 erläutert das Funktionsprinzip und den Stand der Technik von elektronischer Zell- und Impedanzemulation. Darauf aufbauend werden die Merkmale der neuartigen breitbandigen Zellemulation diskutiert. Anhand dieser Gegenüberstellung werden die Anforderungen an den zu entwickelnden Emulator aufgezeigt und daraus ein Systemkonzept abgeleitet.

Kapitel 4 beschreibt eine parametrierbare Modellierung einer Li-Ionen-Zelle und die Überführung in einen eingebetteten Echtzeitsimulator. Die Implementierung der einzelnen linearen und nichtlinearen Komponenten des Zellmodells in Hardware und Software wird detailliert beschrieben.

Kapitel 5 befasst sich mit Entwurf und Entwicklung der Schaltungen zur Messdatenerfassung und Leistungselektronik, die den Echtzeitsimulator mit Eingangsgrößen speisen und das vom darin hinterlegten Modell definierte Verhalten der Zelle ausgeben.

In Kapitel 6 wird das Gesamtsystem anhand von Anwendungsszenarien charakterisiert und verifiziert. Die breitbandige Emulation von Li-Ionen-Zellen und arbiträren Impedanzen wird demonstriert. Abschließend werden die Fehlereinflüsse der verschiedenen neu entwickelten Komponenten auf die Genauigkeit des Systems evaluiert.

Kapitel 2

Lithium-Ionen-Zellen

Li-Ionen-Zellen werden heute aufgrund ihrer hohen spezifischen Energiedichte bevorzugt als Traktionsbatterie in elektrisch betriebenen Fahrzeugen eingesetzt [31, 92]. Daher thematisiert diese Arbeit ausschließlich Zellen, die auf Li-Ionen-Technologie basieren. Grundsätzlich sind die beschriebenen Methoden zur Modellierung und Emulation des Zellverhaltens auch auf andere Arten von elektrochemischen Zellen anwendbar.

Die Emulation einer Batteriezelle erfordert, dass Genauigkeit und Bandbreite zumindest identisch zu den Eigenschaften der an den Emulator angeschlossenen Messgeräte sind. Zudem muss der Zellemulator typische Messszenarien unterstützen, welche bei der Entwicklung von BMS auftreten.

In diesem Kapitel werden die grundlegenden Eigenschaften typischer Li-Ionen-Zellen beschrieben. Weiterhin werden Messverfahren vorgestellt, mit denen die Parameter für eine Modellierung der Zellen bestimmt werden können. Zuletzt wird der Aufbau und der Einsatz von elektrochemischen Energiespeichern in Fahrzeugen mit elektrifiziertem Antriebsstrang und das zu deren sicheren Betrieb benötigte BMS diskutiert.

2.1 Aufbau und Funktionsweise

Eine Li-Ionen-Zelle ermöglicht die chemische Speicherung von Energie, die in Form von elektrischer Leistung zu- oder abgeführt wird. Dazu nutzt sie eine *Redox-Reaktion*, die aus zwei räumlich getrennten Teilprozessen besteht. Wird die

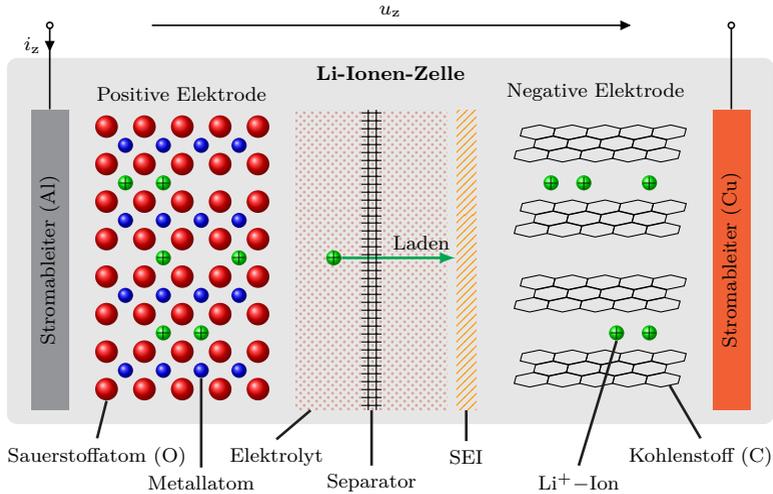


Abbildung 2.1: Vereinfachter Aufbau einer Li-Ionen-Zelle. Nach [61]

Zelle entladen oder aufgeladen, findet an jeweils einer ihrer beiden Elektroden eine Oxidation oder Reduktion statt [61].

Wie jeder elektrochemische Energiespeicher besitzen Li-Ionen-Zellen eine positive und eine negative Elektrode (Abb. 2.1). Diese sind jeweils mit einem der beiden Pole der Zelle verbunden, wofür an der positiven Elektrode ein Stromableiter aus Aluminium und an der negativen einer aus Kupfer verwendet wird. Wenn die Zelle entladen wird, fließt ein negativer Strom i_z . In diesem Fall bewegen sich Lithium-Ionen durch den Elektrolyt zur positiven Elektrode, die dabei Elektronen aus dem Stromkreis aufnimmt und die Ionen reduziert. Diese wird dann auch Kathode genannt. Die Li-Ionen stammen aus der negativen Elektrode, in der diese unter Abgabe von Elektronen an den Stromkreis oxidiert werden. Die oxidierende Elektrode wird auch als Anode bezeichnet. Wird die Zelle geladen, kehrt sich die Flussrichtung von Ionen und Elektronen um. Die Oxidations- und Reduktionsprozesse und damit auch die Position von Anode und Kathode wechseln zwischen den Elektroden.

Die Zellspannung u_z ergibt sich aus der Differenz der jeweiligen Redox-Potentiale

beider Elektroden. Sie ist von der Materialzusammensetzung und vom Ladungsstand der Zelle abhängig. Für viele gängige Zelltypen bewegt sich u_z zwischen 2,7 V und 4,2 V [12]. Die positive Elektrode einer Li-Ionen-Zelle besteht üblicherweise aus einem Oxid, das aus Lithium und verschiedenen Übergangsmetallen wie Kobalt, Mangan oder Nickel zusammengesetzt ist. Abbildung 2.1 zeigt eine Schichtstruktur, wie sie beispielsweise kristallines Lithium-Kobaltoxid aufweist.

Die negative Elektrode besteht nicht aus metallischem Lithium, weil in diesem Fall das Wachstum von Dendriten nach wenigen Ladevorgängen zu einem inneren Kurzschluss der Zelle führen würde. Stattdessen wird bei vielen Zelltypen eine Graphitelektrode verwendet. Das Graphit kann durch seinen Aufbau aus Lagen von hexagonal angeordneten Kohlenstoffatomen, ähnlich wie die positive Elektrode, Li-Ionen einlagern. Die Aufnahme von Li-Ionen in die Schichtstruktur der Elektroden wird Interkalation und die Abgabe ans Elektrolyt wird Deinterkalation genannt [75].

Die Li-Ionen bewegen sich zwischen den Elektroden durch einen flüssigen Elektrolyten, der häufig aus dem Leitsalz Lithium-Hexafluorophosphat besteht. Ein Separator aus isolierendem Kunststoff verhindert, dass sich zwischen den beiden Elektroden eine elektrisch leitfähige Verbindung bilden kann. Während die Ionen den mikroporösen Separator passieren können, müssen sich die Elektronen daher durch den an die Zellpole angeschlossenen äußeren Stromkreis bewegen.

Keiner der derzeit verwendeten Elektrolyte ist mit der negativen Elektrode aus Graphit und interkalierten Li-Ionen thermodynamisch stabil. Beim ersten Laden einer Zelle, auch Formieren genannt, findet eine Reaktion auf der Oberfläche der Graphitelektrode statt, da die Aufnahme der Ionen ihr Redox-Potential senkt. Durch diese irreversible Reaktion formt sich eine für Li-Ionen durchlässige Passivierungsschicht. Diese Solid Electrolyte Interface (SEI) genannte Schicht besteht aus Reaktionsprodukten wie Lithiumcarbonat und ist nicht im Elektrolyt löslich, wodurch die Zelle ein extrinsisch stabiles System bildet [61].

In der Praxis bestehen die Elektroden aus dünnen Metallfolien, auf welche beidseitig die chemisch aktiven Materialien aufgebracht werden. Mit dazwischenliegendem Separator wird die Folienlage entweder zu einem Zellwickel gerollt oder gefaltet. Alternativ können auch einzelne zugeschnittene Lagen aufgeschichtet werden.

Tabelle 2.1: Bauformen von Li-Ionen-Zellen

| Typ | Aufbau | übliche Bauformen | typ. Volumen |
|--------------------|---------------|-------------------|----------------------|
| Rundzelle | Rolle | 18650 | 16,5 cm ³ |
| | | 21700 | 24,2 cm ³ |
| Prismatische Zelle | Wickel/Stapel | HEV | 130 cm ³ |
| | | PHEV | 300 cm ³ |
| | | BEV | 1000 cm ³ |
| Pouch-Zelle | Wickel/Stapel | - | - |

Für das Gehäuse einer Zelle existiert eine Vielzahl von genormten Bauformen (Tab. 2.1). Weit verbreitet sind Rundzellen, die in verschiedenen Abstufungen von Durchmesser und Länge erhältlich sind. Das verhältnismäßig kleine Volumen dieser Bauform begrenzt die maximal mögliche Fläche der gerollten Elektroden und damit die Kapazität einer Einzelzelle [45].

Daher sind für die Anwendung in einem elektrischen Kraftfahrzeug (Kfz) prismatische Zellen vorgesehen, bei denen gewickelte oder gestapelte Elektroden in einem quaderförmigen Metallgehäuse untergebracht sind. Die Bauformen richten sich nach dem jeweiligen Nutzungsszenario der Zellen, wobei das Volumen des Zellformats mit der benötigten Gesamtkapazität des Speichers steigt. Bei einem Hybrid Electric Vehicle (HEV) dient der Speicher größtenteils zur Rekuperation beim Bremsen und es genügt eine kleine Traktionsbatterie. Der Energiespeicher eines Plug-in Hybrid Electric Vehicle (PHEV) ist größer, weil der elektrische Antrieb den Verbrennungsmotor mit gespeicherter Energie aus dem Stromnetz unterstützt. Das Zellformat für ein Battery Electric Vehicle (BEV) hat mit Abstand das größte Volumen, da diese Fahrzeugart ausschließlich elektrisch durch in der Traktionsbatterie gespeicherten Energie angetrieben wird.

Eine freie Gestaltung des Formates lassen sogenannte Pouch-Zellen zu. Im Gegensatz zu prismatischen Zellen besitzen diese anstelle eines starren Gehäuses nur einen Beutel aus flexibler Folie. Ohne massives Gehäuse sind die Zellen zwar leichter, aber auch empfindlicher gegen Verformung oder Beschädigung durch mechanischen Druck. Daher kann die zum Betrieb der Zellen nötige Montagevor-

richtung in einem Kfz den Gewichtsvorteil relativieren. Die Maße und Form von Pouch-Zellen sind nicht standardisiert [75].

2.2 Beschreibung des Zellzustandes

Es gibt zahlreiche auf Li-Ionen-Technologie basierende Zellvarianten, die sich teils deutlich in der Auswahl von Aktivmaterialien und Elektrolyt und dem geometrischem Aufbau unterscheiden. Messungen zum Verhalten und das resultierende Zellmodell sind nur für den angegebenen spezifischen Zelltyp gültig. Das dynamische elektrische und thermische Verhalten einer Zelle hängt zusätzlich vom Zustand der Zelle zum Zeitpunkt der Messung ab. Folglich ist es notwendig, die gemessenen Parameter in Abhängigkeit von den wesentlichen Zustandsgrößen der elektrochemischen Zelle anzugeben.

Der Zustand einer Zelle wird in dieser Arbeit mit den drei Größen SoH, SoC und Temperatur spezifiziert (Tab. 2.2). Ein Alterungszustand (State-of-Health, SoH) von 100 % steht für den Anfang des Lebenszyklus einer Zelle (Begin-of-Life, BoL). Nach der gängigen Definition ist das Lebensende (End-of-Life, EoL) einer Zelle in Kfz-Anwendungen bei einem SoH von 80 % erreicht. Dabei wird der SoH einer Zelle direkt anhand deren aktuell nutzbarer Kapazität C_z im Vergleich zur Anfangskapazität der Zelle ins Verhältnis gesetzt (Gl. 2.1).

$$\text{SoH} = \frac{C_z}{C_z(\text{BoL})} \Big|_{T_z=25^\circ\text{C}} \cdot 100\% \quad (2.1)$$

Tabelle 2.2: Größen zur Beschreibung des Zustandes einer elektrochemischen Zelle in dieser Arbeit

| Name | Beschreibung | typischer Wertebereich |
|---------|-------------------------|--|
| Zelltyp | Zellchemie/Bauform | - |
| SoH | State-of-Health | 80 % ... 100 % |
| SoC | State-of-Charge | 0 % ... 100 % |
| T_z | mittlere Kerntemperatur | -10°C ... 60°C |

Die Kapazität¹ ist durch die gesamte entnehmbare Ladungsmenge in Ah bei einem vollständigen Entladevorgang der Zelle definiert (Gl. 2.2).

$$C_z = (-1) \cdot \int_{\substack{\text{vollst.} \\ \text{Entladevorgang}}} i_z(t) dt \quad (2.2)$$

Die Ursachen der Kapazitätsabnahme sind von den Aktivmaterialien und dem Aufbau des verwendeten Zelltyps sowie der Belastungshistorie der Zelle abhängig. Daher sind Zellen gleichen Typs mit unterschiedlichem SoH nicht direkt vergleichbar, wenn in der Vergangenheit nicht exakt die gleichen Belastungen und äußeren Einflüsse auf sie eingewirkt haben.

Der Ladungszustand (State-of-Charge, SoC) beschreibt die in der Zelle gespeicherte Ladung, die noch entnommen werden kann (Gl. 2.3).

$$\text{SoC} = \frac{Q_z - Q_z(u_z = u_{z,\min})}{Q_z(u_z = u_{z,\max})} \cdot 100 \% \quad (2.3)$$

Die minimale und die maximale mögliche Ladung sind von dem erlaubten Bereich der Zellspannung u_z des verwendeten Zelltyps abhängig. Unterhalb und oberhalb des erlaubten Spannungsfensters setzen chemische Prozesse in der Zelle ein, die diese irreversibel beschädigen. Der SoC ist von 100 % bis 0 % definiert. Die Ladungsmenge, die der Zelle bei einem SoC von 100 % entnommen werden kann, entspricht der Zellkapazität.

Sämtliche chemischen Prozesse in einer Zelle werden durch die Temperatur der Zelle beeinflusst. Dabei kann die Temperaturverteilung innerhalb einer Zelle durch einen Wärmefluss zwischen ihr und der Umgebung oder durch lokal unterschiedliche Eigenerwärmung auch einen Gradient aufweisen. In dieser Arbeit wird der thermische Zustand einer Zelle durch ihre mittlere Kerntemperatur T_z beschrieben. Durch die Temperaturabhängigkeit der Zellkapazität C_z ist auch der SoC einer Zelle selbst direkt von der Temperatur abhängig.

¹Die Kapazität einer Batteriezelle entspricht nicht der physikalischen Größe „elektrische Kapazität“ aus dem Bereich der Elektrostatik.

2.3 Verhalten und Eigenschaften

Das Verhalten einer elektrochemischen Batteriezelle zeichnet sich dadurch aus, dass diese auf einen Lade- oder Entladestrom mit einer charakteristischen Änderung ihrer Klemmenspannung reagiert. Der Verlauf dieser Spannung ist im Allgemeinen abhängig von den Zustandsgrößen SoH, SoC und Temperatur der Zelle und unterscheidet sich für verschiedene Zelltypen. Wünschenswert wäre ein physikalisch/chemisches Modell der Zelle, das durch Eingabe der Materialzusammensetzung und Aufbau aller aktiven Komponenten das Verhalten jedes beliebigen Zelltyps simulieren kann. Aufgrund der Wechselwirkungen zwischen den zahlreichen chemischen Reaktionen innerhalb der Zelle und des Einflusses der makro- und mikroskopischen Beschaffenheit der Materialien auf diese ist ein derartiges Modell bisher nicht mit ausreichender Genauigkeit realisierbar.

Daher wird das Zellverhalten in dieser Arbeit ausschließlich durch Messungen an realen Zellen modelliert. Das verwendete Modell basiert auf einem mehrdimensionalen Kennfeld, das die zur Simulation erforderlichen *Zellparameter* in Abhängigkeit von drei Zustandsgrößen enthält. Bei den Zellparametern handelt es sich um Kennzahlen, die das elektrische und thermische Verhalten der Zelle innerhalb des Modells beschreiben. Zwischen den Stützstellen des Kennfeldes ist eine Interpolation möglich, wobei die Abweichung zwischen realer Zelle und Modell mit abnehmender Dichte der Stützstellen zunehmen kann. Dagegen ist eine Extrapolation über die Randwerte des aufgenommenen Modells hinaus grundsätzlich nicht zielführend, da der Verlauf von Zellparametern im Allgemeinen über keine der drei berücksichtigten Zustandsgrößen exakt vorhergesagt werden kann.

Das hier vorgestellte Zellverhalten ist qualitativ für verschiedene Typen von Li-Ionen-Zellen vergleichbar. Zur Demonstration werden im Folgenden beispielhaft die Messwerte für eine prismatische Li-Ionen-Zelle im PHEV-Format mit 26 Ah gezeigt.

Die Klemmenspannung u_z einer Li-Ionen-Zelle ergibt sich aus der Überlagerung von zahlreichen chemischen und elektrischen Einflüssen, die durch den mechanischen Aufbau und die in der Zelle verwendeten Aktivmaterialien gegeben sind.

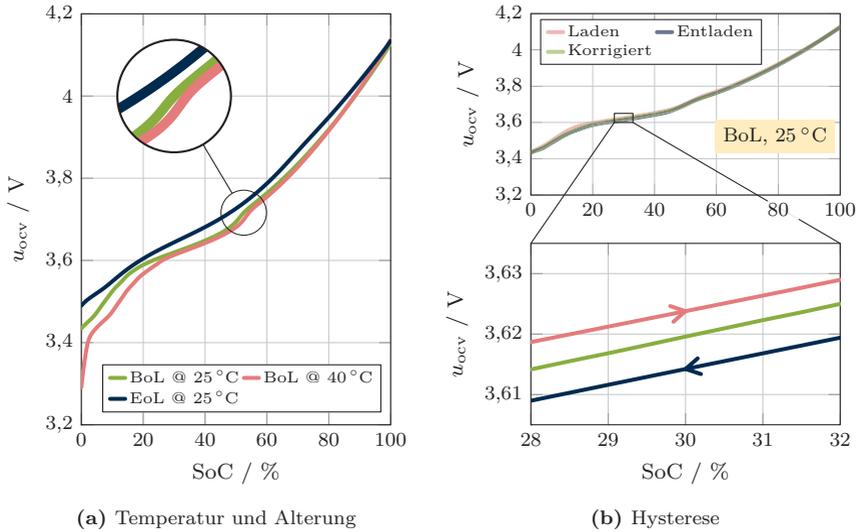


Abbildung 2.2: Typischer Verlauf der Leerlaufkennlinie.

Die Klemmenspannung wird innerhalb dieser Arbeit durch die Überlagerung von drei grundlegenden Prozessen beschrieben (Gl. 2.4).

$$u_z = u_{ocv} + u_{hyst} + \underline{Z} \cdot i_z \quad (2.4)$$

Die Leerlaufspannung u_{ocv} (Open-Circuit Voltage, OCV) und die Hystereseeffekte u_{hyst} werden als nichtlineares *Langzeitverhalten* der Zelle zusammengefasst. Der Spannungsfall über der komplexen Zellimpedanz \underline{Z} wird als das lineare *Kurzzeitverhalten* bezeichnet.

2.3.1 Langzeitverhalten

Die Leerlaufkennlinie (englisch OCV curve) ergibt sich durch die Differenz der Redox-Potentiale der Zellelektroden, welche sich mit Ladungszustand und Temperatur verschieben. Ihr Verlauf über dem SoC ist nichtlinear und temperaturabhängig

(Abb. 2.2a). Die Kurven der Zelle im Anfangszustand (BoL) zeigen bei bestimmten Ladungszuständen eine stufenförmige Veränderung der Spannung. Dieser als *Staging* bezeichnete Effekt entsteht durch eine nicht homogene Interkalation von Li-Ionen in das Graphit der negative Elektrode. Das inhomogene Verhalten wird durch eine Transformation des Kristallgitters verursacht, die in mehreren Stufen abläuft. Der charakteristische Verlauf der Leerlaufkennlinie unterliegt einer fortlaufenden Veränderung über die Zellalterung bis hin zum Lebensende (EoL). Typischerweise kann bei fortschreitender Alterung eine signifikante Glättung der inhomogenen Stufenform beobachtet werden [34,61].

Die Interkalation und Deinterkalation der Ionen weist zudem eine Hysterese auf, so dass in Lade- und Entladerichtung gemessene Leerlaufkennlinien nicht deckungsgleich sind (Abb. 2.2b) [8,9,86]. In dieser Arbeit wird der Begriff Leerlaufkennlinie als Synonym für eine mathematisch korrigierte Kurve verwendet. Diese ist nicht direkt messbar, sondern wird aus den beiden Kennlinien in Lade- und Entladerichtung gemittelt. Die Hysterese kann viele mV betragen und muss bei der Modellierung einer Li-Ionen-Zelle berücksichtigt werden.

2.3.2 Kurzzeitverhalten

Die charakteristische komplexwertige Impedanz \underline{Z} einer Zelle resultiert aus den inneren elektrochemischen Prozessen und der Zellgeometrie (Abb. 2.3a). Die Impedanz kann bei einer Frequenz f (bzw. Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$) durch Betrag $|\underline{Z}|$ und Phasenwinkel φ beschrieben werden (Abb. 2.3b).

$$\underline{Z}(j\omega) = \frac{\underline{u}}{\underline{i}} = |\underline{Z}| \cdot \exp(j\varphi) = \frac{\hat{U}}{\hat{I}} \cdot \exp(j\varphi) \quad (2.5)$$

Eine komplexe Impedanz ist durch ihre Spannungsantwort \underline{u} auf einen anregenden Strom \underline{i} definiert (Gl. 2.5). Unter Vernachlässigung des Langzeitverhaltens ist die Spannungsantwort einer Zelle daher durch ihren Laststrom und die charakteristische Impedanz in ihrem derzeitigen Zustand gegeben.

Die Impedanz einer Zelle wird innerhalb dieser Arbeit in einem Frequenzbereich von 5 mHz bis 1 kHz dargestellt (Abb. 2.3b). Für hohe Frequenzen um 1 kHz

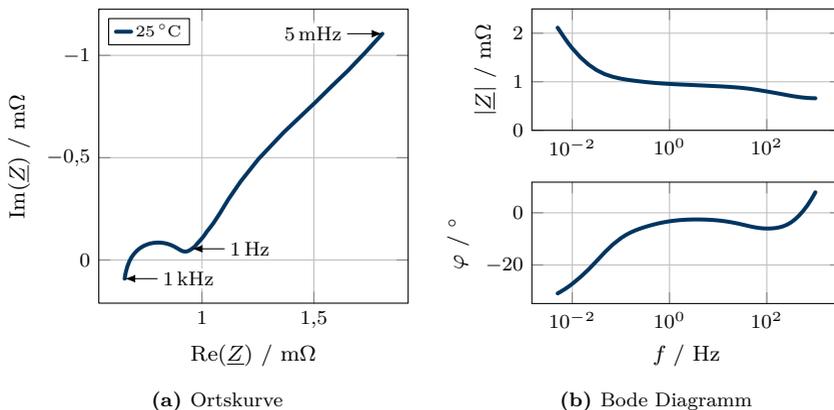


Abbildung 2.3: Komplexe Impedanz einer Li-Ionen-Zelle.

beginnt das induktive Verhalten der metallischen Stromleiter die Zellimpedanz zu dominieren. Daher lässt die Impedanz bei deutlich höherer Frequenzen kaum Rückschlüsse auf die chemischen Prozesse innerhalb der Zelle zu.

Der Verlauf der Ortskurve für niedrigere Frequenzen spiegelt die Zeitkonstanten von Diffusions- und Transportprozessen der Ladungsträger innerhalb der Zelle wider. Jeder einzelne Prozess formt jeweils einen Halbkreis in der komplexen Ebene (Abb. 2.3a). Die halbkreisförmige Sektion der Ortskurve bis etwa 1 Hz setzt sich aus der Überlagerung mehrerer Transportprozesse zusammen. Elementare Transportprozesse sind die Interkalation oder Deinterkalation von Ionen in die Elektroden und die Überwindung des SEI.

In Richtung noch niedrigerer Frequenzen ist der Kurvenverlauf durch die Diffusion der Li-Ionen innerhalb der positiven Elektrode geprägt. Aufgrund der Höhe der Zeitkonstante ist die Ausbildung eines Halbkreises durch diesen Diffusionsprozess im hier gezeigten Frequenzbereich bis 5 mHz nicht sichtbar [49, 74, 103].

Für die Zellemulation muss das Zellverhalten so modelliert sein, dass die beschriebenen Prozesse abgebildet werden können. Eine Zuordnung der beobachteten Zeitkonstanten zu einzelnen Prozessen innerhalb der Zelle ist für eine Verhaltensmodellierung unerheblich und nicht Teil dieser Arbeit.

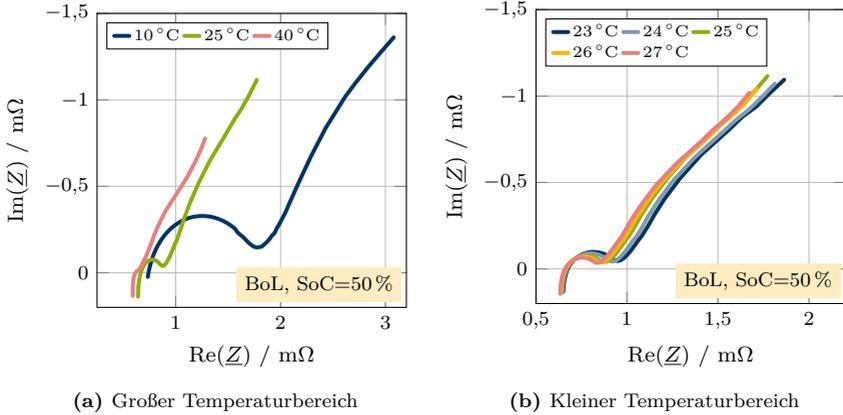


Abbildung 2.4: Typischer Temperaturgang der Zellimpedanz

Der durch SoH, SoC und Temperatur beschriebene Zustand beeinflusst die beteiligten Elemente und die Reaktionsgeschwindigkeit der chemischen Prozesse einer Zelle und damit auch deren elektrische Impedanz. Wie in Abbildung 2.4a zu sehen ist, führt die Temperaturänderung im Wesentlichen zu einer Skalierung des Realteils der Zellimpedanz. Dieser nimmt aufgrund der Verlangsamung der Transportprozesse mit sinkender Temperatur überproportional zu. Da die Impedanz für hohe Frequenzen im Bereich von 1 kHz durch die Induktivität und den Widerstand zwischen Aktivmaterial und Ableiter dominiert wird, ist ihre Temperaturabhängigkeit deutlich geringer. Auch bei Betrachtung eines sehr viel kleineren Temperaturintervalls ist der überproportionale Zusammenhang zwischen Temperatur und Betrag der Impedanz bereits zu erkennen 2.4b.

Der Einfluss des Ladungszustandes (SoC) auf Betrag und Phase der komplexen Impedanz ist dagegen geringer ausgeprägt und eher für den niedrigen Frequenzbereich zu beobachten (Abb. 2.5a). In diesem Teil wird die Ortskurve in Richtung niedriger Frequenzen immer mehr vom Langzeitverhalten der Zelle beeinflusst. So wird die nichtlineare Veränderung der lokalen Steigung der Leerlaufkennlinie im betrachteten Arbeitspunkt der Zelle als Veränderung des kapazitiven Verhaltens der Zelle abgebildet [22].

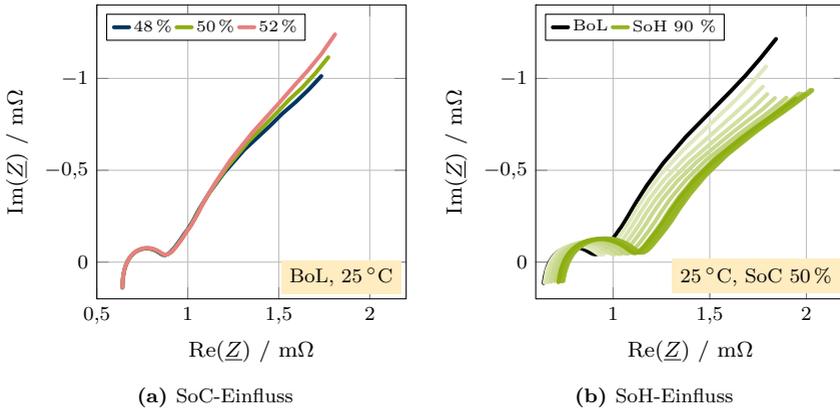


Abbildung 2.5: Typischer Verlauf der Zellimpedanz über Ladungszustand und Alterung

Dabei verändert sich die komplexe Zellimpedanz über Temperatur und Ladungszustand (SoC) mit fortschreitender Alterung der Zelle (SoH) durch eine Vielzahl von Alterungsmechanismen. Signifikante Vorgänge sind ein Wachstum der SEI oder andere Veränderungen der Elektrodenoberflächen durch unerwünschte Nebenreaktionen. Abbildung 2.5b zeigt beispielhaft eine mögliche Veränderung der Zellimpedanz über die Lebensdauer der Zelle. Je nach Belastungshistorie kann sich jedoch der Verlauf der Impedanz selbst für identische Zellen völlig unterschiedlich entwickeln. Die Modellierung des Zellverhaltens soll in der Lage sein, ein zuvor vermessenes Verhalten in Abhängigkeit vom SoH abzubilden. Die Implementierung eines Alterungsmodells oder die Möglichkeit, die Entwicklung der Zellparameter über die Alterung zu prognostizieren, ist dagegen nicht vorgesehen [44, 60, 65, 66, 90].

2.4 Gewinnung der Zellparameter

Da für elektrochemische Zellen keine Alterungsmodelle mit hinreichender Genauigkeit existieren, wird das Zellmodell des Emulators ausschließlich durch Messwerte von realen Zellen parametrisiert. Soll beispielsweise die Funktion eines BMS über

den gesamten Lebenszyklus mithilfe des Zellemulators validiert werden, müssen zunächst Messwerte von realen Zellen in allen zu überprüfenden Zuständen gewonnen werden. Dafür muss die untersuchte Zelle in einer Alterungsstudie unter kontrollierten oder zumindest bekannten Bedingungen gealtert und ihr Verhalten für jeden benötigten Punkt charakterisiert werden [35,67].

2.4.1 Alterungsstudie

Im Rahmen von Laboruntersuchungen können Zellen durch synthetisch erzeugte oder real in Fahrzeugen aufgezeichnete Belastungsprofile gealtert werden. Für repräsentative Ergebnisse sollte eine mögliche Fertigungsstreuung der Zellen durch mehrere parallele Vergleichsversuche kompensiert werden. Die im Rahmen dieser Arbeit erstellten Demonstrationsmodelle wurden aus den Daten einer umfassenden Alterungsuntersuchung parametrisiert [42,101].

Die Messdaten einer Zelle sind als mehrdimensionales Kennfeld strukturiert. Jede Stützstelle dieses Kennfeldes ist einem diskreten Zellzustand (SoH, SoC und T_z) zugeordnet. Die Zelle wird unter festgelegten Umweltbedingungen und Belastungen gealtert, um ihr Kennfeld für dieses spezifische Szenario zu gewinnen. Darauf kann in regelmäßigen Abständen das Lang- und Kurzzeitverhalten der Zelle für verschiedene Ladungszustände und Temperaturen vermessen werden.

Die Häufigkeit dieser zyklischen Vermessung und die Anzahl der Stützstellen für jeden Zustandsparameter der Zelle muss auf eine für die Praxis ausreichende Anzahl festgelegt werden. Es muss ausgehend von den sich aus der späteren Anwendung ergebenden Anforderungen an das Zellmodell eine ausreichende Dichte der Stützstellen des SoH, SoC und T_z gewählt werden. Eine Quantifizierung von möglichen Modellfehlern durch die Verteilung der diskreten Stützstellen des Modells ist nicht Teil dieser Arbeit.

2.4.2 Messung der komplexen Zellimpedanz

In der Literatur wird die EIS als etabliertes Verfahren zur Charakterisierung von elektrochemischen Systemen beschrieben [56]. Es existieren zahlreiche kommerzi-

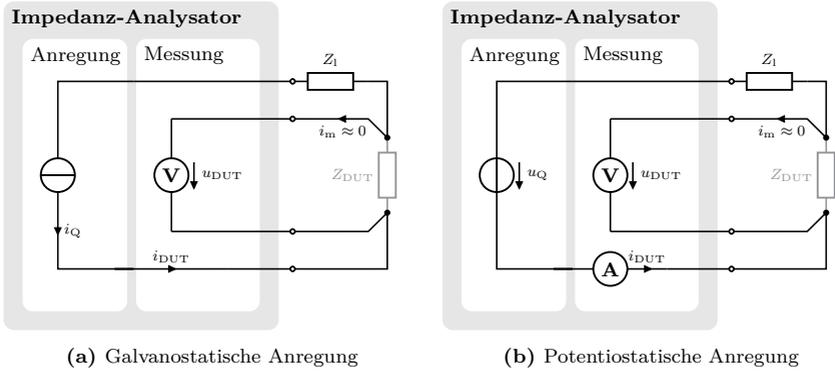


Abbildung 2.6: Elektrochemische Impedanzspektroskopie

elle Messgeräte, die mithilfe der EIS die Impedanz einer zu untersuchenden Probe ermitteln können. Für die spektroskopischen Impedanzmessungen im Rahmen dieser Arbeit wird zum einen der für die Alterungsversuche im Institut eingesetzte Zelltester verwendet [69, 101], um einen direkten Vergleich zwischen realer Zelle und Zellemulator mit dem gleichen Messgerät zu ermöglichen. Zum anderen wird ein *Referenz-Spektroskopiesystem* verwendet, das aus einer kommerziellen Source Measure Unit (SMU)² [54] und zwei Tischmultimetern (Digital Multimeter, DMM)³ [53] besteht.

Grundsätzlich wird zur Impedanzmessung das zu untersuchende Messobjekt mit einem Signal angeregt und die darauf folgende Systemantwort gemessen. Für ein Messobjekt (Device Under Test, DUT) mit sehr geringer Impedanz von wenigen $m\Omega$, wie großformatige prismatische oder Pouch-Zellen, wird vorzugsweise eine galvanostatische Anregung verwendet (Abb. 2.6a). Da das DUT die Charakteristik einer niederohmigen Spannungsquelle aufweist, ist eine Stromquelle gut geeignet, um den anregenden Strom i_Q in das Messobjekt einzuprägen. Die Spannungsantwort u_{DUT} wird mit einem zweiten Leiterpaar gemessen, da andernfalls die parasitären Impedanz Z_1 der Leitung des anregenden Stroms in die gemessene Größe eingehen würde. Die Verfälschung der Messgröße durch die Spannungsmes-

²Keysight B2912A

³Keysight 34470A mit Option „DIG“ und „MEM“

sung ist für gewöhnlich nicht signifikant, da die Impedanz des Messeingangs sehr viel höher als Z_{DUT} ist.

Zur EIS eines DUT mit deutlich höherem Betrag der Impedanz jenseits von $100\text{ m}\Omega$, wie sie beispielsweise kleinformatige Rundzellen aufweisen, ist die potentiostatische Anregung besser geeignet. Da sich der Impedanzbetrag über die Frequenz stark verändern kann, führt eine konstante Stromamplitude zu starken Schwankungen der Spannungsantwort. Dies kann dazu führen, dass die Anregung nicht mehr als Kleinsignal betrachtet werden darf oder die anregende Quelle übersteuert wird. Die Anregung durch eine Spannungsquelle ermöglicht dagegen, die Amplitude an den Anschlussklemmen der Zelle genau zu kontrollieren. Da aufgrund der Leitungsimpedanz Z_1 die anregende Spannung u_Q allgemein nicht u_{DUT} entspricht, muss u_{DUT} zusätzlich gemessen werden.

Das anregende Signal des Impedanzmessgerätes muss an allen zu messenden Frequenzpunkten eine ausreichende Energie aufweisen, da ein zu kleines Signal-Rausch-Verhältnis eine längere Messdauer erfordert oder eine genaue Messung unmöglich macht. Ein etabliertes und robustes Messverfahren ist die Anregung des DUT mit monofrequenten Sinusschwingungen, wobei die Impedanz für einen Frequenzpunkt nach dem anderen gemessen wird. Mit breitbandigen pulsformigen Anregungssignalen können zahlreiche Frequenzpunkte zeitgleich vermessen werden. Durch dieses Verfahren ist eine Verkürzung der Messdauer bei vergleichbarer Messgenauigkeit möglich [40].

Die zu messende komplexwertige Impedanz \underline{Z} ist die Übertragungsfunktion eines *linearen zeitinvarianten* Systems (Linear Time-Invariant, LTI). Eine elektrochemische Zelle verhält sich jedoch für Großsignale nichtlinear. Die lineare Impedanz kann deshalb nur bei einer Anregung mit einem Kleinsignal gemessen werden. Eine Amplitude bis zu etwa 10 mV kann typischerweise noch als Kleinsignal betrachtet werden. Dies führt bei großformatigen Li-Ionen-Zellen zu Stromstärken in einer Größenordnung von $\pm 10\text{ A}$.

Nach einer Spektroskopiemessung kann ein Linearer Kramers-Kronig-Test (Lin-KK-Test) durchgeführt werden, um die Linearität der Messung zu beurteilen. Dieser basiert auf den festen Zusammenhängen von Real- und Imaginärteil, die jedes

LTI-System aufweist. Diese Eigenschaft eines LTI-Systems wird auch als Kramers-Kronig (KK)-Beziehung bezeichnet. Weil die mathematischen Beziehungen nicht direkt auf die Messdaten angewendet werden können, nutzt der Lin-KK-Test den Umweg über eine Modellimpedanz. Bei diesem Verfahren wird ein elektrisches Ersatzschaltbild (ESB) in Form einer Voigt-Schaltung so parametrisiert, dass dieses dem Realteil der Messung entspricht. Die Voigt-Schaltung ist per Definition ein LTI-System. Die Abweichung zwischen den Imaginärteilen der Voigt-Schaltung und der Messung wird LIN-KK-Residuum genannt und ist ein Maß für die Abweichung des real gemessenen Systems von einem LTI-System [56, 89].

Der Lin-KK-Test kann daher zur Beurteilung der vom Emulator reproduzierten Zellimpedanzen verwendet werden. Wie eine reale Zelle muss dieser für Kleinsignale eine lineare und damit KK-konforme Impedanz ausgeben. Erst durch eine Anregung mit Großsignalen entsteht aufgrund des simulierten nichtlinearen Zellverhaltens ein nicht KK-konformes Spektrum.

2.5 Einsatz von Li-Ionen-Zellen im Kraftfahrzeug

In Fahrzeugen mit elektrifiziertem Antriebsstrang sind mehrphasige Synchron- oder Asynchronmotoren als Antrieb weit verbreitet. Diese werden mithilfe eines Wechselrichters aus dem elektrochemischen Energiespeicher des Fahrzeugs versorgt. Die Leistungsfähigkeit des elektrischen Antriebsstrangs ist bei Hybridfahrzeugen (HEV, PHEV) deutlich geringer als bei rein elektrischen Fahrzeugen (BEV), da der elektrische Antrieb in Hybridfahrzeugen den als primäres Antriebsaggregat verwendeten Verbrennungsmotor nur unterstützt.

Tabelle 2.3: Typische Parameter von Energiespeichern in Fahrzeugen mit elektrifiziertem Antriebsstrang [28, 31]

| Typ | HEV | PHEV | BEV | |
|----------------------------------|-----------|------------|------------|-----|
| elektrische Leistung (motorisch) | ≤ 20 | ≤ 100 | ≤ 180 | kW |
| Spannung | 200 | 450 | 450/800 | V |
| Strom | 167 | 400 | 550/280 | A |
| gespeicherte Energie | 1 ... 2 | 5 ... 17 | 16 ... 100 | kWh |

Für einige HEV mit sehr geringer elektrischer Unterstützung („mild hybrid“) werden Niedervoltspeicher⁴ mit 12 V oder 48 V eingesetzt. Um stärkere elektrische Antriebsstränge jenseits von etwa 12 kW Leistung zu versorgen, werden dagegen Hochvoltspeicher⁵ benötigt. Durch eine höhere Batteriespannung kann trotz höherer Antriebsleistung die Stromstärke zwischen Batterie und dem elektrischen Antrieb bei akzeptablen Leitungsquerschnitten in einer praktikablen Größenordnung gehalten werden (Tab. 2.3).

2.5.1 Energiespeicherarchitektur

Werden mehrere elektrochemische Zellen in Reihen- oder Parallelschaltung miteinander verbunden, wird das Gesamtkonstrukt als Batterie bezeichnet. Zum Erreichen der geforderten Spannung ist immer eine Reihenschaltung aus zahlreichen Einzelzellen notwendig. Die Reihenschaltung kann dabei einen Zelltyp mit ausreichend hoher Leistungsfähigkeit oder eine Parallelschaltung aus mehreren leistungsschwächeren Zellen verwenden.

Der Speicher ist in einzelne Module mit üblicherweise bis zu zwölf Zellen in Serie unterteilt. Da nahezu alle in elektrischen Fahrzeugen eingesetzten Li-Ionen-Zellen in einem Bereich von 1,5 V bis 4,3 V arbeiten, fällt über einem einzelnen Modul nur eine Kleinspannung unterhalb von 60 V ab. Die maximale Spannung des gesamten Speichers erreicht bis zu 800 V bei rein elektrisch angetriebenen Fahrzeugen [12].

Die Zellen sind innerhalb des Speichers möglichst kompakt angeordnet. Aufgrund der hohen Packungsdichte müssen häufig zusätzliche Materialien mit hoher Wärmeleitfähigkeit zwischen den einzelnen Zellen eingefügt werden. Eine reine Luftkühlung des Energiespeichers durch Gebläse ist möglich. Das Überhitzen sowohl beim Laden als auch beim Entladen bei nicht ausreichender Kühlung kann jedoch nur mit einer Begrenzung der vom Speicher aufgenommenen oder abgegebenen Leistung verhindert werden. Daher wird überwiegend ein Kühlsystem mit Wasserkreislauf eingesetzt, um jederzeit unabhängig von den Umweltbedingungen die maximale Leistung des Speicher verfügbar zu halten.

⁴Spannungsklasse A nach ISO 6469-3

⁵Spannungsklasse B nach ISO 6469-3

2.5.2 Batteriemanagementsysteme

Jede einzelne elektrochemische Zelle des Energiespeicher muss zu jeder Zeit von einem BMS überwacht und geregelt werden, um einen sicheren Betrieb zu ermöglichen. Sowohl Tiefentladung oder Überladung als auch Überhitzen einer Zelle kann von einer irreversiblen Beschädigung bis hin zu einem katastrophalen Ausfall des Speichers führen.

Neben der Erfüllung dieser Sicherheitsfunktionen sind häufig weitere Funktionen in das BMS integriert. Die gewonnenen Messdaten können beispielsweise verwendet werden, um den SoC des Speichers und damit die verfügbare Restreichweite zu schätzen. Zudem wird oft versucht, anhand des Zellverhaltens die verbleibenden Lebensdauer des Speichers abzuschätzen [97].

Da der neu entwickelte breitbandige Zellemulator für aktuelle kommerzielle und zukünftige BMS einsetzbar sein soll, werden im Folgenden die Leistungsdaten dieser Systeme aufgezeigt. Im Fokus stehen dabei neuartige Funktionen und Methoden, die in aktuellen Forschungsarbeiten für zukünftige BMS vorgeschlagen werden.

2.5.2.1 Sicherheitsrisiken von Energiespeichern

Das Tiefentladen einer Li-Ionen-Zelle unterhalb der für die jeweilige Zellchemie charakteristische minimalen Klemmenspannung führt zu einer Zersetzung des Kupferstromableiters der Anode. Die abgelösten Kupferatome oxidieren zu Ionen und können zu einem direkten metallischen Kurzschluss der Zelle durch eine Penetration des Separators führen. Zudem können sich die freien Kupferionen an der Oberfläche der negativen Elektrode (Anode bei Entladung) festsetzen und eine Legierung mit dem Graphit bilden. Von diesen Stellen aus können bei einem erneuten Laden der Zelle Dendriten aus metallischem Lithium wachsen und einen Kurzschluss der Zelle verursachen [73].

Wird eine Li-Ionen-Zellen überladen, kommt es zu einer Reaktion der positiven Elektrode (Kathode bei Entladung) mit dem Elektrolyten, da die stark oxidierte Elektrode kein chemisch stabiles System mehr mit diesem bildet und Sauerstoff

abgibt. Diese exotherme Reaktion kann die Zelle in kurzer Zeit stark aufheizen und setzt letztendlich große Mengen an gasförmigen Kohlendioxid frei. Besonders bei hohen Ladeströmen wird dadurch ein sogenanntes thermisches Durchgehen der Zelle wahrscheinlicher [82].

Das Überhitzen einer Zelle, unabhängig ob dies durch Überlastung, interne Kurzschlüsse oder Überladung hervorgerufen wird, kann zu einem thermischen Durchgehen der Zelle führen. Die Höhe der kritischen Temperatur für das Einsetzen der exothermen Reaktion von Elektroden und Elektrolyt hängt dabei vom Ladungszustand der Zelle ab, wobei sich die Höhe mit steigendem SoC der Zelle verringert. Bei nicht ausreichender Kühlung kann ein Prozess von fortlaufender Eigenerwärmung ab etwa 80 °C einsetzen. Erreicht die Zelle eine Temperatur von etwa 125 °C, beginnt die Zersetzung des SEI an der Anode. Die dadurch verursachte Reaktion des in der Anode interkalierten Lithiums mit dem Elektrolyten führt zu einer zusätzlichen Erwärmung der Zelle. Ab einer Temperatur von etwa 140 °C setzt darauf zusätzlich eine heftigere Reaktion der Kathode mit dem Elektrolyten unter starker Gasentwicklung ein, wobei der sich aufbauende Druck durch ein Überdruckventil entweichen kann. Dies verhindert zwar ein unkontrolliertes Bersten der Zelle, aber die entweichenden heißen Gase können sekundäre Schäden verursachen und benachbarte Zellen entzünden [51, 98].

2.5.2.2 Überwachung und Balancierung von Batteriezellen

Ein BMS ist üblicherweise, wie der überwachte Energiespeicher selbst, modular aufgebaut. Jedes Zellmodul ist mit einem zugehörigen BMS-Modul ausgestattet, wobei die entsprechende Funktionalität zumeist in speziell für diesen Zweck entwickelten integrierten Schaltkreisen implementiert sind. Dabei wird jedes BMS-Modul überwiegend durch das überwachte Zellmodul selbst, seltener auch durch eine galvanisch getrennte Versorgung gespeist. Typischerweise kommunizieren die Module nur mit den in der Serienschaltung des Speichers direkt benachbarten Modulen über einen galvanisch getrennten Datenbus, so dass alle Module von der Struktur her eine Kette bilden. Dies hat den Vorteil, dass die Isolation des Datenbusses nur den Kleinspannungen der Module standhalten muss und die maximale

Tabelle 2.4: Vergleich verschiedener kommerziell verfügbarer integrierter Schaltkreise zur Zellüberwachung

| Genauigkeit Markteinführung | niedrig [7] 2009 | mittel [94] 2015 | hoch [62] 2013 | Einheit |
|--------------------------------|------------------------------|---------------------|-----------------------|---------|
| ADU | ($\Delta\Sigma$) 12 | (SAR) 14 | ($\Delta\Sigma$) 16 | bit |
| Auflösung | 1,5 | 0,3 | 0,1 | mV |
| Fehler | $\leq \pm 9,2$ | $\leq \pm 5$ | $\leq \pm 1,6$ | mV |
| Kanäle Zellspannung | 12 | 16 | 12 | |
| Spannung Bereich | 0 ... 5 | 1 ... 4,95 | 0 ... 5 | V |
| Kanäle Zelltemperatur | 2 | 8 | 5 | |
| Abtastrate Zelle | 0,83 | 79 | 27 | kHz |
| Messzeit Modul | 13 | 2,4 | 0,29 | ms |
| passive Balancierung | integriert | ext. FET | integriert | |
| aktive Balancierung | mit zusätzlichem Schaltkreis | | | |
| Modulspannung | ≤ 50 | $\leq 57,6$ | ≤ 55 | V |
| Speicherspannung | theoretisch unbegrenzt | | | |

Gesamtspannung des Speichers nicht durch das BMS begrenzt ist. Aufgrund dieser Topologie führt der Ausfall eines BMS-Moduls jedoch zur Unterbrechung der Verbindung zu allen nachfolgenden Modulen in der Kette. Da für einen sicheren Betrieb des Speichers ohnehin kein Ausfall toleriert werden kann, entstehen hieraus jedoch keine bedeutsamen Nachteile.

Derzeit kommerziell verfügbare integrierte Schaltkreise zur Überwachung von Li-Ionen-Speichern ermöglichen Module mit bis zu 16 Zellen (Tab. 2.4). Bei allen aufgeführten Realisierungen werden die Zellspannungen über einen Multiplexer einem zentralen Analog-Digital-Umsetzer (ADU) zugeführt. Die Anzahl der Messkanäle für die Temperatur beträgt dagegen nur ein Bruchteil der möglichen Zellen pro Modul. Somit ist eine Messung der Oberflächentemperatur von individuellen Zellen nicht möglich, sondern nur eine Überwachung der Modultemperatur an einzelnen ausgewählten Oberflächen.

Mit fortlaufender Entwicklung haben sich die Abtastrate und die Genauigkeit der Spannungsmessung deutlich erhöht. Der genaueste integrierte Schaltkreis erreicht einen Fehler unterhalb von nur 1,6 mV, wobei alle Zellen des Moduls innerhalb von 290 μ s abgetastet werden können. Durch einen ADU, der nach dem Prinzip der

sukzessiven Approximation arbeitet, können maximal Abtastraten bis zu 79 kHz erreicht werden, sofern temporär nur eine Zelle im Modul überwacht wird.

Obwohl die in Serie geschalteten Zellen eines Moduls alle mit dem gleichen Strom ge- oder entladen werden, besitzt aufgrund von Produktionsstreuung und Alterung jede Zelle einen individuellen Ladungszustand. Die hier aufgeführten Schaltkreise integrieren eine kosteneffektive passive Balancierung, mit der jede Zelle durch einen ohmschen Widerstand entladen werden kann. Durch die passive Balancierung ist es möglich, alle Zellen des Moduls auf einen SoC von 100 % zu laden. Ohne Balancierung müsste der Ladevorgang beendet werden, sobald eine Zelle des Moduls ihren maximalen Ladungszustand erreicht hat.

Die passive Zellbalancierung bietet jedoch keine Möglichkeit, die volle theoretische Kapazität des Moduls auszunutzen. Da nur eine Entladung einzelner Zellen möglich ist, kann nur der Zelle mit der kleinsten Kapazität die gesamte Ladung entnommen werden. Ein zusätzlicher Nachteil der passiven Zellbalancierung ist der geringe Wirkungsgrad, da Energie ohne Nutzen in Wärme umgewandelt wird und an die Umwelt abgeführt werden muss. Die vorgestellten Überwachungsschaltkreise können deshalb mit aktiver Balancierung nachgerüstet werden, die einen Energietransfer zwischen den einzelnen Zellen mit einem Wirkungsgrad von über 90 % erlaubt.

Eine effektive Balancierung der Zellen wird erst durch eine hohe Messgenauigkeit der Zellspannung ermöglicht, da sonst eine ausreichend genaue Schätzung des Ladungszustandes auf Zellebene nicht erzielbar ist. Ohne präzise und frühzeitige Detektion von Ladungsunterschieden ist mit den in Relation zur Zellkapazität geringen Strömen einer aktiven Balancierung kein rechtzeitiger Ausgleich mehr möglich [26].

Aktuelle Schaltungen zur Zellbalancierung sind in der Lage, Lade- oder Entladevorgänge an einzelne Zellen des Speichers mit Strömen von bis zu 10 A durchzuführen. Die dafür verwendeten Sperrwandler nutzen Speicherdrosseln und arbeiten typischerweise mit einer Frequenz im Bereich von etwa 300 kHz.

2.5.2.3 Zukünftige technische Entwicklungen

Die kommerziell verfügbaren BMS werden laufend weiterentwickelt, um die Sicherheit, Reichweite und Lebensdauer von elektrischen Fahrzeugen zu verbessern. Insbesondere die Steigerung von Genauigkeit und Geschwindigkeit der Zellspannungsmessung eröffnet neue Möglichkeiten, den Zustand der Zellen zu analysieren.

Durch eine hohe Auflösung und Genauigkeit der Zellspannungsmessung wird es beispielsweise möglich, schädigende Veränderungen und einen dadurch drohenden katastrophalen Ausfall der überwachten Li-Ionen-Zellen anhand ihrer Selbstentladung rechtzeitig vorherzusagen. Die Verläufe der Klemmenspannung aller Zellen eines Speichers können verglichen und so Zellen mit erhöhter Selbstentladung identifiziert werden, sobald das Fahrzeug längere Zeit nicht bewegt wird. Bei geringer Genauigkeit der Messung ist diese Methode prinzipiell noch realisierbar, aber der zur Detektion benötigte Zeitraum ist länger. Dies ist nicht mehr praktikabel, sobald der Detektionszeitraum die typischen Standzeiten eines Fahrzeugs übersteigt [41].

Mit aktuellen BMS ist es bereits möglich, den individuellen SoH und SoC einer Zelle im Energiespeicher mit einem Fehler kleiner als 3% zu schätzen. Dabei werden die Parameter jeder individuellen Zelle mithilfe eines umfangreichen Zellmodells und hochentwickelter Algorithmen aus dem Verlauf der gemessenen Klemmenspannung und Oberflächentemperatur angenähert. Für diese Methodik genügt ein stark reduziertes Impedanzmodell der Zelle mit Zeitkonstanten im Bereich von Sekunden, weshalb keine für aktuelle BMS-Sensorik unüblich hohen Abtastraten erforderlich sind [83, 102].

Im Laborbereich ist die Untersuchung von Li-Ionen-Zellen durch EIS weit verbreitet. Für gewöhnlich kommen zur Messung des komplexen Zellimpedanz spezielle Laborgeräte zum Einsatz (siehe Kap. 2.4.2). Es ist im Allgemeinen jedoch auch möglich, die Zellimpedanz während des typischen Fahrbetriebs in einem Fahrzeug zu ermitteln, wenn Strom und Spannung der Zellen aufgezeichnet werden. Die Bandbreite des gewonnenen Spektrums hängt dabei jedoch davon ab, welche Frequenzanteile im Fahrprofil selbst und in den gemessenen Größen enthalten sind. Mit Laborgeräten unter Verwendung einer hohen Abtastrate im Bereich

von mehreren kHz kann ein entsprechend breitbandiges Spektrum aufgenommen werden. Mithilfe eines Impedanzmodells mit Zeitkonstanten bis in den Bereich von ms kann so innerhalb von nur wenigen Minuten Fahrtdauer der SoH jeder Zelle abgeschätzt werden. [2, 3, 29, 55, 68, 90].

Zur Zeit ist auch die Sensorik neuester BMS aufgrund des in der Automobilindustrie vorhandenen Kostendrucks, verglichen mit Laborgeräten, stark eingeschränkt. Dennoch ist zumindest eine Messung der komplexen Zellimpedanz an ausgewählten Frequenzpunkten mit gängigen BMS möglich. Das eröffnet beispielsweise die Möglichkeit, anhand eines entsprechenden Zellmodells die durchschnittliche innere Kerntemperatur jeder individuellen Zelle anhand ihrer komplexen Impedanz im Bereich von 500 Hz zu schätzen [39, 43, 85]. Durch die Überwachung diverser Frequenzpunkte bis zu 1 kHz können drohende Fehlfunktionen von Kathode, Anode oder Elektrolyt anhand charakteristischer Veränderungen in der Zellimpedanz detektiert werden [18].

Im Besonderen die Analyse der komplexen Zellimpedanz bis in den Bereich von 1 kHz durch das BMS im Fahrzeug ermöglicht eine direktere und umfänglichere Überwachung der Zellen. Dies stellt einen Anreiz dar, die Sensorik zukünftiger BMS in Hinsicht auf Genauigkeit, Abtastrate und Rauscheigenschaften weiter zu optimieren. Zum einen lassen sich SoH und SoC der überwachten Zellen durch eine höhere Genauigkeit präziser bestimmen. Zum anderen können aus einem breitbandigen Spektrum der Zellimpedanz zuvor nicht verfügbare Daten wie die Kerntemperatur jeder individuellen Zelle erfasst werden. Dies ermöglicht es, einen Schaden oder ein drohendes thermisches Durchgehen einer Zelle viel früher zu erkennen als bisher, ohne den Kostenrahmen durch umfangreiche zusätzliche Sensorik zu überschreiten.

Kapitel 3

Zellemulation

Bei der Entwicklung eines BMS oder bei dessen Integration in ein batterieelektrisches Fahrzeug muss die Betriebssicherheit des überwachten Energiespeichers über die gesamte Lebensdauer sichergestellt werden. Dazu ist es notwendig, die Funktion des BMS in allen möglichen regulären und fehlerhaften Betriebszuständen des Energiespeichers zu testen. Die Batteriezellen des Speichers sind komplexe elektrochemische Systeme, deren Verhalten von ihren jeweiligen Zustandsgrößen SoH, SoC und Temperatur abhängen. Ein BMS muss prinzipiell für jeden verwendeten Zelltyp umfangreich getestet werden, da selbst Zellen mit ähnlicher Zellchemie ein signifikant unterschiedliches Verhalten über die Alterung zeigen können.

Die Verwendung von realen Batteriezellen ist hierbei nicht praktikabel, da Zellen in arbiträren Zuständen benötigt werden. Das Einstellen von SoC und Temperatur ist bereits zeitaufwendig und benötigt präzise Laborgeräte. Das Anfahren eines benötigten SoH erfordert eine Alterung der Zelle durch Zyklisierung mit spezifische Belastungsprofilen. Eine Verkürzung des Alterungsvorgangs ist dabei nur in engen Grenzen möglich. Zudem setzt sich die Alterung der Zelle aufgrund des Ladungsdurchsatzes beim Testen eines BMS und durch kalendarische Alterungseffekte fort, so dass sich der ursprüngliche SoH fortlaufend und irreversibel verändert. Ein weiteres Argument gegen die Verwendung realer Zellen ist die mögliche Gefährdung von Personen und Laboreinrichtung durch einen katastrophalen Ausfall der Zellen [37, 65, 79, 93].

Aus den genannten Gründen werden bei der Entwicklung von BMS und Messtechnik für Batteriezellen im Allgemeinen HiL-Tests eingesetzt, bei denen die realen

Zellen durch *Zellemulatoren* ersetzt werden. Im Rahmen eines HiL-Tests werden die Teile der Fahrzeugausrüstung, mit denen das DUT gewöhnlich verbunden ist, durch Emulatoren ersetzt. Üblicherweise wird das DUT als Komplettsystem getestet, wofür dessen Sensoren und Aktoren als Schnittstelle zur Testumgebung dienen. Je nach Testfall kann es aber auch sinnvoll sein, Teile des DUT wie einen einzelnen Sensor durch eine Emulation zu ersetzen. Dieses Vorgehen erlaubt kontrollierbare und vor allem zwischen einzelnen Versuchsreihen gleichbleibende Bedingungen.

3.1 Elektronische Zellemulatoren

Ein elektronischer Zellemulator für HiL-Testanwendungen imitiert das Verhalten einer elektrochemischen Batteriezelle, indem er die passende Zellspannung u_z für jede Anregung mit einem Zellstrom i_z ausgibt (Abb. 3.1). Er besitzt eine Schnittstelle, welche die Pole (englisch Terminal) einer realen Zelle repräsentiert. Diese gibt u_z als analoge Spannung aus und kann den Laststrom i_{term} des DUT aufnehmen.

Dafür wird i_{term} durch den Emulator gemessen und an einen Echtzeitsimulator übertragen. Dieser berechnet in Abhängigkeit vom Zellzustand und weiteren Prozessgrößen die Spannungsantwort u_z der Zelle, die von einer Leistungsendstufe ausgegeben wird. Die maximale elektrische Leistung dieser Endstufe entspricht nicht der Leistungsfähigkeit der jeweiligen emulierten Zelle, sondern orientiert sich an der maximal erwarteten Belastung durch das DUT. Bei dem hier dargestellten Test eines BMS kann der Zellemulator beispielsweise mit den Ausgleichsströmen einer Schaltung zur passiven oder aktiven Zellbalancierung belastet werden.

Es existieren ebenfalls Emulationssysteme für HiL-Tests des gesamten elektrischen Antriebsstrangs eines Fahrzeugs. Diese zielen auf ein grundlegend anderes TestszENARIO ab. Sie bieten eine vielfach höhere elektrische Ausgangsleistung, um den Antriebsstrang unter realitätsnahen Bedingungen zu testen. Emulationssysteme für derartige HiL-Tests grenzen sich von dem hier beschriebenen System im Besonderen dadurch ab, dass die Emulation lediglich auf Speicherebene stattfindet, da der Antriebsstrang nicht direkt mit den Einzelzellen interagiert [72, 77].

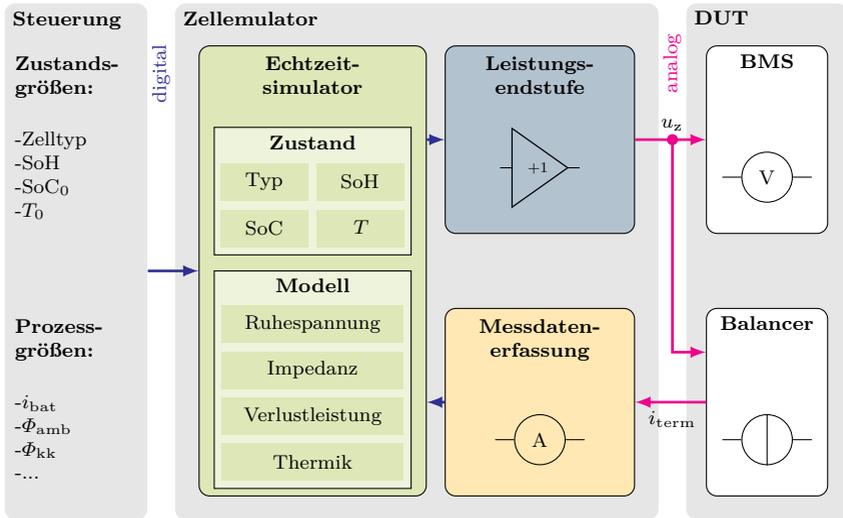


Abbildung 3.1: Funktionsprinzip eines Zellemulators

Der initiale Zellzustand, bestehend aus Typ, SoH, SoC und Temperatur, wird über eine digitale Schnittstelle in den Echtzeitsimulator einprogrammiert. So ist es möglich, die emulierte Zelle augenblicklich in jeden benötigten Zustand zu versetzen. Abgesehen vom Zelltyp können sich die Zustandsgrößen zur Laufzeit der Simulation durch den Einfluss von Prozessgrößen ändern. Der Simulator verarbeitet sowohl physisch vorhandene Prozessgrößen, wie den Strom i_{term} , als auch nur in der Simulation vorhandene, wie den Strom i_{bat} durch den gesamten Energiespeicher. Der Stromanteil i_{term} einer jeden Zelle wird durch eine individuelle Last, wie eine Schaltung zur Zellbalancierung verursacht, während i_{bat} durch jede in Serie geschaltete Zelle des Energiespeicher fließt. Der gesamte Zellstrom ist die Summe aus beiden Anteilen.

Ausgehend von den Anforderungen der jeweiligen Anwendung muss das Simulationsmodell eines Emulators verschiedene Einflüsse berücksichtigen, um das Zellverhalten mit der geforderten Realitätsnähe abzubilden. Der Simulator muss über ein ausreichend detailliertes und breitbandiges Modell verfügen, das die Ruhespan-

nung und den Einfluss der komplexen Zellimpedanz beschreibt. Für ein möglichst realitätsgetreues Verhalten der Zellemulation muss zudem ein thermisches Modell der Zelle implementiert werden, welches neben dem Wärmeströmen Φ_{amb} in die Umgebung und Φ_{kk} in eine Fremdkühlung auch die elektrische Verlustleistung der Zelle selbst berücksichtigt.

3.1.1 Stand der Technik

Ein Überblick kommerzieller Systeme zur Emulation von Li-Ionen-Zellen und Batteriemodulen wurde im Rahmen des eigenen Fachbeitrages vorgenommen [71]. Die betrachteten Systeme unterscheiden sich signifikant in Strombelastbarkeit, Bandbreite und Genauigkeit (Tab. 3.1). Das Emulationssystem muss aus Sicht des zu testenden DUT die Eigenschaften einer realen Zelle hinreichend genau abbilden. Daher bestimmen die Leistungsdaten der vorgestellten Emulatoren, für welche BMS diese eingesetzt werden können.

Die vier diskutierten Emulationssysteme bestehen, je nach Anzahl der emulierbaren Einzelzellen, aus einem oder mehreren Racks, die Einschübe mit unterschiedlicher Funktionalität enthalten. Dabei werden Einschubmodule mit Sensorik und Leistungselektronik verwendet, die jeweils ein oder mehrere Kanäle aufweisen. Ein Echtzeitsimulator empfängt die Messwerte der Einschubmodule und steuert deren Leistungselektronik an, um eine größere Zahl an Batteriezellen zu emulieren. Aufgrund der hohen Isolationsspannung aller Anschlüsse der Emulationssysteme gegen den Schutzleiter von mindestens 750 V können die Ausgänge der Einschübe nahezu beliebig in Serie geschaltet werden, um Zellmodule oder ganze Energiespeicher zu emulieren.

Alle aufgelisteten Systeme weisen einen ausreichenden Ausgabebereich auf, um die auftretenden Zellspannungen aller bekannten Li-Ionen-Technologien in praxisrelevanten Zuständen abzudecken. Entsprechend übertreffen die zur Diskussion herangezogenen Emulationssysteme den Messbereich von gängigen BMS und können in dieser Hinsicht ohne Einschränkungen für HiL-Tests eingesetzt werden.

Tabelle 3.1: Vergleich verschiedener kommerziell verfügbarer Emulationssysteme

| System | A [52] | B [25] | C [13] | D [84] | Einheit |
|----------------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------|
| Spannung Bereich | 0 ... 8 | 0 ... 6 | 0 ... 5 | 0 ... 7 | V |
| Spannung Genauigkeit | ± 1 | $\pm 1,5$ | ± 3 | ± 20 | mV |
| Strom Belastbarkeit | ± 5 | ± 1 | $\pm 0,5$ | +0,3/-0,1 | A |
| Strom Genauigkeit | ± 1 | k.A. | ± 4 | k.A. | mA |
| Isolation (zu PE) | 1000 | 1000 | 1000 | 750 | V |
| Anstiegszeit | 80 | k.A. | k.A. | 250 | μ s |
| Bandbreite | 1 | k.A. | k.A. | k.A. | MHz |
| Abtastrate | ≤ 1 | ≤ 1 | k.A. | k.A. | kHz |
| Latenz | > 2 | > 2 | k.A. | k.A. | ms |
| Zellemulaton HF | anal. Filter | - | - | - | |
| Zellbalancierung | aktiv | aktiv | passiv | passiv | |

Die Genauigkeit der Spannungsausgabe hingegen führt zu einer Einschränkung der Verwendbarkeit einzelner Systeme. Der maximale Messfehler von neuesten integrierten Modulen zur Überwachung der Zellspannung übertrifft mit 1,5 mV die Ausgabegenauigkeit der Systeme **C** (BLOOMY BMS-HIL Test System) und **D** (Pickering 41-752). Deshalb sind diese nur noch bedingt zum Testen solcher Überwachungsmodule geeignet (siehe Kap. 2.5.2.2). Die Genauigkeit der Emulationssysteme **A** (Keysight SL1091A) und **B** (dSPACE EV1077) liegt gleichauf mit den Überwachungsmodulen der neuesten Generation, während Module in älteren BMS noch um eine Größenordnung höhere Fehler zulassen. Damit neueste BMS mit hoher Genauigkeit durch den Emulator geprüft und bewertet werden können, müssen zukünftige Emulationssystemen daher eine nochmal deutlich verbesserte Ausgabegenauigkeit aufweisen.

Die relativ geringe Strombelastbarkeit der Systeme **C** und **D** ist auf die zur Zeit noch weitverbreiteten BMS mit passiver Zellbalancierung zugeschnitten. Die hohe Messgenauigkeit der Überwachungsmodule in aktuellen BMS ermöglicht durch verbesserte Schätzung des SoC eine effektive aktive Balancierung der Batteriezellen. Das System **A** kann aufgrund der hohen Strombelastbarkeit und Bandbreite der verwendeten Leistungselektronik zum Testen von BMS mit den neuesten akti-

ven Modulen zur Zellbalancierung eingesetzt werden (siehe Kap. 2.5.2.2). System **B** dagegen unterstützt die hohen Ströme, die bei der Balancierung von Zellen mit hoher Kapazität auftreten, nur durch Parallelschaltung mehrerer Leistungsstufen. Mit einer Zunahme von vollelektrischen Fahrzeugen, deren Energiespeicher Zellen mit immer höherer Kapazität enthalten, werden Emulationssysteme mit entsprechender Strombelastbarkeit benötigt.

Die notwendige Genauigkeit der Strommessung eines Zellemulators kann nicht direkt aus den Eigenschaften geläufiger BMS abgeleitet werden, da diese weder auf Zell- noch Modulebene eine Strommessung durchführen. Der Messfehler des Emulators führt über die Laufzeit eines HiL-Tests zu einem signifikanten Fehler des Ladungszustandes der emulierten Zelle. System **A** ermöglicht gegenüber System **C** eine um ein Vielfaches genauere Messung. Für HiL-Tests von modernen BMS mit hochentwickelter Schätzung des SoC ist eine möglichst genaue Strommessung des verwendeten Emulationssystems vorteilhaft.

Die Emulationssysteme **A** und **B** arbeiten mit Abtastraten von bis zu 1 kHz. Dies entspricht in etwa der Abtastrate aktueller BMS, wenn diese alle Zellen im Speicher simultan überwachen (siehe Kap. 2.5.2.2). Unter der Voraussetzung, dass die Sensorik und Leistungselektronik eines Emulators mit einer ausreichend hohen Grenzfrequenz ausgelegt sind, wird die maximale mögliche Bandbreite der Zellemulation durch die Abtastrate des verwendeten Echtzeitsimulators bestimmt. Die diskutierten Emulationssysteme sind nicht dafür ausgelegt, das Verhalten der Zelle in einer so hohen Bandbreite realitätsnah abzubilden. Da frühere Implementationen von BMS keine Informationen aus dem spektralen Verhalten der Zellen gewinnen, ist eine breitbandige Zellemulation bisher nicht relevant.

In aktuellen Forschungsarbeiten wird die spektroskopische Untersuchung des Energiespeichers durch das BMS demonstriert (siehe Kap. 2.5.2.3). Dies macht eine Erweiterung der Bandbreite der Emulationssysteme notwendig, so dass die Zellimpedanz korrekt wiedergegeben werden kann. System **A** sieht die Verwendung eines passiven analogen Filters zwischen dem BMS und der Leistungselektronik vor, um eine realitätsnähere Impedanz für hohe Frequenzanteile der emulierten Zelle zu ermöglichen. Dies führt zu einer rein statischen Emulation der Zellimpedanz, die nicht das reale Zellverhalten abbilden kann. Die Topologie der kommerziell verfügbaren Emulationssysteme, die einen zentralen Echtzeitsimulator

über Bussysteme mit der Sensorik und Leistungselektronik verbinden, steht einer aktiven Simulation der Impedanz im Wege.

Die in kommerziellen Lösungen zur Zellemulaton verfügbaren leistungsstarken und erweiterbaren Simulatoren ermöglichen die Implementierung von komplexen Zellmodellen. Durch diese ist eine gute Annäherung des realen Zellverhaltens bis hin zu etwa 1 kHz möglich. Aufgrund der hohen Rechenleistung können die wesentlichen elektrochemischen Prozesse innerhalb der Zelle durch das Modell abgebildet werden. Die durch den Simulator berechnete Spannungsantwort der Zelle kann jedoch durch bisherige kommerzielle Emulatoren nicht ausgegeben werden. Die Systeme erreichen durch ihre dezentrale Topologie nicht die erforderliche Abtastrate und Latenz zur Ausgabe des Modells in der angestrebten Bandbreite [10, 11, 17, 105].

In Forschungsarbeiten wird die Erhöhung der Systembandbreite durch dezentrale Simulationsmodule vorgeschlagen, die eine stark verringerte Latenz bei erhöhter Abtastrate ermöglichen. Die Integration eines dedizierten Signalprozessors in räumlicher Nähe der Sensorik und Leistungselektronik jeder individuellen Zellemulaton ermöglicht die Beschleunigung der Berechnung und Ausgabe von Teilen des Zellmodells. Diese Verbesserung zielt primär auf eine Erhöhung der Reaktionsgeschwindigkeit des Emulators ab. Auf dem Signalprozessor wird ein Impedanzmodell mit sehr geringer Komplexität verwendet, welches das reale Zellverhalten lediglich annähert. Eine realitätsnahe und genaue Impedanzemulation wird nicht angestrebt [15, 21, 23, 78].

Die vorgestellten Systeme zur Zellemulaton sind in der Lage, das Verhalten einer elektrochemischen Zelle so auszugeben, dass in der jeweils vorgesehenen Anwendung für das jeweilige DUT eine real erscheinende Emulation möglich ist. Aus der Sicht eines BMS oder Analysegeräts, das die komplexe Impedanz einer Zelle breitbandig vermisst, verhalten sich diese Emulationssysteme aber deutlich anders als eine reale Zelle. Es ist im Rahmen einer Zellemulaton bisher nicht möglich, die Zellimpedanz breitbandig auszugeben und ihr typisches Verhalten über die Lebensdauer einer elektrochemischen Zelle nachzuahmen.

3.2 Struktur des breitbandigen Zellemulators

Die kommerziell verfügbaren Zellemulatoren (siehe Kap. 3.1.1) decken eine weite Spanne an HiL-Testanwendungen für derzeitige BMS ab. Die Strombelastbarkeit und Bandbreite der verwendeten Endstufen ist für die in batterieelektrischen Fahrzeugen noch überwiegend eingesetzte passive Zellbalancierung ausgelegt.

Der hier vorgestellte breitbandige Zellemulator ist konzipiert, für die Entwicklung zukünftiger BMS mit leistungsfähigen aktiven Balancern sowie hochentwickelten Überwachungs- und Analysefunktionen (siehe Kap. 2.5.2.3) eingesetzt zu werden. Dementsprechend muss der Zellemulator das Verhalten einer Batteriezelle im gesamten für elektrochemische Vorgänge relevantem Spektrum realitätsgetreu abbilden.

Die dafür erforderliche Genauigkeit der Spannungsmessung ist nur durch ein hoch stabiles Referenzelement möglich. Es wird eine einzelne externe Referenz verwendet, da Herstellungsaufwand und Kosten einer solchen Referenzschaltung jene üblicher integrierter Baugruppen um Größenordnungen übersteigt. Diese wird während einer automatischen Kalibrierung zwischen allen im HiL-Test verwendeten Zellemulatoren geteilt, so dass eine mögliche Exemplarstreuung zwischen den einzelnen Emulatoren ausgeglichen wird.

Die breitbandige Emulation einer komplexen Impedanz erfordert eine analoge und digitale Signalverarbeitung mit möglichst geringer Latenz. Eine Totzeit zwischen anregendem Strom und Spannungsantwort des Zellemulators führt für zu einer mit steigender Frequenz zunehmenden Phasenverschiebung im Spektrum. Die komplexe Impedanz der emulierten Zelle ist daher mit einem zur Totzeit äquivalenten Phasenfehler behaftet.

Der breitbandige Zellemulator ist als autonomes Modul ausgelegt, um eine deterministische Signallatenz und damit einen maximalen Phasenfehler für eine gegebene Frequenz zu garantieren. Dafür ist in jedem Zellemulator neben einer breitbandigen Endstufe und Messdatenerfassung ein leistungsfähiger Echtzeitsimulator eingebettet. Eine dezentrale Systemstruktur mit nur einem geteilten Simulationsknoten würde die Einhaltung des Phasenfehlers aufgrund der physischen Distanz zwischen analoger Ein- und Ausgabe erheblich erschweren.

Es ist möglich, durch die Reihenschaltung mehrerer Zellemulatoren ein Batteriemodul oder einen ganzen Energiespeicher zu emulieren. Dabei kommunizieren die Emulatoren über eine gemeinsame Infrastruktur, um globale Vorgänge wie Wärmeflüsse zwischen im Speicher benachbarten Zellen abbilden zu können.

3.2.1 Infrastruktur

Steuerungs-Knoten Mehrere Zellemulatoren werden durch einen gemeinsamen Steuerungs-Knoten kontrolliert (Abb. 3.2). Auch ein einzelner Zellemulator benötigt zum Betrieb mindestens einen Steuerungs-Knoten. Dieser sendet dem Zellemulator über eine Steuerverbindung zum einen den Parametersatz für das Modell der zu emulierenden Zelle und deren initialen Arbeitspunkt. Zum anderen interagiert der Simulator über diese Verbindung mit weiteren nur virtuell vorhandenen Fahrzeugkomponenten. Der so parametrisierte Zellemulator kann daraufhin autonom funktionieren. Die Zustandsdaten der emulierten Zelle werden kontinuierlich an den Steuerungs-Knoten zurückgesendet.

Die Steuerverbindung kann über 1000BASE-T Ethernet mit TCP/IP oder einem darauf aufbauendem Echtzeitprotokoll ⁶ aufgebaut werden. Echtzeitfähiges Ethernet ermöglicht eine deterministische Kommunikation mit dem Zellemulator. Wie alle Schnittstellen zwischen Infrastruktur und Zellemulatoren muss sie galvanisch getrennt sein, da mehrere zu einem Zellmodul in Serie geschaltete Emulatorsysteme keinen gemeinsamen Massebezug aufweisen.

Im Rahmen des HiL-Tests können weitere Baugruppen des batterieelektrischen Fahrzeugs, die mit dem Energiespeicher interagieren, im Steuerungs-Knoten simuliert werden. Typische Beispiele sind die Belastung des Speichers durch den Antriebsstrang oder der Wärmetransport aus dem Speicher durch eine Kühlung. Der Austausch von benötigten Prozessgrößen ist über die bestehende Steuerverbindung vorgesehen. Falls die Datenübermittlung mit minimaler Latenz erfolgen soll, besitzt der breitbandige Zellemulator zusätzlich eine optionale serielle Punkt-zu-Punkt Verbindung.

⁶Ethernet POWERLINK

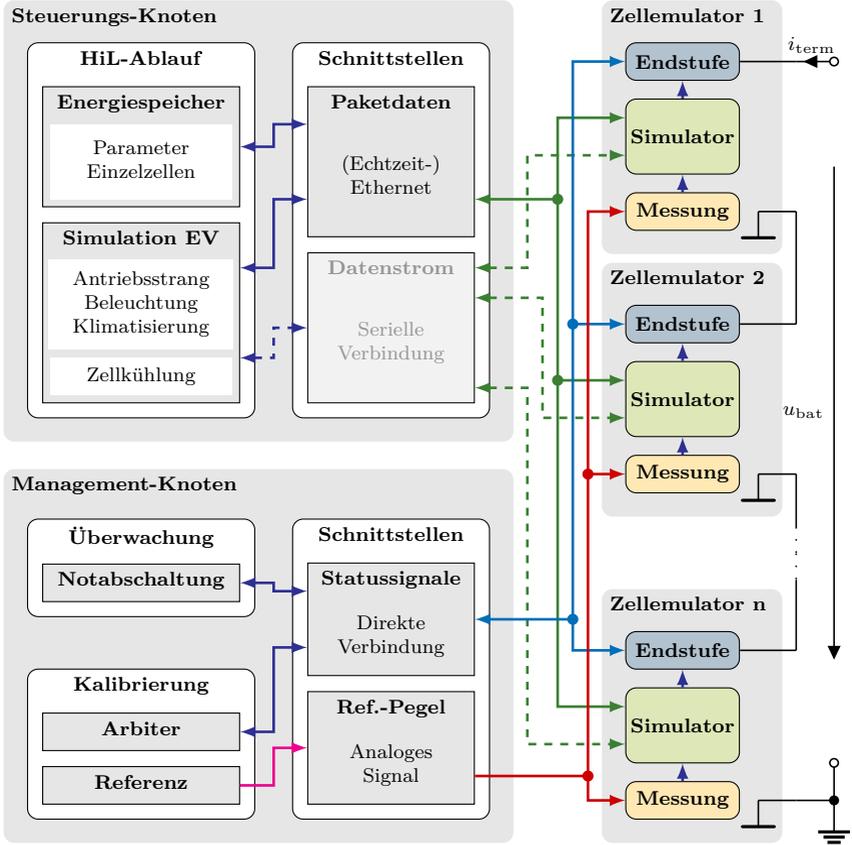


Abbildung 3.2: Infrastruktur zum Betrieb mehrerer Zellemulatoren

Management-Knoten Optional ist die Verwendung eines gemeinsamen Management-Knotens. Dieser wird mit den Zellemulatoren über einen Statusbus und eine Referenzleitung verbunden. Beide Signale werden von allen Emulatoren gemeinsam genutzt und können daher für eine einfache Verdrahtung des Aufbaus durchgeschleift werden. Der mit hoher Anzahl an Emulatoren steigende Aufwand einer vom Management-Knoten ausgehenden sternförmigen Verdrahtung kann so vermieden werden.

Der Management-Knoten verfügt über die zentrale hoch stabile Referenz. Im Gegensatz zu digitalen Signalen ist die präzise Übertragung einer analogen Referenzspannung ohne galvanische Kopplung nicht praktikabel. Dieses Problem ist dadurch gelöst, dass jeweils immer nur ein Emulator eine Verbindung zur zentralen Referenz herstellen kann. Formen mehrere in Reihe geschaltete Emulatoren ein Zellmodul, steuert ein Arbitrer den exklusiven Zugriff. Dieser ist eigensicher ausgeführt und verhindert einen Kurzschluss zwischen einzelnen Emulatoren in Folge eines Mehrfachzugriffs.

Die beschriebene Arbitrierung erfolgt über den Statusbus. Dieser besteht aus einzelnen kontinuierlichen Spannungssignalen, damit er so robust wie möglich gegenüber Funktionsstörungen ist. Im Gegensatz zu einer digitalen Schnittstelle mit einem Übertragungsprotokoll kann eine Unterbrechung der Verbindung sofort detektiert werden. Die geringe Komplexität des Statusbusses und die ausschließliche Implementation in Hardware stellen eine zusätzliche Sicherheitsfunktion gegen einen Kurzschluss dar. Formen mehrere in Reihe geschaltete Emulatoren ein Zellmodul, ist über einen Statusbus eine globale Notabschaltung realisiert.

3.2.2 Systemstruktur Zellemulator

Der breitbandige Zellemulator ist ein autonomes System, das alle zur elektronischen Zellemulation benötigten Funktionen enthält. Die Kapselung als autonome Einheit ist ein praktikabler Weg, die zwingend benötigte analoge und digitale Signalverarbeitung mit kurzen Latenzzeiten sicherzustellen.

Der Zellemulator besteht aus vier funktionalen Modulen: Messdatenerfassung, Echtzeitsimulator, Leistungsstufe und Referenzelementen (Abb. 3.3). Um die

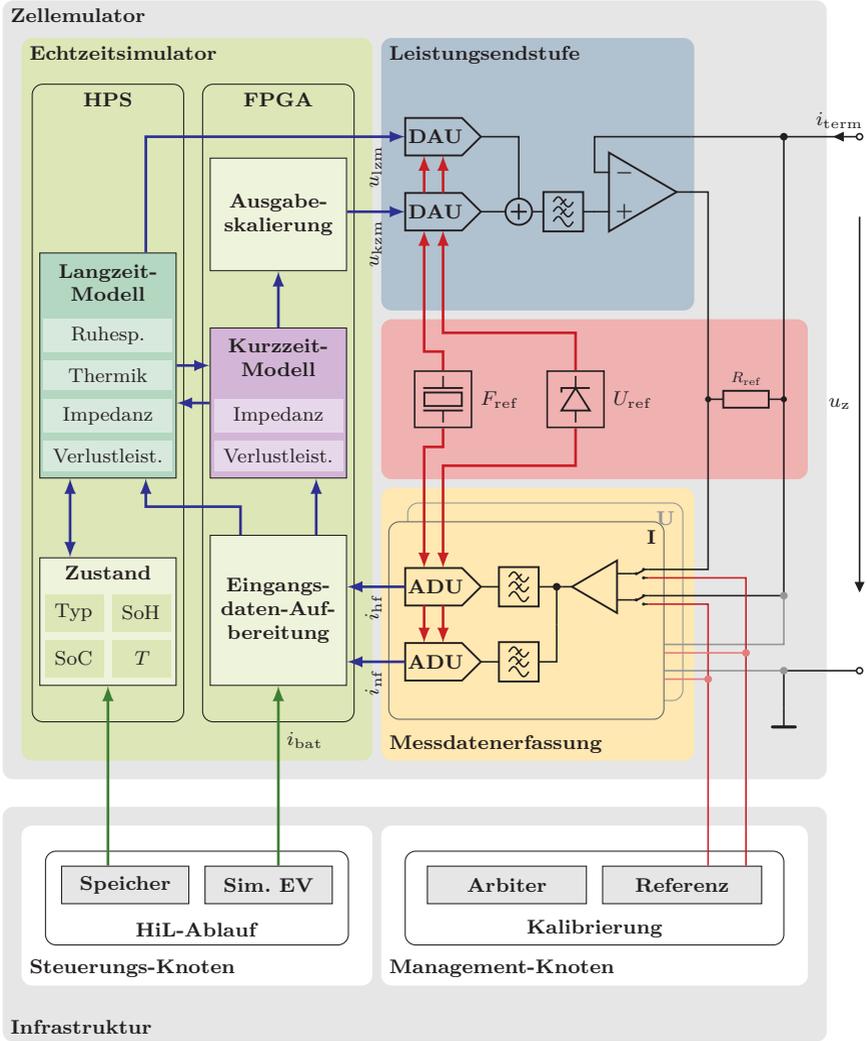


Abbildung 3.3: Systemstruktur des breitbandigen Zellemulators

Spannungsantwort u_z der emulierten Zelle auszugeben, tastet die Messdatenerfassung den Strom i_{term} ab. Die Messdatenerfassung enthält nach einem gemeinsamen Messwandler zwei getrennte Signalpfade, um die breitbandige Zellemulation zu ermöglichen. Der untere Pfad i_{nf} (7,5 Hz, 60 S/s) realisiert eine hohe Genauigkeit für Messungen von niederfrequenten Signalanteilen, während der obere Pfad i_{hf} (2,5 MHz, 5 MS/s) eine hohe Abtastrate und minimale Latenz vereint. Dabei laufen alle Komponenten der digitalen Signalverarbeitung synchron mit einem systemweiten Referenztakt. Die Spannung u_z wird in gleicher Weise mithilfe von zwei getrennten Kanälen gemessen. Diese Messwerte sind jedoch keine Eingangsgrößen für die Zellemulation, sondern kommen nur für sekundäre Kontroll- und Kalibrierungsfunktionen zum Einsatz.

Alle erfassten Signale fließen als Datenstrom in den Echtzeitsimulator, der in Abhängigkeit von den Zellparametern Typ, SoH, SoC und Temperatur die Spannungsantwort u_z berechnet. Der Simulator enthält programmierbare Logikgatter (Field-Programmable Gate Array, FPGA) und zusätzliche physische Prozessorkerne (Hard Processing Unit, HPS), auf denen ein Echtzeitbetriebssystem ausgeführt wird. Der FPGA enthält ein rein lineares Kurzzeitmodell das den Anteil der komplexen Zellimpedanz mit kleinen Zeitkonstanten beschreibt. Auf dem HPS wird das Langzeitmodell ausgeführt, das die weniger zeitkritischen Teile des Zellmodells enthält. Dazu gehören der Anteil des Impedanzmodells mit großen Zeitkonstanten, das Simulationsmodell der Leerlaufspannung und ein thermisches Modell der Zelle.

Das Langzeit- und das Kurzzeitmodell bildet das Verhalten der emulierten Zelle im augenblicklichen Zustand ab. Während Zelltyp und SoH vorgegeben sind, ändern sich SoC und Temperatur des Zellmodells entsprechend zur Laufzeit der Simulation. Da diese Parameter einen Einfluss auf die Zelleigenschaften haben, müssen das Langzeit- und das Kurzzeitmodell laufend nachgeführt werden. Die zum momentanen Zustand der Zelle passenden Modelle werden im HPS berechnet und das Kurzzeitmodell im FPGA wird kontinuierlich vom HPS neu parametrierd. Zudem wird die momentane Verlustleistung laufend aus dem Kurzzeitmodell gelesen, da diese in das thermische Zellmodell im HPS eingeht.

Weitere Eingangsgrößen von simulierten Komponenten des elektrischen Fahrzeugs, in dem sich die emulierte Zelle befindet, können aus dem Steuerungs-

Knoten direkt in das Datenaufbereitungsmodul des FPGA eingespeist werden. Daher kann der Zellemulator auf einen virtuellen Speicherstrom i_{bat} mit vergleichbar kurzer Latenz reagieren, wie auf den physisch gemessenen Strom an den Zellpolen.

Die Ausgabedaten u_{kzm} und u_{lzm} beider Modelle werden an die Leistungsendstufe übertragen und in einem jeweils eigenen Pfad in ein analoges Signal gewandelt. Dabei ist u_{kzm} die Ausgangsgröße des Signalpfades mit minimaler Latenz und wird durch das im FPGA implementierte lineare Kurzzeitmodell berechnet. Analog dazu ist u_{lzm} die vom im HPS ausgeführten Langzeitmodell berechnete Spannung. Diese wird mit niedriger Bandbreite, aber dafür hochgenau, ausgegeben. Die Summe beider Signale ist die Zellspannung u_z , die von der Leistungsendstufe ausgegeben wird. Genauigkeit und Langzeitstabilität des Zellemulators hängen maßgeblich von den drei Referenzelementen ab. Sämtliche anderen Fehlereinflüsse werden durch Regelkreise mit hoher Ringverstärkung weitestgehend unterdrückt.

Referenzelemente Durch eine Abweichung eines oder mehrerer der drei im Zellemulator verwendeten Referenzelemente vom idealen Wert entstehen Fehler in der Ausgabe des Zellemulators. Die Ausgabegenauigkeit kann dabei sowohl durch eine initiale Abweichung als auch durch Drift über Temperatur oder Alterung einer Referenz signifikant degradieren (Tab. 3.2). Zusätzlich können in den analogen Signalpfaden Fehler in Steigung und Offset bestehen, die ebenfalls einer signifikanten Drift unterliegen.

Alle initialen Abweichungen können durch eine Eingangskalibrierung kompensiert werden, bei der die Referenzelemente mit bekannten Referenzen verglichen werden.

Der als Zeitreferenz verwendete Quarzoszillator muss nicht kalibriert werden, da sowohl die initiale Abweichung als auch die Langzeitstabilität in Relation zu anderen Fehlermechanismen keine signifikanten Abweichungen verursachen.

Die Spannungsreferenz weist dagegen eine deutlich höhere Drift über Temperatur und Alterung auf. Die Genauigkeit der Messung und Ausgabe der Zellspannung

Tabelle 3.2: Genauigkeit und Drift der Referenzelemente

| | F_{ref} [1] | U_{ref} [64] | R_{ref} [95] | Einheit |
|-------------|----------------------|-----------------------|-----------------------|-------------------------|
| Referenzart | Oszillator | Spannung | Widerstand | |
| Bauart | Quarzkristall | Bandgap | Ni/Cr-Metallfolie | |
| Initial | 20 | 250 | 5000 | ppm |
| Temperatur | $\ll 1$ | 1 | 10 | ppm/ $^{\circ}\text{C}$ |
| Alterung | $\ll 3/\text{kh}$ | $20/\sqrt{\text{kh}}$ | 100/kh | ppm |

wird jedoch zusätzlich durch die Drift der analogen Signalpfade in der Messdatenerfassung signifikant degradiert. Der Einfluss der Drift kann durch eine fortlaufende Kalibrierung kompensiert werden.

Die externe hochstabile Referenz ist vorgesehen, um vor jeder Verwendung, aber auch während des Betriebes eine Kalibrierung der Spannungsmessung des Zellemulators vorzunehmen. Die externe Spannungsreferenz ist deutlich aufwendiger konstruiert als die interne Referenz, weshalb eine Verwendung in jedem Zellemulator nicht praktikabel ist. Stattdessen können die Eingangspuffer der Messdatenerfassung mit bekannten Referenzspannungen beschaltet und die Messung so in Steigung und Offset korrigiert werden. Mithilfe der kalibrierten Messdatenerfassung können daraufhin auch Steigung und Offset der Spannungsausgabe durch die Endstufe korrigiert werden. Folglich hängt bei ausreichend häufiger automatischer Kalibrierung die Genauigkeit der Spannungsausgabe nahezu nur vom Fehler der externen Referenz ab.

Für den hier vorgestellten Zellemulator ist eine aktiv temperaturstabilisierte Spannungsreferenz mit beheizter „vergrabener“ Zenerdiode vorgesehen [16]. Es kann jedoch jede beliebige Referenz mit der gewünschten Genauigkeit gewählt werden, um eine automatische Kalibrierung des Zellemulators vorzunehmen. Bei einem Wechsel der externen Referenz muss lediglich die bekannte Ausgangsspannung in den Zellemulator einprogrammiert werden. Die feste Referenzspannung wird mithilfe einer hochstabilen Widerstandskaskade und Multiplexern innerhalb des Zellemulators geteilt, um nicht nur den Offset, sondern auch die Steigung aller Messkanäle korrigieren zu können.

Der Präzisionswiderstand zur Strommessung weist die höchste initiale Streuung und auch die stärkste Drift auf. Im Gegensatz zur initialen Abweichung ist für die Drift des ohmschen Widerstandswerts kein Mechanismus zur Korrektur vorgesehen, weil der Fehler nur einen vernachlässigbaren Einfluss auf den resultierenden Fehler der Zellemulation aufweist.

Die Spannung u_{kzm} des *Kurzzeitmodells* wird aufgrund des Übertragungsverhalten der emulierten Zelle nur um einen Bruchteil des relativen Fehlers der Strommessung verfälscht. Dabei ist die sehr niederohmige Impedanz von typischen Zellen für den Bereich der Elektromobilität von Vorteil. Die Spannung u_{kzm} wird durch andere Fehlereinflüsse dominiert, während die zu erwartenden Abweichungen der Strommessung keinen signifikanten Einfluss haben.

Dagegen wird die Spannung u_{lzm} des *Langzeitmodells* der Zelle indirekt durch die fehlerbehaftete Strommessung verfälscht, da die ausgegebene Spannung maßgeblich vom SoC der emulierten Zelle abhängt. Je nach betrachtetem Zeitraum kann es so zu deutlichen Fehlern kommen, da der Fehler der Strommessung integral eingeht. Eine Nachverfolgung des SoC über die Integration des Stromflusses ist folglich für längere Zeiträume nicht geeignet und wird in der Praxis eher für begrenzte Zeiträume eingesetzt. Daher stellt dieser Fehlereinfluss bei der Verwendung des Zellemulators keine bedeutsame Einschränkung dar.

3.3 Elektronische Impedanznachbildung

Die im Rahmen dieser Arbeit zum Vergleich herangezogenen kommerziellen Systeme zur Zellemulation sind für die Nachbildung des Zellverhaltens für niedrige Frequenzen konzipiert. Daher wird ein großer Teil des Spektrums, in dem für die Analyse einer Zelle bedeutende chemische Prozesse beobachtbar sind, weder simuliert noch durch die Leistungselektronik des Emulators ausgegeben.

Eines der untersuchten Systeme sieht die Verwendung eines analogen Filters zwischen der Leistungsendstufe und dem DUT vor, um für Schaltungen zur aktiven Zellbalancierung eine realitätsnahe Last darzustellen. Das Filter emuliert dabei

durch passive Komponenten eine Ausgangsimpedanz ähnlich einer elektrochemischen Zelle. Jene Ausgangsimpedanz ist jedoch statisch und bildet nicht die elektrochemischen Vorgänge innerhalb der Zelle ab. Daher ist die Entwicklung und das Testen von einem zukünftigen BMS, das die überwachten Zellen spektroskopisch untersucht, mit einem derartigen System nicht möglich.

3.3.1 Stand der Technik

Die präzise und langzeitstabile Emulation einer komplexen Impedanz wird in [32, 81] demonstriert, wofür zwei grundlegend unterschiedliche Prinzipien zur Anwendung kommen. In dem vorgestellten Ansatz werden durch passive Bauelemente oder durch aktive analoge Schaltungen die gewünschten Impedanzen erzeugt.

Passive Lösung Die Impedanz wird durch passive elektronische Leistungsbauteile zusammengesetzt. Dadurch ist eine derart aufgebaute Impedanznachbildung immer ein Eintor, dessen Bandbreite theoretisch keine Einschränkungen hat. Jedoch ist der Wertebereich und die Langzeitstabilität der darstellbaren Impedanz durch die verfügbaren Leistungsbauteile deutlich eingeschränkt. Zudem engen parasitäre Impedanzen des mechanischen Aufbaus den darstellbaren Wertebereich zusätzlich ein. Diese passive Realisierung erzeugt konzeptbedingt eine statische Impedanz. Für eine Nachbildung der Impedanz elektrochemischer Prozesse in einer Zelle ist diese nicht verwendbar, da sie keine flexible Emulation von variablen Impedanzen erlaubt.

Aktive Lösung Bei aktiv aufgebauten Impedanznachbildungen werden die Einschränkungen der passiven Leistungsbauelemente mit aktiver Schaltungstechnik überwunden. Die aktiven Operationsverstärkerschaltungen ermöglichen die Verwendung von driftarmen Präzisionselementen. Betrag und Phasengang der passiven Bauelemente können dabei durch die aktive Schaltung in weiten Grenzen modifiziert werden. Durch Umschaltung ist eine schrittweise Änderung der emulierten Impedanz möglich, jedoch nicht deren vollständig flexible Vorgabe.

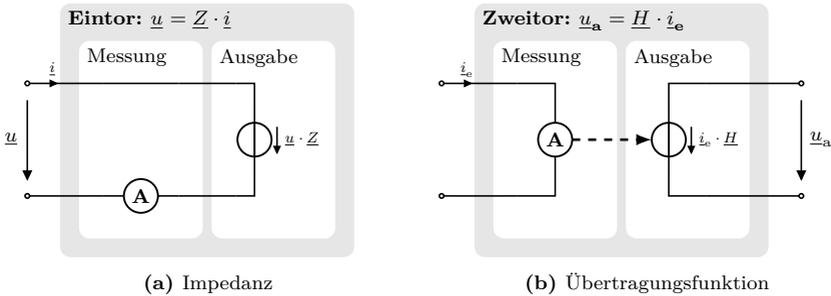


Abbildung 3.4: Elektronische Impedanznachbildung

Häufig werden aktive Systeme als Zweitore ausgelegt, so dass sie eine Übertragungsfunktion, aber keine Impedanz emulieren. Die Systemantwort am ersten Tor entspricht dabei dem Verhalten der emulierten Impedanz, während die Anregung durch ein getrenntes zweites Tor erfolgt (Abb. 3.4b). Somit sieht die Quelle des Anregungssignals nur eine vorgegebene statische Last und nicht die emulierte komplexe Impedanz. Dies hat den Vorteil, dass die Endstufe mit hoher Bandbreite und Linearität am ersten Tor die hohe Last der Anregungsquelle nicht treiben muss, was die Realisierung erheblich vereinfacht.

Der breitbandige Zellemulator ist wie eine reale Zelle als Eintor aufgebaut, um für die zu belastenden Quelle eine realitätsnahe Last darzustellen (Abb. 3.4a). Dies gibt dem Nutzer die Freiheit, den Zellemulator sowohl mit einer Stromquelle als auch mit einer Spannungsquelle anzuregen. Zur flexiblen Emulation einer arbiträren Zelleimpedanz enthält er eine erweiterte elektronische Impedanznachbildung, die auf einer Mischung von aktiven analogen Schaltungen und digitaler Signalverarbeitung beruht und im folgenden Abschnitt erläutert wird.

3.3.2 Flexible breitbandige Impedanzemulation

Durch den Aufbau des in dieser Arbeit vorgestellten Zellemulators als autonomes System mit eingebettetem Echtzeitsimulator ist für das Kurzzeitmodell eine deterministische Latenz unterhalb einer μs zwischen Stromanregung und Einschwingen der Spannungsantwort erreichbar. Dies ermöglicht die breitbandige Emulation der

komplexen Impedanz einer Zelle im gesamten für chemische Prozesse signifikanten Spektrum.

Das Kurzzeitmodell des Simulators bildet die komplexe Impedanz $\underline{Z}_{\text{kzm}}$ der emulierten Zelle für den Frequenzbereich von etwa einem Hertz bis zu einigen kHz ab. Die Impedanz $\underline{Z}_{\text{kzm}}$ definiert Betrag und Phase der Ausgangsspannung $\underline{u}_{\text{kzm}}$ in Abhängigkeit von \dot{i}_{hf} (Gl. 3.1).

$$\underline{Z}_{\text{kzm}}(j\omega) = |\underline{Z}_{\text{kzm}}| \cdot \exp(j\varphi) = \frac{\underline{u}_{\text{kzm}}}{\dot{i}_{\text{hf}}} \quad (3.1)$$

Dabei ist \dot{i}_{hf} der Messwert des breitbandigen Strommesspfades mit geringer Latenz und $\underline{u}_{\text{kzm}}$ der über den Kurzzeit-Endstufenpfad ausgegebene Anteil der Zellspannung u_z . Obwohl bei der hier vorgestellten Realisierung des Zellemulators der Strom Eingabegröße und die Spannung Ausgabegröße ist, kann der Emulator mit einer Strom- oder Spannungsquelle bzw. mit jeder beliebigen Last angeregt werden. Solange die Anregung die Bandbreite und die Strombelastbarkeit des Zellemulators nicht überschreitet, ist die Impedanzemulation möglich.

Der Zellemulator verwendet drei Referenzelemente, um die komplexe Zellimpedanz $\underline{Z}_{\text{kzm}}$ nachzubilden. Der Betrag $|\underline{Z}_{\text{kzm}}|$ wird von dem Präzisionswiderstand R_{ref} und der Spannungsreferenz U_{ref} abgeleitet. Dieses Konzept ermöglicht es, mit einem Shuntwiderstand im m Ω -Bereich Beträge über mehrere Größenordnungen zu emulieren. Die Phase φ wird anhand eines Quarzoszillators als Frequenzreferenz F_{ref} bestimmt.

Dynamische Fehler Durch die initiale und regelmäßige automatische Kalibrierung kann der Zellemulator das quasistatische Langzeitmodell mit hoher Genauigkeit ausgeben. Die Kalibrierung wird sowohl auf den Signalpfad für niederfrequente als auch auf jenen für hochfrequente Signale angewendet. Lineare Fehler wie eine Abweichung der Referenzelemente vom idealen Wert oder Steigungs- und Offsetfehler in der analogen Signalverarbeitung werden daher auch für den Pfad für hochfrequente Signale weitestgehend korrigiert. Jedoch unterliegt die breitbandige Impedanzemulation zwei weiteren Fehlereinflüssen, die für das Langzeitmodell vernachlässigt werden können.

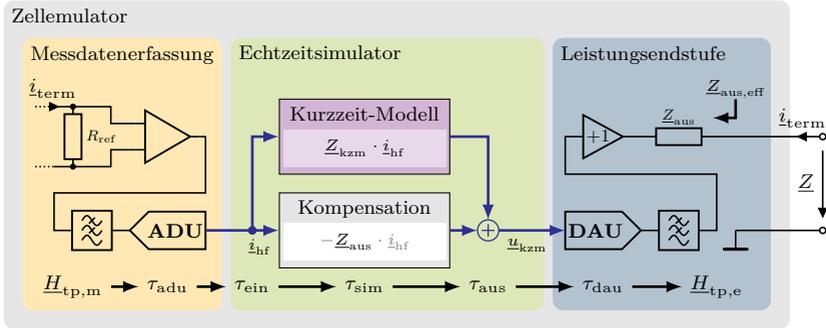


Abbildung 3.5: Dynamische Fehlereinflüsse

Zur Emulation des breitbandigen Zellverhaltens muss der Zellemlator für jede Anregung durch einen Strom i_{hf} die entsprechende Spannungsantwort u_{kzmm} in Betrag und Phase ausgeben (Gl. 3.1). Das ideale Übertragungsverhalten Z_{kzmm} ist dabei durch Fehler des realen Signalpfades überlagert (Abb. 3.5).

$$u_z(j\omega) = \underline{H}_{\text{tp,m}}(j\omega) \cdot \underline{Z}_{\text{kzmm}}(j\omega) \cdot \underline{H}_{\text{tp,e}}(j\omega) \cdot \exp(j\tau_{\text{ges}}\omega) \cdot i_{\text{term}}(j\omega) + \underline{Z}_{\text{aus}}(j\omega) \cdot i_{\text{term}}(j\omega) \quad (3.2)$$

Die Ausgangsspannung u_z wird durch das Tiefpassverhalten der Messdatenerfassung $\underline{H}_{\text{tp,m}}$ und der Leistungsendstufe $\underline{H}_{\text{tp,e}}$ in Betrag und Phase verändert (Gl. 3.2). Zudem wird es durch die kumulierte Gesamtlatenz τ_{ges} des Signalpfades in der Phase verschoben. Da der Strom i_{term} in die Leistungsendstufe fließt, geht der Spannungsfall über der Ausgangsimpedanz $\underline{Z}_{\text{aus}}$ der Endstufe als additiver Fehler ein.

Das Tiefpassverhalten der Messdatenerfassung ist durch das zur Einhaltung des Nyquist-Shannon-Abtasttheorems notwendige Antialiasingfilter bedingt [76]. Um den Fehler durch das Filter möglichst gering zu halten, wird die Bandbreite hoch gegenüber der des Zellmodells gewählt. Dazu wird ein ADU mit hoher Abtastrate eingesetzt. Damit werden sowohl die Phasenverschiebung des Signals durch

das Antialiasingfilter als auch der lineare Phasenfehler durch die Latenz bei der Umsetzung von \hat{i}_{term} in das digitale Signal \hat{i}_{hf} minimiert. Analog dazu ist die Umsetzung durch den Digital-Analog-Umsetzer (DAU) in der Leistungsendstufe auf eine minimale Phasenverschiebung optimiert.

Die digitale Signalverarbeitung trägt mit ihren Latenzen weiter zur Phasenverschiebung von u_z bei. Die Übertragungszeiten zwischen den Hardwaremodulen τ_{ein} und τ_{aus} , sowie die Durchlaufzeit τ_{sim} sind daher ebenfalls so kurz wie möglich gehalten.

Eine Korrektur der resultierenden Phasenverschiebung durch das Modell im Echtzeitsimulator ist allgemein nicht möglich. Dieser kann als kausales System die Phase nur weiter in positive Richtung verschieben. Einen Sonderfall stellt ein Impedanzmodell mit einem Phasengang dar, der immer in einer größeren Phasenverschiebung resultiert als die Übertragungsstrecke verursacht. Dies ist jedoch im Rahmen der Modellierung einer realen elektrochemischen Zelle durch den resistiven und induktiven Anteil ihrer Impedanz praktisch ausgeschlossen.

Im Gegensatz zu den Phasenfehlern der analogen und digitalen Signalpfade kann der Fehler durch die endliche Ausgangsimpedanz Z_{aus} der Endstufe theoretisch vollständig kompensiert werden. Durch die Simulation von Z_{aus} mit negativem Vorzeichen wird eine Spannung ausgegeben, die dem Spannungsfall über der Ausgangsimpedanz entgegenwirkt. Da die Emulation von Z_{aus} jedoch dem gleichen Phasenfehler wie die Emulation von Z_{kzm} unterliegt, ist eine vollständige Kompensation nicht möglich.

Es verbleibt ein endlicher Ausgangswiderstand des Emulators $Z_{\text{aus,eff}}$, der die emulierte Impedanz überlagert. Da diese effektive Ausgangsimpedanz mit Z_{aus} skaliert, muss die Endstufe trotz Kompensation über die gesamte Bandbreite des Zellmodells eine gegenüber der Zellimpedanz kleine Ausgangsimpedanz aufweisen.

Während jede beliebige parasitäre Impedanz am Ausgang der Endstufe weitestgehend durch eine Kalibrierung und Justierung des linearen Kompensationsmodells neutralisiert werden kann, ist dies für nichtlineare Verzerrungen grundsätzlich

nicht möglich. Daher muss die Leistungsendstufe auch bei hoher Stromlast unbedingt einen ausreichend niedrigen Klirrfaktor aufweisen, um die breitbandige Emulation einer arbiträren komplexen Impedanz zu ermöglichen.

Kapitel 4

Echtzeitsimulation von elektrochemischen Zellen

Zur Emulation einer elektrochemischen Zelle muss das Verhalten ihrer Klemmenspannung in Echtzeit simuliert werden. Der Simulator verarbeitet hierfür Eingangsdaten, die er als Datenströme über digitale Schnittstellen erhält. Diese können Messwerte von physisch am Emulator vorhandenen Größen oder simulierte Daten aus anderen virtuellen Komponenten eines HiL-Tests sein. Die Messwerte fließen aus der Messdatenerfassung des Zellemulators zum Simulator, während simulierte Daten aus der Infrastruktur eingespeist werden.

Mithilfe des im Simulator hinterlegten Zellmodells berechnet dieser anhand der eingehenden Daten die Änderungen am Zustand der simulierten Zelle und die entsprechenden Ausgabedaten. Die Ausgabe erfolgt zum Teil direkt durch die Leistungsendstufe des Zellemulators oder über die Schnittstellen der zentralen Infrastruktur an andere simulierte Komponenten des HiL-Tests.

4.1 Anforderungen an die Zellsimulation

Der Simulator muss in der Lage sein, die linearen und nichtlinearen Eigenschaften einer gegebenen elektrochemischen Batteriezelle in Abhängigkeit von ihrem Zustandsgrößen SoH, SoC und Temperatur realitätsnah abzubilden (Abb. 4.1). Dabei muss der Typ und Zustand einer simulierten Zelle jederzeit beliebig durch die Steuerung angepasst werden können. Die beiden Zustandsgrößen SoC und Temperatur müssen zur Laufzeit der Simulation veränderlich sein, um diesen Aspekt

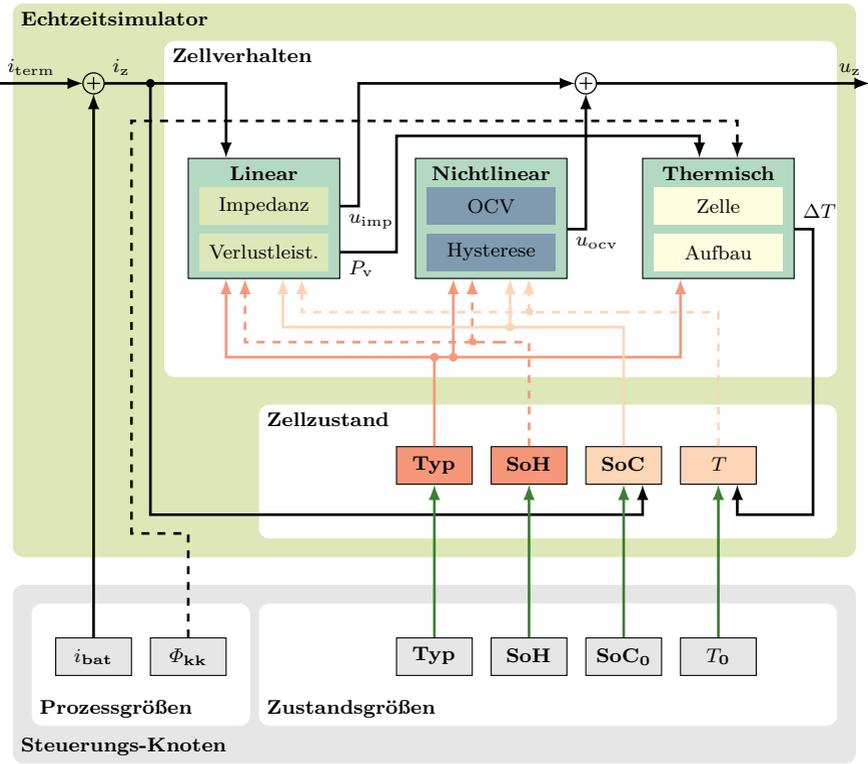


Abbildung 4.1: Übersicht Zellmodell

einer realen Zelle durch das Modell abzubilden. Die Parameter der linearen und nichtlinearen Modelle eines Zelltyps sind von allen drei Zustandsgrößen abhängig und müssen zur Laufzeit fortlaufend angepasst werden. Die Parametrierung des thermischen Modells der Zelle dagegen ist nur vom Aufbau und der Geometrie des gewählten Zelltyps bestimmt. Der gegebene SoH ist ebenfalls statisch zur Laufzeit, da die Zellen während der Zeitdauer von typischen HiL-Tests keine signifikante Alterung erfahren.

Die Latenzzeit der Simulation muss möglichst gering und deterministisch, also frei

von Jitter sein, um die breitbandige Emulation der komplexen Zellimpedanz zu ermöglichen (Kap. 3.3.2). Die arithmetische Genauigkeit der Simulation soll die Genauigkeit der Messtechnik und der Leistungselektronik deutlich übertreffen, um keinen signifikanten Einfluss auf die resultierende Genauigkeit des Systems zu haben. Dies darf jedoch nicht auf Kosten des primären Ziels der minimalen Latenz geschehen.

Die digitalen Schnittstellen des Simulators zur Infrastruktur hin müssen mit einer galvanische Trennung bis zu einer Isolationsspannung von 1000 V ausgestattet sein, da die in Serie geschalteten Zellemulatoren kein gemeinsames Bezugspotential besitzen (Kap. 3.2.1). Die Schnittstellen zu den anderen Hardwaremodulen benötigen ebenfalls eine galvanische Trennung, weil diese unterschiedliche Bezugspotentiale zueinander aufweisen.

4.2 Hardwaremodul Echtzeitsimulator

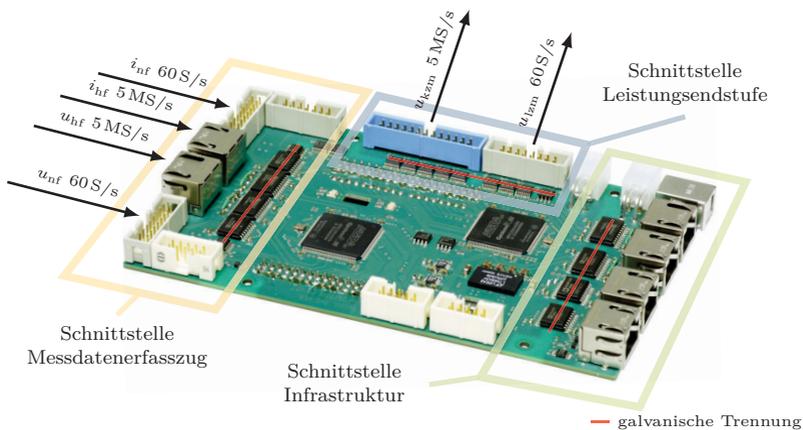


Abbildung 4.2: Hardwaremodul Echtzeitsimulator (obere Leiterkarte)

Der Echtzeitsimulator ist auf einem Hardwaremodul, das aus zwei gestapelten Leiterkarten besteht, realisiert (Abb. 4.2). Auf der oberen Platine sind die Schnittstellen zur Kommunikation mit den anderen Funktionsmodulen des Zellemulators

und der Infrastruktur angeordnet. Das Zellmodell und die Ablaufsteuerung des Systems werden auf einem eingebetteten Computersystem mit angeschlossenem FPGA ausgeführt, das sich auf der unteren Platine befindet. Laufzeitkritische Teile des Zellmodells werden innerhalb des FPGA durch eine spezialisierte, in der Hardware implementierte Arithmetik berechnet, während aufwendige Prozesse mit längeren Zeitkonstanten in Software auf einem Prozessor simuliert werden.

4.2.1 FPGA-basierter Signalprozessor

Der Echtzeitsimulator verwendet einen FPGA⁷, um das Kurzzeitmodell der Zellsimulation zu berechnen. Der Vorteil einer Implementierung im FPGA besteht darin, dass durch die Parallelisierung der notwendigen Berechnungen die Latenzzeit bei einer Skalierung des Kurzzeitmodells konstant bleibt. Die sequentielle Berechnung des Modells auf einem dedizierten Signalprozessor (Digitaler Signalprozessor, DSP) führt dagegen mit steigender Modellkomplexität zu erhöhter Latenz.

Die benötigten Rechenoperationen werden innerhalb des FPGA aus universellen Logikzellen und spezialisierten DSP-Zellen generiert. Die Arithmetik des FPGA erfüllt Echtzeitanforderungen, da die Berechnungsschritte der Signalverarbeitung deterministisch auf jeden Arbeitstakt genau angegeben werden können. Der zeitliche Jitter der Ergebnisse ist nur durch den Jitter der Gatter im FPGA bestimmt und beträgt deutlich unterhalb einer ns. Damit stellt er für die breitbandige Zellsimulation in einer praxisrelevanten Bandbreite keinen signifikanten Fehlereinfluss dar.

Der zentrale FPGA führt die Ein- und Ausgabe von Datenströmen über zwei Hilfs-FPGA⁸ auf der oberen Platine des Hardwaremoduls durch (Abb. 4.2). Die FPGA kommunizieren dafür über einen auf das Simulatormodul begrenzten parallelen Systembus. Aufgrund der hohen Taktrate der seriellen Schnittstellen und der hohen Schwankungen der Signallaufzeit durch die Isolationsbarrieren muss eine darauf angepasste Übertragungsmethode mit getrennten Takten für hin- und rücklaufende Signale eingesetzt werden. Daher wirken die Hilfs-FPGA als

⁷Intel Cyclone® V SE 5CSEMA4U23C6N

⁸Intel Cyclone® III EP3C25E144I7N

Schnittstellenkonverter und übersetzen die seriellen Datenströme zwischen den Hardwaremodulen des Zellemulators und der Infrastruktur auf den lokalen Systembus des Simulators.

Um sämtliche Daten auch für das eingebettete Computersystem zugreifbar zu machen, werden sie unter Verwendung der Kalibrationsdaten des Systems in Fließkommazahlen konvertiert und in Ringpuffern gespeichert. Die Puffer sind über einen Bus und Hardwareinterrupts mit dem Computersystem verbunden. Die Interrupts werden verwendet, um das Eintreffen von neuen Messdaten zu signalisieren. Durch diesen Mechanismus werden die Iterationen des Simulationsmodells auf dem Computersystem mit denen des FPGA synchronisiert.

4.2.2 Eingebettetes Computersystem

Das eingebettete Computersystem besteht aus einem 32-Bit-Prozessor mit zwei Rechenkernen mit jeweils einem zusätzlichen arithmetischem Vektorprozessor⁹ pro Kern. Dieses monolithische Computersystem wird im Folgenden mit dem Sammelbegriff HPS bezeichnet, um es von der konfigurierbaren Logik der FPGA abzugrenzen. Die zentralen Prozessoren führen ein Echtzeitbetriebssystem aus, welches das Langzeitmodell der emulierten Zelle berechnet. Zudem führt es die für den Betrieb des Zellemulators nötigen Kontroll- und Steueraufgaben aus. Die Vektorprozessoren können als leistungsstarker DSP eingesetzt werden und parallel berechenbare Teile des Langzeitmodells unabhängig und schneller als die zentralen Prozessoren ausführen. Da die Länge des Vektors auf vier¹⁰ oder zwei¹¹ Werte pro Vektorprozessor begrenzt ist, ermöglichen sie jedoch nicht die auf dem FPGA realisierbare Parallelisierung.

Unabhängig von der bloßen Rechenleistung unterscheiden sich HPS und FPGA grundsätzlich durch die Zeitskala, in der deterministisches Verhalten garantiert werden kann. Die Rechenkerne des HPS arbeiten im Wesentlichen sequentiell und nutzen geteilte Ressourcen, wie Arbeitsspeicher und Systembus. Die garantierte Latenz der Berechnungen im HPS ist deshalb um viele Größenordnungen höher

⁹ARM Cortex-A9 mit NEON Coprozessor

¹⁰IEEE 754 single (32Bit)

¹¹IEEE 754 double (64 Bit)

als die des FPGA. Während die Berechnung auf dem FPGA im Bereich von ns ausgeführt werden, sind auf dem HPS nur einige hundert μ s bis wenige ms erreichbar [19].

Die auf dem FPGA implementierte Signalverarbeitung ist direkt über speicherbezogene Adressierung mit dem Computersystem verbunden. Daher können die Prozessoren direkt mit ihrem Systembus¹² auf Register und Datenpuffer in den Speicherzellen des FPGA zugreifen, um Messdaten zu lesen oder Module zu konfigurieren. Zudem ist der FPGA mit dem Interruptcontroller¹³ des Computersystems verbunden, um diesen über die Ankunft neuer Daten oder einen Systemfehler zu informieren.

Die auf dem HPS laufende Steuerung kontrolliert zudem Peripheriegeräte wie die Kühleinheit der Leistungselektronik oder das Front-Display. Zur Anbindung der Peripherie wird nicht der im PC-Bereich weit verbreitete System Management Bus eingesetzt, da dieser nur bedingt für Systeme mit galvanisch getrennten Modulen einsetzbar ist. Stattdessen kommt zur Kommunikation mit der Peripherie ein Serial Peripheral Interface (SPI) mit geeigneten Bausteinen zur Isolation zum Einsatz.

Echtzeit-Betriebssystem Als Betriebssystem wird ein für den Zellemlator erstelltes eingebettetes System mit dem Linux-Kernel¹⁴ verwendet. Das Zellmodell, die Ablaufsteuerung und andere Komponenten werden jeweils als eigener Thread ausgeführt. Jede Iteration des Zellmodells wird durch das Eintreffen eines Datensatzes von der Messdatenerfassung angestoßen, indem der FPGA einen Interrupt auslöst. Die Echtzeiterweiterung des Betriebssystems stellt eine deterministische Verzögerung bis zur Bearbeitung der Interrupt Service Routine (ISR) sicher. Die Einhaltung harter Echtzeitausführung wird vom FPGA überwacht. Dieser signalisiert einen Fehler und beendet die laufende Emulation, wenn das Computersystem nicht den Abschluss aller für die Simulation nötigen Berechnungen vor dem Eintreffen eines neuen Datensatzes zurückmeldet. Die Verletzung

¹²Advanced eXtensible Interface (AXI)

¹³Programmable Interrupt Controller (PIC)

¹⁴Version 3.10.31 mit Preemt-RT

der Echtzeitausführung kann beispielsweise durch die Überschreitung der maximal zur Verfügung stehenden Rechenzeit durch ein extrem komplexes Zellmodell ausgelöst werden.

Die Ablaufsteuerung und das Zellmodell werden als Threads im Userspace des Betriebssystems ausgeführt. Sie können über den Linux-Kernel auf die Hardware des Zellemulators zugreifen, der über Kernel-Module mit dieser verbunden ist. Da der Prozessor mit mehreren Kernen eine nebenläufige Ausführung erlaubt, werden zwei Strategien angewendet, um eine nicht-deterministische Verlangsamung des Systems auszuschließen. Zum einen ist die Zuständigkeit für jedes Hardwaremodul fest nur jeweils einem Thread im Benutzerraum zugeteilt, so dass es zu keinem Konflikt bei der Ressourcenzuteilung kommen kann. Zum anderen ist die Abfolge des Programmablaufs durch Warteschlangen zwischen den Threads eindeutig geregelt, um Wettlaufsituationen zu verhindern. Dafür hat jeder Thread, der nicht direkt durch einen Hardwareinterrupt angestoßen wird, mindestens eine Eingangswarteschlange. Nach der Abarbeitung aller Aufgaben kann ein Thread den Ablauf von folgenden Threads anstoßen oder die ihm zugeteilte Hardware ansteuern, bevor er bis zur nächsten Iteration pausiert. Falls mehrere Threads von der Hardware eingelesene Daten nebenläufig verarbeiten sollen, wird jedem eine Kopie des Datensatzes mithilfe seiner Eingangswarteschlange übermittelt.

Echtzeit-Schnittstelle Der Zellemulator kommuniziert über ein an das Computersystem angeschlossenes Ethernet-Interface mit der Infrastruktur, um Befehle oder ein neues Zellmodell entgegenzunehmen. Zudem empfängt er Eingangsgrößen für die Zellsimulation von anderen simulierten Komponenten eines HiL-Testaufbaus und sendet Ausgangsgrößen der Simulation zurück.

Die Befehlsübertragung und der Austausch von Simulationsgrößen kann über eine echtzeitfähige Schnittstelle¹⁵ geleitet werden. Diese setzt auf das TCP/IP-Protokoll auf und ermöglicht eine deterministische Nachrichtenübermittlung. Dabei wird durch ein Zeitmultiplexverfahren sichergestellt, dass jeder Datensatz innerhalb der Paketumlaufzeit von 50 ms zugestellt wird. Eine Übertragung nur mit dem TCP/IP-Protokoll ist unter idealen Bedingungen deutlich schneller, jedoch ist die Laufzeit eines Datenpaketes des Netzwerkes nicht deterministisch.

¹⁵Ethernet Powerlink

Bei hoher Netzwerklast ist kein Grenzwert für die maximale Übertragungsdauer garantiert.

4.3 Implementierung des Zellmodells

Zur Emulation einer Li-Ionen-Zelle muss das Verhalten der elektrochemischen Zelle in Echtzeit simuliert werden. Dafür wird das in Kap. 2.3 vorgestellte Verhalten modelliert und in das Simulationsmodul des Zellemulators implementiert. Die Modellierung basiert auf der Überführung des in Versuchen an einer realen Zelle gemessenen Verhaltens in ein ESB. Folglich ist das verwendete Zellmodell ein rein *empirisches Modell*, das sich aus dem spezifischen Verhalten der Zelle in zahlreichen diskreten Zuständen (SoH, SoC und T_z) zusammensetzt. Jedes Modell wird für einen gegebenen Zelltyp daher durch ein dreidimensionales Kennfeld beschrieben.

Das verwendete empirische Zellmodell setzt sich aus einem nichtlinearen und einem linearen Anteil zusammen (Abb. 4.3). Der nichtlineare Modellteil beinhaltet die Leerlaufkennlinie der Zelle unter Berücksichtigung der Hysterese. Die Daten zur Modellierung werden aus Zeitbereichsmessungen an der zu emulierenden Zelle gewonnen (Kap. 2.3.1). Der lineare Modellteil besteht aus einem ESB, das die komplexe Zellimpedanz durch die Serienelemente R_0 , L_0 und die RC-Parallel-Elemente 1 bis N darstellt. Das lineare Modell wird durch spektroskopische Messungen an der Zelle parametrisiert.

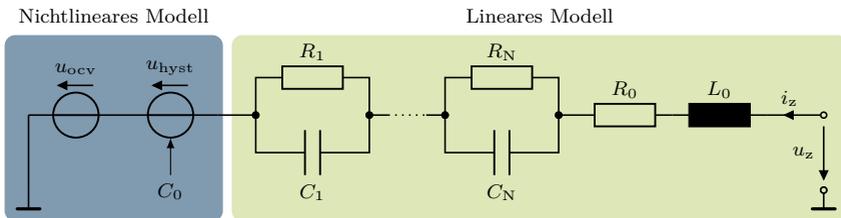


Abbildung 4.3: Zellmodell

Die Serienkapazität C_0 stellt einen Sonderfall dar. Da das nichtlineare Langzeitverhalten der Zelle im Arbeitspunkt bei der Impedanzspektroskopie-Messung in diesen Parameter eingeht, kann die Serienkapazität nicht als unabhängiges lineares Element modelliert werden. Sie fließt als *differentielle Kapazität für Kleinsignale* in das nichtlineare Modell ein und bildet einen Teil der gesamten differentiellen Kapazität der Zelle.

Das die nachzubildende Zelle beschreibende Kennfeld wird über die Paketdatenschnittstelle der Infrastruktur in den Echtzeitsimulator übertragen (Abb. 4.4). Es wird im permanenten Speicher des Simulators abgelegt und steht auch nach einem Neustart des Systems zur Verfügung. Zum Ausführen einer Zellemulation wird das dem gewünschten Zelltypen zugehörige Modell geladen und dessen initialer Zellzustand, bestehend aus den Zustandsgrößen SoH, SoC und T_z , übertragen. Der Zelltyp und der SoH einer Zelle verändern sich nicht zur Laufzeit, da der Simulator kein Alterungsmodell enthält. Daher wird nur die benötigte zweidimensionale Untermenge des Kennfeldes in den Arbeitsspeicher des HPS geladen.

Aus diesem Datensatz werden sowohl das ausschließlich lineare Kurzzeitmodell im FPGA als auch das Langzeitmodell im HPS parametrieren. Die Kombination beider Modelle realisiert das in Abb. 4.3 gezeigte ESB und ist abhängig von den zur Laufzeit der Simulation veränderlichen Zustandsgrößen SoC und T_z . Deshalb muss der Parametersatz des Zellmodells bei jeder Iteration des Simulators nachgeführt werden.

Die Anzahl der Stützstellen von SoH, SoC und T_z des Kennfeldes entspricht der Menge der Messungen, die jeweils für den Zelltyp aufgenommen wurden; Werte zwischen den Stützstellen werden linear interpoliert. Andere Formen der Interpolation könnten vor allem bei wenigen Stützstellen die Genauigkeit verbessern. Insbesondere ist die Temperaturabhängigkeit des Zellverhaltens nichtlinear, wodurch der Modellfehler bei linearer Interpolation mit größerem Abstand der Stützstellen zunimmt. Ob und welcher Interpolationsalgorithmus die Genauigkeit der Simulation verbessert, wurde im Rahmen dieser Arbeit jedoch nicht untersucht. Das verwendete Modell enthält auch keinerlei Mechanismen, das Zellverhalten zu extrapolieren, sondern gibt lediglich das zuvor vermessene Verhalten innerhalb des betrachteten Wertebereichs möglichst genau wieder.

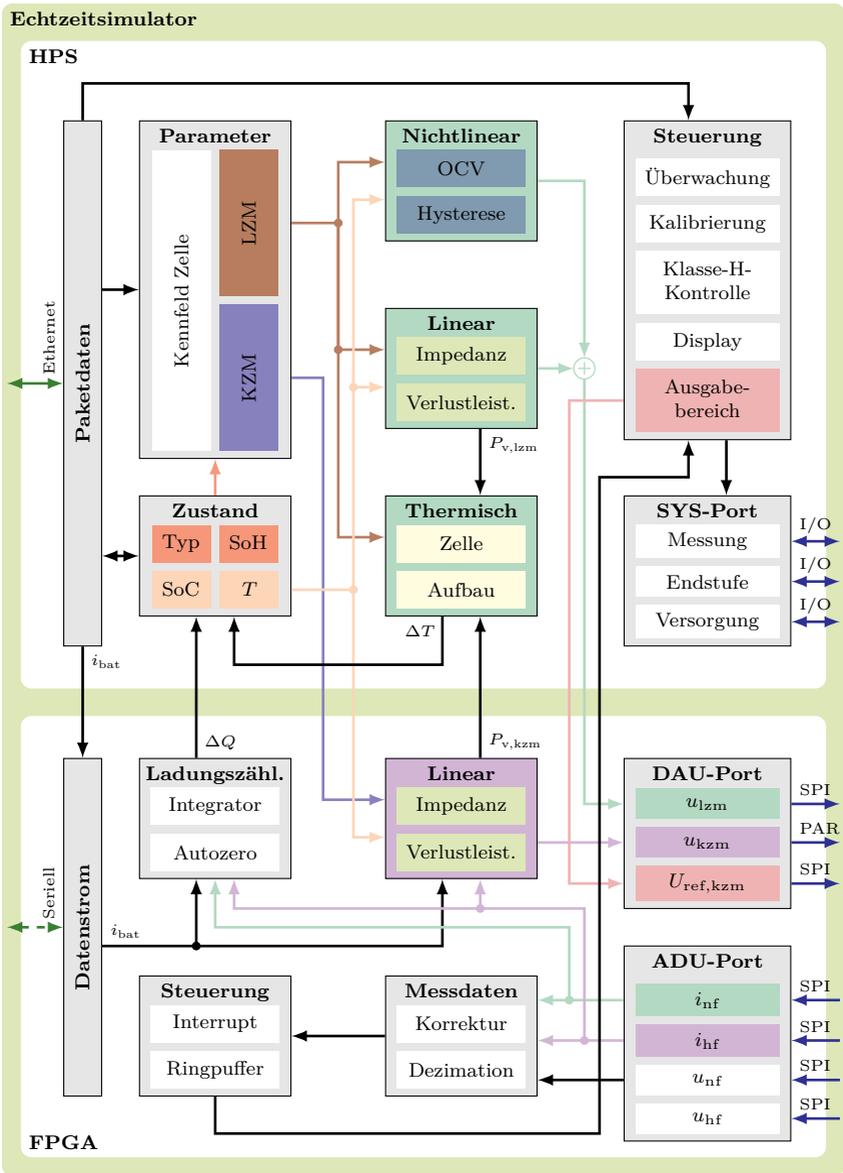


Abbildung 4.4: Struktur Hardwaremodul Simulation

Die Eingangsgröße des Simulators ist der Strom i_z durch die emulierte Zelle. Dieser ist die Überlagerung aus dem Strom i_{term} , welcher durch die Leistungsendstufe des Zellemulators fließt, und dem simulierten Speicherstrom i_{bat} durch alle Zellen eines Energiespeichers. Der physikalisch vorhandene Endstufenstrom i_{term} wird über die ADU-Schnittstelle von der Messdatenerfassung in Form der beiden digitalen Signale i_{nf} und i_{hf} bereitgestellt, die sich in Bandbreite und Genauigkeit unterscheiden (Kap. 3.2.2). Der Speicherstrom i_{bat} stammt von im Rahmen des HiL-Tests simulierten Komponenten und wird als Datenstrom an den Zellemulator übertragen. Die Summe der beiden Ströme stellt die Eingangsgröße für das Kurzzeitmodell dar, das den breitbandigen Teil der komplexen Impedanz der emulierten Zelle beschreibt.

Die genannten Ströme werden durch einen Ladungszähler integriert. Dieser vergleicht zudem das Signal i_{nf} mit dem maximal zu erwartenden Offset des Messkanals und berücksichtigt entsprechend kleine Ströme nicht, um die Drift des Zählerstandes in Ruhepausen zu verhindern. Die Ladungsänderung ΔQ wird bei jeder Iteration des Simulationsmodells vom HPS gelesen, um den SoC der emulierten Zelle zu aktualisieren. Der Algorithmus im HPS bestimmt anhand der Änderung des Ladungszustandes den Zellstrom, der den linearen und den nicht-linearen Anteil des Langzeitmodells anregt. Durch diesen Mechanismus wird die hohe Abtastrate des Kurzzeitmodells flexibel auf jene des Langzeitmodells herabgesetzt.

In den beiden linearen Impedanzmodellen wird die Verlustleistung jeweils von Kurzzeit- und Langzeitmodell als $P_{v,\text{kzm}}$ und $P_{v,\text{lzm}}$ bestimmt. Das Temperaturmodell ermittelt daraus die Veränderung ΔT der Temperatur T_z der Zelle. Die Ausgabespannungen der Zellmodelle u_{kzm} und u_{lzm} werden nach jeder kompletten Iteration über die DAU-Schnittstelle an die Leistungsendstufe gesendet.

Sämtliche Strom- und Spannungskanäle der Messdatenerfassung werden im FPGA mit den aktuellen Kalibrationsdaten des Systems korrigiert. Die Messdaten werden in einen Ringpuffer geschrieben, wobei die Signale mit hoher Abtastrate zur Reduzierung der Datenmenge im HPS zuvor um den Faktor 50 dezimiert werden. Ist ein Datensatz vollständig, wird dies durch einen Interrupt signalisiert, so dass er von der Steuerung im HPS ausgelesen werden kann. Die Ablaufsteuerung nutzt

die Messdaten zur Überwachung des Zellemulators während des Betriebes, aber auch für die Durchführung der automatischen Kalibrierung.

Eine weitere Funktion, die eng mit der Echtzeitsimulation zusammenhängt, ist die Steuerung des Ausgabebereichs und die damit zusammenhängende Leistungsver-sorgung der Endstufe. Über die Spannung $U_{\text{ref,kzm}}$ kontrolliert der Simulator den Ausgabebereich des Kurzzeitmodells, um den Zellemulator für den gegenwärtig gewählten Zelltyp im aktuellen Arbeitspunkt zu optimieren. Auf Grundlage des maximal zu erwartenden Zellstroms ergibt sich ein maximaler Wertebereich für u_{kzm} , so dass gegebenenfalls ein kleinerer Ausgabebereich der Endstufe mit höherer Auflösung und Genauigkeit gewählt werden kann (siehe Kap. 5.3.1).

4.3.1 Modellkomplexität

Das Zellmodell des Simulators unterliegt zwei substanziellen Fehlereinflüssen. Zum einen ergibt sich ein Modellfehler aus den diskreten Stützstellen der Zustandsgrößen (SoH, SoC und T_z) des Kennfeldes für einen Zelltyp. Während die Speicherkapazität des Simulators keine praxisrelevanten Grenzen setzt, zwingt die nötige Messdauer an der realen Zelle zu Kompromissen bei der Dichte der Messpunkte. Zum anderen können Bandbreite und Anzahl der Frequenzpunkte für die Spektroskopiemessungen und die daraus resultierende Komplexität des linearen Impedanzmodells gewählt werden.

Im Rahmen dieser Arbeit wird die Ortskurve einer Zelle zur Modellierung mit dem in Kap. 2.4.1 beschriebenen Verfahren an 55 Frequenzpunkten aufgenommen. In der Literatur ist belegt, dass die Impedanz einer Li-Ionen-Zelle durch ein lineares elektrisches ESB angenähert werden kann. Dabei finden ESB mit unterschiedlichen Strukturen aus parallelen und seriellen Elementen Verwendung, wobei die Topologie des ESB die elektrochemischen Prozesse innerhalb der Zelle abbildet. Um eine Berechnung mit minimaler Latenz im Echtzeitsimulator zu ermöglichen, wird die komplexe Impedanz im verwendeten Modell durch eine Serienschaltung von RC-Parallel-Elementen beschrieben [10, 30, 59, 88, 103].

Jede gemessene Zeitkonstante kann theoretisch durch je eines der $N = 55$ RC-Elemente im linearen ESB modelliert werden (Abb. 4.3). In der Praxis ist es im

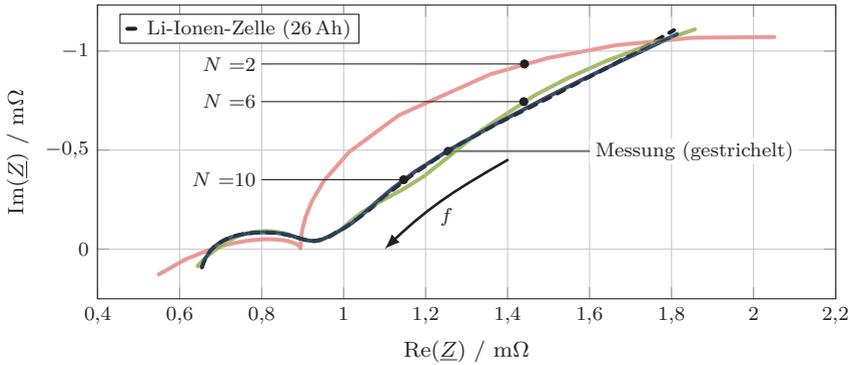


Abbildung 4.5: Einfluss der Modellkomplexität

Allgemein sinnvoll, die Anzahl der RC-Elemente zu reduzieren, da innerhalb der vermessenen Zelle weniger individuelle Prozesse mit verschiedenen Zeitkonstanten ablaufen. Daher wird die Komplexität des Modells so gewählt, dass die Abweichung zwischen gemessener und modellierter Ortskurve unterhalb der zu erwartenden Wiederholgenauigkeit der EIS-Messung liegt.

Um das ESB so zu parametrieren, dass es die Impedanz der zu emulierenden Zelle im betrachteten Arbeitspunkt beschreibt, wird ein Vektor aus festen, logarithmisch im Frequenzbereich verteilten Zeitkonstanten erzeugt. Jedes RC-Element sowie der Serienwiderstand R_0 und die Serieninduktivität L_0 des ESB bilden je einen Freiheitsgrad, um die gemessene Ortskurve anzunähern. Bei nur zwei Zeitkonstanten entstehen für die hier exemplarisch verwendete Li-Ionen-Zelle mit 26 Ah sehr große Abweichungen (rote Kurve in Abb. 4.5). Da jedes RC-Element des ESB genau einen Halbkreis der Ortskurve in der komplexen Ebene formt, ist eine genauere Annäherung nicht möglich.

Für wenige RC-Elemente kann die Annäherung durch eine variable Verteilung der Zeitkonstanten verbessert werden, die abhängig vom Verlauf der Zellimpedanz gewählt wird. Die hier geforderte Genauigkeit ist jedoch generell nur mit einer höheren Modellkomplexität realisierbar, bei der mit fest vorgegebenen Zeitkonstanten eine vergleichbar gute Annäherung an die gemessene Kurve möglich ist [20, 48, 50, 88].

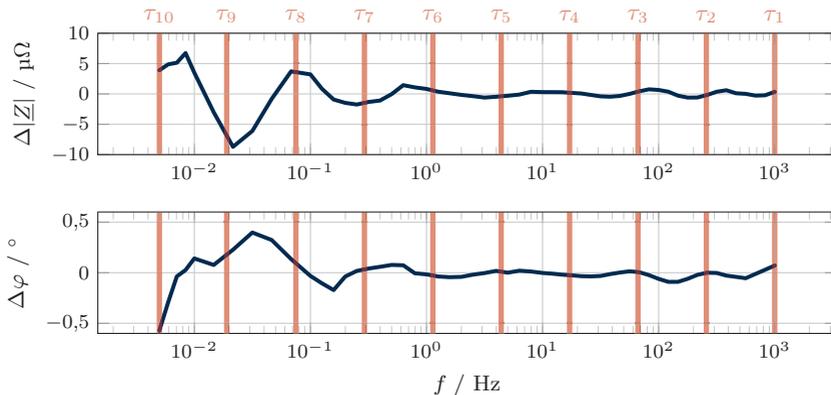


Abbildung 4.6: Abweichung zwischen Messung und Modell für N=10

Tabelle 4.1: Zeitkonstanten zur Annäherung der Zellortskurve für N=10

| | | | | | | |
|------------|---------------|---------|---------|----------|----------|------------|
| m | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
| Frequenz | f_m [Hz] | 1000 | 257,630 | 66,373 | 17,100 | 4,405 |
| Zeitkonst. | τ_m [ms] | 0,159 | 0,618 | 2,398 | 9,307 | 36,127 |
| m | | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
| Frequenz | f_m [Hz] | 1,135 | 0,292 | 0,075 | 0,019 | 0,005 |
| Zeitkonst. | τ_m [ms] | 140,229 | 544,302 | 2112,727 | 8200,622 | 31 830,989 |

Unter Verwendung von zehn RC-Elementen treten lediglich im niedrigen Frequenzbereich von einigen mHz, in dem Diffusionseffekte den dominanten Einfluss auf die Impedanz haben, erhöhte Abweichungen zur gemessenen Ortskurve auf (blaue Kurve in Abb. 4.5). Die maximale Abweichung beträgt weniger als $10 \mu\Omega$ über den gesamten untersuchten Frequenzbereich von 5 mHz bis 1 kHz (Abb. 4.6). Daher wird für das Modell der betrachteten realen Zelle ein ESB mit $N=10$ RC-Elementen verwendet, deren Zeitkonstanten logarithmisch verteilt sind (Tab. 4.1). Die Anzahl der benötigten RC-Elemente, die zum Erreichen eines vergleichbaren Fehlers benötigt werden, kann für Zellen eines anderen Typs mit abweichender Bauform und chemischer Zusammensetzung variieren. Es ist jedoch davon auszugehen, dass mit maximal $N=10$ RC-Elementen der überwiegende Teil der auf dem Markt verfügbaren Zelltypen und Technologien in einer für die Praxis hinreichenden Genauigkeit modelliert werden kann.

4.3.2 Kurzzeitmodell

Die Emulation einer Zellimpedanz erfordert eine in Betrag und Phase korrekte Antwort der Spannung u_z auf den anregenden Strom i_z . Die Totzeit des Zellemulators durch die kumulierten Latenzen von Strommessung, Zellsimulation und Ausgabe der Spannung führt jedoch zu einem Phasenfehler (Kap. 3.3.2). Der resultierende Fehler nimmt linear mit der betrachteten Frequenz zu, da die Periodendauer für höhere Frequenzen reziprok abnimmt und die Totzeit des Systems konstant ist.

Folglich haben Elemente des Zell-ESB, die bei hohen Frequenzen wirksam sind, einen höheren Einfluss auf den maximalen Phasenfehler des Zellemulators bei gleicher Totzeit des Systems. Die Latenz der Simulation des Serienwiderstandes R_0 und der Serieninduktivität L_0 trägt damit maximal zum Phasenfehler bei, während der Beitrag der RC-Elemente immer geringer wird, umso höher die Zeitkonstante ist. Aus diesem Grund wird der Spannungsverlauf über R_0 und L_0 sowie über die M RC-Elemente des ESB mit den kleinsten Zeitkonstanten in einem Kurzzeitmodell simuliert, das im FPGA des Echtzeitsimulators implementiert ist (Abb. 4.7). Die verbleibenden $(N - M)$ RC-Elemente mit großen Zeitkonstanten

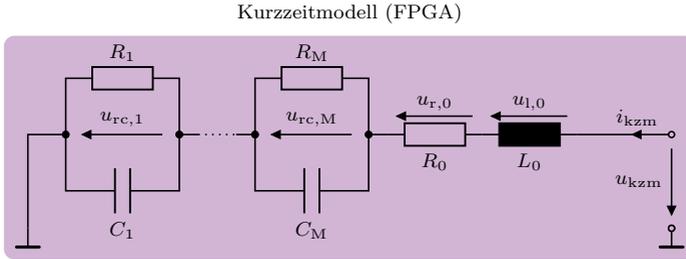


Abbildung 4.7: Kurzzeitmodell im FPGA des Zellsimulators

der insgesamt N RC-Elemente des Zellmodells sind dagegen im Langzeitmodell implementiert.

Alle genannten Elemente des Kurzzeit-ESB werden von dem gemeinsamen Strom i_{kzm} durchflossen. Als i_{kzm} wird im Folgenden die Eingangsgröße des Kurzzeitmodells bezeichnet, die eine zeitlich quantisierte und in der Bandbreite begrenzte Repräsentation des Zellstroms i_z ist. Dieser setzt sich aus der Messgröße i_{hf} des breitbandigen Strommesskanals und dem Speicherstrom i_{bat} zusammen. Die Signalverarbeitung des Kurzzeitmodells läuft synchron zum breitbandigen Strommesskanal i_{hf} mit $f_{s,kzm} = 5$ MHz Abtastrate. Das asynchrone Signal i_{bat} aus der Infrastruktur darf maximal dieselbe Abtastrate aufweisen. So ist eine breitbandige Anregung der emulierten Zelle auch durch simulierte Systemkomponenten innerhalb der HiL-Testumgebung möglich.

Die Ausgabegröße u_{kzm} wird in Abhängigkeit von der Eingabegröße i_{kzm} berechnet und setzt sich aus den Spannungsfällen über allen Elementen des Kurzzeit-ESB zusammen. Weil sich sämtliche Elemente des Kurzzeit-ESB in Serienschaltung befinden, sind die Spannungsfälle voneinander unabhängig und können parallel berechnet werden:

$$u_{kzm} = u_{l,0} + u_{r,0} + \sum_{m=1}^M u_{rc,m} \quad (4.1)$$

Der Wertebereich von u_{kzm} ist durch den maximal erlaubten Strom i_{kzm} und die maximale betragliche Zellimpedanz gegeben. Da diese Parameter zwischen Zellen

unterschiedlicher Größe stark variieren, ist ein Skalierungsfaktor K_{filt} zur Anpassung des Wertebereichs der Ausgabe implementiert. K_{filt} kann dynamisch anhand des aktuellen Zellmodells zwischen 0 und 1 bestimmt werden, so dass bei maximal erlaubtem Strom keine Übersteuerung der Spannungsantwort auftritt. Während das Minimum theoretisch für eine Zelle ohne jeden (Kurzzeit-)Innenwiderstand auftritt, steigt K_{filt} mit dem Betrag der Zellimpedanz. Bei $K_{\text{filt}} = 1$ wird der maximale durch die Konstruktion des Endstufenmoduls bedingte Ausgabebereich des Emulationssystems genutzt. Eine Emulation der Zelle ist bei $K_{\text{filt}} = 1$ weiterhin möglich, allerdings verringert sich der maximal erlaubte Eingangsstrom, für den die Spannungsantwort u_{kzm} ohne ein Übersteuern ausgegeben werden kann.

4.3.2.1 Laufzeitoptimierte digitale Filter

Das lineare ESB, welches das Kurzzeitverhalten der Zelle beschreibt, wird zur Simulation des Spannungsverlaufes als digitales Filter implementiert. Im Fokus steht eine minimale Latenz der Berechnung, da eine verzögerte Ausgabe zu einer Phasenverschiebung der berechneten Spannung gegenüber dem Eingangsstrom und damit zu einem Fehler führt. Eine Minimierung des Implementierungsaufwandes ist dem Ziel einer minimaler Latenz untergeordnet und wird daher nicht verfolgt.

Um ein digitales Filter mit einem dem Kurzzeit-ESB äquivalenten Verhalten zu entwerfen, wird jedes Element zunächst in eine lineare Differenzgleichung überführt. Das Kurzzeitmodell der Zelle kann so aus einer endlichen Anzahl von Differenzgleichungen erster Ordnung dargestellt werden. Für die Spannung am Serienwiderstand R_0 im Zeitbereich gilt:

$$u_{r,0}(t) = R_0 \cdot i_{\text{kzm}}(t) \tag{4.2}$$

Wie Gl. 4.2 verdeutlicht, kann der Widerstand R_0 auch als einfaches P-Glied verstanden und mit folgender trivialer Differenzgleichung ausgedrückt werden [99]:

$$u_{r,0}(k) = R_0 \cdot i_{kzm}(k) \quad (4.3)$$

Im Fall der Induktivität L_0 handelt es sich um ein D-Glied erster Ordnung [99]:

$$u_{l,0}(t) = L_0 \frac{di_{kzm}(t)}{dt} \quad (4.4)$$

Durch Ersetzen des Differentialquotienten di_{kzm}/dt mit dem Differenzenquotient $\Delta i_{kzm}/\Delta t$ lässt sich auch Gl. 4.4 als Differenzengleichung beschreiben:

$$u_{l,0}(k) = L_0 \frac{\Delta i_{kzm}}{\Delta t} = \frac{L_0}{\Delta t} [i_{kzm}(k) - i_{kzm}(k-1)] \quad (4.5)$$

Die RC-Elemente 1 bis M , welche die M kleinsten Zeitkonstanten τ_1 bis τ_M des Zellmodells abbilden, sind eine Zusammensetzung zweier Elementarsysteme. Die Kapazität C_m hat die Eigenschaft eines I-Gliedes [99]:

$$u_{rc,m}(t) = \frac{1}{C_m} \int i_{c,m}(t) dt + U_0 \quad (4.6)$$

Da ein von der Spannung $u_{rc,m}$ abhängiger Strom durch den Parallelwiderstand R_m fließt, ergibt sich folgende Gleichung in Abhängigkeit von i_{kzm} :

$$u_{rc,m}(t) = \frac{1}{C_m} \int \left(i_{kzm}(t) - \frac{u_{rc,m}(t)}{R_m} \right) dt = \frac{1}{C_m} \int i_{kzm}(t) dt - \frac{1}{\tau_m} \int u_{rc,m}(t) dt \quad (4.7)$$

Die Differentialgleichung erster Ordnung in Normalform von 4.7 ist:

$$\frac{du_{rc,m}(t)}{dt} + \frac{1}{\tau_m} u_{rc,m}(t) = \frac{1}{C_m} i_{kzm}(t) \quad (4.8)$$

Ersetzt man den Differentialquotienten durch den Differenzenquotient, ergibt sich die zugehörige Differenzengleichung. Da $\tau_m \gg \Delta t$, kann zur Vereinfachung $\frac{1}{\tau_m} u_{rc,m}(k) \approx \frac{1}{\tau_m} u_{rc,m}(k-1)$ angenommen werden:

$$\begin{aligned} \frac{u_{rc,m}(k) - u_{rc,m}(k-1)}{\Delta t} + \frac{1}{\tau_m} u_{rc,m}(k-1) &= \frac{1}{C_m} i_{kzm}(k) \\ \Rightarrow u_{rc,m}(k) &= \frac{\Delta t}{C_m} i_{kzm}(k) + \left(1 - \frac{\Delta t}{\tau_m}\right) u_{rc,m}(k-1) \end{aligned} \quad (4.9)$$

Abbildung 4.8 zeigt die Blockstruktur des digitalen Filters. Die Addition des Stroms des gesamten Energiespeichers i_{bat} und des Stroms i_{term} durch die Zellpole ergibt den effektiven Zellstrom i_{kzm} . Dieser ist die Eingangsgröße für den Widerstand R_0 , die Induktivität L_0 und alle RC-Elemente RC_1 bis RC_M . Entsprechend Gl. 4.1 werden die Spannungsfälle über alle Elemente addiert, um die Ausgangsspannung des Kurzzeitmodells u_{kzm} zu erhalten.

Das Filter zur Realisierung des Serienwiderstandes R_0 besteht lediglich aus der Multiplikation mit dem Koeffizienten $c_{r,0}$. Die Darstellung der Differenzgleichung der Induktivität L_0 als Blockstruktur ergibt ein digitales Filter erster Ordnung, das als Finite Impulse Response (FIR) Filter in der Direktform 1 beschrieben werden kann. Es setzt sich zusammen aus zwei Multiplikationen, einer Addition und einem Verzögerungsglied. Da die beiden Multiplikationen denselben Koeffizienten mit unterschiedlichem Vorzeichen verwenden, können sie bei der Implementierung in ein digitales System durch einen Multiplikator und einen Vorzeichenwechsel realisiert werden. Die Implementierung der RC-Elemente bildet zusätzlich auch Linearkombinationen vergangener Eingangswerte und ist daher ein Infinite Impulse Response (IIR) Filter in der Direktform 2. Bei der Implementierung werden zwei unabhängige Multiplikationen mit den Koeffizienten $a_{rc,m}$ und $b_{rc,m}$ benötigt [76].

Für die Latenz des Systems ist entscheidend, wie viele Rechenoperationen im längsten Pfad von Eingangs- zu Ausgangsgröße ausgeführt werden müssen. Unter der Annahme, dass alle Additionen im Ausgangspfad parallel ausgeführt werden können, ist der Pfad für alle Elemente außer R_0 gleich lang. Es müssen jeweils eine Multiplikation und zwei Additionen durchgeführt werden, um einen kompletten Iterationsschritt des Filters durchzuführen. Es gilt die Bedingung, dass die Periodendauer Δt der Abtastfrequenz des digitalen Signals i_{kzm} sehr viel länger als die Laufzeit durch das gesamte Filter ist. Aus diesem Grund können alle Pfade

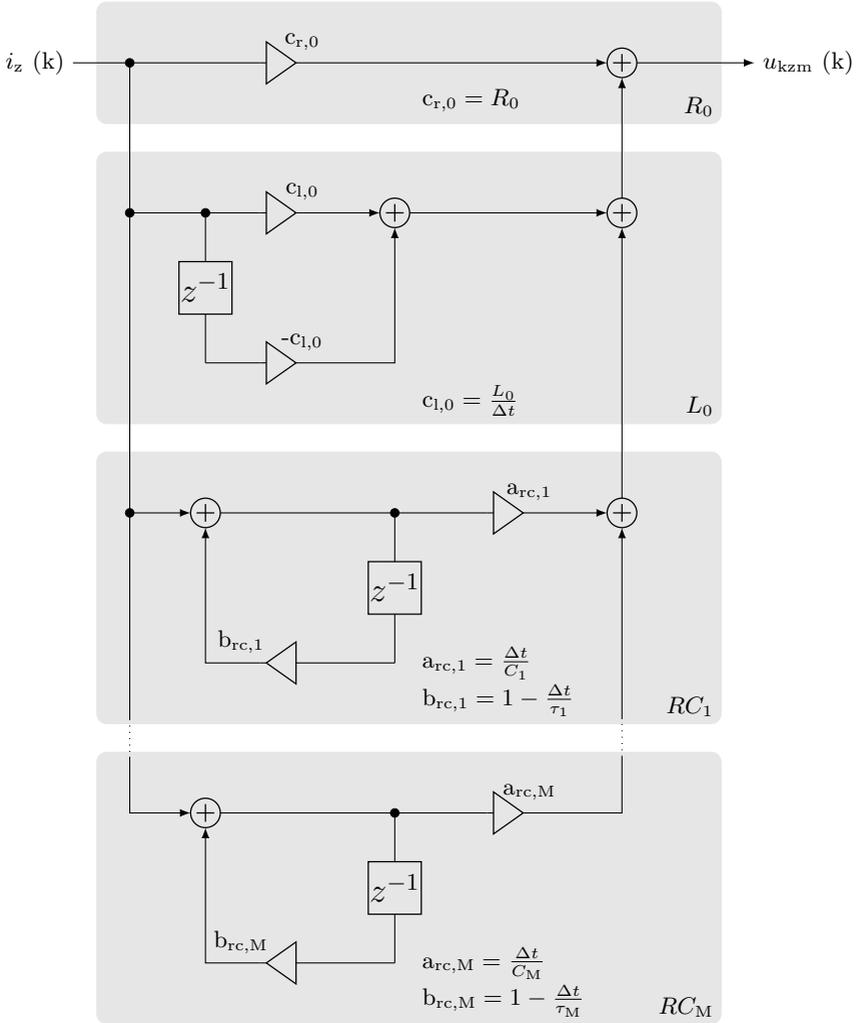


Abbildung 4.8: Blockstruktur des digitalen Filters

vernachlässigt werden, die ein Verzögerungsglied enthalten. Alle arithmetischen Operationen in den verzögerten Pfaden können in der Wartezeit zwischen zwei Iterationen ausgeführt werden, so dass ihr Ergebnis bereits zu Beginn einer neuen Iteration unmittelbar zur Verfügung steht.

4.3.2.2 Realisierung des Filters

Im Folgenden wird die Implementierung der Filterstruktur aus Abbildung 4.8 im FPGA des Simulators beschrieben. Der verwendete FPGA verfügt sowohl über universelle Logikzellen als auch über spezialisierte DSP-Blöcke. Die universellen Logikzellen erlauben die Durchführung von jeder erdenklichen arithmetischen Operation mithilfe von beliebigen Zahlenformaten. Lediglich ihre verfügbare Anzahl schränkt die Möglichkeiten in einer Anwendung ein. Jedoch führt eine größere Menge von hintereinander geschalteten Zellen zu entsprechend längerer Laufzeit der Signale. Diese muss entweder durch eine Verringerung des Arbeitstaktes oder durch eine Zerlegung der Logik in mehrere Teilaufgaben (englisch Pipelining) berücksichtigt werden, so dass mehrere Takte beim Durchlaufen der Logik vergehen dürfen. Die DSP-Blöcke enthalten dagegen spezialisierte Funktionen, die deutlich effizienter und schneller sind als eine vergleichbare durch universelle Logikzellen geformte Funktionalität. Im Besonderen enthalten sie dedizierte Multiplizierer, da diese in fast allen Applikationen der digitalen Signalverarbeitung benötigt werden.

Die Zellen des FPGA verarbeiten binäre Vektoren einstellbarer Länge, die ohne zusätzliche Informationen nur als natürliche Ganzzahlen interpretiert werden können. Durch die Festlegung eines Dezimalpunktes ist auch die Darstellung einer Dezimalzahl möglich. Bei Festkommazahlen ist die Position des Dezimalpunktes statisch und die Arithmetik entspricht weitestgehend jener von Ganzzahlen. Mit zusätzlicher digitaler Logik ist es zudem möglich, Fließkommazahlen zu nutzen. Diese vermeiden arithmetische Überläufe und können bei gleicher Bitbreite die Präzision erhöhen [24].

Das digitale Filter, das die Differenzgleichungen des Kurzzeitmodells implementiert, basiert auf Festkommaarithmetik. Dies hat den Vorteil, dass eine minimale

Latenz der Berechnung sichergestellt ist. Die Implementation von Fließkommaoperationen in FPGA bedeutet grundsätzlich zusätzliche Logik, die das Signal durchlaufen muss. Daher kann sie niemals eine kürzere Latenz als die Festkommaarithmetik erzielen. Für das verwendete FPGA-Modell erhöht sich die Berechnungszeit einer Multiplikation beispielsweise um mehr als 50 % [46].

Der Nachteil der Festkommaarithmetik ist, dass mögliche arithmetische Überläufe und mangelnde Auflösung bei der Implementierung des Filters ausgeschlossen werden müssen. Für das Kurzzeitmodell wird daher ein hybrider Ansatz gewählt, der die Position des Dezimalpunktes immer dann einmal skaliert, wenn neue Filterkoeffizienten geladen werden. So wird der Dynamikumfang der weiterhin mit geringer Latenz arbeitende Festkommaarithmetik deutlich erhöht. Dies verleiht den Filterstufen die Fähigkeit, RC-Glieder mit Zeitkonstanten über einen weiten Bereich zu simulieren, ohne dass für die Zellemulation signifikante arithmetische Artefakte auftreten.

Die FPGA-Implementierung des Filters für das Kurzzeitmodell ist in Abbildung 4.9 dargestellt. Die Eingangsgrößen sind der Strom durch den Energiespeicher i_{bat} und der gemessene Strom i_{hf} durch die Leistungsstufe, deren Summe den effektiven Zellstrom i_{kzm} ergeben. Die Ströme liegen im unveränderten Rohdatenformat¹⁶ des ADU in der Messdatenerfassung vor. Das Ausgabesignal u_{kzm} ist direkt im Datenformat des DAU auf der Leistungsstufe dargestellt. Folglich findet keine weitere digitale Signalverarbeitung außerhalb des gezeigten Filters statt, welche zusätzliche Latenzzeit hinzufügen könnte.

Die nötige Umformung der Daten und die Anwendung der aktuellen Kalibrierung des Systems werden durch die Parameter γ_o und γ_s realisiert. Offsetfehler der Strommessung werden durch Addition von γ_o kompensiert. Der Konversionsfaktor γ_s setzt zudem das Datenformat des ADU auf das des DAU um. Er enthält die in den Kalibrierdaten gespeicherten Steigungen der Umsetzer und korrigiert somit zugleich den Steigungsfehler der Strommessung und der Spannungsausgabe der Leistungsstufe. Zusätzlich skaliert er mit K_{fit} und passt das Filter an den aktuell eingestellten Ausgabebereich der Endstufe an. Während für γ_o ein dediziertes Register im FPGA existiert, das von der Ablaufsteuerung auf dem

¹⁶Binärzahl [K.L] mit $K \hat{=}$ Gesamtanzahl Stellen und $L \hat{=}$ Anzahl Nachkommastellen

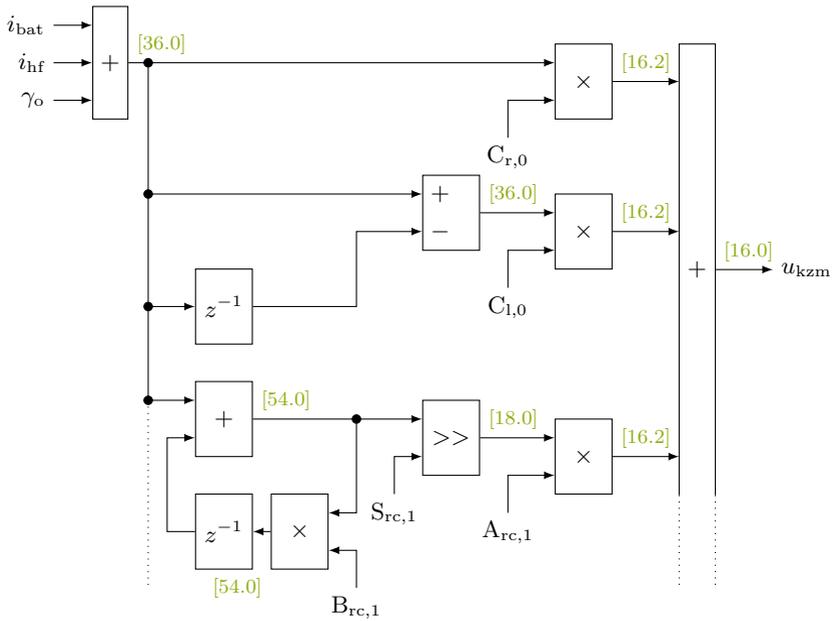


Abbildung 4.9: Implementation des digitalen Filters im FPGA

Tabelle 4.2: Signale des digitalen Filters im FPGA

| Signalart | Symbol | Beschreibung | Zahlenformat |
|--------------------------|------------------|--|--------------|
| Eingangssignal | i_{bat} | Virtuelle Daten | 36.0 |
| | i_{hf} | ADU Daten | 18.0 |
| Koeffizient | $C_{r,0}$ | $= R_0 \cdot \gamma_s$ | 36.19 |
| | $C_{l,0}$ | $= \frac{L_0}{\Delta t} \cdot \gamma_s$ | 36.19 |
| | $A_{rc,1}$ | $= \frac{\Delta t}{C_1} \cdot \gamma_s \cdot 2^{S_{rc,1}}$ | 18.19 |
| | $B_{rc,1}$ | $= 1 - \frac{\Delta t}{\tau_1}$ | 54.53 |
| Dezimalpunktverschiebung | $S_{rc,1}$ | Anzahl Verschiebungen | 6.0 |
| Kalibrierung | γ_o | Offsetkorrektur | 18.0 |
| | γ_s | Kalibrierte Steigung | - |
| Ausgangssignal | u_{kzm} | DAU Daten | 16.0 |

HPS beschrieben wird, fließt γ_s in die Filterkoeffizienten ein. Diese Form der Berechnung vermeidet unnötige zusätzliche Latenz durch eine ansonsten notwendige weitere Multiplikatorstufe.

Tabelle 4.2 ist zu entnehmen, dass die Realisierung des Serienwiderstandes R_0 und der Serieninduktivität L_0 bis auf den Faktor γ_s der Blockstruktur aus Abbildung 4.8 entspricht. Das verwendete FPGA-Modell besitzt DSP-Blöcke mit jeweils vier dedizierten 18×18 -Multiplikatoren. Die Elemente R_0 und L_0 verwenden je zwei zusammengeschaltete Multiplikatoreinheiten, um Signale mit einer Länge von 36 Bit zu verarbeiten. Die Bitlänge wird hier verdoppelt, da eine Verarbeitung der Summe aus i_{term} und i_{bat} sonst nicht ohne Verzicht auf Präzision möglich wäre.

Ein RC-Element, wie das exemplarisch gezeigte RC_1 , benötigt einen kompletten DSP-Block. Folglich skaliert die mögliche Modellkomplexität mit der Anzahl der verfügbaren Blöcke auf dem verwendeten FPGA. Um ausreichend hohe Zeitkonstanten abbilden zu können, werden für die Multiplikation im Rückkoppelpfad drei 18×18 -Multiplikatoren verschaltet. Das akkumulierte Datenwort im Rückkoppelpfad kann physikalisch als die im Kondensator C_1 gespeicherte Energie interpretiert werden. Der maximale Betrag dieses Datenwortes steigt mit dem Koeffizienten $B_{\text{rc},1}$, der für beliebig große Zeitkonstanten asymptotisch gegen 1 läuft.

Da die Ausgangsgröße u_{kzm} jedoch nur eine Länge von 16 Bit aufweist, wäre es ineffizient, für den Koeffizienten $A_{\text{rc},1}$ einen Multiplizierer mit der vollen Bitlänge des Rückkoppelpfades einzusetzen. Stattdessen wird mithilfe eines Barrel-Shifters der Wertebereich auf Kosten der Präzision vergrößert. Die Verschiebedistanz $S_{\text{rc},1}$ wird bei jeder Iteration des Zellmodells in Abhängigkeit von C_1 im HPS berechnet. Der dafür zuständige Algorithmus erhöht so lange $S_{\text{rc},1}$, wie $A_{\text{rc},1}$ gerade noch unterhalb von 0,25 liegt. Damit ist die bestmögliche Präzision unter Ausnutzung des maximal möglichen Wertebereichs von i_{kzm} angenähert. Würde i_{kzm} und damit das Datenwort im Rückkoppelpfad noch höhere Werte annehmen, könnten diese ohnehin nicht mehr mit dem eingestellten Ausgabebereich der Leistungsendstufe dargestellt werden.

Der für die Latenz kritische Pfad mit den meisten arithmetischen Operationen

führt daher durch die RC-Elemente. Die Durchlaufzeit von Eingang zu Ausgang des Filters beträgt für den verwendeten FPGA 80 ns.

Stabilität Das elektrische ESB des Kurzzeitmodells der Zelle besteht aus rein passiven Komponenten und besitzt daher inhärent für beschränkte Eingangssignale immer auch beschränkte Ausgangssignale (Bounded input, bounded output, BIBO). Die beiden Teile des Filters in Abbildung 4.9, die das Verhalten von R_0 und L_0 nachbilden, sind als FIR-Filter realisiert. Für endliche Filterkoeffizienten sind FIR-Filter grundsätzlich stabil, da keine Rückkopplung vergangener Eingangswerte existiert. Die RC-Elemente des Kurzzeitmodells werden durch IIR-Filter realisiert, die je nach Wahl der Filterkoeffizienten allgemein eine unendliche lange Impulsantwort aufweisen können. Da das IIR-Filter so parametrisiert wird, dass es das Verhalten des zugrundeliegenden analogen ESB nachbildet, ist jedoch auch dieses theoretisch BIBO-stabil. Durch die praktische Realisierung in digitaler Hardware ist jedoch ein instabiles Verhalten aufgrund von Quantisierungsfehlern der Filterkoeffizienten durchaus möglich [76].

Um das integrierende Verhalten der RC-Elemente abzubilden, ist der Rückkopplungsweig mit den Filterkoeffizienten $B_{rc,m}$ notwendig. Damit entspricht ihre Struktur einem IIR-Filter in der Direktform 2. Die Filterkoeffizienten $B_{rc,m}$ hängen von der Abtastrate des Systems und der Zeitkonstante τ_m des jeweiligen RC-Elements ab. Sie laufen mit steigender Zeitkonstante asymptotisch gegen den Grenzwert 1.

Da eine Mitkopplung mit dieser Verstärkung zu grenzstabilem Verhalten führt, muss auch für die höchste Zeitkonstante des Kurzzeitmodells der Filterkoeffizient kleiner 1 sein. Dies wird durch eine Beschränkung des Maximalwertes der Festkommadarstellung von τ_m sichergestellt. Wie Tabelle 4.2 zu entnehmen ist, werden die Koeffizienten $B_{rc,m}$ durch je eine vorzeichenbehaftete Festkommazahl der Größe 54.53 dargestellt. Diese kann aufgrund des Wertebereichs ihrer binären Zahlendarstellung keine Werte ≥ 1 annehmen. Folglich kann eine beliebig hohe Zeitkonstante eines RC-Gliedes zu arithmetischen Fehlern, aber nicht zu einer Instabilität des Filters führen.

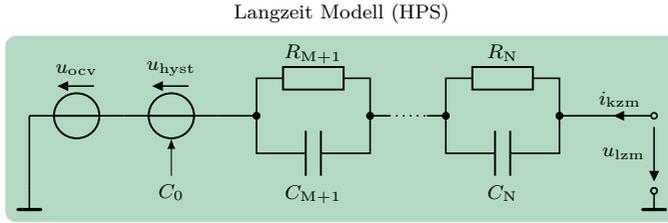


Abbildung 4.10: Langzeitmodell des Zellsimulators

4.3.3 Langzeitmodell

Das quasistatische Zellverhalten, wie Leerlaufkennlinie und Hystereseeffekte einer elektrochemischen Zelle, werden im Langzeitmodell innerhalb des HPS simuliert. Analog zum Kurzzeitmodell wird das reale Zellverhalten durch ein elektrisches ESB angenähert (Abb. 4.10). Alle Komponenten des Langzeit-ESB werden in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt der emulierten Zelle parametrisiert und zur Laufzeit der Simulation nachgeführt. Elektrochemische Prozesse mit großen Zeitkonstanten in der Größenordnung von Sekunden werden durch $(N - M)$ zusätzliche RC-Elemente modelliert.

$$u_{lzm} = \sum_{n=M+1}^N u_{rc,n} + u_{hyst} + u_{ocv} \quad (4.10)$$

Die Summe der Spannungsfälle über den einzelnen Komponenten des ESB ergibt die Ausgangsspannung des Langzeitmodells u_{lzm} (Gl. 4.10). Alle Komponenten können unabhängig voneinander parallel auf den zwei Prozessoren bzw. den zugehörigen Vektoreinheiten berechnet werden. Der Programmcode des Langzeitmodells ist durch Verteilung auf mehrere Threads für eine nebenläufige Ausführung optimiert. Das Auslagern von aufwendigen arithmetischen Operationen auf die Vektoreinheiten ist dabei nicht fest im Programmcode vorgeschrieben, sondern wird von den Optimierungsalgorithmen des hier verwendeten Compilers¹⁷ vorgenommen. Insbesondere bei Modellen mit einer hohen Anzahl an RC-Elementen

¹⁷Linaro GCC 4.9.4

fallen viele zeitgleiche Multiplikationen an, die durch Ausführung auf einer Vektoreinheit um ein Vielfaches beschleunigt werden können.

Da jeder Iterationsschritt der Simulation auf dem HPS durch einen neuen Datenwert des niederfrequenten Messdatenkanals i_{nf} angestoßen wird, beträgt die Abtastrate des Langzeitmodells $f_{\text{s,lzm}} = 60$ Hz. Da die Ausgabe von u_{lzm} mit diesem Takt synchronisiert ist, beträgt die maximal mögliche Totzeit des Langzeitmodells $\tau_{\text{lzm}} = 16,7$ ms. Der Eingangsstrom i_{lzm} des Langzeit-ESB setzt sich aus dem gemessenen Endstufenstrom i_{nf} und dem Speicherstrom i_{bat} zusammen. Da der Speicherstrom i_{bat} mit einer Abtastrate von bis zu 5 MHz auf dem FPGA verarbeitet wird, muss er für die Übertragung in das HPS dezimiert werden. Der Eingangsstrom i_{lzm} kann mit jeder gewünschten Abtastrate durch Differenzieren des Ladungszählers Q_z innerhalb des FPGA generiert werden:

$$Q_z(k) = Q_z(0) + \sum_{m=0}^k i_{\text{nf}}(m) \cdot \frac{1}{f_{\text{s,nf}}} + \sum_{n=0}^{k \cdot A_s} i_{\text{bat}}(n) \cdot \frac{1}{f_{\text{s,bat}}}, \quad \text{mit } A_s = \frac{f_{\text{s,bat}}}{f_{\text{s,nf}}} \quad (4.11)$$

Die gesamte in der Zelle vorhandene Ladung Q_z ergibt sich durch die zeitdiskrete Integration beider Ströme (Gl. 4.11). Da die Abtastraten von Langzeitmodell und i_{nf} identisch sind, laufen die Indizes k und m synchron. Der Index n muss bis $k \cdot A_s$ laufen, da die Abtastrate von i_{bat} um diesen Faktor verschieden ist.

Der Zellstrom i_{lzm} kann durch die Ladungsänderung ΔQ_z bezogen auf die Integrationszeit bestimmt werden (Gl. 4.12). Diese arithmetische Operationen realisieren für den Strom i_{bat} einem gleitenden Mittelwert durch ein FIR-Tiefpassfilter der Ordnung A_s .

$$i_{\text{lzm}}(k) = \Delta Q_z(k) \cdot f_{\text{s,lzm}} = [Q_z(k) - Q_z(k-1)] \cdot f_{\text{s,lzm}} \quad (4.12)$$

Der aktuelle SoC der emulierten Zelle wird durch das Langzeitmodell mithilfe der Zellkapazität C_z aus der Ladungsänderung ΔQ_z berechnet (Gl. 4.13).

$$\text{SoC}(k) = \text{SoC}(k-1) + \Delta \text{SoC} = \text{SoC}(k-1) + \frac{\Delta Q_z(k)}{C_z} \quad (4.13)$$

Zu beachten ist, das C_z von der Temperatur T_z abhängt und somit auch durch das Langzeitmodell bei jeder Iteration anhand des Kennfeldes der Zelle neu interpoliert wird.

4.3.3.1 Lineare Effekte

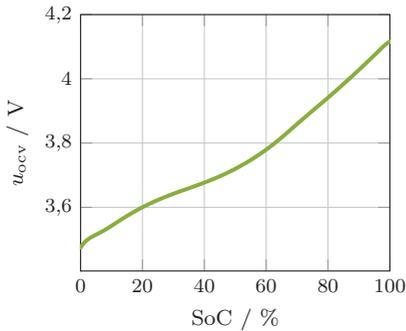
Elektrochemische Prozesse mit langen Zeitkonstanten werden im Langzeitmodell aus $(N - M)$ RC-Elementen modelliert (Abb. 4.10). Diese können zur Implementierung in den Programmcode des HPS mit den gleichen Differenzgleichungen beschrieben werden, wie sie aus der Herleitung der Rechenvorschriften für das Kurzzeitmodell bekannt sind (Gl. 4.9). Im Gegensatz zu den latenzoptimierten Filtern können bei der Ausführung von Algorithmen zur Zellemulatation im HPS Fließkommazahlen mit doppelter Präzision¹⁸ eingesetzt werden. Damit ist die Genauigkeit der Berechnung um Größenordnungen höher als im FPGA und eine mögliche Instabilität durch arithmetische Fehler praktisch ausgeschlossen.

Die maximal mögliche Anzahl der zur Modellierung einsetzbaren RC-Elemente wird nur durch Rechenleistung und Speicherkapazität des HPS begrenzt. Diese Begrenzung spielt für die hier beschriebene Zellemulatation praktisch keine Rolle, da die benötigte Rechenzeit pro Element in Relation zum Intervall zwischen zwei Iterationen des Langzeitmodells verschwindend gering ist.

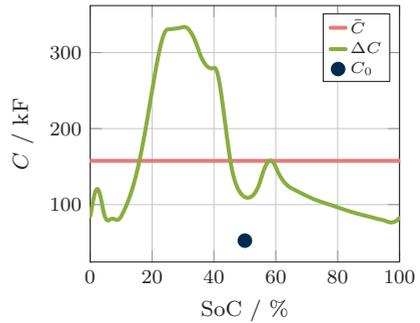
4.3.3.2 Leerlaufspannungskennlinie und Hysterese

Das Verhalten der Leerlaufspannung (OCV) ist im Kennfeld der zu emulierenden Zelle hinterlegt. Durch lineare Interpolation zwischen den zwei nächstgelegenen Stützstellen des Kennfeldes bei der aktuellen Zelltemperatur T_z wird vom Simulator eine Leerlaufkennlinie erzeugt, die nur noch vom SoC der Zelle abhängig ist (Abb. 4.11a). Durch lineare Interpolation kann die Spannungsquelle u_{ocv} des Langzeit-ESBs (Abb. 4.10) die zum Zellzustand passende Leerlaufspannung ausgeben.

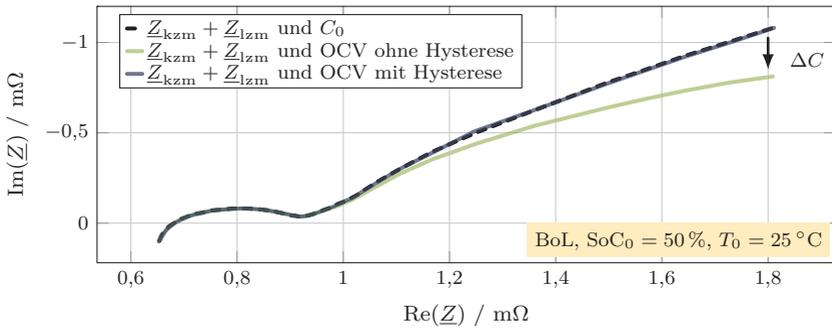
¹⁸IEEE 754 double (64Bit)



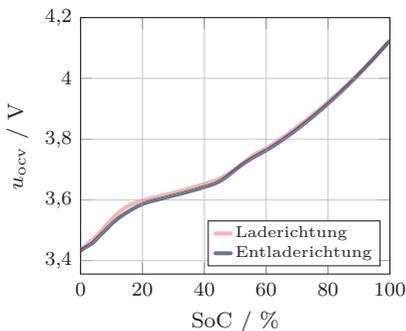
(a) Leerlaufkennlinie



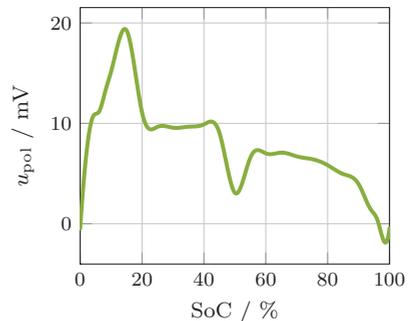
(b) Differentielle Kapazität



(c) Impedanz



(d) Hysterese



(e) Polarisation

Abbildung 4.11: Leerlaufkennlinie und Hysterese (BoL, 25 °C)

Um die exemplarisch abgebildete Leerlaufkennlinie von 0 bis 100 % SoC zu durchlaufen, muss die zugehörige ladungsbezogene Zellkapazität von $C_z = 29,45 \text{ As}$ aufgeladen werden. Mit dem gesamten Spannungshub der Leerlaufkennlinie ergibt sich daraus eine mittlere Kapazität $\bar{C} = 157,59 \text{ kF}$ (Abb. 4.11b).

Da die Leerlaufkennlinie jedoch keine konstante Steigung aufweist, ist jedem Punkt der Kurve eine lokale *differentielle Kapazität* C_{diff} zugeordnet. Im linearen Impedanzmodell der Zelle wird die lokale Kapazität der Zelle im Arbeitspunkt der EIS dagegen mit dem Parameter C_0 beschrieben. Der aus der Messung im Zeitbereich ermittelte Parameter C_{diff} und der aus einer spektralen Messung stammende Parameter C_0 sind jedoch im Allgemeinen verschieden. Für 50 % SoC beträgt $C_{\text{diff}} = 109,93 \text{ kF}$, während $C_0 = 52,57 \text{ kF}$ nur etwa halb so groß ist. Dies ist dadurch zu erklären, dass C_0 durch Kleinsignalanregung der Zelle um einen Arbeitspunkt bestimmt wird, während C_{diff} ein Großsignalparameter ist (siehe Kap. 2.4.2). Wird nun das lineare Impedanzmodell des Simulators ohne Berücksichtigung dieser Beobachtung zusammen mit der nichtlinearen Leerlaufkennlinie simuliert, ist die ausgegebene Impedanz des Zellemulators signifikant verschieden von der wahren Kleinsignalimpedanz (Abb. 4.11c). Der niederfrequente Teil der Ortskurve, in dem Diffusionseffekte den dominanten Einfluss auf die Impedanz haben, verschiebt sich in Richtung eines kleineren Imaginärteils. Ein Gerät zur Impedanzmessung würde also bei einer mit Kleinsignalen durchgeführten EIS-Messung am Zellemulator eine andere komplexe Impedanz ermitteln als an einer realen Zelle.

Bei der vorangestellten Betrachtung wurde jedoch vernachlässigt, dass der Leerlaufkennlinie eine Hysterese überlagert ist (Abb. 4.11d). Die Höhe der Polarisationsspannung u_{pol} ist dabei vom SoC der Zelle abhängig (Abb. 4.11e). Bei der Messung der Leerlaufkennlinie durch Lade- und Entladevorgänge bewegt sich die Zellspannung auf der Hysteresekurve, während Kleinsignale bei einer Impedanzmessung größtenteils nicht die Höhe der Polarisationsspannung erreichen. Daher bewegen sich Großsignale überwiegend außerhalb und Kleinsignale im wesentlichen innerhalb der Hysteresekurve. Für Kleinsignale dominiert daher die Kleinsignalkapazität C_0 , während bei Überschreiten der Kurve der Großsignalparameter C_{diff} wirksam wird:

$$C_{\text{hyst}}(\text{SoC}) = \frac{C_0(\text{SoC}) \cdot C_{\text{diff}}(\text{SoC})}{C_0(\text{SoC}) - C_{\text{diff}}(\text{SoC})} \quad (4.14)$$

Da die Spannungsquellen u_{ocv} und u_{hyst} in Serie geschaltet sind, muss die Serienschaltung aus C_{diff} und C_{hyst} die Kleinsignalkapazität C_0 ergeben (Gl. 4.14).

$$u_{\text{hyst}}(k) = \begin{cases} |u_{\text{pol}}(\text{SoC})| & u_{\text{hyst}}(k-1) \geq |u_{\text{pol}}(\text{SoC})| \\ u_{\text{hyst}}(k-1) + C_{\text{hyst}}(\text{SoC}) \cdot i_{\text{izm}}(k) & \text{sonst} \\ -|u_{\text{pol}}(\text{SoC})| & u_{\text{hyst}}(k-1) \leq -|u_{\text{pol}}(\text{SoC})| \end{cases} \quad (4.15)$$

Wird die Hysterese durchfahren, verändert C_{hyst} die lokale differentielle Kapazität (Gl. 4.15). Außerhalb der Hysterese bestimmt hingegen nur C_{diff} die Steigung der nichtlinearen Ausgabespannung.

Durch die beschriebene Modellierung entspricht die vom Zellemlator ausgegebene Impedanz für Kleinsignale der ursprünglich in diesem Arbeitspunkt gemessenen (Abb. 4.11c). Die verwendete Modellierung ist eine Annäherung an das wahre Zellverhalten. Zwischen den Datensätzen der Zeitbereichsmessung und Impedanzmessungen existiert ein Übergangsbereich, über den aus keiner der Messungen ausreichende Informationen vorliegen. Das beschriebene Modell bildet das Zellverhalten bei einem Übergang zwischen nichtlinearem und linearem Modell zwar qualitativ richtig ab, weist dabei jedoch eine im Rahmen dieser Arbeit nicht genau quantifizierte Abweichung von der realen Zelle auf.

Ein Beispiel ist das grundlegende Verhalten der gemessenen Zellimpedanz, wenn die Amplitude der Anregung über die in der Literatur oft genannte Grenze eines Kleinsignals von etwa 10 mV hinausgeht. Der Diffusionsast der Ortskurve verschiebt sich hierdurch in Richtung der differentiellen Kapazität C_{diff} im Arbeitspunkt der Messung [33, 56].

$$u_{\text{hyst}}(k) \Big|_{u_{\text{ocv}}=\text{const.}} = u_{\text{hyst}}(k-1) + C_0(\text{SoC}) \cdot i_{\text{izm}}(k) \quad (4.16)$$

Falls ausschließlich eine Emulation der linearen komplexen Impedanz gewünscht ist, kann das nichtlineare Modell im Simulator komplett deaktiviert werden. Die Quelle u_{ocv} wird dadurch inaktiv, während die Quelle u_{hyst} ausschließlich den Spannungsfall über der Kleinsignalkapazität C_0 ausgibt (Gl. 4.16).

4.3.4 Thermisches Modell

Sämtliche Parameter des beschriebenen Kurz- und Langzeitmodells sind unter anderem abhängig von der Temperatur T_z der Zelle. Diese Zustandsgröße der Zelle muss vor dem Beginn der Emulation mit einem Startwert initialisiert werden. Zur Laufzeit der Emulation kann sich die in der Zelle gespeicherte Wärmeenergie durch Austausch mit der simulierten Umgebung der Zelle oder durch Eigenerwärmung der Zelle unter Last verändern. Damit stellt der Temperatureinfluss den zweiten nichtlinearen Anteil des Zellmodells neben der Leerlaufkennlinie dar.

4.3.4.1 Berechnung der Verlustleistung

Die Eigenerwärmung der Zelle wird durch die elektrische Verlustleistung P_v verursacht. Diese ist der Anteil der aufgenommenen oder abgegebenen Leistung P_z , der nicht reversibel zur Konversion zwischen elektrischer und chemischer Energie genutzt werden kann.

$$P_v = P_z - P_{aela} = [u_z - (u_{ocv} + u_{hyst})] \cdot i_{izm} \quad (4.17)$$

Das Zellmodell betrachtet die Wirkleistung der Zellimpedanz als Verlustleistung, während die von der Quelle u_{ocv} umgesetzte Leistung P_{aela} die in der Zelle gespeicherte Energie verändert. Die gesamte im Impedanzmodell umgesetzte Leistung kann mit den bekannten Spannungen und Strömen berechnet werden (Gl. 4.17). Es ist jedoch der im HPS implementierten Arithmetik nicht möglich, bei arbiträren Eingangssignalen die Gesamtleistung in Wirk- und Blindleistung aufzuteilen.

$$P_v = \frac{u_{r,0}^2}{R_0} + \sum_{m=1}^M \frac{u_{rc,m}^2}{R_m} + \sum_{n=M+1}^N \frac{u_{rc,n}^2}{R_n} \quad (4.18)$$

Stattdessen müssen die Spannungsfälle über allen reellen Widerstände im ESB des Impedanzmodells (siehe Abb. 4.3) einzeln ausgewertet werden, um die Verlustleistung P_v bestimmen zu können (Gl. 4.18). Dieses Vorgehen führt im Falle des Kurzzeitmodells im FPGA zu erheblichem Hardwareaufwand, da die Abstraten aller zu erfassenden Spannungen auf die des Langzeitmodells im HPS dezimiert werden müssen. Eine Abtastung mit der vollen Bandbreite des Kurzzeitmodells ist jedoch notwendig, um die Eigenerwärmung der Zelle auch für schnelle Wechselsignale korrekt abbilden zu können. Dabei ist zu beachten, dass vor der zur Dezimation erforderlichen Tiefpassfilterung zusätzlich das Betragsquadrat jeder Spannung gebildet werden muss, um die resultierende Wirkleistung des Kurzzeitmodells im HPS rekonstruieren zu können.

4.3.4.2 Modellstruktur

Im Rahmen der Arbeit wird ein thermisches Modell eingesetzt, das eine Zelle in einer Klimakammer mit starker Umwälzung der umgebenden Luft beschreibt [39]. Dieses Modell entspricht dem Versuchsaufbau der realen Zellen, mit dem die im Rahmen dieser Arbeit zur Demonstration gezeigten Kennlinienfelder und Zellmodelle ermittelt wurden. Durch die exakte thermische Modellierung des Versuchsaufbaus ist es möglich, das Verhalten des Zellemulators zur Verifikation direkt mit dem der realen Zellen zu vergleichen. Für andere typische Aufbauten, wie bei dichter Packung der Zellen in einem Speichermodul und bei Fremdkühlung, kann das Modell neu parametrisiert oder entsprechend erweitert werden.

Zur Beschreibung des thermischen Verhaltens der Zelle wird ein ESB verwendet (Abb. 4.12). Die thermische Kapazität des Zellinneren, bestehend aus Zellwickel und Elektrolyt, ist durch $C_{th,int}$ modelliert. Da der Zellemulator lediglich die mittlere Zelltemperatur als Eingangsparameter für Kurz- und Langzeitmodell verwendet, ist die Betrachtung des gesamten Zellwickels als homogener Körper hier ausreichend. Die im Zellinneren durch Verluste entstehende Wärme fließt

Tabelle 4.3: Parameter des thermischen Modells für die exemplarisch betrachtete Li-Ionen-Zelle

| $C_{th,int}$ | $R_{th,int}$ | $C_{th,surf}$ | $R_{th,surf}$ |
|--------------|--------------|---------------|---------------|
| 1478,44 J/K | 0,4146 K/W | 1,74 J/K | 0,9368 K/W |

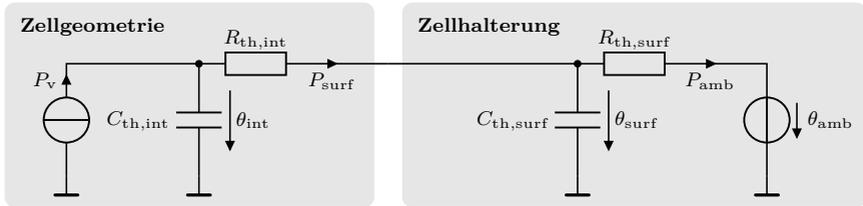


Abbildung 4.12: thermisches Zellmodell

über den thermischen Widerstand $R_{th,int}$ zum Gehäuse der Zelle, das die thermische Kapazität $C_{th,surf}$ besitzt. Über $R_{th,surf}$ gibt die Zelle die Eigenerwärmung an die Umgebung ab. Diese besitzt in diesem Modell eine unendliche Kapazität, da die Umgebungstemperatur θ_{amb} durch eine Klimakammer geregelt ist. Durch eine entsprechende Parametrierung des beschriebenen thermische Modells wird das Verhalten dem des realen Versuchsaufbaus angenähert (Tab. 4.3).

Die Kerntemperatur θ_{int} entspricht der mittleren Zelltemperatur T_z , welche als Eingangsgröße für das Zellmodell dient. Diese kann wie θ_{amb} vor Beginn der Simulation festgelegt werden. Es ist zudem möglich, das Modell im thermisch eingeschwungenem Zustand zu initialisieren, um unnötige Wartezeiten bei der Verwendung des Emulators zu vermeiden.

Kapitel 5

Messtechnik und Leistungselektronik

Für den vorgestellten Zellemulator wurde eine angepasste Mess- und Leistungselektronik entwickelt, um die Anforderungen an Genauigkeit, Stabilität, Bandbreite und Signallaufzeiten zu realisieren. Das *Hardwaremodul Messdatenerfassung* enthält die analoge Signalverarbeitung und die ADU zur Messung der ausgegebenen Spannung und des Stroms durch die Leistungsendstufe. Das *Hardwaremodul Leistungsendstufe* erzeugt die benötigten analogen Signale mithilfe von mehreren DAU und gibt die Klemmenspannung u_z der emulierten Zelle durch eine breitbandige Endstufe aus. Diese treibt sämtliche Lade- und Entladeströme i_{term} , die ein an den Emulator angeschlossenes DUT durch die Pole der emulierten Zelle verursacht.

Da die beiden Hardwaremodule zusammen mit dem *Echtzeitemulator* einen geschlossenen Regelkreis¹⁹ bilden, akkumulieren sich sämtliche auftretenden Latenzzeiten der Module zur effektiven Totzeit der Zellemulation. Zudem muss bei der Auslegung der Module beachtet werden, dass die resultierende Bandbreite des Zellemulators durch das Element mit der niedrigsten Grenzfrequenz im Signalpfad bestimmt wird.

¹⁹Der Regelkreis wird durch ein DUT als Last an den Zellpolen geschlossen

5.1 Hardwaremodul Messdatenerfassung

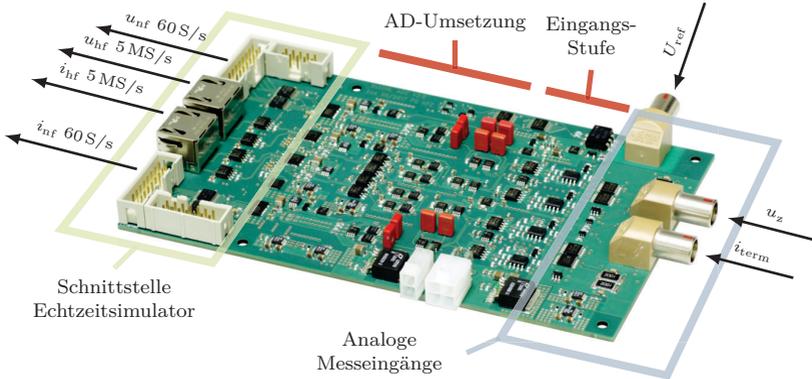


Abbildung 5.1: Realisierung des Datenerfassungs-Moduls

Das Hardwaremodul Messdatenerfassung misst die Zellspannung u_z im Bereich von 0 bis 5 V und den Strom durch die Pole der emulierten Zelle i_{term} im Bereich von ± 10 A (Abb. 5.1). Die aufgezeichneten Messdaten werden als serielle Datenströme an den Echtzeitsimulator ausgegeben. Dabei gibt es für Strom- und Spannungsmesskanal jeweils einen langsamen Pfad mit hoher Präzision sowie einen schnellen Pfad mit hoher Bandbreite.

Der gemessene Strom i_{term} dient als Eingangssignal in das Zellmodell, während die Spannungsmessung von u_z lediglich zur Kalibrierung der Spannungsausgabe der Leistungsendstufe verwendet wird. Mithilfe der Referenzspannung U_{ref} der externen hochstabilen Spannungsreferenz können Strom- und Spannungskanal vor und auch während der Zellemulation automatisch kalibriert werden.

Die abzutastenden analogen Signale i_{term} und u_z werden zunächst durch Eingangsstufen gepuffert. Diese verstärken die zu messenden Signale rauscharm und verhindern durch sehr hohe Eingangsimpedanzen über die gesamte Systembandbreite eine parasitäre Belastung der Zellpole. Das Rauschen muss vor allem im Strommesskanal minimiert werden, da es sich über das Zellmodell auf das Rauschen der Ausgabespannung u_z auswirkt. Parasitäre Fehlerströme in den Messein-

gängen verfälschen den gemessenen Strom i_{term} und damit auch die Messung der in der Zelle befindlichen Ladung. Da sich Messfehler des Stroms über lange Zeiträume zu erheblichen Abweichungen in der Ladungszählung der emulierten Zelle kumulieren, sollen diese so gut es möglich ist vermieden werden. Insbesondere die Messung von Leckströmen des DUT im Ruhezustand²⁰ stellt hohe Anforderungen an die Genauigkeit der Strommessung.

5.1.1 Messkonzept

Die Messdatenerfassung misst die Zellspannung u_z durch Vergleich mit der internen Spannungsreferenz, während der Strom i_{term} durch die Pole der emulierten Zelle mithilfe einer Spannungsmessung über dem Referenzwiderstand ermittelt wird (Abb. 5.2). Der Messbereich der Strommessung kann für eine Messung des Ruhestroms eines DUT durch das Öffnen des Schalters parallel zu $R_{\text{ref},2}$ von $\pm 10\text{ A}$ auf $\pm 1\text{ mA}$ umgeschaltet werden. Da der Schalter einen parasitären Serienwiderstand aufweist, kann $R_{\text{ref},2}$ jedoch nicht ideal kurzgeschlossen werden. Daher wird beim Wechseln des Messbereichs zusätzlich der Messeingang durch einen Multiplexer umgeschaltet, wenn nur der Spannungsfall $u_{r,\text{ref}}$ über R_{ref} gemessen werden soll.

Die Zellspannung u_z und die Spannung über dem Referenzwiderstand $u_{r,\text{ref}}$ werden differentiell gemessen. Der Referenzwiderstand befindet sich am Ausgangsknoten der Leistungsendstufe am positiven Pol der emulierten Zelle. Der Spannungsfall über dem Referenzwiderstand wird durch die Endstufe ausgeregelt, so dass sich dieser nicht zur Ausgangsspannung u_z addiert. Dies hat jedoch zur Folge, dass die Gleichtaktaussteuerung des differentiellen Signals $u_{r,\text{ref}}$ gegenüber dem Massepotential der Endstufe dem vollen Bereich von 0 bis 5 V entspricht. Der maximale Spannungsfall über dem Referenzwiderstand ist mit $\pm 100\text{ mV}$ mehr als eine Größenordnung kleiner, so dass hohe Anforderungen an die Gleichtaktunterdrückung der Messwandler gestellt werden müssen. Um dieses Problem zu umgehen, wird das Bezugspotential der Messdatenerfassung nicht mit der Endstufenmasse verbunden, sondern auf das Ausgangspotential der Endstufe gelegt. Daraus ergibt sich, dass die Gleichtaktaussteuerung des Strommesskanals auf die

²⁰Isolationsmessung

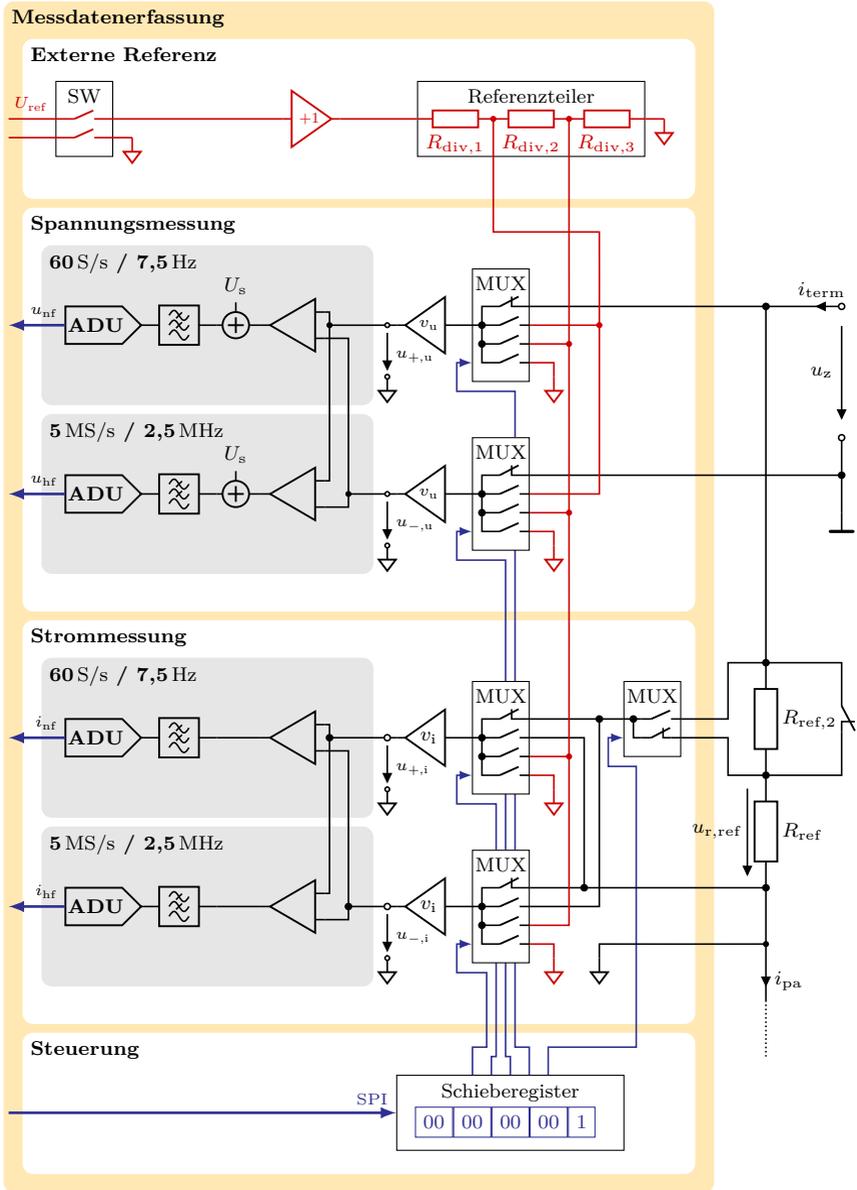


Abbildung 5.2: Struktur Hardwaremodul Datenerfassung

halbe Signalspannung $u_{r,ref}$ begrenzt werden kann, ohne die Eigenschaften der Zellspannungsmessung negativ zu beeinflussen.

Die differentiellen Spannungssignale von Strom- und Spannungsmessung werden über Multiplexer zu den Eingangsstufen geführt. Die Multiplexer sind zur automatischen Kalibrierung notwendig, ermöglichen im Falle der Strommessung aber auch die Eliminierung von Offsetfehlern durch eine zyklische Umpolung des Signals. Nach einer Spannungsverstärkung durch die Eingangsstufen um v_u bzw. v_i teilt sich die Signalverarbeitung jeweils in zwei Pfade: Der Signalpfad mit hoher Präzision ist auf 7,5 Hz bei 60 S/s Abtastrate limitiert. Der breitbandige Pfad bietet dagegen 2,5 MHz bei einer Abtastrate von 5 MS/s.

Alle Pfade tasten das Signal nach Aliasingfiltern mithilfe eines ADU ab. Die unterschiedlichen Bandbreiten der Signalpfade stellen jedoch verschiedene Anforderungen an die Komponenten in dem jeweiligen Pfad. Dies äußert sich auch in einer abweichenden Struktur der Signalverarbeitung. Spannungs- und Strommessung unterscheiden sich im Wesentlichen durch die notwendige Verstärkung und die Verschiebespannung U_s , da die Spannungsmessung nur unipolare Signale verarbeiten muss.

5.1.1.1 Automatische Kalibrierung

Die Messdatenerfassung kann jederzeit automatisch mit der externen Referenz kalibriert werden, um einer Degradierung der Messgenauigkeit durch eine Drift der Bauteile entgegenzuwirken. Sowohl die analogen Messketten als auch die ADU mit ihren Referenzen unterliegen einer Drift über Temperatur und Alterung. Zum einen kann aufgrund der verwendeten Operationsverstärker der Offset eines Messkanals driften. Zum anderen kann sich dessen Steigung durch Degradation der lokalen Spannungsreferenz und der Widerstände zur Beschaltung der Operationsverstärker verändern.

Für die Kalibrierung wird die Spannung der externen hochstabilen Referenz über einen resistiven Spannungsteiler in Pegel gewandelt, die jeweils innerhalb der Messbereiche von 5 V und ± 100 mV liegen (Abb. 5.2). Da die externe Referenz zwischen mehreren Zellemulatoren geteilt wird, ist sie durch einen Trennschalter

mit endlichem Innenwiderstand angebunden. Daher ist es notwendig, die Referenzspannung lokal zu puffern. Dies fügt eine weitere Fehlerquelle in den Referenzpfad ein.

Im Laufe einer Kalibrierung werden die Multiplexer durch eine serielle Steuerschnittstelle umgeschaltet und es werden Referenzmessungen durchgeführt. Durch gleichförmige Beschaltung eines Messkanals mit der Referenzmasse am positiven und negativen Eingang U_p und U_n kann der Offsetfehler u_o aus den Rohdaten U_{roh} des ADU ermittelt werden (Gl. 5.1). Folglich ist eine Offsetkorrektur unabhängig von der externen Referenz jederzeit möglich.

$$u_o = U_{roh} \Big|_{U_p=U_n=0V} \quad (5.1)$$

Durch eine gleichförmige Beschaltung mit dem Referenzpegel U_{cal} wird die parasitäre Gleichtaktverstärkung v_{gl} bestimmt (Gl. 5.2). Dieser Parameter wird nicht zur nachfolgenden Justierung der Messkanäle angewendet, kann aber zu Diagnosezwecken eingesetzt werden.

$$v_{gl} = \frac{U_{roh} \Big|_{U_p=U_n=U_{cal}} - U_{roh} \Big|_{U_p=U_n=0V}}{U_{cal}} \quad (5.2)$$

Durch eine ungleiche Beschaltung beider Eingänge mit Referenzpegel und Masse zeigt sich der Steigungsfehler des Messkanals, so dass die wahre Verstärkung v_u bestimmt werden kann (Gl. 5.3). Durch die Vertauschung der Eingänge mithilfe der Multiplexer ist zudem eine Kalibrierung des Stromkanals über den gesamten bipolaren Messbereich möglich. Abschließend werden die Messkanäle durch eine lineare Korrektur justiert, so dass die Anfangsgenauigkeit nach der Eingangskalibrierung wieder erreicht wird.

$$v_u = \frac{U_{roh} \Big|_{U_p=U_{cal}, U_n=0V}}{U_{cal}} \quad (5.3)$$

Die Langzeit- und Temperaturstabilität aller Elemente im Pfad der Referenzpegel wird für die durch eine Kalibrierung erzielbare Genauigkeit der Steigung entschei-

Tabelle 5.1: Genauigkeit und Drift des Referenzpfades

| | Referenzpuffer [6] | Referenzteiler [96] | Einheit |
|------------|--------------------|---------------------|--------------|
| Initial | 0,15 | 50 | ppm |
| Temperatur | 0,003 | 0,2 | ppm/°C |
| Alterung | <1 | −100 | ppm pro Jahr |

dend. Die maximale initiale Abweichung der Referenzpegel vom idealen Wert ist durch die Streuung der im Referenzteiler verwendeten Widerstände dominiert. Daher wird die Spannung der beiden Referenzpegel mit einer bekannten externen Referenz einmal initial vermessen. Der Referenzteiler ist so niederohmig gewählt, dass die Eingangsströme der Messketten keinen signifikanten Einfluss auf die Referenzpegel haben. Daher wird auf eine zusätzliche Pufferung der heruntergeteilten Referenzpegel und damit auf eine weitere Fehlerquelle verzichtet.

Während die Temperaturstabilität des Referenzpfades sehr hoch ist, kann eine signifikante Drift über die Alterung des resistiven Teilers nicht ausgeschlossen werden (Tab. 5.1). Das Teilverhältnis wird nur bei ungleichmäßiger Drift der einzelnen Widerstände beeinflusst. Die typische Drift der Widerstände beträgt laut Herstellerangabe bis zu -100 ppm pro Jahr. Die Streuung der Drift ist jedoch nicht spezifiziert. Die Spezifikation gilt zudem nur für einen kontinuierlichen Betrieb mit hoher Verlustleistung. Im Zellemulator werden die Widerstände jedoch nur selten und mit kleiner Leistung betrieben, so dass vermutlich eine signifikant geringere als die maximal spezifizierte Drift angesetzt werden kann. Eine Langzeituntersuchung der Stabilität des Referenzpfades konnte im Rahmen dieser Arbeit jedoch nicht durchgeführt werden.

5.1.2 Eingangsstufe

Die Eingangsstufen puffern und verstärken die analogen Eingangssignale der Strom- und Spannungsmessung. Sie führen eine Impedanzwandlung durch, damit der Eingangsknoten an den Polen der emulierten Li-Ionen-Zelle so wenig wie möglich durch die Eingangsimpedanz Z_{ein} einer Messkette belastet wird. Zudem müssen

Tabelle 5.2: Vergleich verschiedener Realisierungen der Eingangsstufe

| Parameter | OP _α AD8066 | OP _β ADA4894 | OP _γ AD8021 | OP _δ ADA4528 | Komp. | Einheit |
|------------------------|---------------------------|----------------------------|---------------------------|----------------------------|-------|---------|
| Typ | JFET | BJT | BJT | JFET | JFET | |
| i_{ein} | 0,003 | 11 000 | 7500 | 0,09 | 0,1 | nA |
| i_{ein} Drift | 0,18 | 3000 | 10 000 | 0,16 | 6,4 | pA/°C |
| u_{os} | 400 | 28 | 400 | 0,3 | 6,6 | μV |
| u_{os} Drift | 1000 | 200 | 500 | 2 | 2,5 | nV/°C |
| e_n (10 Hz) | >100 | 2,4 | 40 | 6 | 4,67 | nV/√Hz |
| e_n (1 kHz) | 10 | 1 | 4,2 | 5,9 | 2,89 | nV/√Hz |
| Slew Rate | 160 | 120 | 460 | 0,45 | 100 | V/μs |
| GBW | 130 | 230 | 560 | 6,2 | 180 | MHz |
| C_{ein} | 2,1 | 3 | 1 | 30 | 4 | pF |

der Ruhestrom im Eingang, die Verstärkung und der Spannungsoffset der Stufen stabil gegenüber Temperaturveränderungen sein.

$$\text{SR} = \max \left(\frac{du_{\text{aus}}(t)}{dt} \right) = 2\pi \hat{u}_{\text{aus}} f_{\text{max}} = 39,27 \text{ V}/\mu\text{s} \quad (5.4)$$

Da die Eingangsstufen im breitbandigen Signalpfad des Zellemulators verwendet werden, muss die Schaltung eine Grenzfrequenz größer als 2,5 MHz aufweisen. Die maximal benötigte Amplitude der Ausgangsspannung ist durch die nachfolgenden Messketten zu $\hat{u}_{\text{aus}} = 2,5 \text{ V}$ vorgegeben. Die Slew Rate muss mindestens 39,27 V/μs betragen, damit auch bei maximaler Aussteuerung der Eingangsstufe nichtlineare Verzerrung des Signals vermieden wird (Gl. 5.4).

Die Grundsaltung eines Operationsverstärkers (OP) als nicht-invertierender Verstärker kann grundsätzlich die gestellten Anforderungen erfüllen (Abb. 5.3a) [57]. Bei dieser Beschaltung ist die Eingangsimpedanz Z_{ein} der Verstärkerschaltung nur durch jene der Eingangsstufe des Operationsverstärkers multipliziert mit der Ringverstärkung gegeben.

Folglich muss ein OP passende Eigenschaften aufweisen, damit er in der Eingangsstufe des Datenerfassungsmoduls verwendet werden kann: Um eine möglichst kleinen und driftarmen Eingangsruhestrom zu erzielen, kann ein OP mit Feldeffekt-

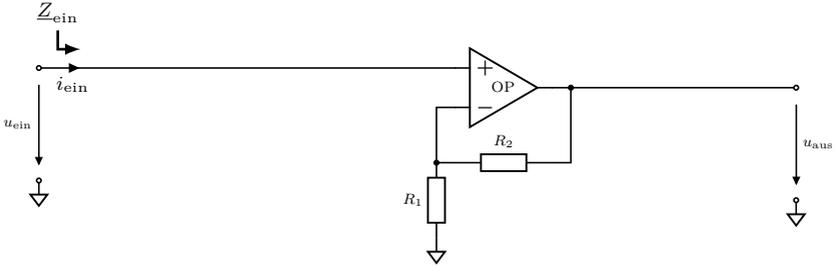
transistoren (Field-Effect Transistor, FET) im Eingangsdifferenzverstärker verwendet werden. Insbesondere Sperrschicht-Feldeffekttransistoren (Junction-Gate Field-Effect Transistor, JFET) sind zum Erreichen einer hohen Bandbreite bei gleichzeitig hoher Eingangsimpedanz geeignet (OP_α in Tab. 5.2). Hingegen besitzen OP, deren Eingangsdifferenzverstärker mit Bipolartransistoren (Bipolar Junction Transistor, BJT) aufgebaut ist, eine deutlich kleinere und stabilere Offsetspannung (OP_β). Ihre spektrale Rauschspannungsdichte ist vor allem für niedrige Frequenzen signifikant geringer. Das $1/f$ -Rauschen ist bei BJT deutlich niedriger ausgeprägt als bei vergleichbaren FET. Aufgrund der um Größenordnungen höheren Eingangsströme sind auf BJT basierende OP jedoch nicht gut geeignet, um in Grundschtung als Eingangsstufe eingesetzt werden [47].

Durch die Verwendung einer Chopperarchitektur (OP_δ) können die Nachteile eines OP mit JFET kompensiert werden. Ein Chopperverstärker kann jedoch konstruktiv bedingt nicht die hier benötigte Bandbreite erreichen [104].

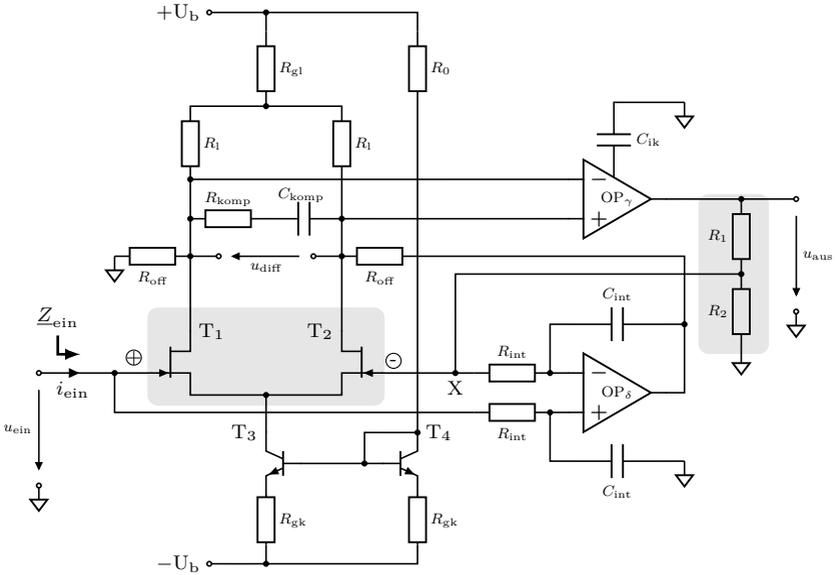
Der entwickelte Kompositverstärker kombiniert die Eigenschaften eines breitbandigen OP (OP_γ) mit denen eines Chopperverstärkers (OP_δ), um die Anforderungen an Bandbreite und Stabilität der Eingangsstufe zu erfüllen (Abb. 5.3b). Zudem besitzt er einen Eingangsdifferenzverstärker mit diskreten JFET, die ein deutlich günstigeres Rauschverhalten aufweisen als vollintegrierte Verstärker. Das Spannungsrauschen eines JFET als dominanter Rauschmechanismus nimmt mit der Wurzel aus seiner Steilheit g_m im Arbeitspunkt ab, wobei die Steilheit mit dem Drainstrom und der physischen Größe des Transistors ansteigt. Während die mögliche Erhöhung des Stromes begrenzt ist, können diskrete JFET im Gegensatz zu integrierten Transistoren problemlos größere Abmessungen aufweisen. Die Vergrößerung des Transistors führt jedoch zu wachsenden parasitären Kapazitäten, so dass Rausch- und Hochfrequenzverhalten gegeneinander abgewogen werden müssen [5, 47, 58].

Der Eingangsdifferenzverstärker mit den diskreten Transistoren T_1 und T_2 verstärkt die Eingangsspannung u_{ein} und gibt die um v_{DV} verstärkte differentielle Spannung u_{diff} aus (Gl. 5.5).

$$v_{\text{DV,dc}} = \frac{u_{\text{diff}}}{u_{\text{ein}}} = \frac{1}{2}(g_{m,T1} + g_{m,T2}) \cdot (R_i || R_{\text{off}}) \quad (5.5)$$



(a) Einfache Realisierung mit einem Operationsverstärker



(b) Kompositverstärker mit diskretem Eingangsdifferenzverstärker

Abbildung 5.3: Schaltungsstruktur der Eingangsstufe

Diese isolierte Betrachtung des Differenzverstärkers ist nur unter der Annahme gültig, dass der negative Eingang von T_2 für Kleinsignale auf Masse liegt. Die Verstärkung v_{DV} des Differenzverstärkers hängt von der Steilheit g_m der Transistoren und von dem Lastwiderstand R_1 ab. Dabei ist der Eingangswiderstand des OP_γ groß gegenüber R_1 . Der Widerstand R_{gl} trägt nicht zur Verstärkung bei, sondern ermöglicht eine davon unabhängige Einstellung der eingangsseitigen Gleichtaktspannung des OP_γ . Die Spannung u_{diff} wird vom breitbandigen OP_γ abgegriffen und um seine Leerlaufverstärkung OP_γ verstärkt.

$$v_0(j\omega) = \frac{u_{diff}}{u_{ein}} \cdot \frac{u_{aus}}{u_{diff}} = v_{DV}(j\omega) \cdot v_{OP,\gamma}(j\omega) \quad (5.6)$$

Somit ist die Leerlaufverstärkung v_0 der beiden in Serie geschalteten Verstärkerschaltungen das Produkt aus ihren Einzelverstärkungen (Gl. 5.6). Die durch R_1 und R_2 geteilte Ausgangsspannung u_{aus} wird auf den in Bezug auf u_{aus} invertierenden Eingang des Differenzverstärkers rückgekoppelt.

Unter der Annahme einer beliebig hohen Leerlaufverstärkung $v_0(j\omega)$ der Kette aus Differenzverstärker und OP_γ ist die Ringverstärkung v_R des Kompositverstärkers ebenfalls beliebig hoch. Dadurch hängt die Betriebsverstärkung v_B des Kompositverstärkers nur vom Spannungsteiler aus R_1 und R_2 ab (Gl. 5.7).

$$v_B(j\omega) = \frac{u_{aus}}{u_{ein}} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{1}{1 - \frac{1}{v_R(j\omega)}} \approx 1 + \frac{R_1}{R_2} \text{ wenn } v_R(j\omega) \approx v_0(j\omega) \gg 1 \quad (5.7)$$

Dies entspricht der Übertragungsfunktion des idealen nicht-invertierenden Verstärkers. Der Spannungsteiler aus R_1 und R_2 ist mittels gepaarter Widerstände auf einem monolithischen Substrat in einem gemeinsamen Chipträger realisiert, um eine thermisch stabile Verstärkung der Stufe zu gewährleisten.

Die beiden Transistoren T_1 und T_2 des Differenzverstärkers sind ebenfalls auf einem gemeinsamen Substrat angeordnet. Durch die gepaarten Transistoren und

Tabelle 5.3: Eigenschaften Kompositverstärker (Simulation)

| Kanal | v V/V | 3 dB-BW MHz | e_n (10 Hz) nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ | e_n (1 kHz) nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ | $u_{n,\text{eff}} (< 2,5 \text{ MHz})$ μV |
|----------|------------|----------------|---|---|---|
| Strom | 21 | 8,8 | 4,67 | 2,89 | 6,96 |
| Spannung | 1 | 180,2 | 15,29 | 4,55 | 9,29 |

ihre thermische Kopplung wird die Offsetspannung des Eingangsdifferenzverstärker minimiert. Die dennoch vorhandene geringe Offsetspannung wird um v_B verstärkt und verschiebt entsprechend die Ausgangsspannung u_{aus} der Stufe. Da sich OP_γ im geschlossenen Kreis hinter dem Differenzverstärker befindet, wirkt sich seine Offsetspannung lediglich durch $v_{DV,\text{dc}}$ geteilt auf u_{aus} aus.

Der Choppverstärker OP_δ ist zur Unterdrückung dieser Offsetspannung als Differenzintegrator beschaltet und vergleicht die Eingangsspannung u_{ein} mit der durch den Spannungsteiler aus R_1 und R_2 geteilten Ausgangsspannung u_{aus} . Daher führt jede Abweichung von u_{aus} vom idealen Wert zu einem Korrekturstrom, der über den Widerstand R_{off} in einen Zweig des Differenzverstärkers eingepreßt wird.

Die Verstärkung $v_{\text{INT}}(j\omega)$ des Hilfsregelkreises mit OP_δ reduziert so die Offsetspannungen, die durch Differenzverstärker und OP_γ verursacht werden. Die Ankopplung über den Widerstand R_{off} ist zwingend notwendig, obwohl der Spannungsteiler aus R_{off} und R_1 die Verstärkung des Differenzintegrators reduziert. Ansonsten wäre die Widerstandslast R_1 im rechten Zweig des Differenzverstärkers über den Ausgang von OP_γ kurzgeschlossen. Der Widerstand R_{off} im linken Zweig ist nur vorgesehen, um die Symmetrie des Differenzverstärkers zu erhalten.

Aufgrund der hohen Verstärkung des Hilfsregelkreises für die quasistatische Offsetspannung wird die resultierende Fehlerspannung der gesamten Stufe nur noch durch die Offsetspannung des Choppverstärkers OP_δ bestimmt.

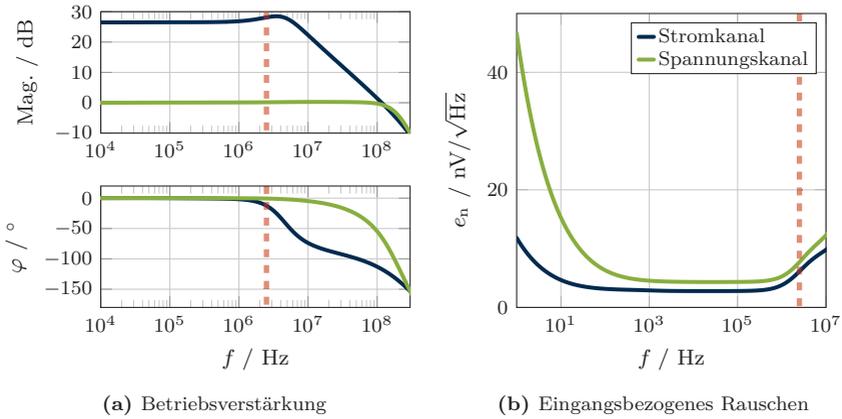


Abbildung 5.4: Simulation Übertragungsverhalten Kompositverstärker

5.1.2.1 Frequenzgang und spektrales Rauschen

Die Kompositverstärker der Eingangsstufen für Spannungs- und Stromkanal unterscheiden sich durch die Werte der Widerstände R_1 , R_2 und R_i , da für jede Messkette jeweils eine unterschiedliche Verstärkung eingestellt werden muss. Der Spannungskanal wirkt nur als Puffer mit $v_u = 1$, während die kleinen Spannungsfälle über dem Shunt zur Strommessung um den Faktor $v_i = 21$ verstärkt werden (Abb. 5.4a). Der Kanal zur Strommessung besitzt daher eine um die Verstärkung geringere Bandbreite, da beide Kompositverstärker nahezu das gleiche Verstärkungs-Bandbreite-Produkt aufweisen. Die 3-dB-Eckfrequenz liegt dennoch auch beim Stromkanal um mehr als den Faktor drei über dem genutzten Frequenzband bis 2,5 MHz (Tab. 5.3).

Für eine möglichst niedrige spektrale Rauschdichte eines Verstärkers ist es im Allgemeinen vorteilhaft, die erste Stufe auf eine hohe Verstärkung einzustellen. Eine hohe Verstärkung des Differenzverstärkers hebt jedoch die Leerlaufverstärkung $v_0(j\omega)$ des Kompositverstärkers an, was bei einer kleinen Betriebsverstärkung $v_B(j\omega)$ die Stabilität der Schaltung reduziert. Im Spannungskanal ist jedoch nur eine Gesamtverstärkung von Eins für den gesamten Kompositverstärker sinnvoll. Daher wird der Differenzverstärker mithilfe von R_i auf eine Verstärkung von nur

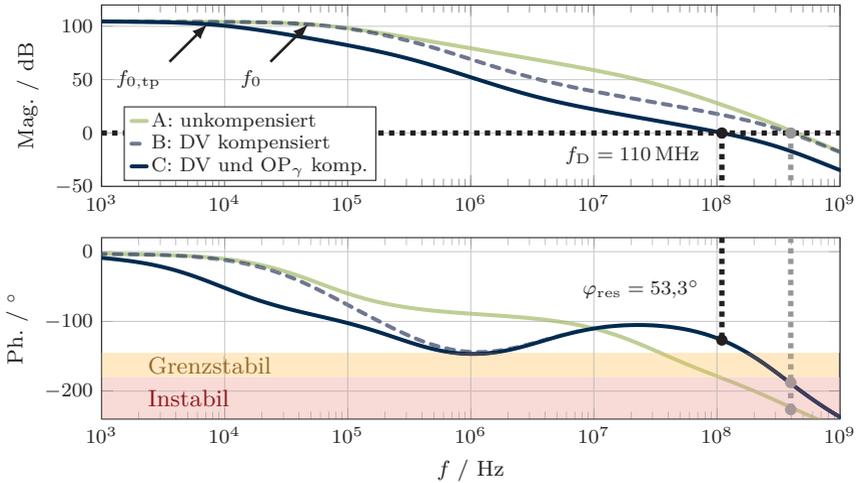


Abbildung 5.5: Kompensation Kompositverstärker

$v_{DV,dc} \approx 1$ eingestellt. Das Rauschspektrum wird durch die Beiträge der folgenden Elemente in der Verstärkerkette deshalb leicht angehoben (Abb. 5.4b).

Aufgrund der hohen geforderten Betriebsverstärkung besteht das geschilderte Problem nicht für den Stromkanal. Die Verstärkung des Differenzverstärkers kann ausreichend hoch gewählt werden, so dass das auf den Eingang bezogene Rauschen fast ausschließlich vom Beitrag der Eingangstransistoren T_1 und T_2 abhängt.

5.1.2.2 Frequenzgangkompensation

Die Stabilität des Kompositverstärkers wird durch Maßnahmen zur Kompensation des Frequenzgangs gewährleistet. Zur Untersuchung der Stabilität nach dem Nyquist-Kriterium wird die Gegenkopplung unterbrochen (Knoten X in Abb. 5.3b) und die Verstärkung des offenen Kreises untersucht [36]. Im Folgenden wird das Kompensationsverfahren anhand der Eingangsstufe des Stromkanals demonstriert.

Die Verstärkung des Differenzverstärkers sollte deutlich über Eins liegen, um das Rauschverhalten der Schaltung zu optimieren. Der Kompositverstärker ist im Falle des Stromkanals ohne Kompensationsmaßnahmen für eine Verstärkung von $v_{DV} \geq 5$ nicht stabil, da die Phasenreserve am Durchtrittspunkt der Verstärkung im offenen Kreis kleiner als 0° ist (Kurve A in Abb. 5.5).

Durch das Einfügen von R_{komp} und C_{komp} wird gezielt die Bandbreite des Differenzverstärkers herabgesetzt, indem der effektive Lastwiderstand für hohe Frequenzen durch den Parallelwiderstand R_{komp} reduziert wird (siehe Abb. 5.3b). Dadurch fällt die Phase im Bereich des Übergangs um 1 MHz deutlich ab, da dort der Wechsel auf die reduzierte Verstärkung erfolgt (Kurve B). Im Gegenzug führt dies zu einer Anhebung der Phase im Bereich des Durchtrittspunktes f_D . Die Phasenreserve lässt sich aber durch diese Maßnahme allein noch nicht ausreichend anheben, um einen stabilen Betrieb zu garantieren.

Aus diesem Grund wird für den breitbandigen OP_γ ein Bauteil mit einer externer Kompensation eingesetzt (siehe Abb. 5.3b). Der Kondensator C_{ik} wirkt auf die interne Koppelstufe des Operationsverstärkers. Da das durch die Koppelstufe bedingte Tiefpassfilter die dominante Zeitkonstante im System darstellt, wird durch ein Herabsetzen der zugehörigen Grenzfrequenz die Phasenreserve auf Kosten der Bandbreite erhöht [57]. Durch die Verschiebung von f_0 auf $f_{0,\text{tp}}$ ist es möglich, die Durchtrittsfrequenz auf $f_D = 110$ MHz festzulegen. Daraus resultiert eine für schnelles Einschwingen der Schaltung optimale Phasenreserve von $\varphi_{\text{res}} = 53,3^\circ$.

5.1.3 Analog-Digital-Umsetzung

Um weitere Fehlereinflüsse sowie zusätzliches Rauschen zu vermeiden, wäre es vorteilhaft, die durch die Kompositverstärker gepufferten differentiellen Eingangsspannungen direkt dem ADU zuzuführen. Dies ist jedoch weder in den präzisen noch in den breitbandigen Messpfaden möglich.

Obwohl beide verwendeten ADU-Typen über differentielle Eingänge verfügen, erfordern die ausgewählten ADU mit hoher Abtastrate eine Limitierung des Gleichtakt-Signalanteils auf einen kleinen Aussteuerbereich. Die Eigenschaften der ADU mit hoher Genauigkeit hingegen degradieren bei einem beliebigen Gleichtaktanteil

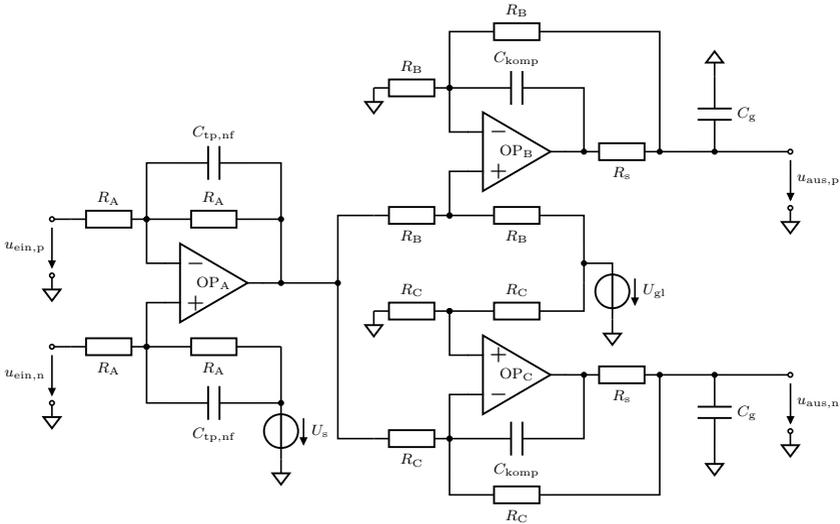


Abbildung 5.6: Schaltungsstruktur ADU-Treiber mit hoher Genauigkeit

des differentiellen Eingangssignals innerhalb des gesamten zulässigen Spannungsbereichs nur wenig. Jedoch können ohne Verschiebung der Gleichtaktanteile bei den Messkanälen negative Spannungen auftreten, die vom verwendeten ADU-Typ nicht verarbeitet werden können. Daher müssen die gepufferten Eingangsspannungen zuerst durch ADU-Treiberschaltungen aufbereitet werden.

5.1.3.1 Signalfade mit hoher Genauigkeit

Die Treiber in den Signalpfaden mit hoher Genauigkeit verschieben das differentielle Eingangssignal so, dass der Gleichanteil am ADU immer genau dem halben maximalen Aussteuerbereich entspricht (Abb. 5.6). Dies stellt sicher, dass weder am positiven noch am negativen Eingang ein Übersteuern auftreten kann. Im unipolaren Spannungskanal wird das Signal zudem um die Spannung U_s verschoben, um den gesamten bipolaren Aussteuerbereich des ADU nutzen zu können.

Das differentielle Ausgangssignal aus den beiden Kompositverstärkern der Strom-

beziehungsweise Spannungsmessung (siehe Abb. 5.2) wird zunächst durch den als Differenzverstärker beschalteten OP_A mittels U_s verschoben und in ein massebezogenes Signal gewandelt. Zudem wird die Bandbreite durch den mit den Kapazitäten $C_{tp,nf}$ realisierten Tiefpass begrenzt. Das massebezogene Signal kann nun durch die nachfolgende Stufe, bestehend aus OP_B und OP_C in ein differentielles Signal mit dem vorgegebenen Gleichanteil U_{gl} überführt werden.

Am Ausgang befinden sich die Pufferkondensatoren C_g für den ADU, die von OP_B und OP_C getrieben werden. Die Kondensatoren sind groß gegenüber jenen in der Abtast-Halte-Schaltung des ADU. Dies hat zu Folge, dass die über den Kondensatoren abfallenden Ausgangsspannungen auch während des Umladens beim Abtasten zu keiner Zeit den Wertebereich des eingeschwungenen Zustands verlassen. Daher entfernt sich die Spannung durch den Ausgleichsstrom in den ADU nicht mehr als um ein halbes Least-Significant-Bit (LSB) vom Sollwert. Folglich müssen die Operationsverstärker OP_B und OP_C keine hohe Regelbandbreite aufweisen, um die Ausgangsspannung während des Abtastens durch den ADU nachzuführen. Sie liefern lediglich den mittleren Strom, der aus den Strompulsen in die Eingänge des ADU beim Abtastvorgang resultiert.

Die Serienwiderstände R_s dienen zur Entkopplung der Ausgangsstufen der OP von den Kondensatoren C_g . Um einen stabilen Betrieb der gegengekoppelten Verstärker zu erreichen, wird der Frequenzgang zusätzlich durch C_{komp} korrigiert. Die durch Eingangströme in den ADU verursachten Fehlerspannungen über R_s gehen nicht in die Übertragungsfunktion der Schaltung ein, da die Spannungen an den Kondensatoren C_g durch die Gegenkopplung von den Operationsverstärkern als Regelgröße verwendet werden.

Die Tiefpass-Eckfrequenz der Schaltung ist nicht durch C_g beeinflusst. Die Pufferkondensatoren wirken daher nicht gleichzeitig als Aliasing-Filter, wie es in vielen anderen Varianten von Treiberschaltungen für ADU üblich ist. Lediglich die Slew Rate ist durch die gegebene Strombegrenzung der treibenden OP und von C_g begrenzt. Aus diesem Grund wird die notwendige Eckfrequenz zur Vermeidung von Aliasing durch das Tiefpass-Filter in der Differenzverstärkerstufe eingestellt. Der minimale Wert der Kapazität C_g und die maximale Slew Rate der Treiberschaltung sind durch den gepulsten Ausgleichsstrom in den ADU vorgegeben. Daher

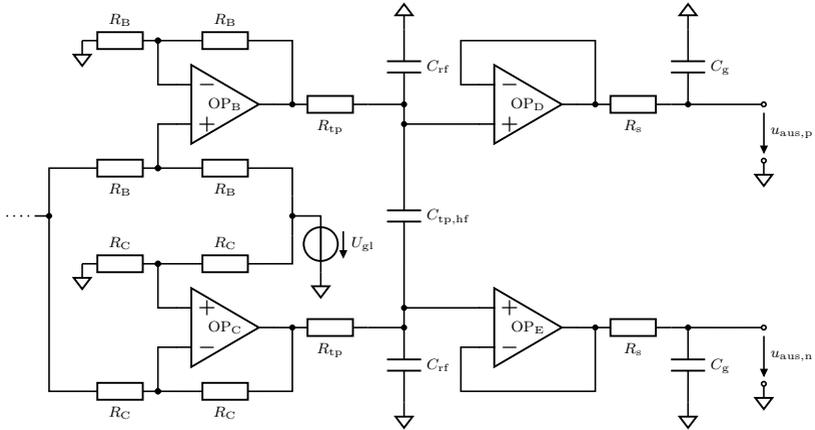


Abbildung 5.7: Schaltungsstruktur breitbandiger ADU-Treiber

ist ein lineares Übertragungsverhalten der Schaltung bei gegebener maximaler Eingangsamplitude nur bis zu einer spezifischen Grenzfrequenz sichergestellt.

Der Einsatz von Choppverstärkern mit hoher Leerlaufverstärkung und geringen Offsetspannungen minimiert Fehlereinflüsse. Der signifikante Fehlereinfluss sind Verstärkungsfehler durch driftende Widerstandswerte. Daher sind alle vier Widerstände, die jeweils zu Beschaltung eines OP genutzt werden, auf einem gemeinsamen Substrat aufgebaut. Durch die thermische Kopplung sind die maßgeblichen Widerstandsverhältnisse mit ± 1 ppm deutlich stabiler als die absolute Genauigkeit der Widerstände von ± 25 ppm.

Der verwendete ADU basiert auf dem Prinzip der sukzessiven Approximation und erreicht eine Dynamik von 145 dB bei 60 S/s Abtastrate. Der maximale Fehler über den gesamten Aussteuerbereich beträgt ± 10 ppm.

5.1.3.2 Signalpfade mit hoher Bandbreite

Die Treiber in den Signalpfaden mit hoher Bandbreite verwenden als erste Stufe einen Differenzverstärker mit derselben Struktur, wie er in den Pfaden mit hoher Genauigkeit zur Anwendung kommt. Es findet hier jedoch keine Tiefpassfilterung statt. Stattdessen folgt nach der Wandlung in ein differentielles Signal mit dem Gleichanteil U_{gl} ein zweistufiges Filter (Abb. 5.7). Diese Filterstufe realisiert mit R_{tp} und $C_{\text{tp,hf}}$ das Aliasing-Filter. Hochfrequente Gleichsignale werden zusätzlich durch die Kapazitäten C_{rf} unterdrückt.

Das Eingangfilter aus den Widerständen R_{s} und C_{g} kann im Gegensatz zu den Pfaden mit hoher Genauigkeit nicht so ausgelegt werden, dass es in der Abtastphase des ADU im eingeschwungenen Zustand verharrt. Dies würde ein rechtzeitiges Einschwingen auf die Eingangssignale verhindern. Stattdessen müssen das Filter und die ADU-Treiber OP_{D} und OP_{E} bei jeder 80 ns andauernden Abtastphase neu einschwingen. Um die extrem hohen dynamischen Anforderungen an die ADU-Treiber zu erfüllen, werden die beiden zusätzlichen als Spannungsfollower beschalteten OP_{D} und OP_{E} eingesetzt.

Der verwendete ADU basiert ebenfalls auf dem Prinzip der sukzessiven Approximation und erreicht eine Dynamik von 100 dB bei 5 MS/s Abtastrate. Da die breitbandige Signalpfade auf eine minimale Latenz hin optimiert sind, wurde ein ADU mit einer Konversionsdauer von nur 272 ns ausgewählt. Das Auslesen der Messdaten mittels eines seriellen Protokolls beginnt 200 ns nach Beginn der Umsetzung und ist nach weiteren 72 ns abgeschlossen.

5.1.4 Zusammenfassung

Die Messdatenerfassung besitzt vier Messkanäle, bestehend aus Spannungs- und Strommessung mit jeweils einem hochgenauen, bandbegrenzten und einem breitbandig, aber weniger genauen Signalpfad (i_{nf} , i_{hf} , u_{nf} , u_{hf}). Diese weisen eine grundsätzlich ähnliche Struktur auf. Die differentiellen Eingangssignale werden durch Komposit-Eingangsstufen verstärkt. Anschließend werden die Signale durch

Tabelle 5.4: Parameter Signalpfade

| Parameter | i_{nf} | u_{nf} | Einheit | i_{hf} | u_{hf} | Einheit |
|---------------------|-----------|----------|------------------|-----------|----------|------------------|
| Abtastrate | 60 | | S/s | 5 | | MS/s |
| Bandbreite | 7,5 | | Hz | 2,57 | | MHz |
| Verstärkung | 21 | 1 | V/V | 21 | 1 | V/V |
| Bereich | $\pm 0,1$ | 0 ... 5 | V | $\pm 0,1$ | 0 ... 5 | V |
| Linearitätsfehler | 0,2 | 3,3 | μV | 1,2 | 28,8 | μV |
| Effektives Rauschen | 0,11 | 2,74 | μV | 11,67 | 47,83 | μV |
| Slew Rate | 0,037 | 0,037 | V/ μs | 99,86 | 73,86 | V/ μs |
| Latenz Umsetzung | 972 | | ns | 272 | | ns |

Treiberschaltungen den ADU zugeführt. Aufgrund ihrer unterschiedlichen Messbereiche und Bandbreiten besitzen die Messkanäle jedoch unterschiedliche Eigenschaften (Tab. 5.4).

Da alle Kanäle differentielle Spannungen messen, sind die betreffenden Fehlergrößen in V angegeben. Der resultierende Messbereich und die Fehler der Stromkanäle hängen vom Wert und der Temperaturstabilität des verwendeten Shuntwiderstandes ab (Abb. 5.8).

Die Signalpfade mit hoher Genauigkeit zeigen Abweichungen in der Größenordnung der typischen integralen Nichtlinearität des ADU. Daraus wird gefolgert, dass die verwendete Verstärkerkette den Fehler nicht signifikant erhöht. Die breitbandigen Signalpfade zeigen dagegen Linearitätsfehler etwas außerhalb der ADU-Spezifikation. Folglich erzeugen die ADU-Treiber der breitbandigen Pfade einen zusätzlichen Beitrag zum Linearitätsfehler in den jeweiligen Messpfaden.

Die Linearitätsfehler der Strommessung sind entsprechend der höheren Verstärkung deutlich kleiner als die der Spannungsmessungen. Die Messabweichung der Shuntspannung über den vollen Eingangsbereich von $\pm 100\text{ mV}$ beträgt lediglich 200 nV im hochpräzisen, bzw. $1,2\text{ }\mu\text{V}$ für den breitbandigen Kanal. Unter der Annahme, dass der Strom durch einen idealen Widerstand von $10\text{ m}\Omega$ gemessen wird, führt dies zu einem theoretischen Linearitätsfehler von $20\text{ }\mu\text{A}$ im hochpräzisen, bzw. $120\text{ }\mu\text{A}$ im breitbandigen Kanal.

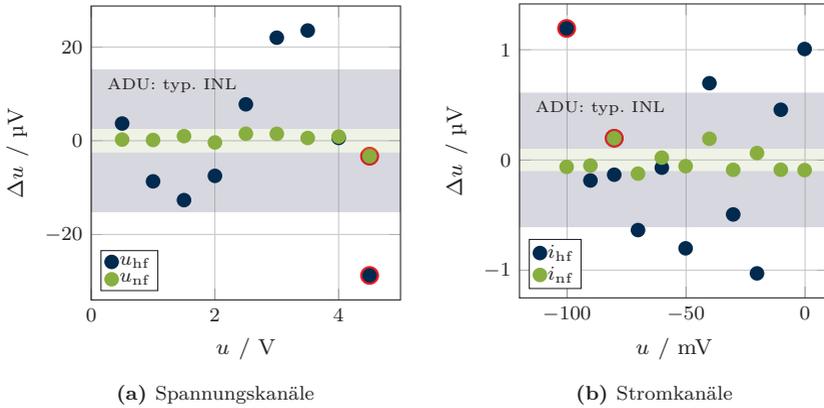
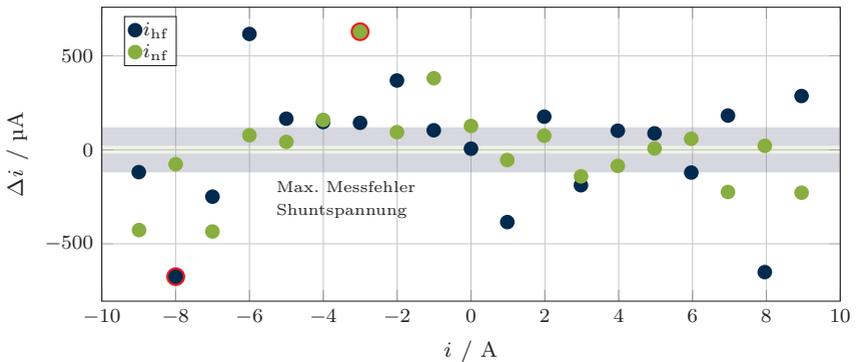


Abbildung 5.8: Messung Linearitätsfehler



Die Messung mit dem realen Präzisionswiderstand zeigt einen höheren Fehler, als es durch den Linearitätsfehler der Spannungsmessung über den Widerstand zu erwarten wäre (Abb. 5.9). Dies kann durch eine Erwärmung des Widerstandes erklärt werden, da eine systematische Zunahme des Messfehlers für hohe Ströme zu beobachten ist. Der verwendete Präzisionswiderstand kann durch die Drift seines Wertes eine Messabweichung von bis zu $100 \mu\text{A pro } ^\circ\text{C}$ verursachen (siehe Kap. 3.2.2). Die Temperaturerhöhung ist aber nicht auf die Eigenerwärmung des Widerstands zurückzuführen. Der Wärmeeintrag erfolgt durch die Leistungsstufe, die über das gemeinsame Kühlsystem mit dem Präzisionswiderstand thermisch gekoppelt ist. Der resultierende Messfehler bezogen auf den Messbereich von $\pm 10 \text{ A}$ beträgt weniger als 70 ppm.

Das gemessene eingangsbezogene effektive Rauschen des Stromkanals bei 2,5 MHz Bandbreite und kurzgeschlossenem Eingang beträgt $11,67 \mu\text{V}$. Aufgrund der Verstärkung von $v_i = 21$ wird das Rauschen des Stromkanals vom Einfluss der Komposit-Eingangsstufe dominiert. Die gemessene Rauschspannung ist etwa doppelt so hoch wie der in der Simulation abgeschätzte Wert. Aufgrund der deutlich geringeren Verstärkung der Komposit-Eingangsstufe des Spannungskanals gegenüber dem Stromkanal ist dieser anfälliger für Einkopplungen und zusätzliche Rauscheinflüsse hinter den Komposit-Eingangsstufen. Im Stromkanal beeinflussen Störungen gleicher Stärke das Signal entsprechend schwächer, da das Nutzsiganal in Bezug auf den Messeingang deutlich höher verstärkt übertragen wird. Das effektive Rauschen des Spannungskanals ist fast fünfmal höher als durch die Simulation vorhergesagt. Da der Spannungskanal lediglich zur Überwachung und Kalibrierung eingesetzt wird, beeinträchtigt dies die Funktion des Zellemulator jedoch nicht.

Die Slew Rate der breitbandigen Signalfade wird durch die Kompositverstärker am Eingang dominiert und ist für den Stromkanal aufgrund seiner größeren Verstärkung etwas höher. Es ist sichergestellt, dass auch bei Vollausteuern Signale nicht nichtlinear verzerrt werden.

Im breitbandigen Kanal ist ein ADU mit einer Latenz von 272 ns vorgesehen. Die Latenz der Umsetzung wird hier als der Zeitraum definiert, der zwischen dem Wechsel des ADU in die Haltephase bis zum Auslesen des vollständigen Datenwortes verstreicht.

5.2 Hardwaremodul Leistungsendstufe

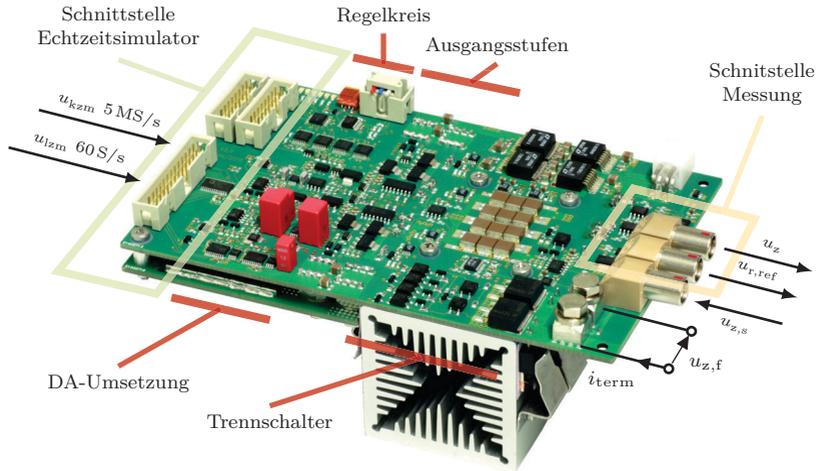


Abbildung 5.10: Realisierung des Hardwaremoduls Leistungsendstufe

Das Hardwaremodul Leistungsendstufe gibt die Spannung u_z der emulierten Zelle im Bereich von 0 bis 5 V aus und kann mit bis zu ± 10 A belastet werden (Abb. 5.10). Die Strombelastbarkeit der Endstufe begrenzt den maximal möglichen Strom i_{term} durch die Pole der emulierten Zelle.

Die Ausgabewerte des Zellmodells im Echtzeitsimulator werden als Datenströme an die Leistungsendstufe übertragen und im Hardwaremodul in ein analoges Signal umgesetzt. Die nahezu statische Ausgabespannung u_{lzm} des Langzeitmodells und die breitbandige Ausgabe u_{kzm} des Kurzzeitmodells der Zelle liegen als zwei separate Datenströme vor.

Die Leistungselektronik gibt das umgesetzte Signal über einen elektronischen Trennschalter an den positiven Pol der emulierten Zelle aus. Durch eine Notabschaltung und Abtrennung der Last vom Ausgang wird eine dauerhafte Widerstandsfähigkeit gegen Fehlerspannungen von bis zu ± 60 V erzielt.

Die Verlustwärme der Leistungstransistoren und Strommesswiderstände wird mithilfe eines von Luft durchströmten Kühlkörpers abgeführt. Der Shuntwiderstand R_{ref} zur Messung von i_{term} befindet sich ebenfalls auf dem Kühlkörper der Leistungsstufe, um durch aktive Kühlung ein thermisches Driften zu verringern. Die Zellspannung u_z und der Spannungsfall $u_{r,\text{ref}}$ über den Widerstand R_{ref} werden über geschirmte Leitungen an die Messdatenerfassung übertragen.

Die Zellspannung u_z entspricht der an den physischen Polen $u_{z,s}$ abgegriffenen Bezugsspannung. Die Messpunkte der Spannung $u_{z,s}$ bestimmen daher die Bezugsebene der Zellemulator, an der die Zellimpedanz korrekt ausgegeben wird. Die Leistungsstufe gleicht Spannungsfälle über der Zuleitung zu den Polen aus, indem sie durch ihre Leistungsausgänge die entsprechend angepasste Spannung $u_{z,f}$ ausgibt. Die räumliche Entfernung der Bezugsebene vom Zellemulator durch Verlängerungskabel ist jedoch durch eine fortschreitende Degradierung des analogen Regelverhaltens der Leistungsstufe begrenzt. Falls die Schnittstelle $u_{z,s}$ nicht verwendet wird, liegt die Zellspannung u_z und damit die Referenzebene an den Leistungsausgängen selbst an. Die in diesem Kapitel gezeigten Messungen zur Charakterisierung des Hardwaremoduls beziehen sich auf diesen Betriebsmodus.

5.2.1 Endstufenkonzept

Die Leistungsendstufe besteht aus mehreren ineinander geschachtelten Regelkreisen, die eine Gegentaktendstufe mit zwei separaten Ausgangsstufen ansteuern (Abb. 5.11). Die auszugebende Spannung ist die Summe der beiden Eingangsspannungen u_{lzm} und u_{kzm} , die von den Zell-Teilmodellen des Echtzeitsimulators vorgegeben werden. Die Spannung u_{lzm} des Langzeitmodells darf sich im gesamten Ausgabebereich des Zellemulators von 0 bis 5 V bewegen. Da das Langzeitmodell mit einer Bandbreite von nur 7,5 Hz arbeitet, können die Versorgungsspannungen $U_{\text{dyn,Q}}$ und $U_{\text{dyn,S}}$ der beiden Ausgangsstufen in dieser Bandbreite unmittelbar nachgeführt werden. Die Leistungsendstufe arbeitet daher im Klasse-H-Betrieb (siehe Kap. 5.3.1) [91].

Das Kurzzeitmodell hat dagegen eine Bandbreite von 2,5 MHz, so dass eine Berücksichtigung von u_{kzm} bei der Nachführung der Versorgungsspannungen nicht praktikabel ist. Der positive Effekt auf die Verlustleistung der Leistungsendstufe

wäre zudem relativ gering, da der maximale Wertebereich von u_{kzm} mit $\pm 0,5V$ nur einen Bruchteil von u_{lzm} beträgt. Das Spannungsfenster von u_{kzm} ist so gewählt, dass die Leistungsendstufe selbst beim maximal zulässigen Strom einer emulierten Zelle den hochfrequenten Anteil der Spannungsantwort ihrer komplexen Zellimpedanz ausgeben kann. Die Versorgungsspannungen der Gegentaktenstufe müssen also immer ausreichend hoch gewählt sein, so dass die Ausgangsspannung Sprünge mit der vollen Bandbreite des Kurzzeitmodells in diesem Spannungsfenster ausführen kann.

Die von der DA-Umsetzung erzeugte Spannung $u_{z,soil}$ entspricht der vom Zellmodell im Simulator berechneten Zellspannung und muss möglichst niederohmig von der Leistungsendstufe ausgegeben werden. Zu diesem Zweck steuert der Hauptregler die Gegentaktenstufe an. Die beiden Ausgangsstufen der Gegentaktenstufe übertragen die Spannung jeweils mit einer Verstärkung nahe Eins zum Ausgangsknoten u_z . Im Falle eines negativen Stroms i_{term} durch die Pole der emulierten Zelle ist die obere Ausgangsstufe (Quelle) aktiv. Ein positiver Strom wird dagegen von der unteren Ausgangsstufe (Senke) aufgenommen.

Um die zur breitbandigen Zellemulation benötigte Linearität der Leistungsendstufe sicherzustellen, sind die beiden Ausgangsstufen jeweils mit einer eigenen Ruhestromregelung ausgestattet [80]. Zum Treiben der Last ist, je nach Richtung des Ausgangsstroms i_{term} , immer nur eine Ausgangsstufe aktiv, während das Gegenstück in einem Ruhestrommodus verweilt. Der Ruhestrom ist, im Gegensatz zu Endstufentypen ohne autonome Ausgangsstufen, unabhängig von der Stromlast der jeweils komplementären Stufe. Das für den Zellemulator entwickelte Konzept erlaubt einen A-B-Betrieb mit einer Übernahme zwischen den beiden Stufen mit ausreichend kleinen Verzerrungen bis hin zum maximalen Ausgangsstrom des Leistungsendstufenmoduls.

Da die Ausgangsstufen Offsetfehler und einen endlichen Ausgangswiderstand aufweisen, ist es notwendig, die ausgegebene Spannung u_z zu regeln. Die zur Ruhestromregelung notwendigen Widerstände R_q und R_s befinden sich nicht innerhalb der eingebetteten Regelkreise der Ausgangsstufen, so dass der durch einen Laststrom i_q oder i_s verursachte Spannungsfall eine Abweichung des Istwertes u_z verursacht. Dies hat jedoch den Vorteil, dass R_q und R_s als Gegenkopplungswiderstände wirken und die Übertragungsfunktion der Leistungstransistoren li-

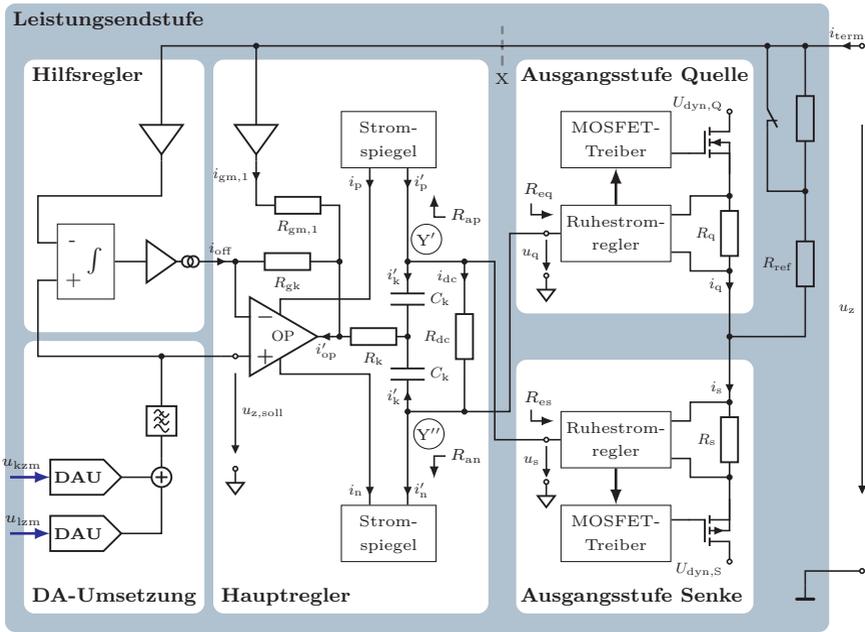


Abbildung 5.11: Struktur Hardwaremodul Leistungsendstufe

nearisieren. Der Hauptregler realisiert eine Über-Alles-Gegenkopplung, die den resultierenden Fehler unterdrückt.

Der Hauptregler besteht im Wesentlichen aus einem stromrückgekoppelten OP und zwei Stromspiegeln. Der OP ist als Spannungsfolger geschaltet und gibt die Spannung $u_{z,soll}$ mit einer Verstärkung von Eins aus. Die Versorgungsströme i_p und i_n des OP werden über Stromspiegel zu dem Eingangsknoten der Gegentaktenstufe übertragen. Ein positiver Strom in den Ausgang des OP erhöht entsprechend den Strom i_n , während ein Strom mit negativem Vorzeichen den Strom i_p vergrößert.

Im eingeschwungenem Zustand des Reglers sind die gespiegelten Versorgungsströme i'_p und i'_n etwa gleich groß und bilden den Querstrom $i_{dc} \approx i'_p \approx i'_n$. Dieser fließt durch R_{dc} und verursacht eine konstante Verschiebung zwischen $u_{z,soll}$ und

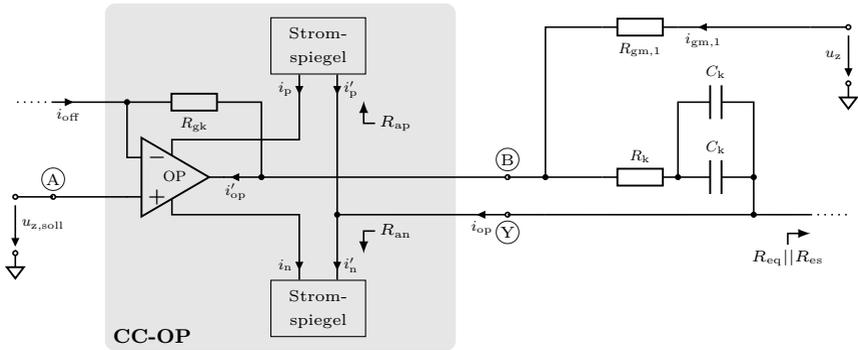


Abbildung 5.12: Struktur Hauptregler

den Steuerspannungen der Ausgangsstufen u_q und u_s . Die Verschiebung ist aufgrund der schaltungstechnischen Realisierung der Ausgangsstufen notwendig, sie ist für das Übertragungsverhalten ansonsten unwesentlich.

Die Schaltung aus OP und den zwei Stromspiegeln kann als stromrückgekoppelter Operationsverstärker mit Stromausgang (CC-OP) angesehen werden (Abb. 5.12). Der Knoten A ist mit dem positiven Eingang des OP verbunden und stellt in dieser Betrachtung den hochohmigen positiven Eingang des CC-OP dar. Der Knoten B befindet sich am Ausgang des OP und ist der negative niederohmige Stromeingang des CC-OP. Die Stromspiegel am Knoten Y realisieren den hochohmigen Stromausgang. Durch Vernachlässigung des Widerstandes R_{dc} fallen die beiden Knoten Y' und Y'' an den Ausgängen der Stromspiegel (Abb. 5.11) im Knoten Y zusammen. Da die Stromspiegel ein Übertragungsverhältnis von 1:1 aufweisen, entspricht der Ausgangsstrom i_{op} des CC-OP dem Ausgangsstrom i'_{op} des OP. Unter Vernachlässigung von i_{off} ist der Strom i'_{op} auch gleichzeitig der Strom des invertierenden Eingangs vom CC-OP.

Im Falle einer Abweichung des Istwertes u_z vom Sollwert $u_{z,soll}$ fällt die Fehler-spannung $u_{stör}$ über den Widerstand $R_{gm,1}$ ab, da der OP als Spannungsfolger arbeitet. Das Verhältnis zwischen $u_{stör}$ und dem Ausgangsstrom i_{op} wird als Steuererstellheit $g_{m,1}$ des Reglers bezeichnet (Gl. 5.8). Der Widerstand R_k und die Ka-

pazitäten C_k zwischen Ausgang und invertierendem Eingang des CC-OP dienen der Frequenzgangkompensation der Leistungsendstufe.

$$g_{m,1} = \frac{\Delta i_{gm,1}}{\Delta(u_{z,soll} - u_z)} = \frac{\Delta i_{op}}{\Delta u_{stör}} = \frac{1}{R_{gm,1}} \quad (5.8)$$

Der Widerstand R_{gk} im Rückkoppelzweig des OP dient lediglich zur Einstellung der Bandbreite. Eine Bandbreitenbegrenzung ist an dieser Stelle sinnvoll, weil so der Frequenzgang des OP geglättet und das Überschwingen der Leistungsendstufe verringert werden kann [4, 100].

Der Hauptregler selbst unterliegt jedoch quasistatischen Fehlern, die für die Anwendung im Zellemulator nicht tolerierbar sind. Zum einen weist der breitbandige stromrückgekoppelte OP prinzipbedingt eine hohe Offsetspannung auf. Zum anderen verursacht eine Asymmetrie der Stromspiegel einen zusätzlichen Offsetfehler, da der Stromfluss über $R_{gm,1}$ auch im ausgeregelten Zustand ungleich Null bleibt.

Deshalb wird ein Hilfsregler verwendet, der den verbleibenden Offsetfehler des Hauptreglers unterdrückt. Dafür wird ein von der Ausgangsspannung des Differenzintegrators gesteuerter Korrekturstrom i_{off} in den Rückkoppelpfad des OP eingepreßt. Da der resultierende Spannungsfall über R_{gk} eine Korrekturspannung am negativen Eingang des OP verursacht, wirkt der Hilfsregelkreis multiplikativ auf den Hauptregelkreis ein.

Zur Betrachtung des Hauptregelkreises kann die Schaltung aus Hauptregler und Gegentaktendstufe durch ein vereinfachtes Kleinsignal-ESB dargestellt werden (Abb. 5.13). Der ideale Impedanzwandler im Eingang des CC-OP bildet den als Spannungsfolger verschalteten OP nach. Parallel zum Stromausgang des CC-OP liegt der Widerstand R_{aus} , welcher die Ausgangswiderstände R_{ap} und R_{an} der beiden Stromspiegel repräsentiert. Der Stromausgang ist mit der Gegentaktendstufe verbunden, die stark vereinfacht durch einen Pufferverstärker dargestellt ist. Der Eingangswiderstand R_{ein} wird durch die parallelen Eingangswiderstände R_{eq} und R_{es} der beiden Ausgangsstufen der Gegentaktendstufe hervorgerufen. In der

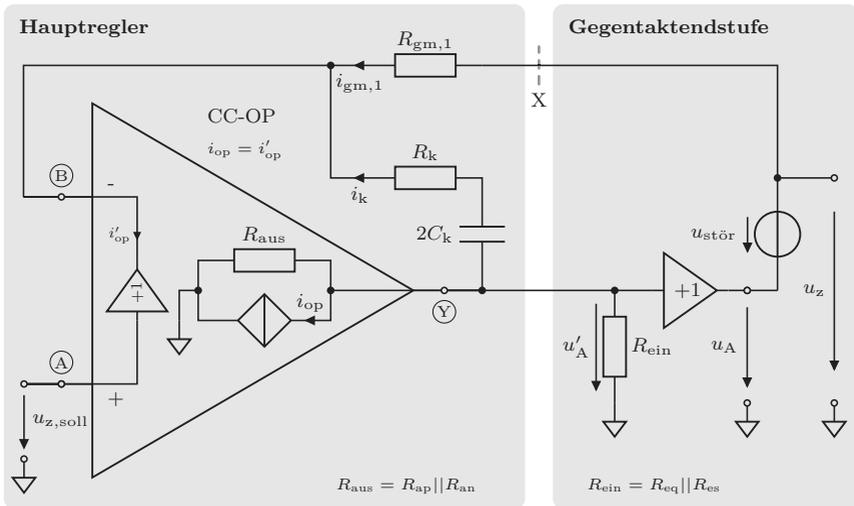


Abbildung 5.13: Kleinsignal-ESB des Hauptreglers

Praxis ist zu den parasitären Ein- und Ausgangswiderständen eine parallele kapazitive Last vorhanden, die für den relevanten Frequenzbereich und die gewählte Dimensionierung der Bauelemente aber vernachlässigt werden kann.

Die Verstärkung der Gegentaktendstufe ist in der realen Schaltung nicht genau Eins. Insbesondere bei einer Strombelastung der Gegentaktendstufe weicht der reale Wert aufgrund des effektiven Ausgangswiderstandes der Ausgangsstufen und des Spannungsfalls über dem Strommesswiderstand R_{ref} ab. Der Fehler zwischen der Ausgangsspannung u_z und der Sollspannung $u_{z,soll}$ ist durch die Quelle $u_{stör}$ modelliert.

Zur Vereinfachung wird der Einfluss des Hilfsreglers im beschriebenen Kleinsignal-ESB und in der folgenden Betrachtung des Verhaltens der Leistungsendstufe im Frequenzbereich vernachlässigt. Die Korrektur der verbleibenden quasistatischen Fehler wird im Anschluss gesondert betrachtet.

Durch Auftrennen an der Stelle X wird die Ringverstärkung des offenen Regel-

kreises ermittelt. Die offene Verbindung zu $R_{\text{gm},1}$ muss auf Massepotential gelegt werden, da sich ansonsten die Belastung des Knotens durch das Auftrennen verändern würde. Die ideale Quelle $u_{\text{stör}}$ bzw. der Ausgang des Puffers für u_A ist beliebig niederohmig und muss nicht mit einer Ersatzlast beschaltet werden, die den abgetrennten Schaltungsteil nachbildet.

Im eingeschwungenem Zustand ist die Spannung u_A durch dem Strom i_{op} über den Widerstand des Knotens Y nach Masse gegeben (Gl. 5.9).

$$u_A \Big|_{\omega \rightarrow 0} = -i_{\text{op}} \cdot (R_{\text{aus}} || R_{\text{ein}}) = - \left[\frac{-u_{z,\text{soll}}}{R_{\text{gm},1}} \right] \cdot R_{1,\text{ges}} \quad (5.9)$$

Dieser wirksame Lastwiderstand $R_{1,\text{ges}}$ ist ausschließlich durch die Parallelschaltung der Ein- und Ausgangswiderstände bestimmt, da die Kapazität C_k für die zuerst betrachteten niedrigen Frequenzen als Leerlauf betrachtet werden kann. Der Ausgangsstrom i_{op} des CC-OP entspricht dem Strom $i_{\text{gm},1}$, der durch den Spannungsfall von $u_{z,\text{soll}}$ über $R_{\text{gm},1}$ verursacht wird.

Die Ringverstärkung für Kleinsignale mit einer Frequenz gegen Null ist durch die Steuersteilheit $g_{m,1}$ und den Lastwiderstand $R_{1,\text{ges}}$ bestimmt (Gl. 5.10).

$$v_R \Big|_{\omega \rightarrow 0} = \frac{u_A \Big|_{\omega \rightarrow 0}}{u_{z,\text{soll}} \Big|_{\omega \rightarrow 0}} = \frac{R_{1,\text{ges}}}{R_{\text{gm},1}} = g_{m,1} \cdot R_{1,\text{ges}} \quad (5.10)$$

Aufgrund der hohen Ein- und Ausgangswiderstände der mit dem Knoten Y verbundenen Schaltungsteile ist der Lastwiderstand $R_{1,\text{ges}}$ sehr hochohmig. Dies führt zu einer Ringverstärkung im Bereich von $v_R(\omega \rightarrow 0) = 80$ dB (Punkt 1 in Abb. 5.14). Da die Leistungsendstufe auf eine Betriebsverstärkung von $v_{B,\text{dc}} = 1$ eingestellt ist, wird die Fehlerspannung $u_{\text{stör}}$ im eingeschwungenem Zustand aufgrund der Gegenkopplung etwa um den Betrag von $v_R(\omega \rightarrow 0)$ reduziert.

$$\begin{aligned} u_A \Big|_{\omega \rightarrow \infty} &= (-i_k - i_{\text{op}}) \cdot R_{1,\text{ges}} = -(i_{\text{gm},1} - 2i_k) \cdot R_{1,\text{ges}} \\ &= - \left[\frac{-u_{z,\text{soll}}}{R_{\text{gm},1}} + \frac{2(u_A - u_{z,\text{soll}})}{R_k} \right] \cdot R_{1,\text{ges}} \end{aligned} \quad (5.11)$$

Für Kleinsignale mit sehr hoher Frequenz kann die Kapazität C_k dagegen als Kurzschluss betrachtet werden, sodass ein zusätzlicher Strom i_k aus dem Knoten Y abfließt (Gl. 5.11). Dieser Strom fließt zusammen mit $i_{gm,1}$ in den niederohmigen Stromeingang des CC-OP, weshalb dessen Ausgangsstrom i_{op} die Summe beider Ströme ist. Der Strom i_k entsteht durch die Spannungsdifferenz zwischen u_A und $u_{z,soll}$, welche über R_k abfällt.

$$v_R|_{\omega \rightarrow \infty} = \frac{u_A|_{\omega \rightarrow \infty}}{u_{z,soll}|_{\omega \rightarrow \infty}} = \frac{1 + \frac{R_k}{2R_{gm,1}}}{1 + \frac{R_k}{2R_{l,ges}}} \approx 1 + \frac{R_k}{2R_{gm,1}} \quad (5.12)$$

Aus dem beschriebenen Verhalten resultiert eine Ringverstärkung $v_R(\omega \rightarrow \infty)$ oberhalb von Eins (Gl. 5.12). Aufgrund des hohen Wertes von $R_{l,ges}$ kann der Nenner des Doppelbruches als gleich Eins angenommen werden. Der Wert von $R_{gm,1}$ ist etwa eine Größenordnung höher als R_k , so dass die sich ergebende Ringverstärkung nahe bei Eins liegt. So kann die Leistungsendstufe ihre Betriebsverstärkung von Eins auch für hohe Frequenzen aufrechterhalten (Punkt 2 in Abb. 5.14).

Unter der Annahme einer idealen Gegentaktendstufe wird ein Sprung der Spannung $u_{z,soll}$ daher nahezu unverändert zum Ausgang des Leistungsstufenmoduls übertragen. Es erfolgt kein erneutes Einschwingen des Reglers. Im Fall der realen Leistungsstufende muss der Regler lediglich die durch nichtideales Verhalten der Gegentaktendstufe entstandene Abweichung kompensieren. Wäre R_k mit dem Massepotenzial anstelle des invertierenden Eingangs des CC-OP verbunden, würde die Ringverstärkung und damit auch die Betriebsverstärkung für hohe Frequenzen gegen Null streben. Der Ausgang des Reglers würde dann nur verzögert auf einen Sprung von $u_{z,soll}$ reagieren.

Der Verlauf der Ringverstärkung über der Frequenz kann durch die Widerstände $R_{gm,1}$, R_k und die Kapazitäten C_k vorgegeben werden, um einen stabilen Betrieb der Leistungsstufende zu erhalten (Gl. 5.13).

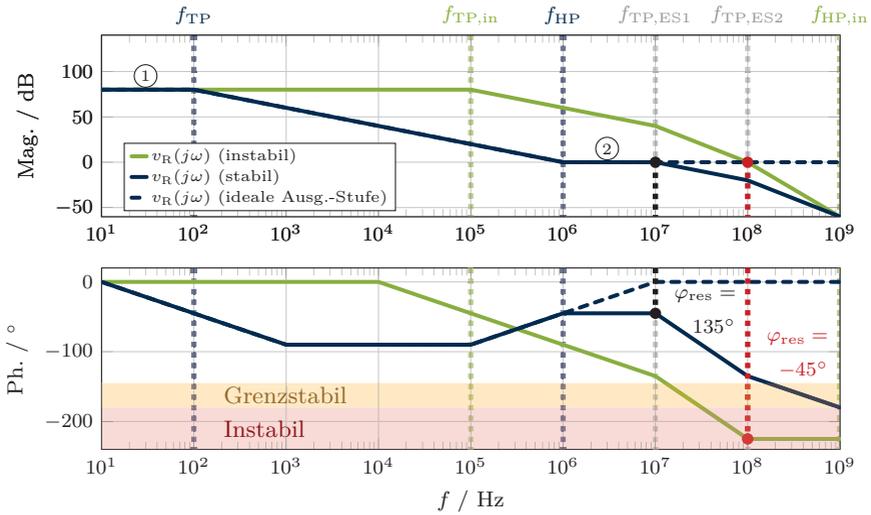


Abbildung 5.14: Verstärkung des offenen Regelkreises

$$\begin{aligned}
 v_R(j\omega) &= \frac{R_{1,ges}}{R_{gm,1}} \cdot \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_{HP}}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{TP}}} \\
 \omega_{HP} &= \frac{1}{2C_k(R_k + 2R_{gm,1})} & \omega_{TP} &= \frac{1}{2C_k(R_k + 2R_{1,ges})} \\
 f_{HP} &= \frac{\omega_{HP}}{2\pi} & f_{TP} &= \frac{\omega_{TP}}{2\pi}
 \end{aligned}
 \tag{5.13}$$

Wie zuvor beschrieben, kann die Steuersteilheit und damit die Ringverstärkung $v_R(\omega \rightarrow 0)$ für niedrige Frequenzen ausschließlich durch den Widerstand $R_{gm,1}$ eingestellt werden. Die Eckfrequenz f_{TP} des dominanten Tiefpasses der Ringverstärkung kann durch die Kapazität C_k frei gewählt werden und ist unabhängig von $R_{gm,1}$. Die Ringverstärkung fällt ab der Eckfrequenz f_{TP} mit 20 dB pro Dekade ab, bis der Hochpass wirksam wird (Abb. 5.14). Die Eckfrequenz f_{HP} des Hochpasses ergibt sich direkt aus der Wahl von Steuersteilheit und f_{TP} . Für Frequenzen oberhalb von f_{HP} verweilt die Ringverstärkung konstant auf dem Wert $v_R(\omega \rightarrow \infty)$.

Für einen stabilen Betrieb des Endstufenmoduls muss die gewählte Eckfrequenz f_{TP} des Hauptreglers ausreichend niedrig sein, sodass der Hochpass ab f_{HP} wirksam ist, bevor das Tiefpassverhalten der realen Gegentaktendstufe einsetzt (blaue Kurve Abb. 5.14). Zur Veranschaulichung wird vereinfacht angenommen, dass die Gegentaktendstufe zwei Tiefpässe mit den Eckfrequenzen $f_{\text{TP,ES1}}$ und $f_{\text{TP,ES2}}$ aufweist. Die Phasenreserve der Endstufe beträgt in diesem Fall immer $\varphi_{\text{res}} > 90^\circ$, wobei ein Wert von etwa 45° in der Praxis noch für einen stabilen Betrieb ausreichend ist.

Für optimale Sollwertfolge ist eine möglichst hohe Ringverstärkung der Leistungsendstufe über den gesamten Frequenzbereich wünschenswert. Daher ist es sinnvoll, den Hauptregler so einzustellen, dass die Eckfrequenz f_{TP} so hoch wie möglich liegt und der Betrag der Ringverstärkung auch für hohe Frequenzen möglichst groß ist. Das Frequenzverhalten der realen Gegentaktendstufe ist jedoch lastabhängig, wobei eine hohe Last die Eckfrequenzen $f_{\text{TP,ES1}}$ und $f_{\text{TP,ES2}}$ der Tiefpässe absenkt. Die Eckfrequenz f_{TP} des Hauptreglers (und damit implizit f_{HP}) muss daher so gewählt werden, dass die Phasenreserve in allen möglichen Lastfällen ausreicht und die Endstufe stabil bleibt (vgl. Kap. 5.2.5).

Wird die Eckfrequenz f_{TP} des Hauptreglers zu hoch eingestellt, ist ein stabiler Betrieb der Endstufe nicht mehr möglich (grüne Kurve Abb. 5.14). Am Durchtrittspunkt durch die 0-dB-Linie sind sowohl der Tiefpass des Hauptreglers als auch die Tiefpässe der Gegentaktstufe mit den Eckfrequenzen $f_{\text{TP,ES1}}$ und $f_{\text{TP,ES2}}$ wirksam. Dies führt zu einer negativen Phasenreserve des Regelkreises und damit zur Instabilität der Endstufe.

Ein Betrieb gänzlich ohne Frequenzgangkompensation würde bei einer praxisgerechten Verstärkung des Hauptreglers ebenso zu einer instabilen Endstufe führen. Der Durchtritt bei 0 dB kann in diesem Fall erst erfolgen, wenn bereits beide Tiefpässe der Gegentaktendstufe wirksam sind. Dies führt zu einer nicht ausreichenden Phasenreserve von $\varphi_{\text{res}} = 0^\circ$.

Der Hilfsregler ist so eingestellt, dass er etwa eine Dekade unterhalb der Eckfrequenz f_{TP} des Hauptreglers wirksam wird. Für niedrigere Frequenzen wird die Ringverstärkung des Hauptreglers um die Verstärkung des Hilfsreglers angehoben. Daher werden die quasistatischen Fehler des Hauptreglers durch die hohe

Tabelle 5.5: Spezifikation der verwendeten DAU

| DAU | Ausgang | Bereich V | Totzeit ns | max. Fehler ppm | INL LSB | Auflösung μV |
|------|----------|----------------|---------------|--------------------|------------|----------------------------|
| A/ B | Spannung | 0 ... 5 | 847 | 0,76 | ± 1 | 4,77 |
| C | Strom | max. $\pm 0,5$ | 60 | 100 | ± 1 | $\leq 15,26$ |

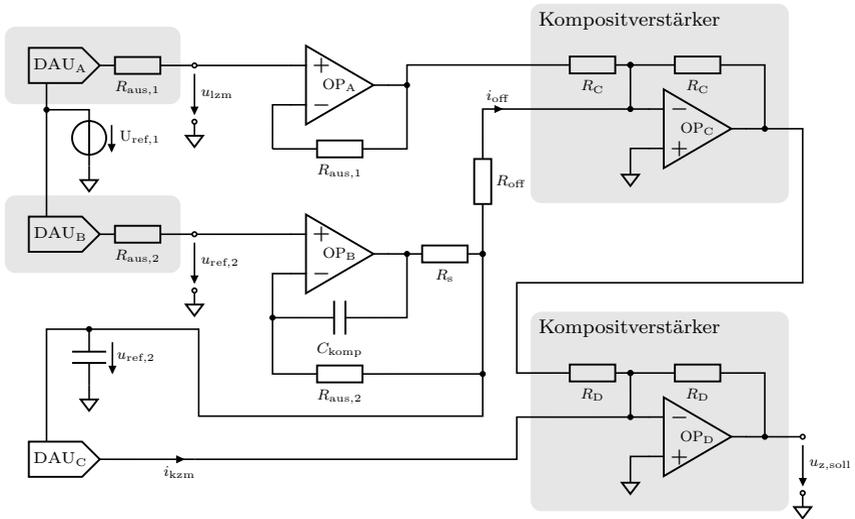
Verstärkung des Hilfsreglers unterdrückt. Die Fehlergrößen der Gegentaktenstufe werden innerhalb der Regelbandbreite des Hilfsreglers mit der kombinierten Verstärkung beider Regelkreise reduziert.

5.2.2 DA-Umsetzung mit hoher Bandbreite und Dynamik

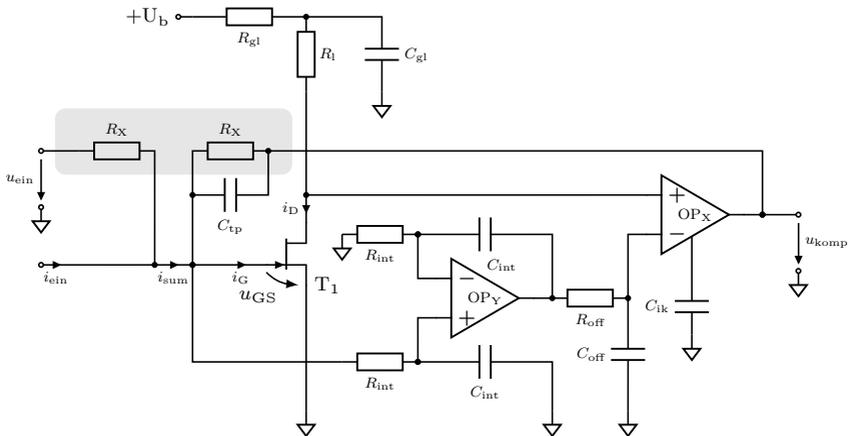
An das Hardwaremodul Leistungsendstufe werden für die breitbandige Zellemulation zwei unterschiedliche Anforderungen gestellt. Zum einen muss die Ruhespannung u_{lzm} der emulierten Zelle mit hoher Präzision über den Spannungsbereich von 0 bis 5 V ausgegeben werden. Zum anderen muss der Spannungsfall u_{kzm} über der komplexen Zellimpedanz in einer ausreichenden Bandbreite überlagert werden. Diese breitbandige Spannung u_{kzm} liegt aufgrund der typischen Impedanz von Zellen für den Automobilbereich im mV-Bereich.

Aus diesem Grund werden die Ausgabewerte für diese beiden Signale als zwei getrennte Datenströme vom Echtzeitsimulator zum Modul Leistungsendstufe übertragen und durch zwei getrennte DAU in analoge Spannungen umgesetzt (Abb. 5.15a). Der für die Spannung u_{lzm} gewählte DAU_A erlaubt eine Auflösung von $4,77 \mu\text{V}$ bei entsprechend geringen linearen und nichtlinearen Fehlern (Tab. 5.5). Aufgrund der hohen Latenz von 847 ns ist der DAU_A jedoch nicht zur Ausgabe von u_{kzm} geeignet.

Die breitbandige Spannungsantwort der Zellimpedanz wird von einem zweiten DAU_C mit Stromausgang ausgegeben, dessen Totzeit vom Beginn der Datenübertragung bis zur Ausgabe mit 60 ns um ein Vielfaches geringer ist. Die im Vergleich zu DAU_A hohen absoluten Fehlergrößen sind nicht direkt vergleichbar, da der effektive Ausgabebereich von DAU_C mit maximal $\pm 0,5 \text{ V}$ nur ein Fünftel des gesamten Ausgabebereichs beträgt. In der praktischen Anwendung des



(a) Schaltungsstruktur



(b) Makrostruktur Kompositverstärker

Abbildung 5.15: DA-Umsetzung

Emulators kann je nach emuliertem Zelltyp und Belastungsdynamik der Ausgabebereich von u_{kzm} noch deutlich kleiner gewählt werden. Zur Einstellung des Ausgabebereichs dient DAU_B, der die variable Referenzspannung $u_{ref,2}$ erzeugt.

In den Pfaden zur Ausgabe von u_{lzm} und $u_{ref,2}$ werden DAU des gleichen Typs eingesetzt. Ihre Spannungsausgänge weisen den Ausgangswiderstand R_{aus} auf und müssen in der beschriebenen Anwendung mit jeweils einem OP gepuffert werden. Im Rückkopplungspfad der als Impedanzwandler eingesetzten OP ist jeweils ein Kompensationswiderstand eingefügt, der die gleiche Größe wie R_{aus} besitzt. So wird der vom Eingangsstrom i_p des OP verursachte Spannungsfall am Ausgangswiderstand nahezu neutralisiert. Zu diesem Zweck ist je ein getrimmter Kompensationswiderstand in DAU_A und DAU_B integriert.

Die Referenzspannung $u_{ref,2}$ wird DAU_C über OP_B zugeführt. Durch Serienwiderstand R_s und Kompensationskapazität C_{komp} wird ein stabiler Betrieb in Gegenwart der hohen Pufferkapazität am Referenzeingang von DAU_C gewährleistet. Die Spannung u_{lzm} wird durch OP_A gepuffert und über die beiden Kompositverstärker mit einer Verstärkung von je -1 zum Ausgang $u_{z,soll}$ übertragen, so dass die Gesamtverstärkung Eins beträgt (Gl. 5.14). Der Ausgangsstrom von DAU_C wird über OP_D und R_D in eine Spannung umgewandelt und ebenfalls zum Ausgang übertragen. Zusätzlich wird $u_{z,soll}$ um den halben Aussteuerbereich von DAU_C ($i_{kzm,max} \cdot R_D$) verschoben, weil dieser nur einen unipolaren Strom treiben kann.

$$u_{z,soll} = u_{lzm} + u_{ref,2} \cdot \frac{R_C}{R_{off}} - i_{kzm} \cdot R_D \quad (5.14)$$

Die Schaltung zur DA-Umsetzung verwendet zwei Kompositverstärker, um die Signalfade mit niedriger und hoher Bandbreite zu entkoppeln. Die Chopperverstärker OP_A und OP_B besitzen nur einen Bruchteil der Regelbandbreite der Kompositverstärker und damit eine viel höhere Einschwingdauer. Die vorgestellte Schaltungsstruktur stellt sicher, dass die Chopperverstärker zu keiner Zeit durch das breitbandige Signal u_{kzm} ausgelenkt werden. Der Kompositverstärker OP_D erzeugt bei sprunghafter Ansteuerung durch DAU_C jedoch eine Rückwirkung auf seinen anderen Eingangsknoten, an dem das Signal des Langzeitmodells eingespeist wird. Erst der zusätzliche Kompositverstärker OP_C führt zu einer ausreichenden Dämpfung und verhindert eine signifikante Rückwirkung auf die Chop-

poverstärker. Um die Genauigkeit des Spannungssignals u_{izm} nicht zu degradieren, müssen die Kompositverstärker eine zu den Chopperverstärkern vergleichbar stabile Offsetspannung aufweisen.

Der zur Strom-Spannungs-Wandlung eingesetzte Kompositverstärker beruht auf einer diskreten Eingangsstufe und einer Schaltung zur Offsetkorrektur, wie die Kompositverstärker in der Messdatenerfassung (Abb. 5.15b). Die externe Eingangsstufe von OP_Y mit Transistor T_1 besteht aus einer Sourceschaltung mit der Widerstandslast R_1 . Ein Differenzverstärker ist in dieser Anwendung nicht notwendig, da das Gate von T_1 immer auf Massepotenzial liegt und hier keine Gleichtaktsignale vorkommen können [14, 106].

Der diskrete JFET T_1 ermöglicht einen niedrigen parasitären Eingangsstrom von wenigen pA. Er verursacht zudem ein deutlich geringeres Spannungsrauschen als die Transistoren einer voll integrierten Eingangsstufe.

Für die DA-Umsetzung wird eine Schaltung benötigt, die den Strom i_{ein} durch R_X in eine Spannung wandelt und u_{ein} invertiert (Gl. 5.15). Die beiden Widerstände R_X sind gepaart und thermisch gekoppelt, um den Steigungsfehler bei der Übertragung von u_{ein} zu minimieren.

$$u_{\text{komp}} \Big|_{\omega \rightarrow 0} = -(i_{\text{sum}} \cdot R_X) \text{ mit } i_{\text{sum}} = i_{\text{ein}} + \frac{u_{\text{ein}}}{R_X} \quad (5.15)$$

Der Kompositverstärker kann auch für nichtideale Quellen als Strom-Spannungs-Wandler eingesetzt werden, da der Eingangsknoten am Gate von T_1 immer auf Massepotenzial liegt. Diese Eigenschaft ist für die hier beschriebene Anwendung essentiell, denn der Stromausgang von DAU_C basiert auf einem Widerstandsnetzwerk und besitzt nicht den hohen Ausgangswiderstand einer aktiv geregelten Stromquelle. Der Kompositverstärker ermöglicht so durch die Regelung des Eingangspotentials und den geringen parasitären Strom i_G ein breitbandiges und genaues Übertragungsverhalten.

Der breitbandige OP_X befindet sich durch den Widerstand R_X und den JFET T_1 in Sourceschaltung im gegengekoppelten Betrieb. Unter Annahme der Bedingung $u_{GS} = 0 \text{ V}$ nimmt der selbstleitende JFET den typischen Drainstrom I_{DSS0} auf. Die Widerstände R_{g1} und R_1 bestimmen die Drain-Source-Spannung u_{GS} des

Transistors und damit auch die Gleichspannung am nichtinvertierenden Eingang von OP_X .

Die Schaltung wird von Choppverstärker OP_Y in den Arbeitspunkt gebracht. Dieser ist als Differenzintegrator beschaltet und regelt den invertierenden Eingang von OP_X so, dass $u_{GS} = 0\text{ V}$ beträgt. Die Ausgangsspannung von OP_Y entspricht dann etwa der Drain-Source-Spannung u_{DS} . Wird ein breitbandiges Stromsignal i_{sum} eingespeist, regelt OP_X die Gatespannung von T_1 , indem er einen Strom über R_X einprägt. Die Bandbreite der Schaltung kann über die Kapazität C_{tp} angepasst werden, um eine möglichst kurze Einschwingdauer der Ausgangsspannung zu erreichen.

Durch diese Schaltungstopologie kann für OP_X ein breitbandiger OP ohne Rücksicht auf die Höhe von Eingangsstrom und Offsetspannung gewählt werden. Der Choppverstärker OP_Y ermöglicht unabhängig von den Parametern von OP_X eine Abweichung der Spannung am Eingangsknoten vom Massepotential von wenigen μV .

5.2.3 Komplementäre Ausgangsstufe

Die Leistungsendstufe soll die von der Schaltung zur DA-Umsetzung vorgegebene Spannung linear und mit hoher Bandbreite zum Ausgangsknoten des Emulators übertragen. Dabei muss das Endstufenmodul gegenüber der typischen Impedanz einer Li-Ionen-Zelle im Bereich von wenigen hundert $\mu\Omega$ einen geringen Ausgangswiderstand aufweisen, während die Leistungsendstufe mit Strömen bis zu $\pm 10\text{ A}$ belastet wird.

5.2.3.1 Verbreitete Endstufenkonzepte

Üblicherweise werden für das Treiben hoher Ausgangsströme komplementäre Ausgangsstufen mit Feldeffekttransistoren (Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect

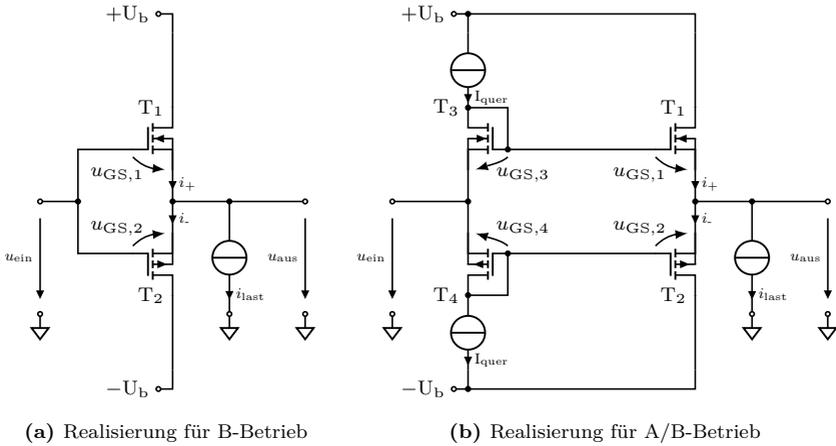


Abbildung 5.16: Komplementäre MOS-Ausgangsstufe

Transistor, MOSFET) eingesetzt. Die triviale Realisierung besteht aus zwei komplementären Transistoren (z.B. NMOS und PMOS) mit einer bipolaren Versorgungsspannung (Abb. 5.16a). Diese Konfiguration (B-Betrieb) weist jedoch eine hohe Nichtlinearität durch Übernahmeverzerrungen auf [80, 91].

Die resultierende Gate-Source-Spannung der Endstufentransistoren verschiebt und verzerrt die Ausgangsspannung u_{aus} gegenüber u_{ein} (Gl. 5.16).

$$u_{\text{GS}} = \sqrt{i_{\text{D}} \cdot \frac{2}{\text{K}}} + U_{\text{th}} \quad \text{mit } \text{K} = \mu \Delta C_{\text{ox}} \frac{W}{L} \quad (5.16)$$

Der Verstärkungsfaktor K hängt von Materialparametern wie der Ladungsträgerbeweglichkeit μ , der Gate-Kapazität C_{ox} und von der physischen Weite W und Länge L des Kanals ab. Die Schwellspannung U_{th} hängt ebenfalls von Materialparametern wie der Konzentration der Dotierung und der Dicke des Gate-Oxids ab. Unter Vernachlässigung des Temperaturverhaltens sind beide Größen konstant [38, 47].

Zum einen verzerrt der Laststrom i_{last} die Ausgangsspannung u_{aus} in Abhängigkeit von der Kennlinie des MOSFET. Zum anderen ändert sich die Spannung

u_{aus} bei einen Vorzeichenwechsel von i_{last} sprunghaft um etwa das Zweifache der Schwellenspannung U_{th} und verzerrt das Signals bei der Übernahme.

Während die Nichtlinearität infolge der Stromabhängigkeit von u_{GS} durch einen übergeordneten Regelkreis ausreichend gut für eine Verwendung zur Zellemulatation unterdrückt werden kann, ist die Signalverzerrung bei einem Wechsel der Stromrichtung nicht ausreichend kompensierbar.

Ein weit verbreitetes Konzept zur Vermeidung von Übernahmeverzerrungen stellt eine Ausgangsstufe im A/B-Betrieb dar (Abb. 5.16b). Der Strom I_{quer} fließt bei der hier vorgestellten Realisierung über die als MOS-Dioden verschalteten Transistoren T_3 und T_4 und erzeugt eine Vorspannung $u_{\text{GS},3} + u_{\text{GS},4}$ zur Ansteuerung der Ausgangstransistoren.

$$i_+ \Big|_{i_{\text{last}}=0 \text{ A}} = i_- \Big|_{i_{\text{last}}=0 \text{ A}} = I_{\text{quer}} \text{ da } u_{\text{GS},1} + u_{\text{GS},2} = u_{\text{GS},3} + u_{\text{GS},4} \quad (5.17)$$

Wenn alle vier Transistoren identisch sind, spiegelt sich der Strom I_{quer} an den Ausgangstransistoren und erzeugt einen Ruhestrom in gleicher Höhe (Gl. 5.17). Wenn nun der Laststrom i_{last} das Vorzeichen wechselt, findet eine Übernahme des Stromes zwischen den komplementären Transistoren ohne Spannungssprung von u_{aus} statt. Die verbleibende Nichtlinearität des Übertragungsverhaltens kann von einem übergeordneten Regelkreis kompensiert werden, sofern die Last der Endstufe relativ gering ist.

$$i_- = \frac{K_{\text{p},2}}{2} \left[\left(u_{\text{GS},4} - u_{\text{GS},3} + \sqrt{i_+ \cdot \frac{2}{K_{\text{n},1}} + U_{\text{th},1}} \right) - U_{\text{th},2} \right]^2 \quad (5.18)$$

Wenn jedoch i_+ durch einen hohen positiven Laststrom ansteigt, verweilt i_- nicht bei dem eingestellten Ruhestrom (Gl. 5.18). Da die durch T_3 und T_4 erzeugte Vorspannung konstant bleibt, während $u_{\text{GS},1}$ ansteigt, nimmt $u_{\text{GS},2}$ und damit i_- betragsmäßig ab.

Um im Bereich der Strombelastbarkeit des Zellemulators ein Absinken des Ruhestroms i_- bis auf nahezu Null zu verhindern, müsste ein sehr hoher Ruhestrom eingestellt werden. Dieses Vorgehen ist nicht praktikabel, da es zu einer hohen

Verlustleistung und Abwärme auch bei unbelasteter Endstufe führt. Zellemulatoren mit diesem Endstufenkonzept könnten nur mit hohem Kühlaufwand betrieben werden und eine ausreichend hohe Packungsdichte zur Emulation ganzer Batteriemodule wäre kaum zu realisieren.

Das Absinken des Ruhestroms i_- , bzw. der Gate-Source-Spannung $u_{GS,2}$ des Transistors T_2 reduziert dessen Steilheit (Transkonduktanz) $g_{m,2}$ (Gl. 5.19) [38, 47].

$$g_{m,2} = \sqrt{2K_{p,2} \cdot i_-} \quad (5.19)$$

Soll nun T_2 nach einem Vorzeichenwechsel des Laststroms wieder einen hohen Strom i leiten, muss der Transistor aus dem flachen Teil seiner Transkonduktanz-Kennlinie gebracht werden. Die geringe Steilheit führt bei sehr schnellen Transienten von i_{last} zu einer ähnlichen Übernahmeverzerrung, wie sie im B-Betrieb der Endstufe vorkommt. Es ist daher nicht möglich, mit einer derartigen komplementären Endstufe im A/B-Betrieb die nötige Linearität zu erreichen, um die komplexe Zellimpedanz mit ausreichender Genauigkeit zu emulieren.

5.2.3.2 Gegentaktendstufe mit autonom geregelten Ausgangsstufen

Im Zellemulator wird deshalb eine Gegentaktendstufe mit zwei einzelnen komplementären Ausgangsstufen eingesetzt, die jeweils ihre eigene Ruhestromreglung besitzen. Der Ruhestrom der autonom agierenden oberen Ausgangsstufe (Quelle) bzw. der unteren Ausgangsstufe (Senke) der Gegentaktendstufe kann so unabhängig vom Arbeitspunkt der jeweils komplementären Stufe geregelt werden. Die beiden Ausgangsstufen verwenden komplementäre Transistortypen und sind symmetrisch zueinander aufgebaut. Im Folgenden wird exemplarisch nur die obere Ausgangsstufe (Quelle) beschrieben.

Die Quelle treibt den Entladestrom $-i_{\text{term}}$ der emulierten Zelle unter Einsatz des N-Kanal MOSFET T_{11} (Abb. 5.17). Der Leistungstransistor wird von einem Differenzverstärker (T_1 bis T_3) mit einer Stromspiegellast (T_4 bis T_6) getrieben. Die Ausgangsstufe kann zwei Betriebszustände annehmen: Sie ist immer dann

aktiv, wenn die emulierte Zelle durch einen Strom entladen wird, ansonsten treibt sie einen konstanten Ruhestrom durch T_{11} .

Ruhestromreglung Wenn die Leistungsstufe einen Ladestrom (i_{term} positiv) aufnehmen muss, fließt dieser in die komplementäre Senke. Dabei muss der zusätzliche Spannungsfall U_{R_s} über dem Gegenkoppelwiderstand R_s der Senke durch den Hauptregler ausgeglichen werden. Da die Eingangsspannungen $u_{q,\text{ein}}$ der Quelle und $u_{s,\text{ein}}$ der Senke einen zueinander konstanten Offset aufweisen, ist $u_{q,\text{ein}}$ in diesem Arbeitspunkt kleiner als $u_{q,\text{aus}}$ (Abb. 5.11). Ohne T_2 wäre der Differenzverstärker aus den Transistoren T_1 und T_3 voll angesteuert, so dass i_1 nahezu Null ist. In diesem Fall ist die Ruhestromreglung der Quelle aktiv (Gl. 5.20) und T_2 ist anstelle von T_1 im Differenzverstärker wirksam.

$$I_{q,\text{ruhe}} = I_{\text{ruhe}} \cdot \frac{R_{\text{ruhe}}}{R_q} \quad (5.20)$$

Der Differenzverstärker aus T_2 und T_3 vergleicht die Spannungen U_{R_q} über den Gegenkoppelwiderstand R_q der Quelle mit der Vorgabespannung U_{ruhe} . Da der Differenzverstärker keine feste Beziehung zur lokalen Masse aufweist, wird U_{ruhe} durch die Stromquelle I_{ruhe} und den Widerstand R_{ruhe} erzeugt. Der Differenzverstärker steuert über die Kaskodetransistoren T_7 und T_8 den Stromspiegel an und kann so die Gate-Source-Spannung von T_{11} umladen (Gl. 5.21).

$$i_G = i_+ - i_- \approx i_2 - i_3 \quad (5.21)$$

Die Kaskodetransistoren T_6 , T_7 und T_8 verhindern eine starke Eigenerwärmung der Transistoren des Differenzverstärkers infolge ihrer Verlustleistung. Obwohl diese gepaart und thermisch gekoppelt sind, könnten thermische Gradienten zu erhöhten Offsetfehlern des Differenzverstärkers führen. Die Offsetspannung muss jedoch in Relation zu U_{ruhe} gering sein, um die Ruhestromreglung zu ermöglichen. Der Spannungsfall U_{R_q} über R_q beträgt nur einige mV, um einen praktikablen Wirkungsgrad der Endstufe zu erreichen.

$$SR_q = \frac{du_{q,\text{aus}}(t)}{dt} = I_{G,\text{max}} \cdot C_{\text{ein},11} = I_0 \cdot C_{\text{ein},11} \quad (5.22)$$

Da die maximale Anstiegsrate SR_q der Ausgangsspannung $u_{q,\text{aus}}$ vom Querstrom I_0 des Differenzverstärkers abhängt, muss ein hoher Querstrom im Bereich von 20 mA gewählt werden (Gl. 5.22). Aufgrund des notwendigen Hubs der Gatespannung des Leistungstransistors muss die beschriebene Ansteuerschaltung eine hohe statische Verlustleistung aufnehmen. Die Kaskodetransistoren T_6 , T_7 und T_8 zur Ansteuerung des Leistungstransistors sind daher für deutlich höhere Verlustleistungen auszulegen als die restlichen Kleinsignaltransistoren der Schaltung.

Aktiver Betrieb Die Quelle wechselt in den aktiven Betrieb, sobald $u_{q,\text{ein}}$ größer als $u_{q,\text{aus}}$ wird. Dies kann entweder durch eine Veränderung der durch die DA-Umsetzung vorgegebenen Spannung der Leistungsendstufe oder durch eine davon unabhängige Änderung des Laststroms geschehen.

In beiden Fällen wird der Regelkreis für die Ausgangsspannung aktiv. Transistor T_1 , der mit T_3 einen Differenzverstärker bildet, beginnt durch seinen Strom i_1 zum Steuerstrom i_+ beizutragen. Dies führt zu einem positiven Gatestrom i_G und somit zur Ansteuerung des Leistungstransistors. Folglich beginnt der Strom der Quelle i_q über den Ruhestrom hinaus anzusteigen, bis die Differenz zwischen $u_{q,\text{ein}}$ und $u_{q,\text{aus}}$ ausgeregelt ist.

Mischbetrieb Bei einem Ausgangsstrom i_{term} von Null können Quelle und Senke sich im Ruhestrombetrieb befinden. Die Endstufe des Zellemulators ist so ausgelegt, dass beide autonomen Ausgangsstufen in diesem Arbeitspunkt vom Hauptregler leicht angesteuert werden. Dies verhindert am Beispiel der Quelle, dass der Strom i_1 in den Kollektor von T_1 zu gering wird und das Übertragungsverhalten der Ausgangsstufe durch eine geringe Steuersteilheit von T_1 zu nichtlinear wird. Um Übernahmeverzerrungen zu vermeiden, wird eine statische Spannung zwischen die Eingangsspannungen $u_{q,\text{ein}}$ der Quelle und $u_{s,\text{ein}}$ der Senke eingefügt. Folglich befinden sich durch die leichte Ansteuerung beide Ausgangsstufen in einem Mischbetrieb, bei dem sie einen leicht höheren Strom als den vorgegebenen Ruhestrom treiben.

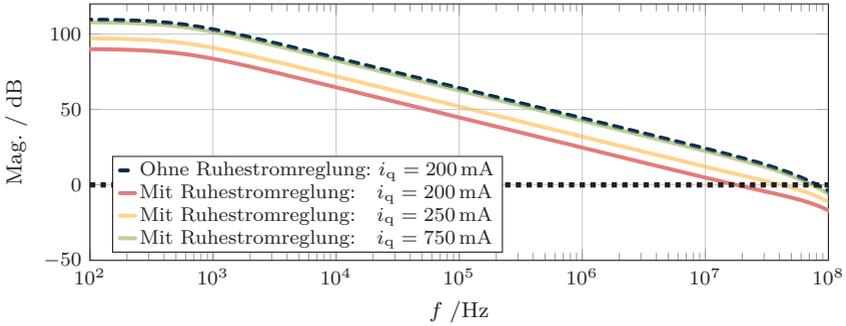
Die Ausgangsstufen verlassen den beschriebenen Mischbetrieb daher nur, wenn ein signifikanter Laststrom i_{term} eine Stufe in den aktiven und die jeweils komplementäre Stufe in den reinen Ruhestrombetrieb zwingt.

Kompensationskonzept Der Frequenzgang von Quelle und Senke kann jeweils durch R_{komp} und C_{komp} kompensiert werden. Das Übertragungsverhalten des Regelkreises wird durch einen Tiefpass 1. Ordnung dominiert, der durch die Eingangskapazität des Leistungstransistors T_{11} bestimmt wird. Durch die zusätzliche kapazitive Last am Gate des Leistungstransistors wird die Eckfrequenz des Tiefpassverhaltens zu niedrigeren Frequenzen verschoben. Diese Grenzfrequenz ist im Fall einer unbelasteten Endstufe am höchsten, da die Gate-Source-Kapazität von T_{11} in diesem Fall kaum wirksam ist.

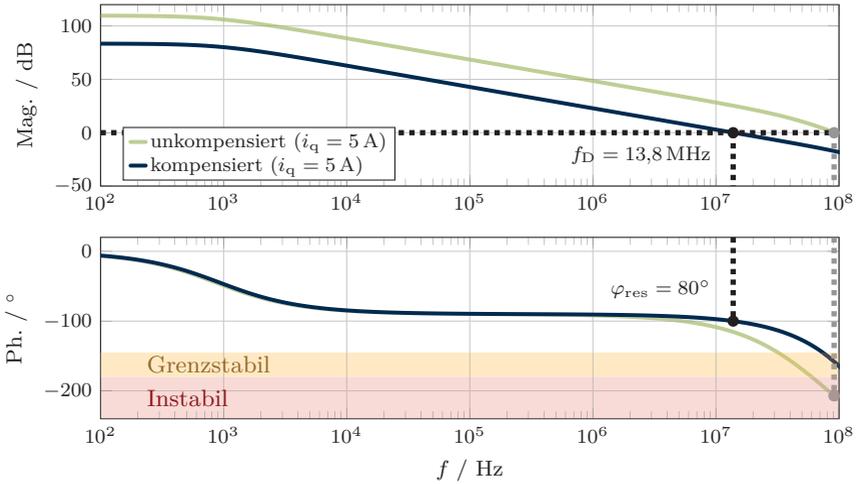
Ein Nachteil dieser Kompensationsmethode besteht darin, dass der Kondensator C_{komp} parallel zum Gate des Leistungstransistors umgeladen werden muss. Ist eine hohe Kapazität in der Größenordnung der Eingangskapazität des Leistungstransistors zur Kompensation erforderlich, hat dies einen signifikanten Einfluss auf die Großsignaleigenschaften der Ausgangsstufe. Die maximale Anstiegsrate der Ausgangsspannung $u_{\text{q,aus}}$ der Quelle wird dann durch C_{komp} reduziert. Diese Einschränkung gilt nicht, wenn die Stabilität der Ausgangsstufe durch eine Senkung der Ringverstärkung des Regelkreises herbeigeführt wird.

Die unbelasteten autonomen Ausgangsstufen haben in Ruhelage einen typischen Ruhestrom von etwa $i_{\text{q}} = 200 \text{ mA}$. Dabei befinden sich die Einzelendstufen im Mischbetrieb, sodass der eingestellte Ruhestrom von $i_{\text{q}} = 100 \text{ mA}$ nur bei höherer Stromlast der jeweils komplementären Stufe alleinig wirksam wird. In diesem Arbeitspunkt sind die Ausgangsstufen bereits ohne zusätzliche Kompensation des Frequenzgangs stabil.

Die Stabilität ist jedoch nur deshalb gegeben, weil die resultierende Verstärkung des Ausgangsspannungsreglers einer Einzelstufe durch die ihres Ruhestromreglers verringert wird. Im Fall der Quelle wirkt dieser der Erhöhung von i_{q} über den eingestellten Ruhestrom hinaus entgegen. Wird der Ruhestromregler unwirksam, verschiebt sich die Durchtrittsfrequenz der Verstärkung des offenen Regelkreises der Stufe und die Quelle wird ohne zusätzliche Maßnahmen instabil (Abb. 5.18a).



(a) Einfluss Ruhestromregler



(b) Kompensation durch Gegenkopplung

Abbildung 5.18: Simulation: Stabilität der Ausgangsstufe Quelle

Dies kann bei einer Ansteuerung des Hauptreglers erfolgen, oder wenn der Ausgangsstrom i_q durch eine Belastung der Quelle ansteigt. Ab etwa $i_q = 750 \text{ mA}$ trägt der Ruhestromregler nicht mehr signifikant zur Ansteuerung des Leistungstransistor bei, da die Quelle den Mischbetrieb mit beiden Regelfunktionen verlassen hat.

Die steigende Spannung über dem Widerstand R_q steuert den Differenzverstärker des Ruhestromreglers immer weiter aus, womit dessen Verstärkung abnimmt (siehe Abb. 5.17). Bei einem Stromfluss von $i_q \approx 1 \text{ A}$ durch den Leistungstransistor der Quelle ist der Ruhestromregler völlig unwirksam, da der Strom i_2 durch Transistor T_2 nahezu Null ist.

Um die Stabilität der Quelle für alle im Betrieb vorkommenden Arbeitspunkte zu gewährleisten, muss der Anstieg der Ringverstärkung innerhalb der Quelle kompensiert werden. Durch eine Gegenkopplung des Differenzverstärkers mit den Widerständen R_{gk} wird sowohl die Verstärkung des Ausgangsspannungsreglers als auch jene des Ruhestromreglers reduziert. Durch die Abflachung der Kennlinie wird der Ruhestromregler auch für hohe Ausgangsströme i_q nicht mehr übersteuert. Die Quelle verlässt den Mischbetrieb, in dem beide Regler aktiv sind, auch für hohe Strombelastungen der Endstufe nicht mehr.

Durch diese Kompensation beträgt die Phasenreserve der Quelle $\varphi_{\text{res}} = 80^\circ$ bei einer Durchtrittsfrequenz von $f_D = 13,8 \text{ MHz}$ für einen Ausgangsstrom von $i_q = 5 \text{ A}$ (Abb. 5.18b) [36]. Die Phasenreserve nimmt für kleinere Ströme etwas zu und in Richtung größerer Ströme ab. Dabei unterschreitet sie jedoch an keinem Punkt $\varphi_{\text{res}} = 75^\circ$ über den gesamten erlaubten Strombereich bis $i_q = 10 \text{ A}$.

5.2.4 Korrektur von Offsetspannungen

Der breitbandige Hauptregler der Leistungsendstufe verursacht durch die Offsetspannung der verwendeten OP und durch Steigungsfehler der Stromspiegel Offsetspannungen im Bereich von mehreren mV. Um die Fehler in die erforderliche Größenordnung von μV zu bringen, wird ein Differenzintegrator mit Stromausgang als Hilfsregler eingesetzt (Abb. 5.19).

Funktionsprinzip des Hilfsreglers Der als Differenzintegrator beschaltete OP_H vergleicht die Ausgangsspannung u_z der Leistungsendstufe mit der Vorgabespannung $u_{z,\text{soll}}$ der DA-Umsetzung. Die Zeitkonstante der Integration wird über R_{hilf} und C_{hilf} vorgegeben. Die Kapazitäten C_{hilf} müssen in der Praxis möglichst gut gepaart sein, um die wirksamen Zeitkonstanten der beiden Eingänge des Differenzintegrators aneinander anzugleichen. Ansonsten wird bei jedem Sprung der Ausgangsspannungen u_z fälschlicherweise die Gegentaktendstufe angesteuert, auch wenn diese gar keine Differenz zu $u_{z,\text{soll}}$ aufweist. In diesem Fall müsste der Hilfsregler nach jeder größeren Änderung von u_z neu einschwingen und würde so das Sprungverhalten der Endstufe verschlechtern.

Die aufintegrierte Fehlerspannung u'_{int} wird von der Schaltung aus den Transistoren T₁ bis T₄ zum Knoten u_{int} übertragen. Der Querstrom i_{AP} verursacht einen Spannungsfall über den als Dioden verschalteten Transistoren T₁ und T₃. Der Strom i_{AP} wird auf die Transistoren T₂ und T₄ gespiegelt, da die Basis-Emitter-Spannungen der jeweils baugleichen und thermisch gekoppelten NPN- und PNP-Transistoren identisch sind. Nach dem Translinearprinzip ist damit $u'_{\text{int}} \approx u_{\text{int}}$, solange i'_{off} klein gegenüber i_{AP} ist. Die Ströme i_{p} und i'_{n} werden jeweils durch einen Kaskode-Stromspiegel zum Ausgang der Schaltung übertragen. Ist i'_{off} Null, gilt $i_{\text{n}} = i_{\text{p}} = i_{\text{AP}}$ und der Ausgangsstrom i_{off} ist ebenfalls Null. Der Choppverstärker OP_H kann die Stromspiegel nicht direkt durch seine Versorgungsanschlüsse ansteuern, da die Höhe der Versorgungsspannung U_{b} die Grenzwerte des Bauteils übersteigen.

$$i_{\text{off}} \approx \begin{cases} i'_{\text{p}} - i'_{\text{n}} = i'_{\text{off}} & \text{mit } i'_{\text{p}} = i_{\text{AP}} + |i'_{\text{off}}|, i'_{\text{n}} = i_{\text{AP}} \quad i'_{\text{off}} > 0 \\ i'_{\text{p}} - i'_{\text{n}} = i'_{\text{off}} & \text{mit } i'_{\text{p}} = i_{\text{AP}}, i'_{\text{n}} = i_{\text{AP}} + |i'_{\text{off}}| \quad i'_{\text{off}} < 0 \end{cases} \quad (5.23)$$

Die Spannung u_{int} fällt über $R_{\text{gm},2}$ ab und verursacht den Korrekturstrom i'_{off} . Dieser wird je nach Vorzeichen vom Emitter des Transistors T₂ oder T₄ aufgenommen und erhöht entsprechend den Strom i'_{p} oder i'_{n} (Gl. 5.23). Damit gilt für der Ausgangsstrom $i_{\text{off}} \approx i'_{\text{off}}$.

Der Ausgangsstrom i_{off} fließt in den Knoten am invertierenden Eingang des OP im Hauptregler und verursacht einen Spannungsfall über R_{gk} (Abb. 5.11). Auf diese Weise greift er in den Hauptregelkreis ein und eliminiert dessen Offsetspannungen.

Um das Einschwingverhalten des Hauptreglers nicht zu beeinflussen, darf der Hilfsregler den Knoten am invertierenden Eingang des OP nicht merklich belasten. Ein möglichst hoher Ausgangswiderstand der Stromquelle i_{off} des Hilfsreglers wird durch die beiden Kaskode-Stromspiegel erreicht. Die Ausgangskapazitäten der Transistoren T_{10} und T_{14} werden zusätzlich durch den Serienwiderstand R_s vom Hauptregler entkoppelt. Aufgrund der kleinen Amplitude des maximal benötigten Korrekturstroms kann R_s im hohen $k\Omega$ -Bereich liegen, so dass keine signifikante Degradation des Hauptregelkreises erfolgt.

Limitierung des Regelbereichs Zur Korrektur der Offsetspannungen des Hauptreglers genügt ein geringer Korrekturstrom i_{off} . Falls der Hauptregelkreis jedoch keine Sollwertfolge erreichen kann, weil sich die Endstufe beispielsweise im Schutzbetrieb (vgl. Kapitel 5.4.2) befindet, versucht der Hilfsregler die makroskopische Abweichung zwischen u_z und $u_{z,\text{soll}}$ auszuregeln. Ohne weitere Vorkehrungen würde der Hilfsregler den Strom i_{off} erhöhen, bis die Ausgangsspannung des Differenzintegrators u'_{int} durch Sättigungseffekte begrenzt wird. Verlässt der Zellemlator nun den Fehlerzustand, kann es aufgrund der hohen Zeitkonstanten des Hilfsreglers sehr lange dauern, bis der normale Betrieb der Leistungsendstufe wieder möglich ist.

Um dies zu verhindern, wird u'_{int} durch T_5 beziehungsweise T_6 aktiv begrenzt. Überschreitet u_{int} die Spannung U_{max} , wird die Basis-Emitter-Diode von T_5 leitend und ein positiver Begrenzerstrom i_{lim} fließt in den Knoten am invertierenden Eingang von OP_H . Der Strom i_{lim} erzeugt einen Spannungsfall über R_{hilf} in der Höhe der Sollwertabweichung, so dass die Fehlerspannung u'_{int} nicht weiter erhöht wird.

Damit wird u'_{int} in positiver Richtung auf die Summe aus U_{max} und $|u_{\text{BE},5}|$ begrenzt. Die Limitierung einer negativen Spannung u'_{int} erfolgt entsprechend durch den komplementären Teil der Schaltung über T_6 . Die Stabilität der Begrenzerschaltung wird erreicht, indem ihre Ringverstärkung durch die Gegenkopplung mit R_B ausreichend reduziert wird.

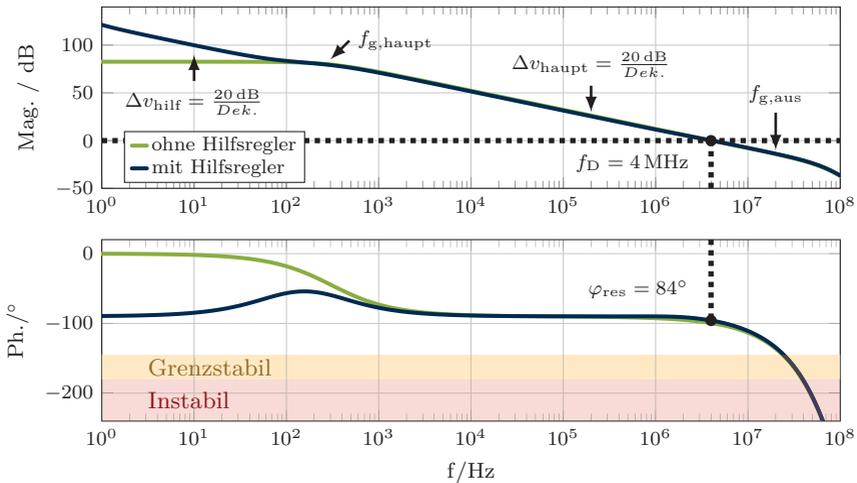


Abbildung 5.20: Simulation: Verstärkung des offenen Regelkreises

5.2.5 Kompensationskonzept

Die Leistungsendstufe des Zellemulators besteht aus drei ineinander geschichteten Regelkreisen. Die autonomen Ausgangsstufen Quelle und Senke der Gegentaktendstufe regeln je nach Last den Ruhestrom oder die Ausgangsspannung. Der breitbandige Hauptregelkreis steuert die Gegentaktendstufe an und korrigiert die Abweichung zwischen der Ausgangsspannung u_z der Leistungsendstufe und der Vorgabe $u_{z,\text{soll}}$. Der Hilfsregelkreis unterdrückt für die Anwendung im Zellemulator eine zu hohe Offsetspannung des Hauptreglers.

Durch Frequenzgangkompensation des Haupt- und Hilfsreglers wird ein stabiler Betrieb ermöglicht. Das Ziel der Kompensation ist, die Stabilität der Leistungsendstufe für alle in der Praxis zu erwartenden Lasten zu gewährleisten und dabei die Regelbandbreite so wenig wie möglich einzuschränken. Um eine ausreichende Phasenreserve zu erzielen, muss die Verstärkung des offenen Hauptregelkreises 0 dB unterschreiten, bevor das Tiefpassverhalten der Ausgangsstufen die Phase in Richtung höherer Frequenzen weiter absenkt (Abb. 5.20). Da die Übertragungs-

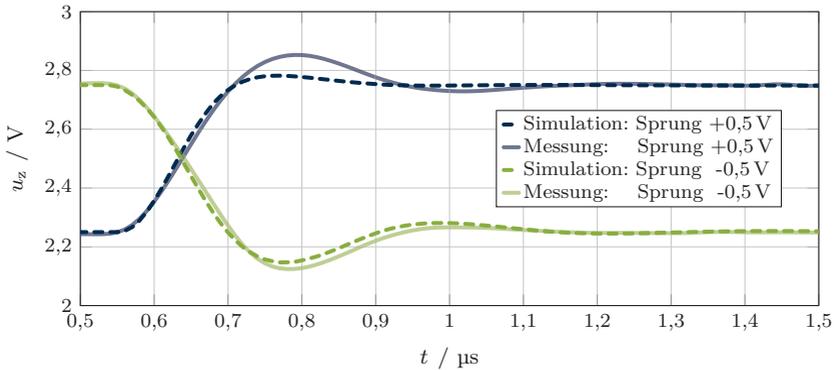


Abbildung 5.21: Sprungantwort der Endstufe bei einer Last von $1\ \Omega$

funktion der Gegentaktendstufe sowohl von der an das Modul Leistungsstufe angeschlossenen Lastimpedanz als auch von einem extern eingepprägten Laststrom abhängt, ist der Durchtrittspunkt bei 0 dB mit einer ausreichenden Reserve zu wählen [36, 91].

Die Verstärkung des Hauptreglers ist durch $R_{gm,1}$ auf 82 dB eingestellt und die Grenzfrequenz $f_{g,haupt}$ des Hauptreglers mithilfe der Kompensationskapazität C_k auf 300 Hz. Dies führt zu einer Durchtrittsfrequenz von $f_D = 4$ MHz bei einer Phasenreserve von $\varphi_{res} = 84^\circ$ im Fall einer stromlosen und unbelasteten Leistungsstufe. Die Durchtrittsfrequenz des Hilfsreglers ist durch geeignete Wahl von R_{hilf} und C_{hilf} auf 80 Hz eingestellt, so dass diese unterhalb der dominanten Tiefpassfrequenz $f_{g,haupt}$ des Hauptreglers liegt.

Die Kompensation der Leistungsstufe soll neben der grundsätzlichen Stabilität ihrer Regelkreise aber auch ein schnelles Einschwingen sichern. Bei einer Belastung der Leistungsstufe mit einem Lastwiderstand von $1\ \Omega$ gegen Masse ist bei positiven Spannungen u_z die obere Ausgangsstufe der Gegentaktstufe (Quelle) aktiv. Die Simulation eines Sprunges mit der Systembandbreite von 2,5 MHz zeigt ein asymmetrisches Verhalten je nach Vorzeichenrichtung (Abb. 5.21): In positiver Richtung zeigt die Simulation ein einfaches Überschwingen, während in negativer Richtung ein zusätzliches Unterschwingen erfolgt. Der Grund ist, dass

die Ruhestromreglung der unteren Ausgangsstufe (Senke) bei positiver Sprungrichtung kaum beeinflusst wird, während die Ruhestromreglung bei einem Sprung in negativer Richtung vom Hauptregler angesteuert wird und erneut einschwingen muss.

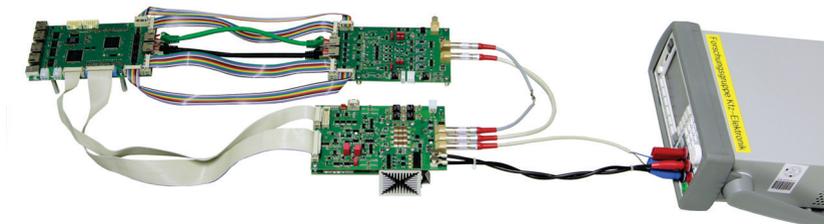
Die Messung an der Leistungsendstufe bestätigt das erwartete Verhalten, wobei das Einschwingen in positiver und negativer Richtung eine sehr ähnliche Kurvenform aufweist. Mit der im Zellemulator gewählten Dimensionierung der Kompensation schwingt die Leistungsendstufe in einen Zeitraum von unter 700 ns auf einen Großsignalsprung ein.

5.2.6 Ausgangsimpedanz und Linearität

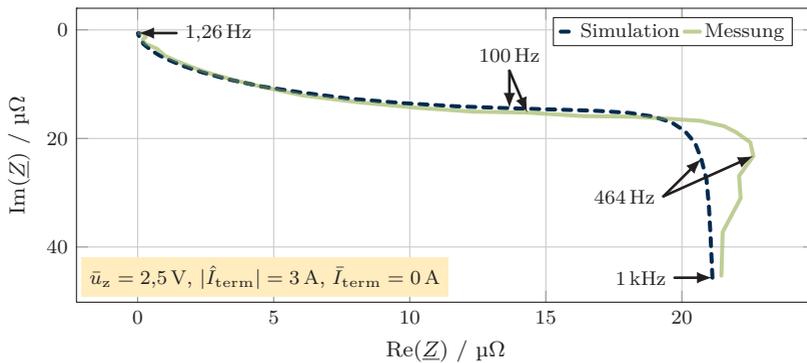
Für eine breitbandige Zellemulator muss die parasitäre komplexe Ausgangsimpedanz Z_{aus} des Zellemulators deutlich unterhalb der typischen Impedanz von Batteriezellen für den Automobilbereich liegen. Andernfalls würde die parasitäre Impedanz sich der emulierten Zellimpedanz überlagern und diese signifikant verfälschen. Die Änderung der Ausgangsspannung der Leistungsendstufe bei konstantem Eingangssignal und Anregung mit einem Wechselstrom im Ausgang kann als Spannungsfall über einer komplexen Impedanz beschrieben werden, sofern diese nicht durch nichtlineare Verzerrungen dominiert ist. Übernahmeverzerrungen würden sich durch eine laststromabhängige Veränderung der gemessenen Ausgangsimpedanz bemerkbar machen.

Die Ruhestromreglung der autonomen Ausgangsstufen in der Gegentaktstufe und der Hauptregelkreis stellen daher ein möglichst lineares Verhalten der Leistungsendstufe sicher. Die Regelkreise mit hoher Ringverstärkung unterdrücken das nichtlineare Verhalten einzelner Bauelemente. Zusätzlich realisiert der Hauptregelkreis innerhalb seiner Regelbandbreite eine kleine Ausgangsimpedanz Z_{aus} , indem er die durch den Endstufenstrom i_{term} verursachte Abweichung von $u_{z,\text{soll}}$ minimiert (Gl. 5.24).

$$Z_{\text{aus}} = \frac{u_z - u_{z,\text{soll}}}{\dot{i}_{\text{term}}} \quad (5.24)$$



(a) Versuchsaufbau EIS



(b) Ortskurve der komplexen Ausgangsimpedanz

Abbildung 5.22: Ausgangsimpedanz der Leistungsendstufe

Die effektive Ausgangsimpedanz des Hardwaremoduls Leistungsendstufe wird über einen Frequenzbereich von 1,26 Hz bis 1 kHz vermessen. Bei der Vierleitermessung wird ein sinusförmiger Anregungsstrom i_{term} in die Endstufe eingepreßt und die Spannungsantwort u_z durch gesonderte Leitungen erfasst (Abb. 5.22a). Das verwendete Gerät ermöglicht eine maximale Stromamplitude von $|\hat{I}_{\text{term}}| = 3 \text{ A}$ und diese wird bei den folgenden Messungen zur Erzielung eines optimalen Signal-Rausch-Verhältnisses verwendet.

Die bei einer mittleren Ausgangsspannung von $u_z = 2,5 \text{ V}$ gemessene Ausgangsimpedanz zeigt bei Frequenzen von wenigen Hertz einen Betrag im Bereich von einem $\mu\Omega$ und nimmt mit steigender Frequenz zu (Abb. 5.22b). Die Impedanz zeigt zunächst zu etwa gleichen Anteilen ohmsches und induktives Verhalten. Ab dem mittleren Frequenzbereich um den Frequenzpunkt bei 464 Hz überwiegt das induktive Verhalten deutlich. Die Simulation der Endstufenschaltung belegt die Plausibilität der gemessenen Ortskurve. Der ähnliche Verlauf von Messung und Simulation zeigt, dass die typische Kurvenform durch das Regelungsverhalten und die Parameter der Leistungsbau-elemente dominiert sind. Parasitäre Belastungen durch Signalwege auf der Leiterkarte sind in der durchgeführten Simulation nicht berücksichtigt.

Die zuvor vorgestellte Messung zeigt die parasitäre Ausgangsimpedanz der Leistungsendstufe in einem ausgewählten Arbeitspunkt. Das Verhalten muss jedoch über den gesamten Ausgabebereich des Zellemulators bekannt sein, um die Funktion der breitbandigen Impedanzemulation sicherstellen zu können. Das dafür aufgenommene zweidimensionale Kennfeld enthält den Bereich der Ausgangsimpedanz bei 45 verschiedenen Arbeitspunkten (Tab. 5.6). Das Kennfeld enthält 9 Stützstellen für die ausgegebene Gleichspannung u_z des Zellemulators und 5

Tabelle 5.6: Aufgenommenes Kennfeld

| Dimension | Min. | Max. | Δ | Einheit | Fehler | Einheit |
|---------------------------------------|------|------|----------|---------|--------|-------------|
| u_z | 0,5 | 4,5 | 0,5 | V | 3,66 | $\mu\Omega$ |
| $ \hat{I}_{\text{term}} $ (Amplitude) | 1 | 3 | 0,5 | A | | |
| \bar{I}_{term} (Mittelwert) | -2,5 | 2,5 | 0,5 | A | 8,9 | $\mu\Omega$ |

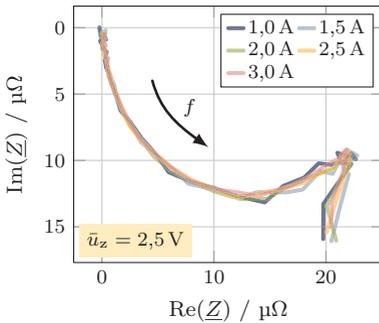
für den Endstufenstrom i_{term} . Für das erste Kennfeld wird eine mittelwertfreie sinusförmige Anregung mit der Amplitude $|\hat{I}_{\text{term}}|$ gewählt.

Da Quelle und Senke abwechselnd aktiv sind, ist die gemessene lineare Impedanz eine Überlagerung der Ausgangsimpedanzen der beiden autonom geregelten Ausgangsstufen der Gegentaktendstufe. Zudem werden bei dieser Messung mögliche Übernahmeverzerrungen sichtbar. Diese würden als zusätzlicher Anteil der linearen Ausgangsimpedanz interpretiert.

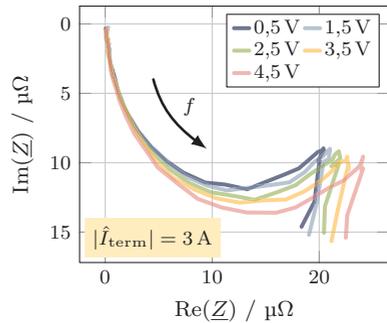
In einem zweiten Kennfeld wird das isolierte Verhalten der beiden Ausgangsstufen beschrieben. Dafür ist das anregende Stromsignal ($|\hat{I}_{\text{term}}| = 0,5 \text{ A}$) mit einem variablen Gleichanteil überlagert. Daher ist je nach Vorzeichen des Stromes immer nur die Quelle oder die Senke aktiv. Durch diese zweite Messung wird nachgewiesen, dass sich beide Ausgangsstufen ähnlich verhalten. Außerdem lässt sich durch ein Vergleich mit der ersten Messung bei mittelwertfreier Anregung ausschließen, dass es einen signifikanten Einfluss durch Übernahmeverzerrungen gibt.

Die Auswertung des ersten Kennfeldes mit mittelwertsfreier Stromanregung zeigt, dass die Ausgangsimpedanz $\underline{Z}_{\text{aus}}$ nahezu stromunabhängig ist. In Abb. 5.23a ist exemplarisch $\underline{Z}_{\text{aus}}$ für mehrere Stromamplituden bei einer Ausgangsspannung der Leistungsendstufe von $2,5 \text{ V}$ aufgeführt. Dagegen ist für die Stromamplitude $|\hat{I}_{\text{term}}| = 3 \text{ A}$ eine Abhängigkeit der Ausgangsimpedanz von der Ausgangsspannung u_z zu beobachten (Abb. 5.23b). Diese leichte Verschiebung der Impedanz ist für alle gemessenen Stromamplituden ähnlich. Da sie durch das erstellte Simulationsmodell der Schaltung nicht reproduzierbar ist, kann die Ursache nicht zweifelsfrei isoliert werden.

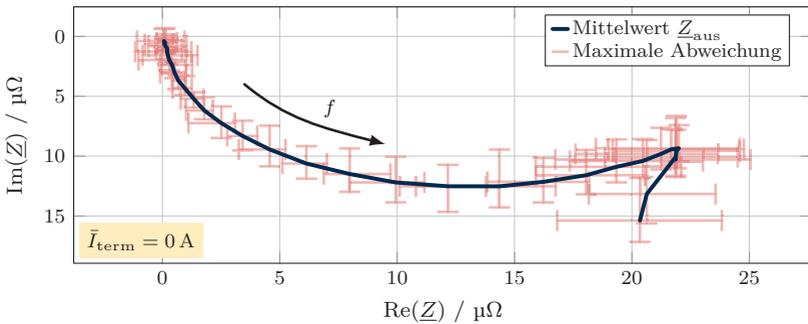
Aus dem gesamten Kennfeld kann eine mittlere Ausgangsimpedanz der Leistungsendstufe und die maximalen gemessenen Abweichungen vom Mittelwert der Messung bestimmt werden (Abb. 5.23c). Die Fehlerbalken zeigen, dass die maximale Abweichung über das gesamte Kennfeld zu höheren Frequenzen ansteigt. Da die Ringverstärkungen der Regelkreise in der Leistungsendstufe in Richtung hoher Frequenzen abnehmen, ist eine Zunahme des Fehlers zu erwarten. Zudem steigen die absoluten Fehlerspannungen, die von den Regelkreisen korrigiert werden müssen, durch die Serieninduktivitäten in den Leistungsbauelementen mit der Frequenz zusätzlich an.



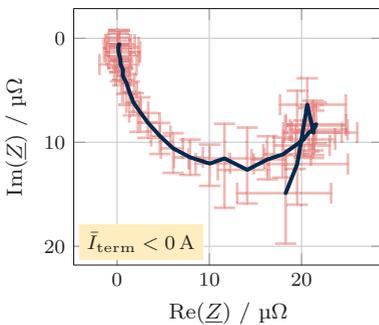
(a) Stromabhängigkeit (i_{term})



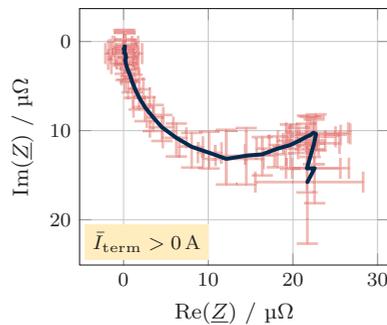
(b) Spannungsabhängigkeit (u_z)



(c) Abweichung über das gesamte Kennfeld



(d) Abweichung Quelle



(e) Abweichung Senke

Abbildung 5.23: Messung: Parasitäre Ausgangsimpedanz Z_{aus} der Endstufe

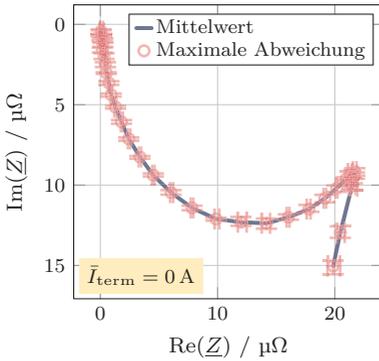
Bei einer zweiten Messreihe ist durch den überlagerten Gleichstrom nur eine der beiden Ausgangsstufen aktiv. Für Ausgangsströme $\bar{I}_{\text{term}} < 0 \text{ A}$ ist die gemessene Ausgangsimpedanz durch die obere Ausgangsstufe (Quelle) (Abb. 5.23d) dominiert, für $\bar{I}_{\text{term}} > 0 \text{ A}$ durch die untere Ausgangsstufe (Senke) (Abb. 5.23e). Die mittleren Ausgangsimpedanzen sind in Verlauf und Betrag sehr ähnlich, obwohl die komplementären Leistungsbauelemente unterschiedliche Eigenschaften aufweisen. Diese werden jedoch durch die Regelung der Ausgangsstufen größtenteils kompensiert. Dies ist von entscheidender Bedeutung, um die Impedanzemulation für nicht mittelwertfreie Signale mit geringen Fehlern zu ermöglichen.

Die Ausgangsimpedanzen der einzelnen Ausgangsstufen der Gegentaktstufe im Solobetrieb mit überlagertem Gleichstrom (Abb. 5.23e, 5.23d) unterscheiden sich kaum von den Ausgangsimpedanzen im kombinierten Betrieb (Abb. 5.23c). Daraus lässt sich schließen, dass die gemessene Impedanz nicht signifikant von Übernahmeverzerrungen verfälscht ist. Die nichtlinearen Artefakte bei der Übernahme zwischen Quelle und Senke wären mit dem sinusförmigen Stromsignal der Anregung korreliert und würden durch die EIS als zusätzlicher Anteil an der Impedanz widerspiegelt. Folglich wird die emulierte Zellimpedanz des Emulators nicht signifikant durch nichtlineare Verzerrungen verfälscht, wenn die Übernahme zwischen den beiden Ausgangsstufen stattfindet. Die Linearität der Endstufe ist daher für die breitbandige Emulation einer großformatigen Li-Ionen-Zelle ausreichend.

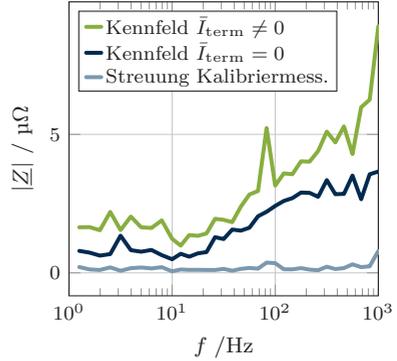
5.2.7 Fehlerkompensation

Der Betrag der komplexen Ausgangsimpedanz des Zellemulators $\underline{Z}_{\text{aus}}$ ist für den höchsten gemessenen Frequenzpunkt von 1 kHz maximal und beträgt etwa $25 \mu\Omega$. Der betragliche Innenwiderstand typischer Zellen für den Automobilbereich kann hier im Bereich von $500 \mu\Omega$ liegen. Folglich würde die Ausgangsimpedanz des Zellemulators die emulierte Impedanz um bis zu 5 % verfälschen.

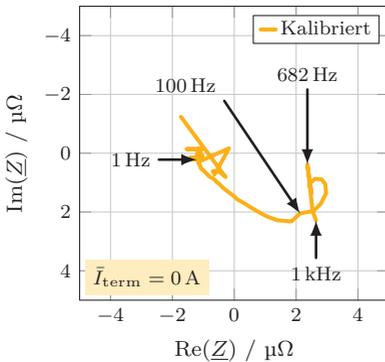
Durch Kalibrierung des Zellemulators auf den Ausgangsknoten der Endstufe als Referenzebene kann die parasitäre Ausgangsimpedanz kompensiert und der Fehler bei der Impedanzemulation reduziert werden. Dafür wird die Ausgangsimpedanz der Endstufe bei $u_z = 2,5 \text{ V}$ und einem mittelwertsfreien Anregungsstrom über



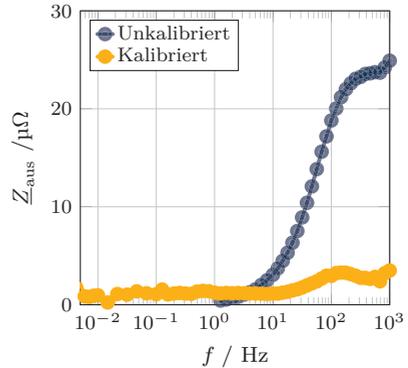
(a) Kalibriermessung



(b) Maximale Abweichung



(c) Z_{aus} nach Kalibrierung



(d) $|Z_{\text{aus}}|$ nach Kalibrierung

Abbildung 5.24: Messung: Kompensation der Ausgangsimpedanz Z_{aus}

einen längeren Zeitraum mehrmals vermessen (Abb. 5.24a). Die typische Abweichung zwischen 10 Messungen beträgt weniger als $1\ \mu\Omega$ (Abb. 5.24b). Die bei der Kalibrierung gemessene mittlere ohmsch-induktive Ausgangsimpedanz wird nun vom Impedanzmodell im Echtzeitsimulator abgezogen (siehe Kap. 3.3.2). Soll eine Impedanz von Null ausgegeben werden, emuliert der Zellemulator also tatsächlich den negativen Wert der Ausgangsimpedanz der Leistungsendstufe [70].

Da die maximale Abweichung von der mittleren Ausgangsimpedanz über den gesamten Spannungsbereich der Ausgabe des Zellemulators gering ist, ist eine statische Kalibrierung ausreichend (Abb. 5.24b). Für mittelwertfreie Signale beträgt der maximale Fehler der Kalibrierung $|\underline{Z}_{\text{aus}}(1\ \text{kHz})| = 3,66\ \mu\Omega$. Für anregende Signale mit Gleichanteil beträgt er $|\underline{Z}_{\text{aus}}(1\ \text{kHz})| = 8,9\ \mu\Omega$.

Die kompensierte Ausgangsimpedanz im zur Kalibrierung verwendeten Arbeitspunkt beträgt unter $3,5\ \mu\Omega$ für alle vermessenen Frequenzen bis 1 kHz. Damit ist eine Reduktion der Ausgangsimpedanz um bis zu 86 % möglich (Abb. 5.24c und 5.24d).

5.2.8 Genauigkeit der Gleichspannungsausgabe

Die Genauigkeit der Leistungsendstufe ist durch die Präzision des nahezu statischen Ausgabewertes der Spannung u_z definiert. Dabei hängt die Präzision von der Spannungsreferenz und der Linearität der Endstufe ab. Durch automatische Kalibrierung kann der Steigungs- und Offsetfehler unter Einsatz der eigenen Messdatenerfassung detektiert und korrigiert werden. Dabei ist die sich ergebende Genauigkeit durch jene der Messdatenerfassung begrenzt. Nach der linearen Korrektur wird die korrekte mittlere Steigung der Spannungsausgabe der Leistungsendstufe noch von einer integralen Nichtlinearität überlagert. Der Hilfsregler besitzt für Frequenzen gegen Null eine sehr hohe Ringverstärkung und unterdrückt Abweichungen der Ausgabespannung der Leistungsendstufe von einer idealen linearen Kennlinie. Jedoch besitzen auch die DA-Umsetzer, die das Vorgabesignal $u_{z,\text{aus}}$ erzeugen, eine charakteristische Abweichung von der idealen Kennlinie, die nur durch eine sehr kleinschrittige Linearitätsmessung korrigiert werden könnte.

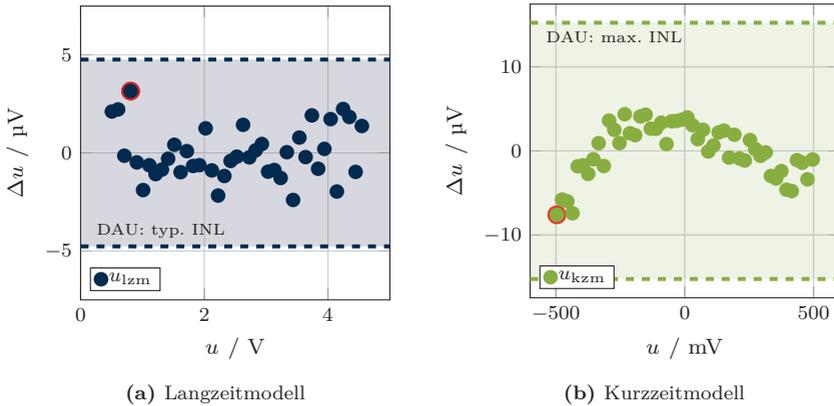


Abbildung 5.25: Messung Linearitätsfehler Leistungsendstufe

Die Linearität der Spannungsabgabe für nahezu statische Signale ist durch die Leistungsdaten der verwendeten DAU dominiert (Abb. 5.25). Die maximale gemessene Abweichung der Spannung u_{lzm} des Langzeitmodells liegt mit $3,16 \mu\text{V}$ innerhalb des typischen integralen Fehlers des DAU (Abb. 5.25a). Für die Spannung u_{kzm} des Kurzzeitmodells zur Emulation der komplexen Zellimpedanz beträgt sie $7,61 \mu\text{V}$ über den maximalen Ausgabebereich von $\pm 500 \text{ mV}$ (Abb. 5.25b).

5.2.9 Zusammenfassung

Das entwickelte Hardwaremodul Leistungsendstufe gibt die Summe der beiden Teilausgangsspannungen u_{lzm} des Langzeitmodells und u_{kzm} des Kurzzeitmodells im Echtzeitsimulator aus. Während u_{lzm} den vollen Ausgabebereich von 0 bis 5 V abdeckt, ist u_{kzm} auf maximal ein Fünftel des vollen Bereichs der Zellspannung u_z beschränkt. Zusätzlich kann der Ausgabebereich von u_{kzm} passend zur emulierten Zellimpedanz abgesenkt werden, um die Genauigkeit zu erhöhen. Die Strombelastbarkeit der Leistungsendstufe beträgt $\pm 10 \text{ A}$.

Durch die ineinander geschachtelten Regelkreise mit hoher Bandbreite und Ringverstärkung beträgt die Ausgangsimpedanz der Leistungsendstufe bei 1 kHz nur

Tabelle 5.7: Parameter Leistungsendstufe

| Parameter | u_{lzm} | u_{kzm} | Einheit |
|--|-----------|----------------|------------------------|
| Abtastrate | 60 | $5 \cdot 10^6$ | S/s |
| Bereich Spannung | 0 ... 5 | $\pm 0,5$ | V |
| Strombelastbarkeit | | ± 10 | A |
| Linearitätsfehler | 3,16 | 7,61 | μV |
| Ausgangsimpedanz (1 kHz) [kompensiert] | 25 [3,5] | | $\mu\Omega$ |
| Bandbreite | 0,15 | 2,5 | MHz |
| max. Bandbreite [belastet mit 1Ω] | 6,8 [4,6] | | MHz |
| Slew Rate | – | 37,2 | $\text{V}/\mu\text{s}$ |
| Typ. Einschwingzeit (Sprung 500 mV) | – | < 1 | μs |
| Latenz Umsetzung | 847 | 60 | ns |

$25 \mu\Omega$ (Tab. 5.7). Eine aktive Kompensation senkt die effektive Ausgangsimpedanz des Zellemulators auf $3,5 \mu\Omega$ ab, so dass diese weniger als 1 % der minimalen Impedanz typischer Batteriezellen für den Automobilbereich beträgt.

Der zusätzliche Hilfsregler ermöglicht zusammen mit einer automatischen Kalibrierung einen Linearitätsfehler von $3,16 \mu\text{V}$ für die Ausgabe der Ruhespannung der emulierten Zelle. Die breitbandige Spannung u_{kzm} über die Zellimpedanz zeigt bei maximalem Ausgabebereich einen Fehler von $7,61 \mu\text{V}$.

Unbelastet liegt die maximale Bandbreite der Leistungsendstufe bei 6,8 MHz. Die Ausgabesignale des Echtzeitsimulators sind jedoch auf die Systembandbreite von 2,5 MHz begrenzt. Die geringe Totzeit der Leistungsendstufe durch die hohe Bandbreite und kurze Konversionszeit des verwendeten DAU ist zu Ermöglichung der breitbandigen Impedanzemulation durch den Zellemulator entscheidend.

5.3 Hardwaremodul Energieversorgung

Das Modul zur Energieversorgung erzeugt über Spannungswandler die Leistungsversorgungsspannungen $U_{\text{dyn,Q}}$ und $U_{\text{dyn,S}}$ der Endstufe und die Versorgungsspannungen für alle analogen und digitalen Schaltungen des Zellemulators (Abb. 5.26). Da der Zellemulator bei einem Ladestrom (in die emulierte Zelle hinein) auch elektrische Leistung aufnehmen können muss, verfügt er über einen Zwischenkreis zur Speicherung von Energie sowie eine Entladeschaltung. Der Emulator kann sich daher bei ausreichend hohem Ladestrom vollständig aus dem Zwischenkreis versorgen. Anderenfalls wird der Zellemulator durch einen galvanisch trennenden Sperrwandler aus dem 50-Hz-Stromnetz gespeist, der auf eine Isolationsspannung von 1000 V ausgelegt ist.

Nach dem Einschalten des Zellemulators wird zunächst die Kapazität $C_{\text{g,ZK}}$ des Zwischenkreises über die Diode D_{LA} aufgeladen. Um Wärmeentwicklung durch Verlustleistung zu verhindern, ist D_{LA} mithilfe einer Transistorschaltung („aktive Diode“) realisiert. Diese verhält sich, bis auf einen ohmschen Serienwiderstand von wenigen $\text{m}\Omega$, nahezu wie eine ideale Diode. Zunächst wird die Speicherkapazität $C_{\text{g,ZK}}$ durch die galvanisch trennende externe Versorgung aufgeladen. Sobald U_{zk} die minimale Betriebsspannung erreicht hat, werden alle Spannungswandler der Energieversorgung freigegeben und der Zellemulator ist einsatzbereit.

Ist der Zellemulator inaktiv oder gibt die Leistungsendstufe einen Entladestrom aus, wird er weiter aus dem Netz versorgt. Nimmt die Endstufe dagegen über die Ausgangsstufe Senke einen Ladestrom auf, kann der Teil der Leistung, welcher nicht durch die Senke in Wärme umgewandelt wird, in den Zwischenkreis fließen. Nimmt der Zellemulator mehr Energie auf, als er verbraucht, wird die Speicherkapazität $C_{\text{g,ZK}}$ aufgeladen und die Spannung U_{zk} steigt. In diesem Betriebszustand verhindert die sperrende Diode D_{LA} eine Rückspeisung in den Schaltwandler. Aufgrund der maximalen Spannungsfestigkeit von $C_{\text{g,ZK}}$ und der angeschlossenen Spannungswandler muss U_{zk} jedoch begrenzt werden. Deshalb kann überschüssige Energie über den Widerstand R_{ELA} in Wärme umgewandelt werden. Da eine Überladung von $C_{\text{g,ZK}}$ zu einem katastrophalen Ausfall der Speicherkondensatoren führen würde, wird der Schalter S_{ELA} durch eine autonome analoge Zweipunktregelung angesteuert. So hat ein Fehler der Steuerung des Zellemulators im

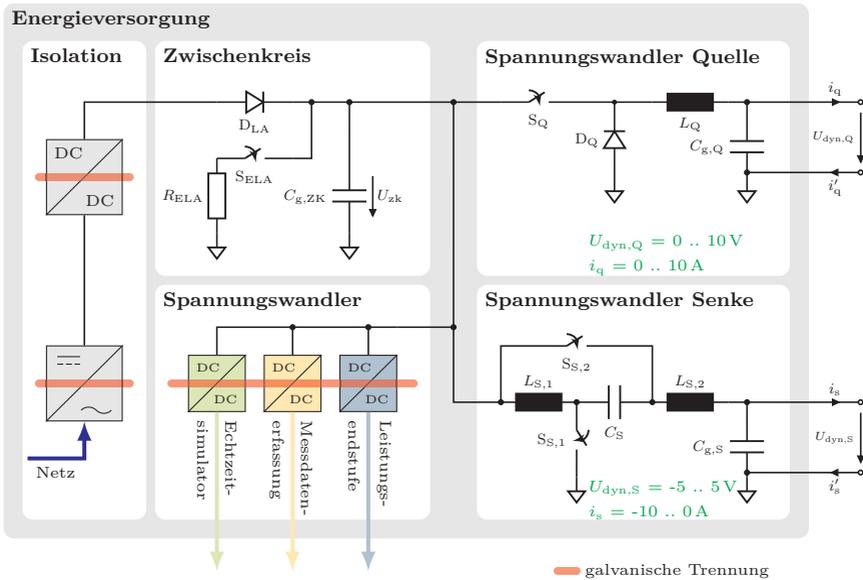


Abbildung 5.26: Struktur der Energieversorgung

Hardwaremodul Echtzeitsimulator keine Auswirkungen auf die Betriebssicherheit der Versorgung.

Die Spannungswandler zur Versorgung aller Hardwaremodule sind ebenfalls durch galvanisch trennende Schaltwandler realisiert. Dabei ist die Entkopplung der Masse des Echtzeitsimulators optional und bietet nur eine zusätzliche Sicherheitsbarriere. Da das lokale Massepotential der Messdatenerfassung aus technischen Gründen mit dem Ausgangspotential der Leistungsendstufe niederohmig verbunden ist, muss mindestens eines der Module eine galvanisch getrennte Versorgung besitzen (siehe Kap. 5.1.1). Die sekundäre Spannungsversorgung des Endstufenmoduls muss von der Masse der Leistungsversorgung galvanisch getrennt sein, denn die potentiell hohen Ströme i_q und i'_q der Ausgangsstufen sollen ausschließlich über die dafür vorgesehenen Masseleiter zurück in die Energieversorgung fließen. Eine Stromschleife über die sekundäre Spannungsversorgung würde Span-

nungsverschiebungen in der Signalmasse der Leistungsendstufe verursachen und so die Funktion der Haupt- und Hilfsreglerschaltungen stören.

Die Leistungsversorgung der Endstufe geschieht für die obere und untere Ausgangsstufe der Gegentaktstufe getrennt. Die einstellbaren Versorgungsspannungen sind so ausgelegt, dass die Gegentaktstufe den vollen Spannungsbereich u_z des Zelleulators auch bei maximaler Strombelastung liefern kann. Die Versorgungsspannung $U_{\text{dyn,Q}}$ der Ausgangsstufe Quelle reicht von 0 bis 10 V und kann aufgrund der Zwischenkreisspannung $U_{\text{zk}} > 11,5 \text{ V}$ als reiner Abwärtswandler realisiert werden. Die Versorgung $U_{\text{dyn,S}}$ der Ausgangsstufe Senke ist in einem Spannungsbereich von $\pm 5 \text{ V}$ bipolar ausgeführt. Daher muss der entsprechende Schalter Leistung abgeben und aufnehmen können. Nimmt er den Ladestrom aus der Senke mit negativer Spannung $U_{\text{dyn,S}}$ auf, wird die Speicherkapazität $C_{\text{g,ZK}}$ entladen (Quadrant III). Bei positiver Spannung $U_{\text{dyn,S}}$ fließt dagegen ein Ladestrom in die Speicherkapazität $C_{\text{g,ZK}}$ (Quadrant IV). Die für den Spannungswandler verwendete Architektur und die eingesetzte kommerzielle monolithische Regelungsschaltung erlaubt prinzipiell den Betrieb in allen vier Quadranten. Da die Senke aber niemals Strom abgibt, kommt ein Betrieb in den Quadranten I und II in dieser Anwendung nicht vor.

Damit die gewünschte Ausgangsspannung $U_{\text{dyn,S}}$ über der Pufferkapazität am Ausgang des Spannungswandler abfällt, muss dieser die korrekte Menge an Ladung entnehmen. Daher muss der Strom durch die Induktivität $L_{\text{S,2}}$ im Mittel dem Ausgangsstrom i_s entsprechen. Die Regelungsschaltung steuert dafür zyklisch die beiden Schalter an, wobei diese niemals gleichzeitig geschlossen sind. Wenn $S_{\text{S,2}}$ geschlossen ist, fließt der Strom durch die Induktivität $L_{\text{S,2}}$ in die Kapazität $C_{\text{g,ZK}}$. Die im Feld der Induktivität gespeicherte Energie nimmt dabei ab, weil U_{zk} in jedem Fall höher als $U_{\text{dyn,S}}$ ist. Zeitgleich wird die Kapazität C_{S} mithilfe von in $L_{\text{S,1}}$ gespeicherter Energie geladen. Wenn der Strom durch $L_{\text{S,2}}$ eine minimale Schwelle unterschreitet, wird $S_{\text{S,2}}$ geöffnet und $S_{\text{S,1}}$ geschlossen. Der Spannungssprung des Knotens an $S_{\text{S,1}}$ auf Massepotenzial wird über C_{S} übertragen. Die sich daraus ergebene Spannung über $L_{\text{S,2}}$ beschleunigt den Strom durch die Induktivität wieder. Es wird Energie von C_{S} in $L_{\text{S,1}}$ übertragen. Währenddessen liegt U_{zk} über $L_{\text{S,1}}$ an und regeneriert die im vorangegangenen Schritt entnommene Energie. Durch Variation der Einschalt Dauern der beiden Schalter

kann die Ausgabespannung $U_{\text{dyn,S}}$ auf den jeweils vorgegebenen Wert geregelt werden [63].

Die beschriebene Schaltung ist zweimal parallel aufgebaut, da der maximal benötigte Strom mit der kommerziellen Regelschaltung und den am Markt verfügbaren Bauteilen zur externen Beschaltung nicht realisierbar ist. Die beiden parallelen Spannungswandler sind durch einen übergeordneten Regler zueinander balanciert. Dieser gleicht die durch Streuung der Bauteile verschiedenen Ausgangsspannungen der Wandler bei gleicher Vorgabe aus. Da die Ausgänge niederohmig verbunden sind, würden die Wandler ansonsten schon bei geringen Spannungsabweichungen einen hohen Querstrom gegeneinander treiben.

5.3.1 Dynamische Leistungsversorgung

Die beiden autonomen Ausgangsstufen der Gegentaktstufe benötigen jeweils eine minimale Spannungsdifferenz, um den spezifizierten Strom durch ihren Serienwiderstand treiben zu können. Dieser Serienwiderstand ist durch die Gegenkopplungswiderstände der Ausgangsstufen dominiert (siehe Abb. 5.17). Bei vollständig eingeschalteten Endstufentransistoren ist eine Regelung der Ausgangsspannung jedoch nicht mehr möglich. Die MOSFET der Ausgangsstufen müssen durch eine ausreichende Drain-Source-Spannung zu jeder Zeit im Sättigungsbereich betrieben werden, um die transienten Eigenschaften der Endstufe in diesem Arbeitspunkt zu erhalten.

Eine statische Leistungsversorgung der Ausgangsstufen hat den Nachteil, dass dieser minimale Spannungsfall auch noch im ungünstigsten Fall sichergestellt sein muss. Dieser Fall tritt für die Quelle bei maximaler und für die Senke bei minimaler Ausgangsspannung u_z ein. Umgekehrt wird der Spannungsfall über den Ausgangsstufen bei statischer Versorgung bis zu dreimal so hoch wie zum Betrieb der Stufe notwendig. Zum einen führt dies zu einer nicht praxistauglichen Abwärme der Endstufe. Zum anderen müssen Leistungstransistoren eingesetzt werden, die eine derart hohe Verlustleistung an das Kühlaggregat der Endstufe abführen können. Entsprechende MOSFET erreichen dies durch eine Vergrößerung der bei der Stromleitung aktiven Fläche. Die damit einhergehende Erhöhung der Gatekapazität degradiert jedoch die dynamischen Eigenschaften der Endstufe.

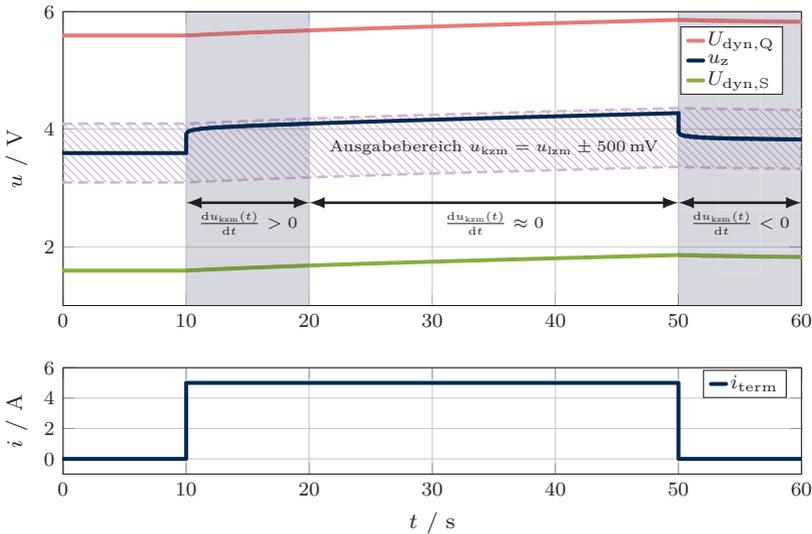


Abbildung 5.27: Nachführung der Leistungversorgung

Im Zellemulator ist diese Problemstellung durch eine dynamische Versorgung der Ausgangsstufen gelöst, die sich an der Ausgangsspannung u_z orientiert. Aufgrund der typischen Schaltfrequenz von Spannungswandlern unterhalb von 1 MHz ist deren Bandbreite jedoch gegenüber jener der Leistungsendstufe klein. Daher kann die dynamische Versorgung Änderungen der Spannung u_z mit hoher Bandbreite nicht folgen.

Die geringere Bandbreite der Versorgung stellt hier aber kein Problem dar, weil die breitbandige Spannungsantwort u_{kzm} der emulierten komplexen Zellimpedanz je nach Zelltyp einen maximalen Hub von ± 500 mV erreicht. Daher können die Versorgungsspannungen dem nahezu statischen Anteil der Zellspannung u_{lzm} folgen und müssen nur den maximalen Hub von u_{kzm} als Reserve vorhalten.

Wird beispielsweise eine typische „18650“ Li-Ionen-Rundzelle emuliert und mit 5 A belastet, nutzt die Sprungantwort der komplexen Zellimpedanz nahezu den vollen Ausgabebereich von u_{kzm} aus (Abb. 5.27). Zur Verdeutlichung wird für diese Darstellung absichtlich das Modell einer Rundzelle mit relativ hoher Impedanz

gewählt. Unter Vernachlässigung der Eigenerwärmung der emulierten Zelle durch innere Verluste ist das Kurzzeitmodell nach etwa 10 s vollständig eingeschwungen und die Veränderung von u_z wird nur noch durch das Langzeitmodell verursacht. Die Leistungsversorgung sowie der Ausgabebereich von u_{kzm} verschieben sich nun zusammen mit u_{lzm} .

Durch die dynamische Versorgung wird in diesem Beispiel die maximale Verlustleistung der Ausgangsstufen gegenüber einer statischen Versorgung von etwa 15 W auf 8 W gesenkt. Die Absenkung der Verlustleistung vereinfacht zudem die Kühlung, wenn eine Vielzahl von Emulatoren zur Nachbildung von ganzen Batteriemodulen eingesetzt wird.

5.4 Eigensicherheit

Der Zellemulator ist zur Verwendung in Test- und Versuchsaufbauten bestimmt und kann durch Serienschaltung mehrerer Ausgangsstufen Zellmodule oder größere Teile eines elektrochemischen Energiespeichers nachbilden. Der Zellemulator ist so aufgebaut, dass er durch die typischen Fehlerzustände bei seiner Verwendung keinen dauerhaften Schaden erleidet oder andere Teile des Versuchsaufbaus beschädigt. Durch Fehler in der Verkabelung ist es möglich, dass alle analogen Ein- und Ausgänge des Emulators innerhalb eines Zellmoduls kurzgeschlossen werden können. Dies kann entweder zu einem direkten Kurzschluss des Anschlusses gegen sein eigenes Massepotential oder zu einer niederohmigen Verbindung zu einer externen Spannungsquelle führen.

Ausgehend von einer maximalen Modulgröße von 12 Zellen beträgt die höchste mögliche Fehlerspannung innerhalb des Testaufbaus ± 60 V. Fehlerspannungen gegenüber dem Schutzleiterpotential können bis zu ± 1000 V betragen, da der Zellemulator durch sein Energieversorgungsmodul vom Schutzleiter galvanisch isoliert ist.

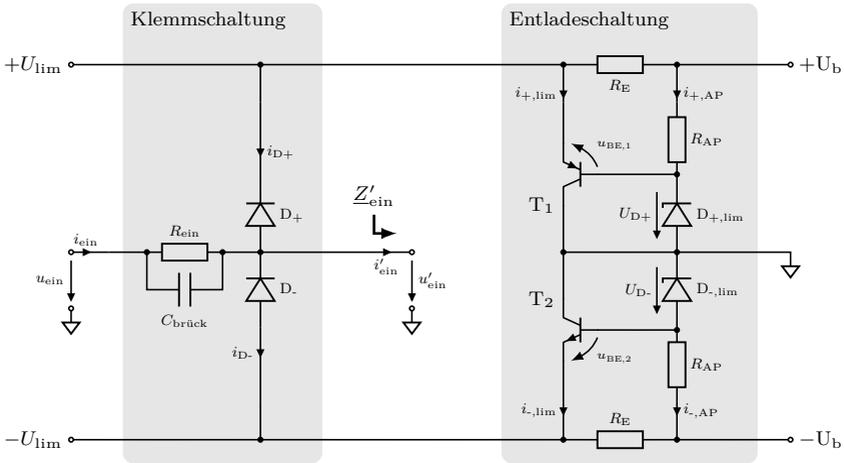


Abbildung 5.28: Schutzbeschaltung der analogen Eingänge

5.4.1 Schutzbeschaltung der analogen Eingänge

5.4.1.1 Klemmschaltung

Da die Messeingänge des Zellemulators sehr hochohmig sind und nur vernachlässigbare Ströme i'_{ein} aufnehmen, ist es möglich, diese zum Schutz mit hohen Serienwiderständen R_{ein} zu beschalten (Abb. 5.28). Wird nun der Eingang u_{ein} versehentlich mit einer hohen Fehlerspannung beaufschlagt, ist der Knoten u'_{ein} am Messeingang je nach Vorzeichen der Fehlerspannung durch D_+ an das Potential $+U_{\text{lim}}$ oder durch D_- an $-U_{\text{lim}}$ geklemmt. Der Serienwiderstand R_{ein} begrenzt den Fehlerstrom in die Schaltung. Damit R_{ein} keinen parasitären Tiefpass mit der Kapazität der Klemmdioden und dem kapazitiven Teil der Eingangskapazität Z'_{ein} der Messschaltung bildet, wird der Frequenzgang mithilfe von $C_{\text{brück}}$ kompensiert.

Die Dioden D_+ und D_- müssen unter Berücksichtigung ihres Leckstroms ausgewählt werden, um keinen erhöhten Eingangsstrom i_{ein} zu verursachen. Die Ströme i_{D_+} und i_{D_-} durch die Klemmdioden heben sich nur bei $u_{\text{ein}} = 0\text{V}$ annähernd

auf. Daher werden Dioden eingesetzt, die bei einer Umgebungstemperatur von $T = 25^\circ\text{C}$ einen Leckstrom in der Größenordnung des Eingangsstroms i'_{ein} der Messschaltung von wenigen pA aufweisen.

5.4.1.2 Entladeschaltung

Die Spannungen $+U_{\text{lim}}$ und $-U_{\text{lim}}$ werden durch eine ausreichend leistungsfähige Entladeschaltung reguliert, um die maximal möglichen Fehlerströme der Klemmschaltung aufzunehmen. Ohne diese Schaltung könnte eine Fehlerstromquelle am Eingang die Versorgungsnetze $\pm U_{\text{B}}$ überladen, da die Spannungsversorgung die Fehlerströme nur im begrenzten Umfang aufnehmen kann. Eine Entladeschaltung wird für mehrere Klemmschaltungen mit gleichem Spannungslimit verwendet. Zur Spannungsreglung wird eine Schaltung mit Zenerdioden eingesetzt, welche durch die Widerstände R_{AP} in den Arbeitspunkt gebracht werden. Die Zenerspannungen werden durch T_1 und T_2 in Kollektorschaltung auf die Knoten $+U_{\text{lim}}$ und $-U_{\text{lim}}$ übertragen. Die Transistoren werden durch die Widerstände R_{E} in ihren Arbeitspunkt gebracht.

Speist nun die Klemmschaltung aufgrund einer Fehlerspannung am Eingang einen Strom in die Knoten $+U_{\text{lim}}$ oder $-U_{\text{lim}}$ ein, erhöht sich die Basis-Emitter-Spannung des jeweiligen Transistors, bis der Strom durch den Transistor nach Masse abgeleitet wird. So entspricht die geklemmte Spannung maximal der Summe aus der Zenerspannung und den Flussspannungen von zwei Diodenstrecken.

5.4.2 Schutzbetrieb

Die Gegentaktstufe der Leistungsendstufe mit den Ausgangstransistoren T_1 und T_2 kann durch im Betrieb des Zellemulators auftretende Fehlerspannungen irreversibel beschädigt werden (Abb. 5.29). Eine individuelle Absicherung der Regelkreise und der dynamischen Versorgung ist nicht praktikabel. Stattdessen wird der Ausgangsknoten der Leistungsendstufe durch eine Klemmschaltung aus den Transistoren T_3 und T_4 in einem unkritischen Spannungsfenster von etwa -1 V bis 6 V gehalten.

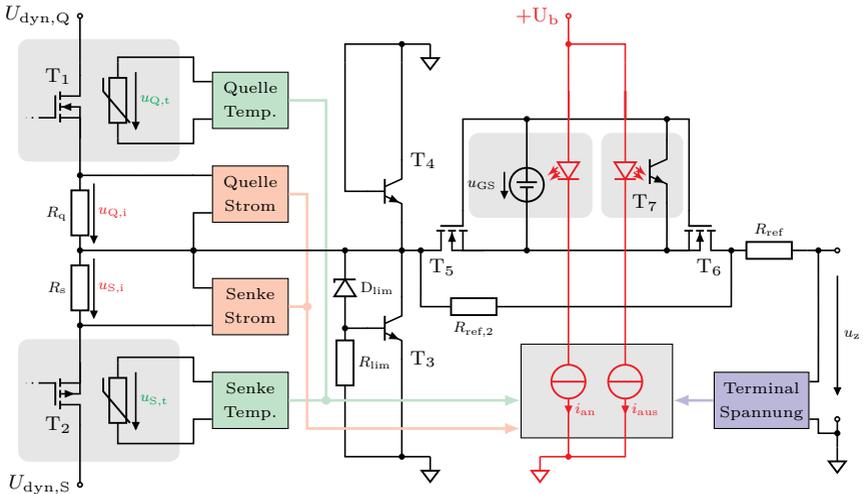


Abbildung 5.29: Schutzbeschaltung Leistungsstufe

Damit die Klemmschaltung nur für kurze Zeit die von einer externen Quelle eingespeiste Leistungen aufnehmen muss, kann die Endstufe in einen Schutzbetrieb umschalten. Dieser wird bei Verlassen des spezifizierten Bereichs der Ausgangsspannung u_z sowie bei einer Überschreitung des maximalen zugelassenen Endstufenstroms i_{term} ausgelöst. Zudem führt eine Überhitzung der Leistungstransistoren T_1 und T_2 zu einer Abschaltung, um Schäden am Zellemulator zu verhindern.

Im Schutzbetrieb ist der Ausgang durch einen Leistungsschalter, bestehend aus den Transistoren T_5 und T_6 , abgetrennt. Die verbleibende Verbindung über den Widerstand $R_{ref,2}$ ist so hochohmig ausgelegt, dass eine dauerhaft anliegende Fehlerspannung von $\pm 60\text{ V}$ keine Schäden verursachen kann.

5.4.2.1 Überwachung der Leistungsendstufe

Der Zellemulator wechselt in den Schutzmodus und öffnet den Leistungsschalter, sobald eine der Überwachungsschaltungen einen Fehler erkennt. Im Schutzmodus werden zudem die dynamischen Versorgungsspannungen $U_{\text{dyn,Q}}$ und $U_{\text{dyn,S}}$ der Ausgangsstufen abgesenkt, so dass die Leistungsendstufe selbst nicht die ihr vorgeschaltete Klemmschaltung auslösen kann. Die Überwachung der Leistungselektronik ist durch ein mehrstufiges Sicherheitskonzept realisiert. Zum einen überwacht ein Algorithmus der zentralen Steuerung des Zellemulators im Hardwaremodul Echtzeitsimulator den Betrieb und kann eine Abschaltung auslösen. Als zusätzliche Sicherheitsmaßnahme wird ein Ausfall der Steuerung bei einem Überlauf eines Zählers („Hardware Watchdog“) im FPGA detektiert. Wenn dieser nicht rechtzeitig durch einen Zugriff zurückgesetzt wird, löst der ausschließlich durch diskrete Schaltungstechnik realisierte Schutzmodus aus.

Zum anderen wird die Leistungsendstufe durch diskret aufgebaute Komparator-Schaltungen überwacht. Diese autonom arbeitenden Schaltungen stellen die zweite Instanz des Sicherheitskonzepts dar und arbeiten um Größenordnungen schneller als die auf dem Echtzeitbetriebssystem laufende Überwachung.

Die Überwachung der Ausgangsspannung u_z ist durch einen Fensterkomparator realisiert. Zur Begrenzung des maximalen Stroms i_{term} werden die Spannungsabfälle $u_{\text{Q,i}}$ und $u_{\text{S,i}}$ mit Instrumentenverstärkern abgegriffen. Sowohl ein Überstrom der Quelle als auch der Senke löst eine Abschaltung der Endstufe aus. Diese Schaltung verhindert ebenfalls einen unzulässig hohen Querstrom durch die Ausgangsstufen im Falle eines Defekts des Endstufenreglers.

Eine thermische Überlastung der Ausgangstransistoren T_1 und T_2 ist bei normalem Betrieb des Zellemulators ausgeschlossen, denn die Ströme i_q und i_s , die dynamische Versorgungsspannung und die Kühlkörpertemperatur werden von der Steuerung des Zellemulators überwacht. Bei einem Ausfall der Steuerung ist eine Überhitzung jedoch möglich, da die Nachführung der dynamischen Versorgungsspannungen $U_{\text{dyn,Q}}$ und $U_{\text{dyn,S}}$ nicht mehr stattfindet.

Daher wird die Temperatur der Ausgangstransistoren durch jeweils einen thermisch gekoppelten Thermistor erfasst. Die durch einen eingepprägten konstanten

Strom verursachten Spannungsfälle $u_{Q,t}$ und $u_{S,t}$ werden mit einem Grenzwert verglichen und führen bei Überschreitung zur Abschaltung.

5.4.2.2 Leistungsschalter

Der Leistungsschalter aus T_5 und T_6 zur Abtrennung der Ausgangsstufen vom Ausgangsknoten u_z muss ausreichend niederohmig sein, um im Normalbetrieb das Verhalten der Endstufe nicht zu beeinflussen. Zudem muss er bei einer Auslösung des Schutzbetriebes ausreichend schnell sperren, um die Ausgangsstufen wirksam zu schützen.

Zum Schließen des Leistungsschalters beleuchtet die vom Strom i_{an} durchflossene Leuchtdiode eine photovoltaische Zelle mit mehreren Diodenstrecken in Serie. Diese laden die Gateknoten von T_5 und T_6 und bringen diese so in den leitenden Betrieb. Die MOSFET haben eine sehr große Gateweite und ermöglichen so einen Widerstand des geschlossenen Schalters von wenigen $m\Omega$. Die Ansteuerung über optische Elemente sorgt für eine nahezu ideale Entkopplung von der Systemmasse und vermeidet eine kapazitive Belastung der Endstufe. Aufgrund der hohen Gatekapazität der Leistungstransistoren dauert es einige ms, bis der eingeschaltete Zustand erreicht wird.

Im Gegensatz zur Einschaltdauer muss der Zeitraum von der Auslösung des Schutzbetriebes bis zur vollständigen Öffnung des Leistungsschalters möglichst kurz sein. Dafür wird die Stromquelle i_{aus} aktiviert, die den Fototransistor T_7 ansteuert. Dieser schließt Gate- und Source-Knoten der Leistungstransistoren T_5 und T_6 kurz und öffnet so den Schalter. In der realen Schaltung werden vier Quellen und Fototransistoren parallel eingesetzt, um die Gatespannung der Leistungstransistoren des Schalters in weniger als $50\mu s$ unter die Einschaltchwelle zu bringen.

Kapitel 6

Charakterisierung des Emulationssystems

In diesem Kapitel wird das aus den zuvor beschriebenen Modulen bestehende Demonstrationssystem vorgestellt und die Funktionsfähigkeit durch Messungen verifiziert. Zu diesem Zweck wird zum einen die Präzision der Impedanzemulation anhand von spektroskopischen Impedanzmessungen diskutiert. Zum anderen wird der Zellemulator als Substitut für eine reale Zelle bei Messungen mit einer fortschrittlichen aktiven Balancierschaltung eingesetzt und mit dem Verhalten von realen Zellen verglichen.

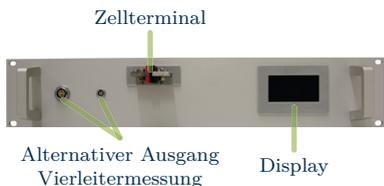
6.1 Demonstrationssystem

Bei dem Demonstrationssystem handelt es sich um einen vollständig aufgebauten Zellemulator. Die Messungen in den vorangegangenen Kapiteln beziehen sich auf einzelne isolierte Funktionsmodule des Gesamtsystems und wurden teils mit zusätzlicher externer Beschaltung durchgeführt, wie z.B. Labornetzgeräten zur Versorgung. Für die Charakterisierung in diesem Kapitel wird ausschließlich der Demonstrator als autonomes geschlossenes System verwendet.

Der Zellemulator ist in einem 19-Zoll-Einschubgehäuse eingebaut (Abb. 6.1a). Zum Anschluss des Zellemulators an das DUT sind zwei mögliche Verbindungen auf der Vorderseite des Einschubgehäuses vorgesehen (Abb. 6.1b). Zur universellen Verwendung mit einem BMS besitzt der Zellemulator Pole aus massivem



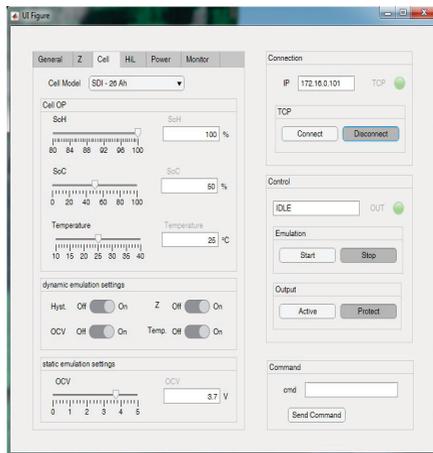
(a) Aufbau



(b) Vorderansicht



(c) Rückansicht



(d) Bedienoberfläche

Abbildung 6.1: Demonstrationssystem

Kupfer. Für die Spannungsmessung des BMS und die Ausgleichsströme der integrierten Schaltung zur Zellbalancierung sind getrennte Schraubklemmen vorgesehen.

Um den Zellemulator mit Messgeräten zur Impedanzanalyse als DUT zu verwenden, sind alternativ zwei Steckverbinder vorgesehen. Diese ermöglichen eine Vierleitermessung, bei der die Spannungsmessung direkt am Ausgangsknoten der Leistungsendstufe erfolgt. Daher kann die Kalibrierung zur Kompensation der parasitären Ausgangsimpedanz der Leistungsendstufe weiterhin verwendet werden (siehe Kap. 5.2.7). Die Vierleitermessung mit dem Ausgangsknoten der Endstufe als Bezugsebene für die Impedanzemulation bietet die höchstmögliche Genauigkeit des Systems.

An der Rückseite des Einschubgehäuses befinden sich Anschlüsse für die Infrastruktur der Zellemulatoren (Abb. 6.1c). Zur Steuerung können das Echtzeit-Ethernet oder die seriellen Schnittstellen verwendet werden, während zur Überwachung die Statussignale dienen (siehe Kap. 3.2.1). Die externe Referenz zur Kalibrierung wird über eine geschirmte Verbindung angeschlossen. Für die einfache Durchführung der Versuche und Messungen kann der Zellemulator durch einen PC über die Ethernet-Schnittstelle gesteuert werden.

Zur Verwendung des Zellemulators wird eine grafische Bedienoberfläche verwendet (Abb. 6.1d). Diese ermöglicht eine Konfiguration des Zellmodells und eine Manipulation des Arbeitspunktes der emulierten Zelle. Einzelne Teile des Zellmodells, wie Hysterese oder Temperaturverhalten, können getrennt voneinander ein- und ausgeschaltet werden. Es ist zudem möglich, die Strom- und Spannungsmesswerte des Emulators aufzuzeichnen, wobei die Datensätze der breitbandigen Messkanäle über die Schnittstelle aber nur mit einer reduzierten Abtastrate von 100 kS/s zur Verfügung stehen.

6.2 Fehlerabschätzung

Aus den Untersuchungen der einzelnen Module sind deren Fehlereinflüsse auf die Impedanzemulation bekannt. Ein signifikanter Einfluss ist zum einen die Totzeit

der digitalen Signalverarbeitung des Zellemulators. Zum anderen haben die Linearität und die parasitäre Impedanz der Leistungsendstufe eine Auswirkung auf die Genauigkeit der Impedanzemulation. Alle diese Fehlereinflüsse verfälschen die Ausgabe der Modellimpedanz im Echtzeitsimulator.

6.2.1 Totzeit der Impedanzemulation

Die gesamte für die elektronische Impedanzemulation wirksame Totzeit des Zellemulators ergibt sich aus der Summe aller einzelnen Latenzzeiten im Signalpfad (siehe Kap. 3.3.2). Die digitale Signalverarbeitung des Kurzzeitmodells zur Emulation der breitbandigen Zellimpedanz und des Langzeitmodells zur Ausgabe des niederfrequenten Zellverhaltens sind von der AD-Umsetzung bis zur DA-Umsetzung durch zwei getrennte Pfade realisiert.

Die Durchlaufzeit τ_{kzm} des Kurzzeitmodell wird durch die Konversionszeiten zwischen analogen und digitalen Größen dominiert (Tab. 6.1). Die digitale Signalverarbeitung im Echtzeitsimulator beansprucht nur etwa ein Drittel der gesamten Latenzzeit.

Tabelle 6.1: Totzeit und Phasenfehler der Impedanzemulation

| Schritt Signalverarbeitung | Latenz KZM / ns | Latenz LZM / ns |
|---|-----------------|--------------------------------|
| τ_{adu} (AD-Umsetzung) | 272 | 972 |
| τ_{ein} (Übertragung) | 40 | ≤ 120 |
| τ_{sim} (Simulation) | 80 | $\leq 16,7 \cdot 10^6$ |
| τ_{aus} (Ausgabe) | 20 | - |
| τ_{dau} (DA-Umsetzung) | 60 | 847 |
| τ_{kzm}, τ_{lzm} (Kumulierte Totzeit) | 472 | $\leq 16,7 \cdot 10^6$ |
| $\Delta\varphi_{kzm}, \Delta\varphi_{lzm}$ ²¹ (Phasenfehler) | 0,17° (1 kHz) | $\approx 0,06^\circ$ (100 mHz) |

²¹Abschätzung bei 10% Auslastung des HPS

Die Konversionsdauer τ_{adu} umfasst den vollständigen Auslesevorgang des ADU inklusive Deserialisierung der Daten, so dass im Anschluss das digitale Datenwort in einem Register des Hilfs-FPGA im Echtzeitsimulators vorliegt.

Die Übertragungszeit τ_{ein} kommt durch die Kommunikation zum Haupt-FPGA des Echtzeitsimulators zustande und könnte in Zukunft eingespart werden, da die Aufteilung der Signalverarbeitung auf mehrere getrennte FPGA technisch nicht notwendig ist. Die Ausgabelatenz τ_{aus} wird durch die Schnittstelle zwischen dem Kurzzeitmodell im FPGA und dem DAU verursacht und ist vollständig durch im Signalpfad liegende Diagnose- und Testfunktionen bedingt. Für ein Seriengerät lässt sich diese Latenz auf Null reduzieren.

Der aus der Totzeit resultierende Phasenfehler $\Delta\varphi_{\text{kzm}}$ steigt linear mit der betrachteten Frequenz (Gl. 6.1).

$$\Delta\varphi_{\text{kzm}}(f = 1 \text{ kHz}) = \tau_{\text{kzm}} \cdot f \cdot 360^\circ = 472 \text{ ns} \cdot 1 \text{ kHz} \cdot 360^\circ = 0,17^\circ \quad (6.1)$$

Für den höchsten im Rahmen der Arbeit betrachtete Frequenzpunkt von 1 kHz beträgt der durch Totzeit verursachte Phasenfehler $0,17^\circ$. In der Praxis wird der auftretende Fehler durch weitere Einflüsse wie die nicht ideale Linearität der Leistungsstufe und eine induktive Kopplung der Verkabelung beeinflusst.

Für das Langzeitmodell ist die kumulierte Totzeit τ_{lzm} durch die Simulationsdauer innerhalb des Echtzeitbetriebssystems dominiert. Der Zellemlator garantiert eine Durchlaufzeit von 16,6 ms bis zur nächsten Modelliteration. Eine derart hohe Latenz kann jedoch nur theoretisch bei voller Auslastung des HPS auftreten, kurz bevor der Zellemlator aufgrund einer unvollständigen Iteration in den Notauszustand übergeht. Da die mittlere Auslastung für das verwendete Zellmodell nur bei etwa 10% liegt, ist für diesen Fall praktisch von einem Zehntel der maximalen Latenz τ_{lzm} auszugehen.

Der maximale, durch Totzeit verursachte Phasenfehler $\Delta\varphi_{\text{lzm}}$ hängt von der höchsten ausgegebenen Frequenz des Langzeitmodells ab. Die Signalbandbreite des betrachteten Signalpfades von 7,5 Hz führt bei 10% Auslastung des HPS zu einem maximal möglichen Fehler von etwa $4,5^\circ$. Da im Langzeitmodell aber keine Zeitkonstanten kleiner als 10s auftreten, wird die maximale Ausgabefrequenz

näherungsweise zu 100 MHz angenommen. Daraus resultiert einen Phasenfehler von $0,06^\circ$ (Gl. 6.2).

$$\Delta\varphi_{\text{Izm}}(f = 100 \text{ MHz}) = 1,67 \text{ ms} \cdot 100 \text{ MHz} \cdot 360^\circ = 0,06^\circ \quad (6.2)$$

In praktischen Einsatz mit den im Rahmen der Arbeit verwendeten Zellmodellen sollte daher kein signifikanter Fehler der Impedanzemulation durch die Totzeit des Langzeitmodells auftreten. Eine extreme Erhöhung der Komplexität des Langzeitmodells ohne Verringerung der Bandbreite des Modells kann jedoch zu einem messbarem Phasenfehler führen.

6.2.2 Parasitäre Ausgangsimpedanz

Die nach Kalibrierung und Kompensation verbleibende Ausgangsimpedanz der Leistungsendstufe addiert sich zur emulierten Zellimpedanz. Sie verfälscht die ausgegebene Impedanz in Betrag und Phase. Eine vollständige Unterdrückung der Ausgangsimpedanz ist aufgrund der Totzeit der Impedanzemulation nicht möglich. Da der Zellemulator die parasitäre komplexe Ausgangsimpedanz durch Emulation einer entsprechenden negativen Impedanz kompensiert, ist dieses Korrekturverfahren den gleichen Fehlereinflüssen wie die Impedanzemulation selbst unterworfen.

Wenn ein Impedanzmodell mit einem Betrag von Null in den Zellemulator geladen wird, versucht dieser einen perfekten Kurzschluss nachzubilden. Die daraufhin durch EIS gemessene Impedanz ist die trotz Kompensation verbleibende Ausgangsimpedanz des Emulators (Abb. 6.2a). Die Präzision der Ausgabe ist durch zehn Wiederholungen der Messung belegt, die im Abstand von etwa zwei Stunden ausgeführt werden.

Die Abweichung zwischen der mittleren ausgegebenen Impedanz \bar{Z}_{aus} und der geladenen Modellimpedanz entspricht für den Kurzschluss mit $Z_{\text{modell}} = 0$ direkt \bar{Z}_{aus} (Abb. 6.2b). Sie ist für die maximale untersuchte Frequenz von 1 kHz mit $3,5 \mu\Omega$ am größten. Ob die beobachtete Streuung durch den Zellemulator oder das zur Messung verwendete Spektroskopie-System (siehe Kap. 2.4.2) bestimmt wird,

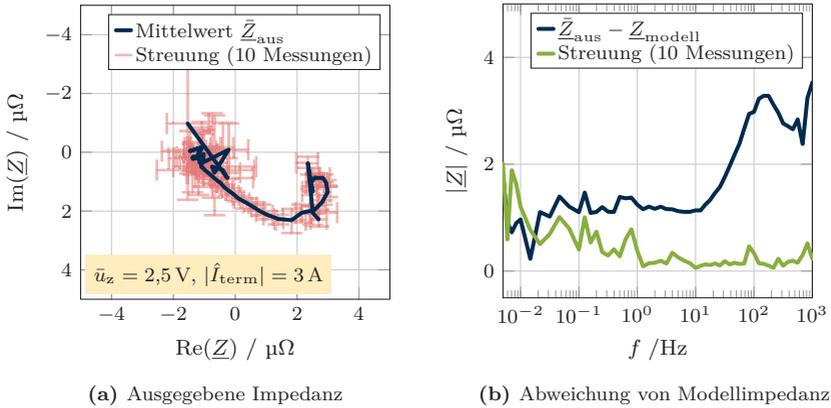


Abbildung 6.2: Emulation Kurzschluss

ist nicht bekannt. Abgesehen von sehr niedrigen Frequenzen ist die vom Zellemulator verursachte absolute Abweichung signifikant höher als die Streubreite. Die in Richtung niedriger Frequenzen ansteigende Streuung kann aufgrund der langen Periodendauer der Anregung durch thermisches Driften der Leistungsendstufe verursacht werden.

Aufgrund der Messergebnisse kann die Aussage getroffen werden, dass die Ausgabe arbiträrer Impedanzen des Zellemulators über das Spektrum von 5 mHz bis 1 kHz einen betragslichen Fehler von maximal $3,5 \mu\Omega$ aufweist.

6.2.3 Linearitätsfehler

Bei der Emulation betragslich hoher Impedanzen und damit einhergehend hohen Amplituden der Ausgabespannung wächst auch der Einfluss der integralen Nichtlinearität des Endstufenmoduls (siehe Kap. 5.2.8). Die Spannung des Kurzzeitmodells von ± 500 mV von einem systematischen Fehler von etwa $10 \mu\text{V}$ überlagert. Dadurch entsteht ein vom Strom i_{term} abhängiger Fehler des Betrags der emulierten Impedanz. Eine Anregung mit $|\hat{I}_{\text{term}}| = 1$ A führt beispielsweise zu einem Fehler von $10 \mu\Omega$.

Für niedrige Frequenzen unterhalb von 100 mHz ist die Ausgabelinearität des Langzeitmodells mit einem maximalen integralen Fehler von $3,16 \mu\text{V}$ maßgeblich.

Zu den Linearitätsfehlern der quasistatischen Kennlinie der Leistungsendstufe addieren sich Fehler durch die geringen verbleibenden Übernahmeverzerrungen und sonstige nichtlineare Einflüsse. Je nach Belastung der Endstufe ist daher eine zusätzlichen Degradation der Impedanzemulation möglich.

6.3 Zellbalancierung

Der Zellemulator ist so konzipiert, dass er als Ersatz für reale Li-Ionen-Zellen in einem HiL-Testaufbau verwendet werden kann. Zur Demonstration wird ein Stapel aus vier prismatischen Li-Ionen-Zellen mit einer Kapazität von jeweils 26 Ah durch ein kommerzielles BMS²² mit aktiver Zellbalancierung²³ überwacht (Abb. 6.3b). Die verwendeten Zellen sind am Anfang ihres Lebenszyklus (BoL) und befinden sich in einer Haltevorrichtung, die eine Messung der Zellspannungen und der Oberflächentemperaturen der Zellen während des Versuchs ermöglicht.

In dem beschriebenen Experiment befindet sich eine Zelle auf einem SoC von 20 %, während die verbleibenden drei Zellen einen SoC von 28 % aufweisen. Daraufhin wird die Ladung aller Zellen vom BMS spannungsgesteuert ausgeglichen. Dieser Ablauf wird wiederholt, wobei die Zelle mit dem niedrigem SoC durch den Zellemulator ersetzt wird. Durch den Austausch einer realen Zelle mit dem Zellemulator ist es möglich, das Verhalten der realen Zelle mit dem des Emulators direkt zu vergleichen.

6.3.1 Kurzzeitverhalten

Das BMS ist in der Lage, jede der vier Zellen im Stapel gleichzeitig zu laden oder zu entladen, wobei die transferierte Energie jeweils dem gesamten Zellstapel entzogen oder zugeführt wird (Abb. 6.4). Der Schaltkreis zur aktiven Balan-

²²Analog Devices LTC6803

²³Analog Devices LTC3300



(a) Zellemulator

(b) Zellstapel mit BMS

Abbildung 6.3: Aktive Zellbalancierung mit kommerziellem BMS

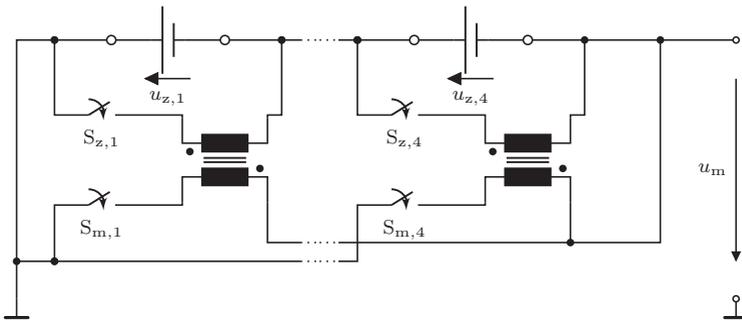


Abbildung 6.4: Schaltung zum Ladungsausgleich

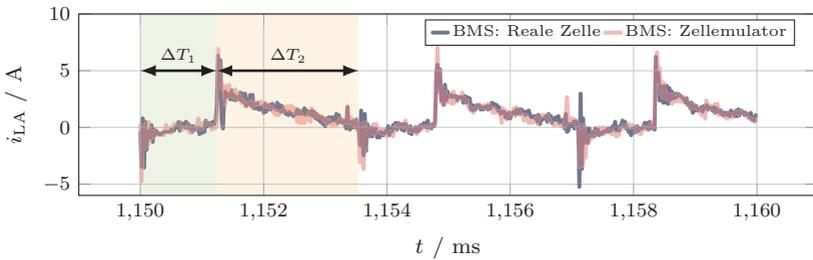


Abbildung 6.5: Kurzzeitverhalten Balancierung (Strom)

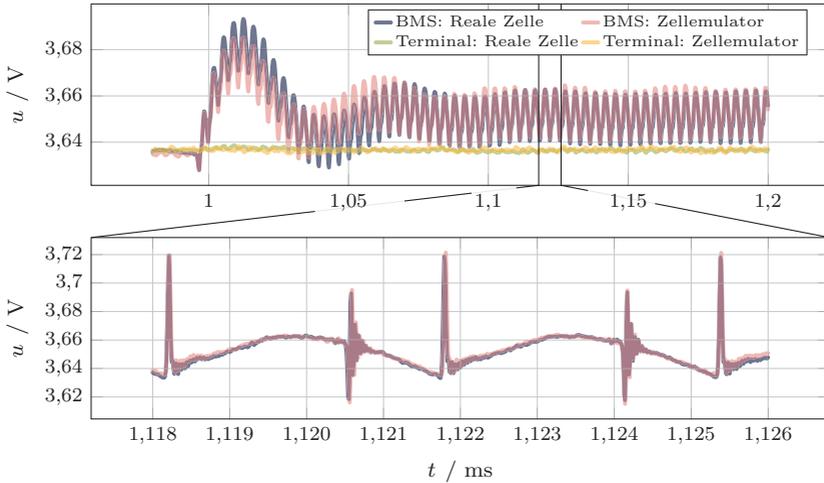


Abbildung 6.6: Kurzzeitverhalten Balancierung (Spannung)

cierung nutzt für jede Zelle des Stapels je einen Sperrwandler mit gekoppelten Speicherdrosseln. Der Ladungstransfer in die Zelle mit dem niedrigsten SoC geschieht daher in zwei Phasen, die sich zyklisch mit etwa 300 kHz wiederholen (Abb. 6.5): Im Zeitraum ΔT_1 wird Energie aus dem gesamten Zellstapel in die an der zu ladenden Zelle angeschlossenen Speicherdrossel transferiert, wobei der gezeigte Ladestrom Null beträgt (S_z geöffnet, S_m geschlossen). Im der zweiten Phase ΔT_2 fließt die gespeicherte Energie als Ladestrom in die Zelle (S_z geschlossen, S_m geöffnet). Der Zeitraum ΔT_1 ist deutlich kürzer gegenüber ΔT_2 , da die über der Speicherdrossel abfallende Modulspannung u_m hier etwa das Vierfache der Spannung u_z der zu ladenden Zelle ist. Während des Ladevorganges sind keine signifikanten Abweichungen des Ladestroms zwischen realer Zelle und Emulator zu beobachten.

Der Ladestrom des BMS fließt über Kupferkabel, die im Vergleich zur angeschlossenen realen oder emulierten Zelle eine deutlich höhere Impedanz aufweisen. Daher wird der Spannungsverlauf an den Klemmen des BMS durch die parasitäre Impedanz der Kabel dominiert (Abb. 6.6). Die Spannung an den Polen der angeschlossenen Zelle ist dagegen nahezu konstant. Durch die ausreichend hohe Band-

breite der Leistungsendstufe des Zellemulators weicht die Ausgangsspannung der emulierten Zelle nicht von jener der realen Zelle ab.

Die Klemmenspannung des BMS schwingt bei Beginn des Ladevorgangs der realen und der emulierten Zelle leicht unterschiedlich ein, was auf die Veränderung der Verkabelung beim Wechsel auf den Zellemulator zurückzuführen ist. Nach etwa $100\ \mu\text{s}$ Einschwingzeit sind die Signale jedoch nahezu deckungsgleich in beiden Phasen des Ladungstransfers. Die Funktion der Schaltung zur aktiven Zellbalancierung wird also durch den Wechsel zum Zellemulator nicht beeinflusst. Da die parasitären Impedanzen der Verkabelung die Lastimpedanz am BMS dominieren, hat das Zellmodell des Emulators für das hier dargestellte Verhalten keinen signifikanten Einfluss.

6.3.2 Langzeitverhalten

Während des Ausgleichsvorgangs durch das BMS von etwa 60 min Dauer wird das Verhalten der realen Zelle vom Echtzeitsimulator des Zellemulators simuliert (Abb. 6.7). Der Verlauf der Ausgangsspannung u_z wird durch die Form der Leerlaufkennlinie im Langzeitmodell bestimmt. Die Eigenerwärmung der Zelle spielt aufgrund der geringen Verlustleistung von wenigen mW beim Balancieren praktisch keine Rolle.

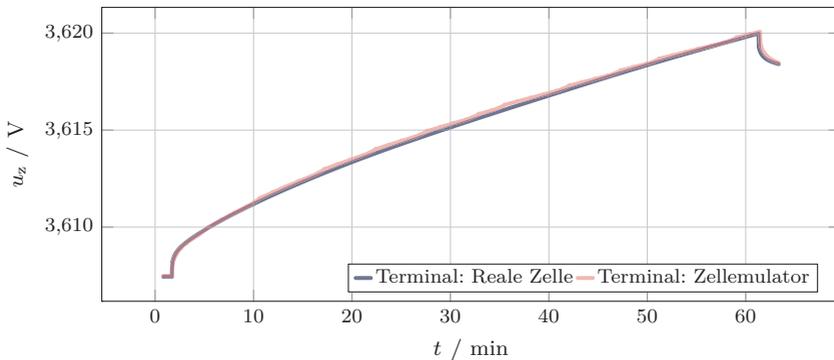


Abbildung 6.7: Langzeitverhalten Balancierung

Die Abweichung zwischen realer Zelle und Emulation liegt im Bereich von 100 μ V. Die hohe Genauigkeit der Ausgabespannung des Langzeitmodells lässt eine deutlich kleinere Abweichung zu. Jedoch basiert das verwendete Zellmodell auf der durchschnittlichen Leerlaufkennlinie von vermessenen Zellen gleichen Typs wie die reale Zelle im Versuch. Daher ist die beobachtete Abweichung durch die typische Streuung zwischen unterschiedlichen Exemplaren zu erklären.

6.4 Impedanzemulation

Die breitbandige Emulation einer arbiträren Impedanz des Zellemulators kann in zwei verschiedenen Modi erfolgen: Zum einen kann der Zellemulator eine statische Impedanz ausgeben. Diese Funktion ist zur Verifikation und Kalibrierung von Impedanzmessgeräten vorgesehen. Der statische Modus eignet sich zudem für die Messungen im Rahmen dieser Arbeit, da sich das Messergebnis und die Soll-Impedanz des Modells direkt vergleichen lassen.

Zum anderen wird zur Emulation einer Batteriezelle die sich dynamisch mit dem Arbeitspunkt der Zelle ändernde Zellimpedanz ausgegeben. Dabei ist die emulierte Impedanz nach den spektroskopisch bestimmten Messwerten einer realen Zelle modelliert, wird aber in Richtung sehr niedriger Frequenzen von der differentiellen Kapazität der Leerlaufkennlinie dominiert (siehe Kap. 4.3.3.2). In diesem Modus ist ein Vergleich der gemessenen Impedanz mit der bekannten Modellimpedanz im Arbeitspunkt nur sinnvoll, wenn die zur Messung verwendeten Anregungssignale einem Kleinsignal entsprechen. Ansonsten ist die gemessene Impedanz stark durch nichtlineare Effekte überlagert, genau wie es bei Messungen an einer realen Zelle der Fall ist.

Aus diesem Grund sind fast alle Kurven in diesem Kapitel mithilfe der statischen Impedanzemulation aufgenommen. Die ausgegebenen Impedanzen werden in dem für Li-Ionen-Zellen relevanten Frequenzbereich von 5 mHz bis 1 kHz mit 55 Stützstellen untersucht (siehe Kap. 2.3).

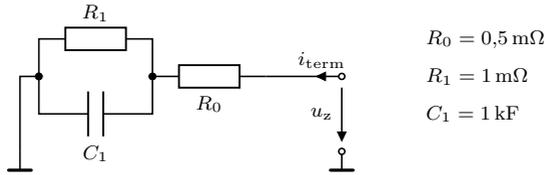


Abbildung 6.8: Synthetische Modellimpedanz

6.4.1 Galvanostatische Anregung

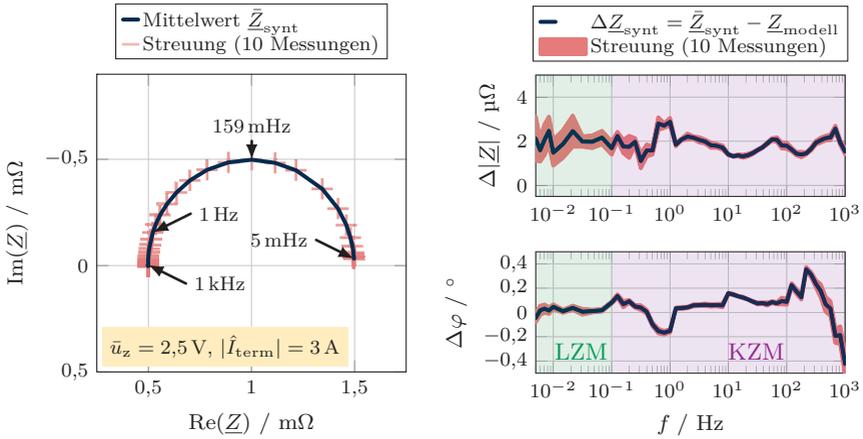
Zur Messung der komplexen Impedanz von sehr niederohmigen elektrochemischen Systemen, wie großformatigen Batteriezellen, wird üblicherweise eine galvanostatische Anregung verwendet (siehe Kap. 2.4.2). Diese minimiert das Risiko, die Messung durch die begrenzte Strombelastbarkeit der Anregungsquelle zu verfälschen.

6.4.1.1 Synthetische Impedanz

Im Folgenden wird eine elementare Schaltung aus einem Serienwiderstand und einem RC-Element verwendet (Abb. 6.8). Die Parameter wurden so gewählt, dass sich die Impedanz über dem untersuchten Frequenzbereich in Betrag und Phase deutlich verändert.

Die komplexe Impedanz $\underline{Z}_{\text{synt}}$ der Elementarschaltung formt in der komplexen Ebene einen charakteristischen Halbkreis (Abb. 6.9a). Für niedrige Frequenzpunkte dominiert die Serienschaltung der beiden Widerstände R_0 und R_1 die Impedanz und ergibt ein nahezu rein ohmsches Verhalten. Der Punkt des Halbkreises mit dem negativsten Imaginärteil liegt bei der Grenzfrequenz des RC-Elements von 159 mHz. Die linke Seite des Halbkreises endet nahe der reellen Achse bei dem Betrag des Widerstandes R_0 , da die Kapazität C_1 in Richtung hoher Frequenzen den parallelen Widerstand R_1 kurzschließt.

An jedem dargestellten Messpunkt ist durch Fehlerbalken die maximale Abweichung von der mittleren ausgegebenen Impedanz $\bar{\underline{Z}}_{\text{synt}}$ bei zehn aufeinanderfolgenden Messungen eingezeichnet. Die maximale Abweichung $\Delta\underline{Z}_{\text{synt}}$ zwischen



(a) Ausgegebene Impedanz

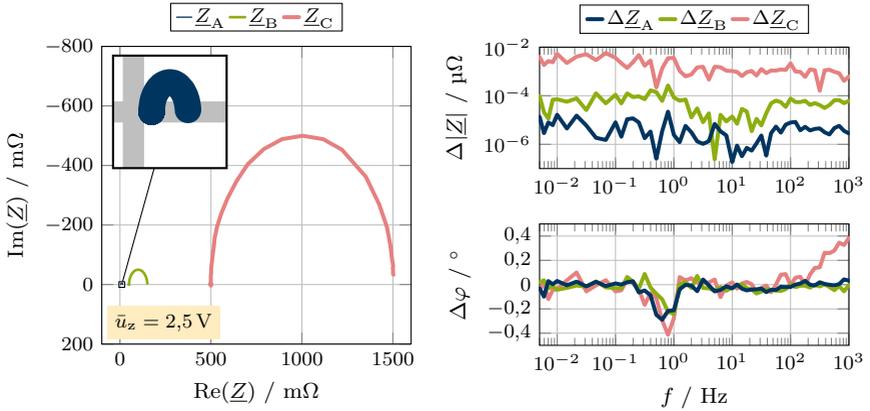
(b) Abweichung von Modellimpedanz

Abbildung 6.9: Emulation synthetische Impedanz ($R_0 + R_1 || C_1$)

Modellimpedanz und \bar{Z}_{synt} beträgt $2,88 \mu\Omega$ (Abb. 6.9b). Damit liegt der Fehler erwartungsgemäß im Bereich der parasitären Ausgangsimpedanz des kalibrierten Zellemulators. Die Phasenabweichung beträgt maximal $0,42^\circ$ und liegt damit etwas höher, als der durch die Totzeit des Zellemulators abgeschätzte Fehler. Die Wiederholungenauigkeit der Impedanzemulation über zehn Messungen verteilt über 24 Stunden ist deutlich kleiner als der absolute Fehler. Diese Beobachtung bestätigt, dass es sich nicht um statistische Fehler, sondern um die erwarteten systematischen Abweichungen des Emulators handelt.

Die Abweichung ΔZ_{synt} bezogen auf den absoluten Betrag \bar{Z}_{synt} an jedem Frequenzpunkt wird im Folgenden als relativer Fehler der Impedanzemulation bezeichnet und beträgt bei der betrachteten Messung maximal 0,53%. In der folgenden Messreihe wird der Betrag der synthetischen Impedanz skaliert und so der Verlauf des relativen Fehlers sichtbar gemacht.

Der Betrag von Z_A ist in Relation zur Anfangs betrachteten synthetischen Impedanz \bar{Z}_{synt} um den Faktor zehn vergrößert (Abb. 6.10a). Die beiden Impedanzen



(a) Ausgegebene Impedanz

(b) Abweichung von Modellimpedanz

Abbildung 6.10: Emulation synthetische Impedanz ($R_0 + R_1 || C_1$)**Tabelle 6.2:** Fehler der Impedanzemulation (galvanostatische Messung)

| | | Z_A | Z_B | Z_C | Einheit |
|--------------------------|----------------------------|-------|-------|-------|---------|
| Serienwiderstand | R_0 | 5 | 50 | 500 | mΩ |
| Widerstand RC-Element | R_1 | 10 | 100 | 1000 | mΩ |
| Kapazität RC-Element | C_1 | 100 | 10 | 1 | F |
| Zeitkonstante RC-Element | τ_1 | 1 | 1 | 1 | s |
| Amplitude Anregung | $ \hat{I}_{\text{term}} $ | 1000 | 100 | 10 | mA |
| Amplitude Antwort | $ \hat{U}_z \text{ Max.}$ | 15 | 15 | 15 | mV |
| | $ \hat{U}_z \text{ Min.}$ | 5 | 5 | 5 | mV |
| Max. betraglicher Fehler | $F_{\Delta Z}$ | 22,01 | 264,2 | 5740 | μΩ |
| Max. rel. Fehler Mag. | $f_{\Delta Z}$ | 0,39 | 0,46 | 0,41 | % |
| Max. Phasenfehler | $F_{\Delta \varphi}$ | 0,289 | 0,242 | 0,414 | ° |

\underline{Z}_B und \underline{Z}_C sind jeweils nochmals um den gleichen Faktor skaliert. Zur besseren Vergleichbarkeit bleibt die Zeitkonstante durch Anpassung der Kapazität C_1 bei allen Modellimpedanzen konstant. Erwartungsgemäß nimmt der absolute betragliche Fehler $\Delta\underline{Z}$ mit dem Betrag der ausgegebenen Impedanz zu (Abb. 6.10b).

Die Amplitude des anregenden Stroms \hat{I}_{term} ist so eingestellt, dass sich ein gutes Signal-Rausch-Verhältnis für das eingesetzte Analysegerät ergibt (Tab. 6.2). Im Gegensatz zu einer realen Zelle verhält sich die betrachtete statische Modellimpedanz auch für Großsignale linear. Um die im Rahmen der Arbeit aufgenommenen Messungen möglichst vergleichbar zu halten, werden jedoch Kleinsignale zur Anregung genutzt, die auch für die Spektroskopie an realen Li-Ionen-Zellen zulässig sind.

Die Messungen mit den Impedanzen $\underline{Z}_{\text{synt}}$ und \underline{Z}_A bis \underline{Z}_C belegen, dass der relative Fehler der Emulation über vier Größenordnungen des Betrages der ausgegebenen Impedanz etwa konstant bei etwa 0,5 % liegt.

6.4.1.2 Zellimpedanz prismatische Zelle

Der Zellemulator muss in der Lage sein, die Impedanz von typischen Batteriezellen für den Automobilbereich nachzustellen. Für diesen Zweck wird das Modell einer prismatischen 26-Ah-Li-Ionen-Zelle verwendet (Abb. 6.11a). Der typische Verlauf der Ortskurve wechselt bei etwa 500 Hz vom induktiven in den kapazitiven Teil der komplexen Ebene, wobei der Betrag Richtung niedriger Frequenzen stetig zunimmt (vgl. Abb. 4.6).

Der absolute betragliche Fehler $\Delta\underline{Z}_{\text{zelle}}$ ist nicht monoton über den untersuchten Frequenzbereich verteilt, sondern steigt mit dem Betrag der emulierten Zellimpedanz an (Abb. 6.11b). Bei niedrigen Frequenzen unterhalb von 100 mHz sinkt der Fehler wieder ab, da die Ausgabe von der höheren Genauigkeit des Langzeitmodells dominiert wird.

Die erneute Zunahme des absoluten Fehlers unterhalb vom 10 mHz in Kombination mit der gleichzeitig erhöhten Streuung der Messwerte deutet auf einen Einfluss von langsamen Effekten hin, wie thermisches Driften der Ausgangsspannung u_z .

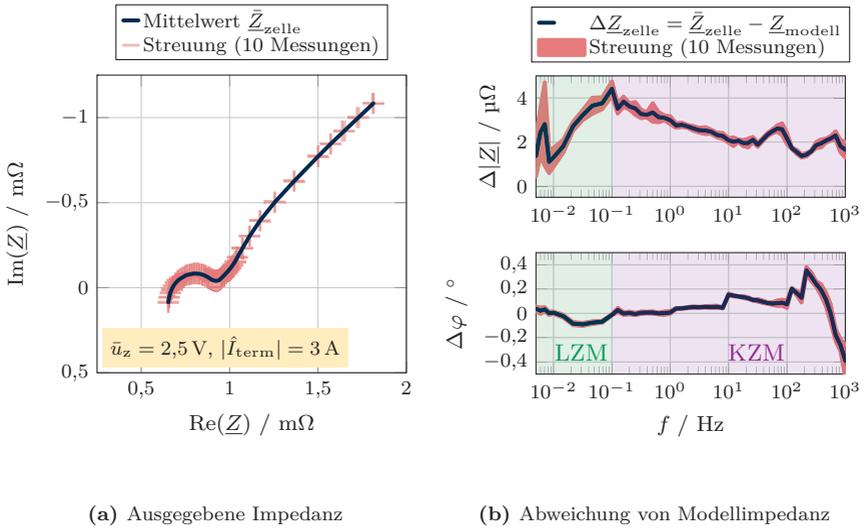


Abbildung 6.11: Emulation prismatische 26-Ah-Zelle

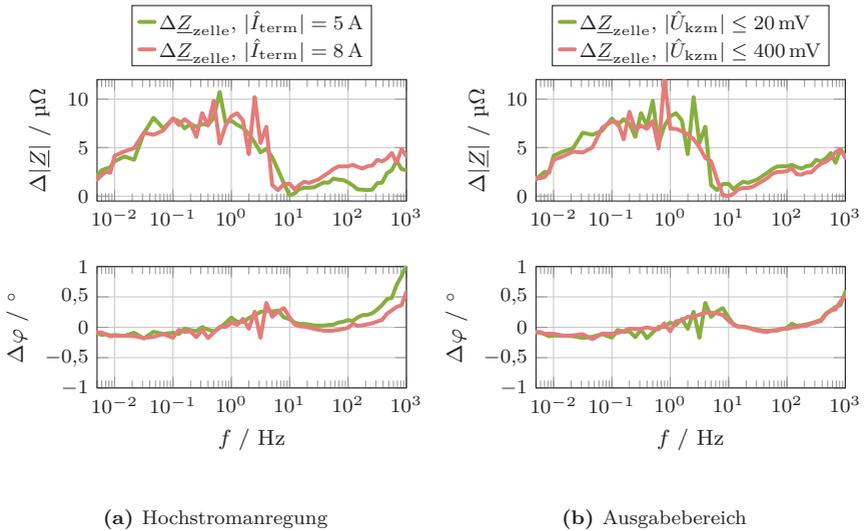


Abbildung 6.12: Emulation mit unterschiedlichen Parametern

Da das im Rahmen der Arbeit verwendete Spektroskopiesystem (siehe Kap. 2.4.2) den Zellemulator nur mit einer maximalen Amplitude von $|\hat{I}_{\text{term}}| = 3 \text{ A}$ anregen kann, wird für Messungen mit höheren Strömen der Alterungstester verwendet (siehe Kap. 2.4.1) [101]. Der gemessene absolute betragliche Fehler ΔZ_{zelle} ist bei der Messung mit dem Alterungstester etwas höher als bei den vorangegangenen Messungen (Abb. 6.12a). Die Verläufe der Fehlerkurven sind für eine Anregung mit 5 A und 8 A Amplitude jedoch vergleichbar.

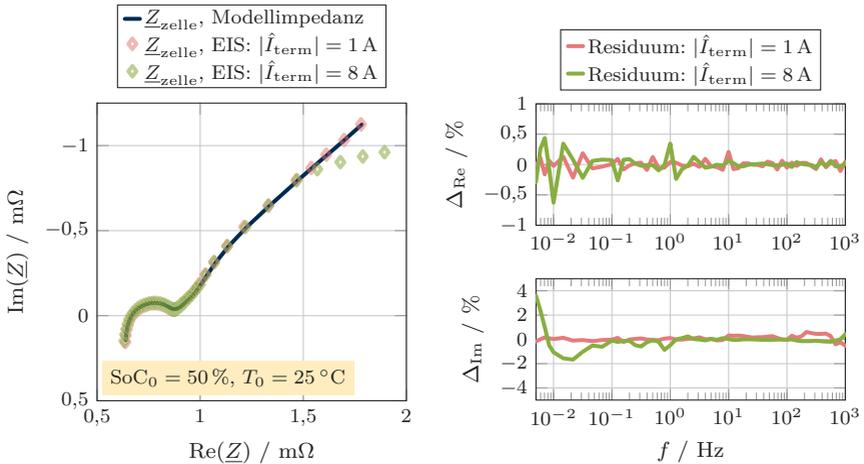
Im normalen Betrieb des Zellemulators wird der Ausgabebereich des Kurzzeitmodells anhand der emulierten Zellimpedanz und des maximal möglichen Zellstroms i_z konfiguriert (siehe Kap. 5.2.2). Für die hier gezeigten Ergebnisse mit Impedanzen $< 2 \text{ m}\Omega$ und maximalen Strömen $< 10 \text{ A}$ wird der Ausgabebereich automatisch auf $\pm 20 \text{ mV}$ eingestellt.

Wird der Ausgabebereich manuell auf 400 mV erhöht, führt dieses bei der exemplarisch emulierten prismatischen Zelle mit einer Anregung mit 8 A Amplitude nicht zu einer signifikanten Erhöhung des absoluten Fehlers. Im vorgestellten Messszenario wird die Genauigkeit des Systems also nicht durch die DA-Umsetzung des Endstufenmoduls begrenzt.

Bei der bisher betrachteten Emulation einer statischen Impedanz hat die Amplitude der Anregung bei einer Spektroskopiemessung keine Auswirkungen auf die simulierte Impedanz. Arbeitet der Zellemulator jedoch mit dem vollständigen Zellmodell, ändert sich die ausgegebene Zellimpedanz in Abhängigkeit von SoC und Temperatur der emulierten Zelle. Außerdem haben die nichtlinearen Bestandteile des Zellmodells, wie die Leerlaufkennlinie, eine signifikante Auswirkungen auf die emulierte Impedanz bei niedrigen Frequenzen.

Wird der Zellemulator mit vollständigem Zellmodell durch ein Kleinsignal von $|\hat{I}_{\text{term}}| = 1 \text{ A}$ angeregt, zeigt sich keine signifikante Abweichung zum initial im Simulator geladenen Impedanzmodell bei $\text{SoC}_0 = 50\%$ und $T_0 = 25^\circ \text{C}$ (Abb. 6.13a).

Auch die Erhöhung der Anregung auf 8 A verändert den Arbeitspunkt der Zelle in Bezug auf SoC und Eigenerwärmung nicht signifikant. Daher sind die Kurven der gemessenen Impedanz im Bereich des Kurzzeitmodells von 1 kHz bis 100 mHz nahezu deckungsgleich. Für niedrige Frequenzen gegen 5 mHz kommt es jedoch



(a) Ausgegebene Impedanz

(b) Kramers-Kronig-Residuum

Abbildung 6.13: Spektroskopie mit Großsignalen

zu einer deutlichen Abweichung von der Messung mit $|\hat{I}_{\text{term}}| = 1 \text{ A}$. Die Kapazität der Zelle wirkt vergrößert, da die Messung nun die mittlere differentielle Kapazität im durchlaufenen Bereich der Leerlaufkennlinie einbezieht (siehe Kap. 4.3.3.2). Die Amplitude der Spannungsantwort der emulierten Zelle beträgt bei den niedrigen Frequenzen über 30 mV, so dass diese nun durch die Nichtlinearität der Leerlaufkennlinie verzerrt ist. Das beobachtete Verhalten ergibt sich daher direkt aus dem implementierten Langzeitmodell der Zelle.

Der Grad der Verzerrung der emulierten Impedanz durch Nichtlinearität kann durch die Kramers-Kronig-Beziehung bewertet werden (siehe Kapitel 2.4.2) [56, 89]. Die Impedanzmessung mit $|\hat{I}_{\text{term}}| = 1 \text{ A}$ weist geringe Residuen von Real- und Imaginärteil über den betrachteten Frequenzbereich ohne systematische Abweichungen auf (Abb. 6.13b). Die Messung mit hoher Anregungsamplitude bei niedriger Frequenz zeigt jedoch im imaginären Teil eine systematische Abweichung. Dies ist in der Praxis ein Hinweis auf das Überschreiten der Linearitätsgrenzen.

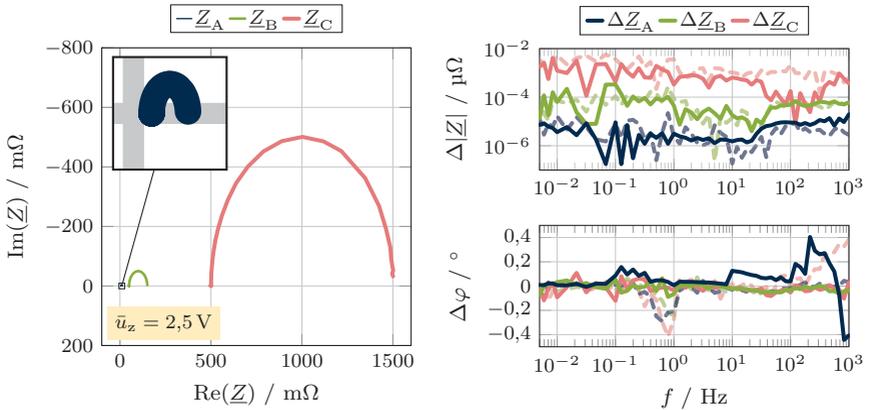
Das Verhalten der emulierten Zelle entspricht damit qualitativ dem einer realen Zelle. Das Zellmodell des Emulators stellt sicher, dass die ausgegebene Impedanz der emulierten Zelle bei Kleinsignalanregung der Impedanz einer realen Zelle gleicht [27].

6.4.2 Potentiostatische Anregung

Ein Vorteil der potentiostatischen Anregung ist, dass der gewünschte SoC der untersuchten Zelle während der Messung inhärent gehalten wird, da dieser durch die Spannung der Zelle definiert ist. Dagegen kann bei Anregung mit einem Galvanostaten der Arbeitspunkt der Zelle durch Offsetfehler bei längeren Messungen driften. Daher ist eine potentiostatische Spektroskopiemessung sinnvoll einsetzbar, wenn der Betrag der Zellimpedanz für alle untersuchten Frequenzen hinreichend groß ist. Die Strombelastbarkeit des Potentiostaten muss ausreichen, um die Spannungsamplitude trotz der Belastung durch die Zellimpedanz zu treiben (siehe Kap. 2.4.2).

6.4.2.1 Synthetische Impedanz

Für die spektroskopische Messungen am Zellemulator mit potentiostatischer Anregung werden die gleichen drei synthetischen Impedanzmodelle verwendet, wie sie von den galvanostatischen Messungen bekannt sind (Abb. 6.14a). Die absoluten Abweichungen des Betrages der ausgegebenen Impedanz sind für beide Anregungsmethoden ähnlich (Abb. 6.14b). Während die potentiostatische Messung bei Emulation der niederohmigen Impedanz \underline{Z}_A durchschnittlich einen etwas höheren Fehler als die galvanostatische zeigt, ist die Messung der hochohmigen Impedanz \underline{Z}_C genauer. Es ist nicht bekannt, ob die beobachteten Fehler durch Abweichungen der Emulation oder der Messung dominiert werden. Die Messergebnisse demonstrieren jedoch davon unabhängig die mit dem Zellemulator erreichbare Genauigkeit. Die zur Anregung der emulierten Zelle verwendete Amplitude von 10 mV liegt in der gleichen Größenordnung, wie sie auch für eine Spektroskopie der realen Zelle verwendet werden würde. Die maximale Abweichung über den untersuchten Frequenzbereich liegt für \underline{Z}_A bei 0,4 % (Tab. 6.3).



(a) Ausgegebene Impedanz

(b) Abweichung von Modellimpedanz

Abbildung 6.14: Emulation synthetische Impedanz ($R_0 + R_1 || C_1$)**Tabelle 6.3:** Fehler der Impedanzemulation (potentiostatische Messung)

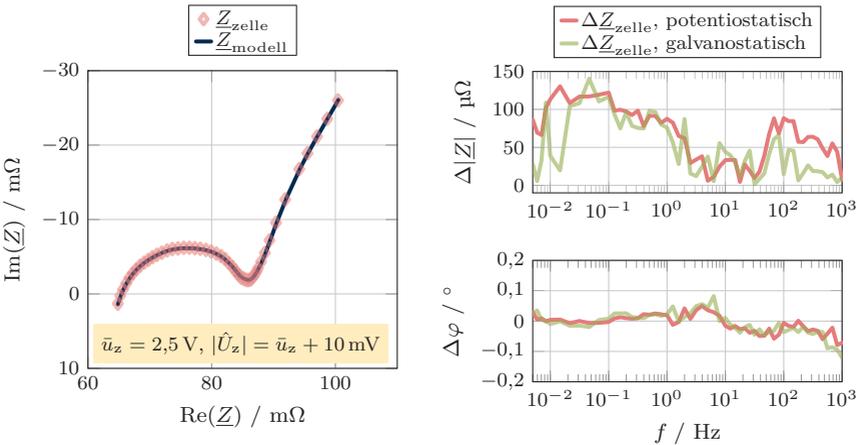
| | | Z_A | Z_B | Z_C | Einheit |
|--------------------------|--|-------|-------|-------|-------------|
| Amplitude Anregung | $ \hat{U}_z - \bar{u}_z$ | 10 | 10 | 10 | mV |
| Amplitude Antwort | $ \hat{I}_{\text{term}} \text{ Max.}$ | 2000 | 200 | 20 | mA |
| | $ \hat{I}_{\text{term}} \text{ Min.}$ | 667 | 66,7 | 6,67 | mA |
| Max. betraglicher Fehler | $F_{\Delta Z}$ | 20,68 | 333,8 | 4188 | $\mu\Omega$ |
| Max. rel. Fehler Mag. | $f_{\Delta Z}$ | 0,40 | 0,26 | 0,28 | % |
| Max. Phasenfehler | $F_{\Delta\varphi}$ | 0,444 | 0,089 | 0,122 | $^\circ$ |

6.4.2.2 Zellimpedanz Rundzelle

Eine praxisnahes Anwendungsszenario für die EIS mit potentiostatischer Anregung stellt die Vermessung einer kleinformatigen Zelle dar. Daher wird zur Demonstration das Impedanzmodell einer 2,6-Ah-Rundzelle im Format „18650“ in den Zellemulator geladen (Abb. 6.15a).

Die Ortskurve der ausgewählten Zelle tritt bei etwa $65 \text{ m}\Omega$ durch die reelle Achse, während dieser Punkt bei dem zuvor gezeigten Modell der prismatischen Zelle mit 26 Ah bei $500 \mu\Omega$ liegt.

Auch für die Rundzelle mit ihrem hohen Innenwiderstand wächst der absolute Fehler des ausgegebenen Betrages mit dem Betrag der Zellimpedanz (Abb. 6.15b). Der maximale gemessene relative Fehler ist mit $0,14\%$ kleiner als für die vergleichbar große synthetische Impedanz Z_B .



(a) Ausgegebene Impedanz

(b) Abweichung von Modellimpedanz

Abbildung 6.15: Emulation 2,6-Ah-Rundzelle

6.5 Zusammenfassung

Das Demonstrationssystem ist in der Lage, eine Li-Ionen-Zelle breitbandig zu emulieren. Die verschiedenen linearen und nichtlinearen Anteile des Zellmodells können durch eine Steuersoftware parametrisiert und aktiviert oder deaktiviert werden. Der Demonstrator kann verwendet werden, um beliebige reale Li-Ionen-Zellen in einem Versuchsaufbau zur Entwicklung eines BMS zu ersetzen.

Bei der Zellemulation verändert sich die ausgegebene Impedanz mit dem Zustand der emulierten Zelle. In einem alternativen Betriebsmodus kann eine arbiträre statische komplexe Impedanz auszugeben werden. Anhand der ausgegebenen bekannten Referenzimpedanz ist es möglich, die Messfunktion zur Aufnahme eines Impedanzspektrums durch ein BMS oder Labormessgerät zu kalibrieren und zu verifizieren.

Durch die Totzeit des Systems ergibt sich ein zu erwartender Phasenfehler von $0,17^\circ$ bei der höchsten betrachteten Frequenz von 1 kHz. Zusätzlich wird der Phasenfehler von Fehlereinflüssen der Leistungsendstufe beeinflusst. In der Praxis erreicht er bis zu $0,4^\circ$, nimmt jedoch in Richtung niedriger Frequenzen signifikant ab.

Der parasitäre Ausgangsimpedanzbetrag des Demonstrators beträgt bei der Emulation eines idealen Kurzschlusses bis zu $3,5 \mu\Omega$. Diese Ausgangsimpedanz überlagert sich der emulierten Impedanz und führt im Fall einer prismatischen Li-Ionen-Zelle mit 26 Ah zu einem betragslichen Fehler von bis zu 0,5 %. Die Abweichung der Emulation bleibt unterhalb dieser Fehlergrenze, auch wenn der maximale Betrag der komplexen Impedanz um bis zu drei Größenordnungen erhöht wird.

Kapitel 7

Zusammenfassung und Ausblick

7.1 Zusammenfassung

Zur Speicherung der Energie in elektrischen Fahrzeugen werden zum überwiegenden Teil Energiespeicher auf Basis von elektrochemischen Lithium-Ionen-Zellen in verschiedenen chemischen Zusammensetzungen eingesetzt. Für den sicheren Betrieb des Speichers im Fahrzeugs muss jede einzelne Zelle permanent durch ein Batteriemanagementsystem überwacht werden. Das BMS erfasst die Klemmenspannungen und die Temperaturen der Zellen, um einen sicheren Betrieb während des Ladens und im Fahrbetrieb zu ermöglichen.

Zur Entwicklung dieser BMS sollen aus Gründen der Sicherheit und Praktikabilität die realen Zellen durch Zellemulatoren ersetzt werden. Das typische Verhalten einer Li-Ionen-Zelle und das grundsätzliche Prinzip der elektronischen Zellemulatorion wird im ersten Teil dieser Arbeit beschrieben.

Aktuelle BMS tasten die einzelnen Zellspannung mit einer niedrigen Abtastrate ab, um die Einhaltung der sicherheitsrelevanten Betriebsgrenzen zu garantieren und den Ladungszustand (SoC) der Zelle zu schätzen. Die kommerziell verfügbaren Emulationssysteme sind auf diesen quasistatischen Betrieb zugeschnitten.

In neueren Ansätzen zur Zellüberwachung durch BMS ermöglicht eine Erhöhung der Abtastrate oder eine Unterabtastung eine spektroskopische Untersuchung der Zelle. Durch diesen Ansatz ist es beispielsweise möglich, die innere Temperatur jeder individuellen Zelle abzuschätzen und die Betriebssicherheit eines elektrischen Fahrzeugs zu erhöhen. Für die Entwicklung dieser neuartigen Funktion wird ein

Zellemulator benötigt, der eine flexible breitbandige Emulation der komplexen Zellimpedanz erlaubt.

Im zweiten Teil der Arbeit wird die Entwicklung eines neuartigen breitbandigen Zellemulators beschrieben. Dieser ist modular aufgebaut und besteht aus einer Mess- und Leistungselektronik sowie einem Echtzeitsimulator.

Das implementierte Zellmodell basiert auf Messungen an realen Zellen, die in umfangreichen Alterungsstudien im Labor aufgezeichnet werden. Berücksichtigt werden die Veränderung der Leerlaufspannungskennlinie inklusive Hysterese, der Kapazität und der komplexen Impedanz einer Zelle bei unterschiedlichen Temperaturen über der Alterung. Durch lineare Interpolation zwischen den vermessenen Stützstellen wird das Modell für die vorgegebenen Werte von Alterungszustand (SoH), Ladungszustand (SoC) und Temperatur parametrisiert.

Das lineare und das nichtlineare Langzeitverhalten der Zelle wird auf einem Echtzeit-Betriebssystem berechnet, das auf einem eingebetteten Computersystem ausgeführt wird. Dieser Teil des Zellmodells enthält zusätzlich ein thermisches Modell der Zelle, das die Eigenerwärmung durch die Belastung der Zelle abbildet. Das zeitkritische lineare Kurzzeitverhalten ist in Form eines Impedanzmodells in einem FPGA implementiert. Das Kurzzeitmodell bildet Prozesse mit Zeitkonstanten im Bereich von Sekunden bis hinunter zu μs ab. Die typische Kurzzeitimpedanz von Li-Ionen-Zellen kann mit zehn RC-Gliedern angenähert werden. Durch parallele Ausführung kann das Kurzzeitmodell mit einer Durchlaufzeit von 80 ns berechnet werden.

Die Eingangsgröße in das Simulationsmodul ist der Zellstrom, der im Messbereich von $\pm 10\text{ A}$ mit einem Linearitätsfehler von typischerweise 70 ppm aufgezeichnet wird. Die Messung läuft bei einer Abtastrate von 5 MS/s und einer Bandbreite von 2,5 MHz. Die als Kompositverstärker ausgeführten Eingangspuffer erlauben eine Slew Rate über 70 V/ μs bei hoher Eingangsimpedanz und geringem Rauschen. Die Latenz beträgt 272 ns, um eine genaue Emulation der komplexen Impedanz auch noch bei einer Frequenz von 1 kHz zu ermöglichen. Das Modul zur Messdatenerfassung kann mithilfe einer externen Referenz eine automatische Kalibrierung aller Messkanäle durchführen. Eine zusätzliche Spannungsmessung mit einem Li-

nearitätsfehler von $20\ \mu\text{V}$ in einem Bereich von 0 bis 5 V wird zur Kalibrierung der Leistungsendstufe verwendet.

Die vom Simulator berechnete Zellspannung wird von der Leistungsendstufe mit einer Bandbreite von 2,5 MHz bei einem Linearitätsfehler von $7,61\ \mu\text{V}$ ausgegeben. Hohe Genauigkeit bei gleichzeitig hoher Bandbreite der DA-Umsetzung sind durch die Superposition mehrerer paralleler DAU realisiert. Durch ein Konzept mit zwei separaten Ausgangsstufen für positiven und negativen Zellstrom mit jeweils eigener Ruhestromreglung kann eine hohe Linearität für den Strombereich von $\pm 10\ \text{A}$ erreicht werden. Eine Über-Alles-Gegenkopplung unterdrückt Fehereinflüsse der Ausgangsstufen und ermöglicht eine geringe parasitäre Ausgangsimpedanz von $25\ \mu\Omega$ bei 1 kHz. Durch ein Kompensationsmodell im Simulator kann die effektiv wirksame Ausgangsimpedanz auf $3,5\ \mu\Omega$ reduziert werden. Die parasitäre Ausgangsimpedanz überlagert sich der Zellemulatation und beträgt unter 1 % der typischen Impedanz von großformatigen Li-Ionen-Zellen. Die Leistungsendstufe ist eigensicher und widersteht dauerhaft Fehlerspannungen von bis zu $\pm 60\ \text{V}$.

Die Genauigkeit und Langzeitstabilität des Zellemulators hängt maßgeblich von den drei Referenzelementen ab. Der Zellemulator verwendet diese zur Ausgabe des Zellmodells und zur Emulation einer arbiträren komplexen Impedanz. Sämtliche anderen Fehlereinflüsse werden durch Regelkreise mit hoher Ringverstärkung weitestgehend unterdrückt. Der Betrag der emulierten komplexen Impedanz wird von einem Präzisionswiderstand und einer Spannungsreferenz abgeleitet. Dieses Konzept ermöglicht es, mit einem Shuntwiderstand im $\text{m}\Omega$ -Bereich Beträge über mehrere Größenordnungen auszugeben. Die Phase wird anhand eines Quarzoszillators als Zeitreferenz bestimmt.

Das Demonstrationssystem des neuartigen Zellemulators kann reale Zellen in Versuchsaufbauten mit BMS und aktiver Balancierung ersetzen. Es ermöglicht die Impedanzemulation typischer großformatiger Li-Ionen-Zellen bis zu 1 kHz mit einem betraglichen Fehler unterhalb von 0,5 %. Durch die geringe Totzeit des Systems von 472 ns entsteht ein Phasenfehler von maximal $0,4^\circ$. Die Abweichungen der Emulation bleiben unterhalb dieser Fehlergrenze, auch wenn der Betrag der komplexen Impedanz um bis zu drei Größenordnungen erhöht wird. Dies ermög-

licht auch die Emulation von kleinformatigen Zellen und arbiträren synthetischen Impedanzen im beschriebenen Dynamikumfang.

7.2 Ausblick

Der in dieser Arbeit entwickelte Zellemulator kann genutzt werden, um reale Zellen bei der Entwicklung von BMS und deren Implementation in elektrisch angetriebenen Fahrzeuge zu ersetzen. Der Zellemulator kann das Verhalten einer elektrochemischen Zelle imitieren, wobei der Zustand des Modells und einzelne Parameter jederzeit gezielt verändert werden können. Alternativ kann ausschließlich eine arbiträre komplexe Impedanz ausgegeben werden, um die EIS-Messfunktionalität von neuartigen BMS oder Laborgeräten zu verifizieren.

In Zukunft kann der Zellemulator ohne zusätzlichen Hardwareaufwand aufgerüstet werden, um die Eigenschaften realer Zellen eigenständig zu vermessen. Durch eine Erweiterung von Softwarefunktionen und Arithmetik im FPGA kann die Leistungsendstufe zur aktiven Anregung eines Messobjektes verwendet werden, um beispielsweise eine EIS-Messung durchzuführen. Dies würde dem Zellemulator die Fähigkeit geben, ein eingeschränktes Verhaltensmodell einer an ihm angeschlossenen Zelle in ihrem gegebenen Arbeitspunkt und Alterungszustand zu erstellen. Auf diese Weise wäre es möglich, die gegenwärtigen Eigenschaften einer Zelle im Simulationsmodell zu speichern und diese im Rahmen von Hardware-in-the-Loop-Tests kurzfristig durch den Emulator auszutauschen.

In der Batterieforschung ist es notwendig, Alterungsstudien mit zahlreichen realen Zellen durchzuführen, um die Leistungsfähigkeit und Haltbarkeit von neuen Zelltypen zu evaluieren. Bei diesen Studien befinden sich die zu untersuchenden Zellen in hoher Packungsdichte in Klimakammern, um kontrollierte Umweltbedingungen zu ermöglichen. Geräte zur Belastung und Vermessung befinden sich außerhalb der Kammer und sind über Kabel mit den Zellen verbunden. Die hohe Anzahl und Länge der Kabel zur Zellkontaktierung können in der Praxis zu Problemen bei den Messungen durch Übersprechen innerhalb der Vierleitermessung an einer Zelle oder zwischen benachbarten Zellen führen.

Durch eine emulierte Zelle mit bekannter Referenzimpedanz kann ein solcher Aufbau kalibriert und überprüft werden. Der Zellemulator ist jedoch nicht kompakt genug, um in den typischen Zellaufnahmen innerhalb der Messkammer untergebracht zu werden. Daher wäre es in Zukunft sinnvoll, das Gehäuse der Batterie physisch nachzubilden und den Ausgangsknoten des Zellemulators über Kabel mit den Polen dieser Attrappe zu verbinden. In diesem Szenario regelt der Zellemulator den Einfluss der Kabel aus, so dass die ausgegebene Impedanz an den Polen der Attrappe beobachtet werden kann. Diese Verschiebung der Referenzebene über eine hohe Distanz kann zu einer Degradation der Genauigkeit oder im schlechtesten Fall zu einer Instabilität der Leistungsendstufe führen. Die Herausforderung besteht darin, die Endstufe auf diese Betriebsart zu optimieren.

Die Belastbarkeit der Leistungselektronik des Zellemulators von ± 10 A ist für die zuvor beschriebene Verwendung mit BMS und Labormessgeräten ausgelegt. Das Schaltungskonzept erlaubt durch den Austausch der Leistungstransistoren eine Erhöhung der Strombelastbarkeit um bis zu einer Größenordnung auf Kosten der transienten Eigenschaften und der Genauigkeit der emulierten Impedanz für höhere Frequenzbereiche. Die in dieser Arbeit erreichte Genauigkeit ist nicht für jede Anwendungen notwendig, so dass der erhöhte Strombereich ein sinnvollen Kompromiss darstellen kann. Durch die Fähigkeit, ähnlich hohe physische Lastströme aufzunehmen wie eine reale großformatige Zelle, könnte der Emulator noch universeller eingesetzt werden. Zudem wäre der Zellemulator durch die erweiterte Belastbarkeit vielseitiger in anderen wissenschaftlichen Bereichen einsetzbar, die in irgendeiner Form die EIS einsetzen.

Literaturverzeichnis

- [1] ABRACON CORPORATION: *3.3V CMOS SMD Crystal Oscillator: ASE SERIES: Datenblatt*. Esperanza, USA, Juni 2014
- [2] ALAO, Olakunle ; BARENDSE, Paul: Online Condition Monitoring of Sealed Lead Acid & Lithium Nickel-Cobalt-Manganese Oxide Batteries using Broadband Impedance Spectroscopy. In: *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, IEEE, 23.09.2018 - 27.09.2018. – ISBN 978-1-4799-7312-5, S. 2026–2032
- [3] ALAVI, S.M.M. ; BIRKL, C. R. ; HOWEY, D. A.: Time-domain fitting of battery electrochemical impedance models. In: *Journal of Power Sources* 288 (2015), S. 345–352. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2015.04.099>. – DOI 10.1016/j.jpowsour.2015.04.099. – ISSN 03787753
- [4] ALEXANDER, Mark ; ANALOG DEVICES, Inc. (Hrsg.): *The Alexander Current-Feedback Audio Power Amplifier: AN-211: Application Note*. Massachusetts, USA, 1992
- [5] ALEXANDROV, Georg ; CARTER, Nathan: Some Tips on Making a FETching DIcrete Amplifier. In: *Analog Dialogue* 47 (Oktober 2013)
- [6] ANALOG DEVICES, Inc.: *ADA4522-1: 55 V, EMI Enhanced, Zero Drift, Ultralow Noise, Rail-to-Rail Output Operational Amplifiers: Datenblatt*. REV F. Norwood, USA, 2017
- [7] ANALOG DEVICES, Inc.: *LTC6802-1: Multicell Battery Stack Monitor: Datenblatt*. REV B. Norwood, USA, Juni 2019

- [8] BARAI, Anup ; WIDANAGE, W. D. ; MARCO, James ; MCGORDON, Andrew ; JENNINGS, Paul: A study of the open circuit voltage characterization technique and hysteresis assessment of lithium-ion cells. In: *Journal of Power Sources* 295 (2015), S. 99–107. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2015.06.140>. – DOI 10.1016/j.jpowsour.2015.06.140. – ISSN 03787753
- [9] BARONTI, Federico ; FEMIA, Nicola ; SALETTI, Roberto ; VISIONE, Ciro ; ZAMBONI, Walter: Hysteresis Modeling in Li-Ion Batteries. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 50 (2014), Nr. 11, S. 1–4. <http://dx.doi.org/10.1109/TMAG.2014.2323426>. – DOI 10.1109/TMAG.2014.2323426. – ISSN 0018–9464
- [10] BARRERAS, Jorge V. ; FLEISCHER, Christian ; CHRISTENSEN, Andreas E. ; SWIERCZYNSKI, Maciej ; SCHALTZ, Erik ; ANDREASEN, Soren J. ; SAUER, Dirk U.: An Advanced HIL Simulation Battery Model for Battery Management System Testing. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 52 (2016), Nr. 6, S. 5086–5099. <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2016.2585539>. – DOI 10.1109/TIA.2016.2585539. – ISSN 0093–9994
- [11] BISCHOF, Simon ; KUECUEK, Cem ; BLANK, Thomas ; WEBER, Marc: A Battery Cell Emulator for Hardware in the Loop Tests of Reconfigurable Lithium-Ion and Post-Lithium Batteries. In: *PCIM Europe 2018; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. [Berlin] : [VDE Verlag GmbH], 2018. – ISBN 978–3–8007–4646–0, S. 245–251
- [12] BLOMGREN, George E.: The Development and Future of Lithium Ion Batteries. In: *Journal of The Electrochemical Society* 164 (2017), Nr. 1, S. A5019–A5025. <http://dx.doi.org/10.1149/2.0251701jes>. – DOI 10.1149/2.0251701jes. – ISSN 0013–4651
- [13] BLOOMY CONTROLS, Inc.: *BMS HIL Test System: Real-time battery pack simulation: Datenblatt*. Connecticut, USA, 2016
- [14] BRISEBOIS, Glen: *Design Note 308: 100MHz Op Amp Features Low Noise Rail-to-Rail Performance*. Milpitas, USA, 2003

- [15] BUCCOLINI, Luca ; ORCIONI, Simone ; LONGHI, Sauro ; CONTI, Massimo: Cell Battery Emulator for Hardware-in-the-Loop BMS Test. In: *2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe)*, IEEE, 12.06.2018 - 15.06.2018. – ISBN 978–1–5386–5186–5, S. 1–5
- [16] BUCUR, Viorel ; BANARIE, Gabriel ; MARINCA, Stefan ; BODEA, Mircea: A Zener-Based Voltage Reference Design Compensated Using a Δ VBE Stack. In: *2018 25th International Conference "Mixed Design of Integrated Circuits and System" (MIXDES)*, IEEE, 21.06.2018 - 23.06.2018. – ISBN 978–83–63578–14–5, S. 116–120
- [17] BUI, Truong M. N. ; NIRI, Mona F. ; WORWOOD, Daniel ; DINH, Truong Q. ; MARCO, James: An Advanced Hardware-in-the-Loop Battery Simulation Platform for the Experimental Testing of Battery Management System. In: *2019 23rd International Conference on Mechatronics Technology (ICMT)*, IEEE, 23.10.2019 - 26.10.2019. – ISBN 978–1–7281–3998–2, S. 1–6
- [18] CARKHUFF, Bliss G. ; DEMIREV, Plamen A. ; SRINIVASAN, Rengaswamy: Impedance-Based Battery Management System for Safety Monitoring of Lithium-Ion Batteries. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65 (2018), Nr. 8, S. 6497–6504. <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2017.2786199>. – DOI 10.1109/TIE.2017.2786199. – ISSN 0278–0046
- [19] CARVALHO, Alan ; MACHADO, Claudio ; MORAES, Fabiano: Raspberry Pi Performance Analysis in Real-Time Applications with the RT-Preempt Patch. In: *2019 Latin American Robotics Symposium (LARS), 2019 Brazilian Symposium on Robotics (SBR) and 2019 Workshop on Robotics in Education (WRE)*, IEEE, 23.10.2019 - 25.10.2019. – ISBN 978–1–7281–4268–5, S. 162–167
- [20] CHENG, Chun S. ; CHUNG, Henry Shu H. ; LAU, Ricky Wing H.: Time-domain modeling of constant phase element for simulation of lithium batteries under arbitrary charging and discharging current profiles. In: *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, IEEE, 26.03.2017 - 30.03.2017. – ISBN 978–1–5090–5366–7, S. 985–992

- [21] COLLET, Alexandre ; CREBIER, Jean-Christophe ; CHUREAU, Alexandre: Multi-cell battery emulator for advanced battery management system benchmarking. In: *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, IEEE, 27.06.2011 - 30.06.2011. – ISBN 978–1–4244–9310–4, S. 1093–1099
- [22] DAI, Haifeng ; JIANG, Bo ; WEI, Xuezhe: Impedance Characterization and Modeling of Lithium-Ion Batteries Considering the Internal Temperature Gradient. In: *Energies* 11 (2018), Nr. 1, S. 220. <http://dx.doi.org/10.3390/en11010220>. – DOI 10.3390/en11010220
- [23] DAI, Haifeng ; ZHANG, Xiaolong ; WEI, Xuezhe ; SUN, Zechang ; WANG, Jiayuan ; HU, Feng: Cell-BMS validation with a hardware-in-the-loop simulation of lithium-ion battery cells for electric vehicles. In: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 52 (2013), S. 174–184. <http://dx.doi.org/10.1016/j.ijepes.2013.03.037>. – DOI 10.1016/j.ijepes.2013.03.037. – ISSN 01420615
- [24] DESCHAMPS, Jean-Pierre ; SUTTER, Gustavo D. ; CANTÓ, Enrique: *Lecture notes in electrical engineering*. Bd. v. 149: *Guide to FPGA implementation of arithmetic functions*. Dordrecht and New York : Springer, 2012. – ISBN 978–94–007–2986–5
- [25] DSPACE GMBH: *Battery Cell Voltage Emulation: Performing comprehensive tests for battery management systems: Datenblatt*. Paderborn, Deutschland, 2019
- [26] EINHORN, Markus ; ROESSLER, Werner ; FLEIG, Juergen: Improved Performance of Serially Connected Li-Ion Batteries With Active Cell Balancing in Electric Vehicles. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 60 (2011), Nr. 6, S. 2448–2457. <http://dx.doi.org/10.1109/TVT.2011.2153886>. – DOI 10.1109/TVT.2011.2153886. – ISSN 0018–9545
- [27] FERNÁNDEZ PULIDO, Yoana ; BLANCO, Cecilio ; ANSEÁN, David ; GARCÍA, Víctor M. ; FERRERO, Francisco ; VALLEDOR, Marta: Determination of suitable parameters for battery analysis by Electrochemical Impedance Spectroscopy. In: *Measurement* 106 (2017), S. 1–

11. <http://dx.doi.org/10.1016/j.measurement.2017.04.022>. – DOI 10.1016/j.measurement.2017.04.022. – ISSN 02632241
- [28] FISCHER, Hans-Martin ; ZVEI - ZENTRALVERBAND ELEKTROTECHNIK-UND ELEKTRONIKINDUSTRIE E. V. (Hrsg.): *Spannungsklassen in der Elektromobilität*. Dezember 2013
- [29] FLEISCHER, Christian ; WAAG, Wladislaw ; HEYN, Hans-Martin ; SAUER, Dirk U.: On-line adaptive battery impedance parameter and state estimation considering physical principles in reduced order equivalent circuit battery models. In: *Journal of Power Sources* 260 (2014), S. 276–291. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2014.01.129>. – DOI 10.1016/j.jpowsour.2014.01.129. – ISSN 03787753
- [30] FLEISCHER, Christian ; WAAG, Wladislaw ; HEYN, Hans-Martin ; SAUER, Dirk U.: On-line adaptive battery impedance parameter and state estimation considering physical principles in reduced order equivalent circuit battery models part 2. Parameter and state estimation. In: *Journal of Power Sources* 262 (2014), S. 457–482. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2014.03.046>. – DOI 10.1016/j.jpowsour.2014.03.046. – ISSN 03787753
- [31] FRIESKE, Benjamin ; KLOETZKE, Matthias ; MAUSER, Florian: Trends in vehicle concept and key technology development for hybrid and battery electric vehicles. In: *2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27)*, IEEE, 17.11.2013 - 20.11.2013. – ISBN 978–1–4799–3832–2, S. 1–12
- [32] FUNCK, Torsten ; EBERHARDT, Ralf ; HEINE, Jessica ; BASTKOWSKI, Frank ; SPITZER, Petra: Calibration of EIS analyzers using reference impedances. In: *Sensors and Measuring Systems 2014*. Piscataway, NJ : IEEE, 2014. – ISBN 978–3–8007–3622–5, S. 1–4
- [33] GABERSCEK, Miran ; DOMINKO, Robert ; JAMNIK, Janez: The meaning of impedance measurements of LiFePO₄ cathodes: A linearity study. In: *Journal of Power Sources* 174 (2007), Nr. 2, S. 944–948. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2007.04.022>

- 1016/j.jpowsour.2007.06.205. – DOI 10.1016/j.jpowsour.2007.06.205. – ISSN 03787753
- [34] GANTENBEIN, Sophia ; SCHÖNLEBER, Michael ; WEISS, Michael ; IVERS-TIFFÉE, Ellen: Capacity Fade in Lithium-Ion Batteries and Cyclic Aging over Various State-of-Charge Ranges. In: *Sustainability* 11 (2019), Nr. 23, S. 6697. <http://dx.doi.org/10.3390/su11236697>. – DOI 10.3390/su11236697
- [35] GANTENBEIN, Sophia ; WEISS, Michael ; IVERS-TIFFÉE, Ellen: Impedance based time-domain modeling of lithium-ion batteries: Part I. In: *Journal of Power Sources* 379 (2018), S. 317–327. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2018.01.043>. – DOI 10.1016/j.jpowsour.2018.01.043. – ISSN 03787753
- [36] GEERING, Hans P.: *Regelungstechnik: Mathematische Grundlagen, Entwurfsmethoden, Beispiele*. 5^a ed. rev. y amp. Berlín : Springer, op. 2001. – ISBN 3-540-41264-6
- [37] GEWALD, Tanja ; LIENKAMP, Markus ; LEHMKUHL, Dirk ; HAHN, Alexander: Accelerated Aging Characterization of Lithium-Ion Cells: Limitation of Arrhenius Dependency. In: *2019 Fourteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, IEEE, 08.05.2019 - 10.05.2019. – ISBN 978-1-7281-3703-2, S. 1–10
- [38] GRUNDMANN, Marius: *Physics of semiconductors - an introduction including nanophysics and appli*. Springer International Publish, 2016 (GRADUATE TEXTS IN PHYSICS). – ISBN 978-3-319-23879-1
- [39] HAUSSMANN, Peter ; MELBERT, Joachim: Internal Cell Temperature Measurement and Thermal Modeling of Lithium Ion Cells for Automotive Applications by Means of Electrochemical Impedance Spectroscopy. In: *SAE International Journal of Alternative Powertrains* 6 (2017), Nr. 2, S. 261–270. <http://dx.doi.org/10.4271/2017-01-1215>. – DOI 10.4271/2017-01-1215. – ISSN 2167-4205
- [40] HAUSSMANN, Peter ; MELBERT, Joachim: Optimized mixed-domain signal synthesis for broadband impedance spectroscopy measurements on lithium

- ion cells for automotive applications. In: *Journal of Sensors and Sensor Systems* 6 (2017), Nr. 1, S. 65–76. <http://dx.doi.org/10.5194/jsss-6-65-2017>. – DOI 10.5194/jsss-6-65-2017
- [41] HAUSSMANN, Peter ; MELBERT, Joachim: Self-Discharge Observation for Onboard Safety Monitoring of Automotive Li-Ion Cells: Accelerated Procedures and Application Concept. In: *SAE International Journal of Alternative Powertrains* 7 (2018), Nr. 3, S. 249–262. <http://dx.doi.org/10.4271/2018-01-0449>. – DOI 10.4271/2018-01-0449. – ISSN 2167-4205
- [42] HAUSSMANN, Peter ; MELBERT, Joachim: A test center for aging analysis on Li-ion cells for automotive series application – test equipment, test procedures and cell aging effects. Version: 2018. http://dx.doi.org/10.1007/978-3-658-21419-7_7. In: LIEBL, Johannes (Hrsg.): *Der Antrieb von morgen 2018*. Wiesbaden : Springer Vieweg, 2018 (Proceedings). – DOI 10.1007/978-3-658-21419-7_7. – ISBN 978-3-658-21418-0, S. 97–115
- [43] HAUSSMANN, Peter ; MELBERT, Joachim: Sensorless On Board Cell Temperature Control for Fast Charging. In: *SAE Technical Paper Series*, SAE International 400 Commonwealth Drive, Warrendale, PA, United States, 2019 (SAE Technical Paper Series)
- [44] HEINRICH, Marco ; WOLFF, Nicolas ; HARTING, Nina ; LAUE, Vincent ; RÖDER, Fridolin ; SEITZ, Steffen ; KREWER, Ulrike: Physico-Chemical Modeling of a Lithium-Ion Battery: An Ageing Study with Electrochemical Impedance Spectroscopy. In: *Batteries & Supercaps* 2 (2019), Nr. 6, S. 530–540. <http://dx.doi.org/10.1002/batt.201900011>. – DOI 10.1002/batt.201900011. – ISSN 2566-6223
- [45] HETTESHEIMER, Tim ; THIELMANN, Axel ; NEEF, Christoph ; MÖLLER, Kai-Christian ; WOLTER, Mareike ; LORENTZ, Vincent ; GEPP, Markus ; WENGER, Martin ; PRILL, Torben ; ZAUSCH, Jochen ; KITZLER, Peter ; MONTNACHER, Joachim ; MILLER, Martin ; HAGEN, Markus ; FANZ, Patrik ; TÜBKE, Jens ; FRAUNHOFER-ALLIANZ BATTERIEN (Hrsg.): *Entwicklungsperspektiven für Zellformate von Lithium-Ionenbatterien in der Elektromobilität*. Pfinztal, 2017

- [46] HETTIARACHCHI, Don Lahiru N. ; DAVULURU, Venkata Salini P. ; BALSTER, Eric J.: Integer vs. Floating-Point Processing on Modern FPGA Technology. In: *2020 10th Annual Computing and Communication Workshop and Conference (CCWC)*, IEEE, 06.01.2020 - 08.01.2020. – ISBN 978–1–7281–3783–4, S. 0606–0612
- [47] HOROWITZ, Paul ; HILL, Winfield: *The Art of Electronics*. 3rd revised edition. Cambridge : Cambridge University Press, 2015. – ISBN 978–0–521–80926–9
- [48] HURIA, T. ; CERAOLO, M. ; GAZZARRI, J. ; JACKEY, R.: High fidelity electrical model with thermal dependence for characterization and simulation of high power lithium battery cells. In: *2012 IEEE International Electric Vehicle Conference*, IEEE, 04.03.2012 - 08.03.2012. – ISBN 978–1–4673–1561–6, S. 1–8
- [49] INSTITUT FÜR ANGEWANDTE MATERIALIEN, KIT: *Grundlagen Batterien II: Vorlesungsskript*. 2019
- [50] JARRAYA, Imen ; LOUKIL, Jihen ; MASMOUDI, Ferdaous ; CHABCHOUB, Mohamed H. ; TRABELSI, Hafedh: Modeling and Parameters Estimation for Lithium-Ion Cells in Electric Drive Vehicle. In: *2018 15th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, IEEE, 19.03.2018 - 22.03.2018. – ISBN 978–1–5386–5305–0, S. 1128–1132
- [51] JHU, Can-Yong ; WANG, Yih-Wen ; WEN, Chia-Yuan ; SHU, Chi-Min: Thermal runaway potential of LiCoO₂ and Li(Ni_{1/3}Co_{1/3}Mn_{1/3})O₂ batteries determined with adiabatic calorimetry methodology. In: *Applied Energy* 100 (2012), S. 127–131. <http://dx.doi.org/10.1016/j.apenergy.2012.05.064>. – DOI 10.1016/j.apenergy.2012.05.064. – ISSN 03062619
- [52] KEYSIGHT TECHNOLOGIES: *Secure and Precise Testing of Battery Management Systems: SL1091A: Datenblatt*. USA, November 2018
- [53] KEYSIGHT TECHNOLOGIES, INC.: *B2900A Series: Precision Source/Measure Unit: Datenblatt*. USA, Januar 2017

-
- [54] KEYSIGHT TECHNOLOGIES, INC.: *Digital Multimeters: 34460A, 34461A, 34465A (6½ digit), 34470A (7½ digit): Datenblatt*. USA, Januar 2017
- [55] KLOTZ, D. ; SCHÖNLEBER, M. ; SCHMIDT, J. P. ; IVERS-TIFFÉE, E.: New approach for the calculation of impedance spectra out of time domain data. In: *Electrochimica Acta* 56 (2011), Nr. 24, S. 8763–8769. <http://dx.doi.org/10.1016/j.electacta.2011.07.096>. – DOI 10.1016/j.electacta.2011.07.096. – ISSN 00134686
- [56] LASIA, Andrzej: *Electrochemical impedance spectroscopy and its applications*. New York. New York : Springer, op. 2014. – ISBN 978–1–4614–8932–0
- [57] LEHRSTUHL FÜR ELEKTRONISCHE SCHALTUNGSTECHNIK: *Umdruck zur Vorlesung Messtechnik: Vorlesungsskript*. Version 1.2. Bochum, 2019
- [58] LEVINZON, F. A.: Noise of the JFET amplifier. In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 47 (2000), Nr. 7, S. 981–985. <http://dx.doi.org/10.1109/81.855453>. – DOI 10.1109/81.855453. – ISSN 1549–8328
- [59] LI, Shengbo E. ; WANG, Baojin ; PENG, Huei ; HU, Xiaosong: An electrochemistry-based impedance model for lithium-ion batteries. In: *Journal of Power Sources* 258 (2014), S. 9–18. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2014.02.045>. – DOI 10.1016/j.jpowsour.2014.02.045. – ISSN 03787753
- [60] LI, Yige ; DONG, Bo ; ZERRIN, Taner ; JAUREGUI, Evan ; WANG, Xichao ; HUA, Xia ; RAVICHANDRAN, Dwaraknath ; SHANG, Ruoxu ; XIE, Jia ; OZKAN, Mihrimah ; OZKAN, Cengiz S.: State-of-health prediction for lithium-ion batteries via electrochemical impedance spectroscopy and artificial neural networks. In: *Energy Storage* 2 (2020), Nr. 5. <http://dx.doi.org/10.1002/est2.186>. – DOI 10.1002/est2.186. – ISSN 2578–4862
- [61] LINDEN, David (Hrsg.) ; REDDY, Thomas B. (Hrsg.): *Handbook of batteries*. 3. ed. New York, NY : McGraw-Hill, 2002 (McGraw-Hill handbooks). <http://www.loc.gov/catdir/bios/mh041/2001030790.html>. – ISBN 0–07–135978–8

- [62] LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION: *LTC6804-1/LTC6804-2: Multicell Battery Monitors: Datenblatt*. REV C. Milpitas, USA, 2013
- [63] LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION: *LT8714: Bipolar Output Synchronous Controller with Seamless Four Quadrant Operation: Datenblatt*. Milpitas, USA, 2015
- [64] LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION: *LTC6655/LTC6655LN: 0.25ppm Noise, Low Drift Precision References: Datenblatt*. REV G. Milpitas, USA, 2019
- [65] LOHMANN, Nils: *Alterungsuntersuchungen an Li-Ionen Zellen für Kfz-Anwendungen: Dissertation*. 2015 (Berichte aus der Elektrotechnik). – ISBN 978–3–8440–4052–4
- [66] LOHMANN, Nils ; FISCHNALLER, Manuel ; MELBERT, Joachim ; MUSCH, Thomas: Modeling of Li-Ion Batteries for Automotive Applications: Time Domain, Frequency Domain and Aging Effects. In: UDDIN, M. N. (Hrsg.): *Battery Congress 2012*. Red Hook, NY : Curran, 2012. – ISBN 9781618399953, S. 26–37
- [67] LOHMANN, Nils ; FISCHNALLER, Manuel ; MELBERT, Joachim ; MUSCH, Thomas ; LAMP, Peter ; SCHARNER, Sebastian ; LIEBAU, Verena: Cycle Life Investigations on Different Li-Ion Cell Chemistries for PHEV Applications Based on Real Life Conditions. In: *SAE Technical Paper Series*, SAE International400 Commonwealth Drive, Warrendale, PA, United States, 2012 (SAE Technical Paper Series)
- [68] LOHMANN, Nils ; HAUSSMANN, Peter ; WESSKAMP, Patrick ; MELBERT, Joachim ; MUSCH, Thomas: Employing Real Automotive Driving Data for Electrochemical Impedance Spectroscopy on Lithium-Ion Cells. In: *SAE International Journal of Alternative Powertrains* 4 (2015), Nr. 2, S. 308–317. <http://dx.doi.org/10.4271/2015-01-1187>. – DOI 10.4271/2015-01-1187. – ISSN 2167–4205
- [69] LOHMANN, Nils ; WESSKAMP, Patrick ; HAUSSMANN, Peter ; MELBERT, Joachim ; MUSCH, Thomas: Electrochemical impedance spectroscopy for

- lithium-ion cells: Test equipment and procedures for aging and fast characterization in time and frequency domain. In: *Journal of Power Sources* 273 (2015), S. 613–623. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2014.09.132>. – DOI 10.1016/j.jpowsour.2014.09.132. – ISSN 03787753
- [70] LUEKE, Christopher ; HAUSSMANN, Peter ; MELBERT, Joachim: A Wide-band Electronic Calibration System for Electrochemical Impedance Analysis. In: *11th International Workshop on Impedance Spectroscopy, Chemnitz, Germany, 27.-28.09.2018*
- [71] LUEKE, Christopher ; HAUSSMANN, Peter ; MELBERT, Joachim: A Modular Wide Bandwidth High Performance Automotive Lithium-Ion Cell Emulator for Hardware in the Loop Application. In: *SAE Technical Paper Series*, SAE International400 Commonwealth Drive, Warrendale, PA, United States, 2018 (SAE Technical Paper Series)
- [72] LUNA, M. ; DI PIAZZA, M. C. ; LA TONA, G. ; ACCETTA, A. ; PUCI, M.: Exploiting dynamic modeling, parameter identification, and power electronics to implement a non-dissipative Li-ion battery hardware emulator. In: *Mathematics and Computers in Simulation* 183 (2021), S. 48–65. <http://dx.doi.org/10.1016/j.matcom.2020.04.028>. – DOI 10.1016/j.matcom.2020.04.028. – ISSN 03784754
- [73] MALEKI, Hossein ; HOWARD, Jason N.: Effects of overdischarge on performance and thermal stability of a Li-ion cell. In: *Journal of Power Sources* 160 (2006), Nr. 2, S. 1395–1402. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2006.03.043>. – DOI 10.1016/j.jpowsour.2006.03.043. – ISSN 03787753
- [74] MANIKANDAN, Balasundaram ; RAMAR, Vishwanathan ; YAP, Christopher ; BALAYA, Palani: Investigation of physico-chemical processes in lithium-ion batteries by deconvolution of electrochemical impedance spectra. In: *Journal of Power Sources* 361 (2017), S. 300–309. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2017.07.006>. – DOI 10.1016/j.jpowsour.2017.07.006. – ISSN 03787753

- [75] MEKONNEN, Yemeserach ; SUNDARARAJAN, Aditya ; SARWAT, Arif I.: A review of cathode and anode materials for lithium-ion batteries. In: *SoutheastCon 2016*, IEEE, 30.03.2016 - 03.04.2016. – ISBN 978-1-5090-2246-5, S. 1-6
- [76] MERTINS, Alfred: *Signaltheorie: Grundlagen der Signalbeschreibung, Filterbänke, Wavelets, Zeit-Frequenz-Analyse, Parameter- und Signalschätzung*. 4., aktualisierte und erweiterte Auflage. Wiesbaden : Springer Vieweg, 2020. – ISBN 978-3-658-29648-3
- [77] MESBAHI, T. ; RIZOUG, N. ; BARTHOLOMEUS, P. ; LE MOIGNE, P.: Li-Ion Battery Emulator for Electric Vehicle Applications. In: *2013 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, IEEE, 15.10.2013 - 18.10.2013. – ISBN 978-1-4799-0720-5, S. 1-8
- [78] MESSIER, Pascal ; LEBEL, Felix-Antoine ; ROULEAU, Jasmin ; TROVAO, Joao Pedro F.: Multi-Cell Emulation for Battery Management System Validation. In: *2018 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, IEEE, 27.08.2018 - 30.08.2018. – ISBN 978-1-5386-6203-8, S. 1-6
- [79] MESSING, Marvin ; SHOA, Tina ; HABIBI, Saeid: Lithium-Ion Battery Relaxation Effects. In: *2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, IEEE, 19.06.2019 - 21.06.2019. – ISBN 978-1-5386-9310-0, S. 1-6
- [80] MEUSBURGER, Walter: *A Novel Power Amplifier Topology without Crossover Distortion*. Graz, Technische Universität Graz, Dissertation, Oktober 1999
- [81] MORRISON, William H. ; CHRISTOPHERSEN, Jon P. ; BALD, Patrick ; MORRISON, John L.: An Advanced Calibration Procedure for Complex Impedance Spectrum Measurements of Advanced Energy Storage Devices. In: *58th International Instrumentation Symposium 2011*. Research Triangle Park, NC : ISA-Instrumentation Systems & Automation Society, 2012 (ISA). – ISBN 9781622761388
- [82] OHSAKI, Takahisa ; KISHI, Takashi ; KUBOKI, Takashi ; TAKAMI, Norio ; SHIMURA, Nao ; SATO, Yuichi ; SEKINO, Masahiro ; SATOH, Asako: Overcharge reaction of lithium-ion batteries. In: *Journal of Power Sources*

- 146 (2005), Nr. 1-2, S. 97–100. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2005.03.105>. – DOI 10.1016/j.jpowsour.2005.03.105. – ISSN 03787753
- [83] PÉREZ, Gustavo ; GARMENDIA, Maitane ; REYNAUD, Jean F. ; CREGO, Jon ; VISCARRET, Unai: Enhanced closed loop State of Charge estimator for lithium-ion batteries based on Extended Kalman Filter. In: *Applied Energy* 155 (2015), S. 834–845. <http://dx.doi.org/10.1016/j.apenergy.2015.06.063>. – DOI 10.1016/j.apenergy.2015.06.063. – ISSN 03062619
- [84] PICKERING INTERFACES LTD.: *PXI 6 Channel Battery Simulator: 41-752: Datenblatt*. Clacton-on-Sea, Essex, CO15 4NL UK, April 2018
- [85] RAIJMAKERS, L.H.J. ; DANILOV, D. L. ; VAN LAMMEREN, J.P.M. ; LAMMERS, M.J.G. ; NOTTEN, P.H.L.: Sensorless battery temperature measurements based on electrochemical impedance spectroscopy. In: *Journal of Power Sources* 247 (2014), S. 539–544. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2013.09.005>. – DOI 10.1016/j.jpowsour.2013.09.005. – ISSN 03787753
- [86] RATHMANN, Hannes ; WEBER, Christoph ; BENECKE, Wolfgang ; KAHLER, Dirk: Sophisticated estimation of hardly measurable conditions of lithium-ion batteries. In: *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IEEE, 10.11.2013 - 13.11.2013. – ISBN 978-1-4799-0224-8, S. 1862–1866
- [87] SACH, Tobias ; JÖRLING, Korinna ; LOTZ, Bastian ; JAKOB, Martin ; SCHULT, Henrik ; BIETENHOLZ, Diego ; WELKE, Mareike (Hrsg.) ; BECK, Maximilian (Hrsg.): *Klimaschutz in Zahlen: Fakten, Trends und Impulse deutscher Klimapolitik: Ausgabe 2020*. www.bmu.de/publikation/klimaschutz-in-zahlen-2020/. Version: Mai 2020
- [88] SCHÖNLEBER, M. ; IVERS-TIFFÉE, E.: Approximability of impedance spectra by RC elements and implications for impedance analysis. In: *Electrochemistry Communications* 58 (2015), S. 15–19. <http://dx.doi.org/10.1016/j.elecom.2015.05.018>. – DOI 10.1016/j.elecom.2015.05.018. – ISSN 13882481

- [89] SCHÖNLEBER, M. ; KLOTZ, D. ; IVERS-TIFFÉE, E.: A Method for Improving the Robustness of linear Kramers-Kronig Validity Tests. In: *Electrochimica Acta* 131 (2014), S. 20–27. <http://dx.doi.org/10.1016/j.electacta.2014.01.034>. – DOI 10.1016/j.electacta.2014.01.034. – ISSN 00134686
- [90] SCHUSTER, Simon F. ; BRAND, Martin J. ; CAMPESTRINI, Christian ; GLEISENBERGER, Markus ; JOSSEN, Andreas: Correlation between capacity and impedance of lithium-ion cells during calendar and cycle life. In: *Journal of Power Sources* 305 (2016), S. 191–199. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2015.11.096>. – DOI 10.1016/j.jpowsour.2015.11.096. – ISSN 03787753
- [91] SELF, Douglas: *Audio power amplifier design*. 2013. – ISBN 978–0–240–52613–3
- [92] STAN, Ana-Irina ; SWIERCZYNSKI, Maciej ; STROE, Daniel-Ioan ; TEODORSCU, Remus ; ANDREASEN, Soren J.: Lithium ion battery chemistries from renewable energy storage to automotive and back-up power applications — An overview. In: *2014 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, IEEE, 22.05.2014 - 24.05.2014. – ISBN 978–1–4799–5183–3, S. 713–720
- [93] STROE, Daniel-Ioan ; SWIERCZYNSKI, Maciej ; KAER, Soren K. ; LASERNA, Egoitz M. ; ZABALA, Elixabet S.: Accelerated aging of Lithium-ion batteries based on electric vehicle mission profile. In: *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, IEEE, 01.10.2017 - 05.10.2017. – ISBN 978–1–5090–2998–3, S. 5631–5637
- [94] TEXAS INSTRUMENTS: *bq76PL455A-Q1: 16-Cell EV/HEV Integrated Battery Monitor and Protector: Datenblatt*. Dallas, USA, November 2016
- [95] VISHAY PRECISION GROUP: *VCS301, VCS302: Vishay Foil Resistors: Datenblatt*. Malvern, USA, Juli 2014
- [96] VISHAY PRECISION GROUP: *VSMP Series (Z Foil): Ultra High Precision Foil Wraparound Surface Mount Chip Resistor: Datenblatt*. Malvern, USA, Juli 2016

- [97] WAAG, Wladislaw ; FLEISCHER, Christian ; SAUER, Dirk U.: Critical review of the methods for monitoring of lithium-ion batteries in electric and hybrid vehicles. In: *Journal of Power Sources* 258 (2014), S. 321–339. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2014.02.064>. – DOI 10.1016/j.jpowsour.2014.02.064. – ISSN 03787753
- [98] WANG, Qingsong ; PING, Ping ; ZHAO, Xuejuan ; CHU, Guanquan ; SUN, Jinhua ; CHEN, Chunhua: Thermal runaway caused fire and explosion of lithium ion battery. In: *Journal of Power Sources* 208 (2012), S. 210–224. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2012.02.038>. – DOI 10.1016/j.jpowsour.2012.02.038. – ISSN 03787753
- [99] WENDEMUTH, Andreas: *Grundlagen der digitalen Signalverarbeitung: Ein mathematischer Zugang*. [Online-ausg.]. Berlin [u.a.] : Springer, 2005 (Springer-Lehrbuch). – ISBN 978-3-540-26770-6
- [100] WESSKAMP, Patrick: *Ladezustands- und Alterungsschätzung für Energiespeicher im Kraftfahrzeug: Dissertation*. 2018 (Berichte aus der Elektrotechnik). – ISBN 978-3-8440-6099-7
- [101] WESSKAMP, Patrick ; HAUSSMANN, Peter ; MELBERT, Joachim: 600-A Test System for Aging Analysis of Automotive Li-Ion Cells With High Resolution and Wide Bandwidth. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 65 (2016), Nr. 7, S. 1651–1660. <http://dx.doi.org/10.1109/TIM.2016.2534379>. – DOI 10.1109/TIM.2016.2534379. – ISSN 0018-9456
- [102] WESSKAMP, Patrick ; REITEMEYER, Simon ; MELBERT, Joachim: Online Capacity Estimation for Automotive Lithium-Ion Cells Incorporating Temperature-Variation and Cell-Aging. In: *SAE Technical Paper Series*, SAE International400 Commonwealth Drive, Warrendale, PA, United States, 2017 (SAE Technical Paper Series)
- [103] WESTERHOFF, Uwe ; KURBACH, Kerstin ; LIENESCH, Frank ; KURRAT, Michael: Analysis of Lithium-Ion Battery Models Based on Electrochemical

- Impedance Spectroscopy. In: *Energy Technology* 4 (2016), Nr. 12, S. 1620–1630. <http://dx.doi.org/10.1002/ente.201600154>. – DOI 10.1002/ente.201600154. – ISSN 21944288
- [104] WONG, Vicky: *AN-1114: Lowest Noise Zero-Drift Amplifier Has 5.6 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ Voltage Noise Density: Application Note*. REV. B. Norwood, USA, 2014
- [105] WU, Shuaijun ; ZOU, Yijun ; PENG, Xin ; LI, Hongbiao: Hardware-in-loop verification of battery management system with RT-LAB. In: *2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, IEEE, 82014. – ISBN 978-1-4799-4239-8, S. 1–4
- [106] ZHOU, Haijun ; WANG, Wenzhe ; CHEN, Chaoyong ; ZHENG, Yaohui: A Low-Noise, Large-Dynamic-Range-Enhanced Amplifier Based on JFET Buffering Input and JFET Bootstrap Structure. In: *IEEE Sensors Journal* 15 (2015), Nr. 4, S. 2101–2105. <http://dx.doi.org/10.1109/JSEN.2014.2371893>. – DOI 10.1109/JSEN.2014.2371893. – ISSN 1530-437X

Symbole und Abkürzungen

Allgemeine Konventionen

- Als Dezimaltrennzeichen wird ein Komma verwendet.
- Komplexe Größen werden durch einen Unterstrich und arithmetische Mittelwerte durch einen Überstrich gekennzeichnet.
- Auf die Zeitabhängigkeit einer Größe wird durch die Angabe der Zeitvariablen t als Parameter hingewiesen

Abkürzungsverzeichnis

| | |
|----------------|--|
| $\Delta\Sigma$ | Delta-Sigma |
| ADU | Analog-Digital-Umsetzer |
| BEV | Battery Electric Vehicle |
| BIBO | Bounded input, bounded output |
| BJT | Bipolar Junction Transistor |
| BMS | Batteriemanagementsystem |
| BoL | Begin-of-Life |
| CC-OP | stromrückgekoppelter Operationsverstärker mit Stromausgang |
| DAU | Digital-Analog-Umsetzer |
| DSP | Digitaler Signalprozessor |
| DUT | Device Under Test |

| | |
|-------------|---|
| EIS | Elektrochemische Impedanz Spektroskopie |
| EoL | End-of-Life |
| ESB | Ersatzschaltbild |
| FET | Field-Effect Transistor |
| FIR | Finite Impulse Response |
| FPGA | Field-Programmable Gate Array |
| GBW | Gain-Bandwidth Product |
| HEV | Hybrid Electric Vehicle |
| HiL | Hardware-in-the-Loop |
| HPS | Hard Processing Unit |
| IIR | Infinite Impulse Response |
| INL | Integrale Nichtlinearität |
| JFET | Junction-Gate Field-Effect Transistor |
| Kfz | Kraftfahrzeug |
| KK | Kramers-Kronig |
| Li-Ionen | Lithium-Ionen |
| Lin-KK-Test | Linearer Kramers-Kronig-Test |
| LSB | Least-Significant-Bit |
| LTI | Linear Time-Invariant |
| MOSFET | Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor |
| OCV | Open-Circuit Voltage |
| OP | Operationsverstärker |
| PHEV | Plug-in Hybrid Electric Vehicle |

| | |
|-----|-----------------------------------|
| SAR | Successive-Approximation Register |
| SEI | Solid Electrolyte Interface |
| SMU | Source Measure Unit |
| SPI | Serial Peripheral Interface |

Symbolverzeichnis

| | |
|---------------------|--|
| C_z | Zellkapazität, Einheit [Ah] |
| C_0 | kapazitiver Anteil der Zellimpedanz [F] |
| i_{bat} | Virtueller Energiespeicherstrom [A], Ladeströme sind positiv |
| i_{hf} | Breitbandig abgetasteter Endstufenstrom [A] |
| i_{kzm} | Eingangsstrom des Kurzzeit-Zellmodells [A] |
| i_{lzm} | Eingangsstrom des Langzeit-Zellmodells [A] |
| i_{nf} | Schmalbandig abgetasteter Endstufenstrom [A] |
| γ_o | Kalibrierkonstante Offset der Strommessung [] |
| γ_s | Kalibrierkonstante Steigung der Strommessung [] |
| Φ_{amb} | Wärmefluss zwischen Zelle und Umgebung [W] |
| i_{term} | Strom durch die Endstufe [A], Ladeströme sind positiv |
| Φ_{kk} | Wärmefluss zwischen Zelle und Fremdkühlung [W] |
| i_z | Zellstrom [A], Ladeströme sind positiv |
| K_{filt} | Verstärkungsfaktor des Kurzzeit-Zellmodells [] |
| L_0 | induktiver Anteil der Zellimpedanz [H] |
| P_v | Verlustleistung innerhalb der Zelle [W] |
| P_z | Aufgenommene oder abgegebene Leistung der Zelle [W] |
| Q_z | In der Zelle gespeicherte Ladung [C] |
| R_0 | resistiver Anteil der Zellimpedanz [Ω] |
| Z_{kzm} | komplexe Zellimpedanz des Kurzzeitmodells |
| SoC | Ladezustand (State-of-Charge) |
| SoH | Ladezustand (State-of-Health) |
| T_z | (Kern-) Zelltemperatur [$^{\circ}\text{C}$] |
| u_{hf} | Breitbandig abgetasteter Endstufenspannung [V] |
| u_{hyst} | Hysterese der Leerlaufspannung [V] |

| | |
|---------------------------|--|
| u_{kzm} | Ausgangsspannung des Kurzzeit-Zellmodells [V] |
| u_{lzm} | Ausgangsspannung des Langzeit-Zellmodells [V] |
| u_{nf} | Schmalbandig abgetasteter Endstufenspannung [V] |
| u_{ocv} | Leerlaufspannung (engl. Open-Circuit-Voltage) [V] |
| u_{pol} | Polarisationsspannung bei Lade- und Entladevorgängen [V] |
| u_z | Zellspannung [V], an den Terminals gemessen |
| \underline{Z} | Komplexe Impedanz bzw. -spektrum |
| \underline{Z}_{aus} | Ausgangsimpedanz der Endstufe |
| $\underline{Z}_{aus,eff}$ | Effektive Ausgangsimpedanz des Zellemulators |
| \underline{Z}_{modell} | Modellimpedanz |

Abbildungsverzeichnis

| | | |
|-----|---|----|
| 2.1 | Vereinfachter Aufbau einer Li-Ionen-Zelle. Nach [61] | 8 |
| 2.2 | Typischer Verlauf der Leerlaufkennlinie. | 14 |
| a | Temperatur und Alterung | 14 |
| b | Hysterese | 14 |
| 2.3 | Komplexe Impedanz einer Li-Ionen-Zelle. | 16 |
| a | Ortskurve | 16 |
| b | Bode Diagramm | 16 |
| 2.4 | Typischer Temperaturgang der Zellimpedanz | 17 |
| a | Großer Temperaturbereich | 17 |
| b | Kleiner Temperaturbereich | 17 |
| 2.5 | Typischer Verlauf der Zellimpedanz über Ladungszustand und Alterung | 18 |
| a | SoC-Einfluss | 18 |
| b | SoH-Einfluss | 18 |
| 2.6 | Elektrochemische Impedanzspektroskopie | 20 |
| a | Galvanostatische Anregung | 20 |
| b | Potentiostatische Anregung | 20 |
| 3.1 | Funktionsprinzip eines Zellemulators | 33 |
| 3.2 | Infrastruktur zum Betrieb mehrerer Zellemulatoren | 40 |
| 3.3 | Systemstruktur des breitbandigen Zellemulators | 42 |
| 3.4 | Elektronische Impedanznachbildung | 48 |
| a | Impedanz | 48 |
| b | Übertragungsfunktion | 48 |
| 3.5 | Dynamische Fehlereinflüsse | 50 |
| 4.1 | Übersicht Zellmodell | 54 |

| | | |
|------|---|-----|
| 4.2 | Hardwaremodul Echtzeitsimulator (obere Leiterkarte) | 55 |
| 4.3 | Zellmodell | 60 |
| 4.4 | Struktur Hardwaremodul Simulation | 62 |
| 4.5 | Einfluss der Modellkomplexität | 65 |
| 4.6 | Abweichung zwischen Messung und Modell für N=10 | 66 |
| 4.7 | Kurzzeitmodell im FPGA des Zellsimulators | 68 |
| 4.8 | Blockstruktur des digitalen Filters | 72 |
| 4.9 | Implementation des digitalen Filters im FPGA | 75 |
| 4.10 | Langzeitmodell des Zellsimulators | 78 |
| 4.11 | Leerlaufkennlinie und Hysterese (BoL, 25 °C) | 81 |
| | a Leerlaufkennlinie | 81 |
| | b Differentielle Kapazität | 81 |
| | c Impedanz | 81 |
| | d Hysterese | 81 |
| | e Polarisation | 81 |
| 4.12 | thermisches Zellmodell | 86 |
| 5.1 | Realisierung des Datenerfassungs-Moduls | 88 |
| 5.2 | Struktur Hardwaremodul Datenerfassung | 90 |
| 5.3 | Schaltungsstruktur der Eingangsstufe | 96 |
| | a Einfache Realisierung mit einem Operationsverstärker | 96 |
| | b Kompositverstärker mit diskretem Eingangsdifferenzverstärker | 96 |
| 5.4 | Simulation Übertragungsverhalten Kompositverstärker | 99 |
| | a Betriebsverstärkung | 99 |
| | b Eingangsbezogenes Rauschen | 99 |
| 5.5 | Kompensation Kompositverstärker | 100 |
| 5.6 | Schaltungsstruktur ADU-Treiber mit hoher Genauigkeit | 102 |
| 5.7 | Schaltungsstruktur breitbandiger ADU-Treiber | 104 |
| 5.8 | Messung Linearitätsfehler | 107 |
| | a Spannungskanäle | 107 |
| | b Stromkanäle | 107 |
| 5.9 | Messabweichung Stromkanäle mit Referenzwiderstand | 107 |
| 5.10 | Realisierung des Hardwaremoduls Leistungsstufe | 109 |

| | | |
|------|--|-----|
| 5.11 | Struktur Hardwaremodul Leistungsendstufe | 112 |
| 5.12 | Struktur Hauptregler | 113 |
| 5.13 | Kleinsignal-ESB des Hauptreglers | 115 |
| 5.14 | Verstärkung des offenen Regelkreises | 118 |
| 5.15 | DA-Umsetzung | 121 |
| | a Schaltungsstruktur | 121 |
| | b Makrostruktur Kompositverstärker | 121 |
| 5.16 | Komplementäre MOS-Ausgangsstufe | 125 |
| | a Realisierung für B-Betrieb | 125 |
| | b Realisierung für A/B-Betrieb | 125 |
| 5.17 | Schaltungsstruktur Ausgangsstufe Quelle | 128 |
| 5.18 | Simulation: Stabilität der Ausgangsstufe Quelle | 132 |
| | a Einfluss Ruhestromregler | 132 |
| | b Kompensation durch Gegenkopplung | 132 |
| 5.19 | Schaltungsstruktur Offsetkorrektur | 134 |
| 5.20 | Simulation: Verstärkung des offenen Regelkreises | 137 |
| 5.21 | Sprungantwort der Endstufe bei einer Last von 1Ω | 138 |
| 5.22 | Ausgangsimpedanz der Leistungsendstufe | 140 |
| | a Versuchsaufbau EIS | 140 |
| | b Ortskurve der komplexen Ausgangsimpedanz | 140 |
| 5.23 | Messung: Parasitäre Ausgangsimpedanz Z_{aus} der Endstufe | 143 |
| | a Stromabhängigkeit (i_{term}) | 143 |
| | b Spannungsabhängigkeit (u_z) | 143 |
| | c Abweichung über das gesamte Kennfeld | 143 |
| | d Abweichung Quelle | 143 |
| | e Abweichung Senke | 143 |
| 5.24 | Messung: Kompensation der Ausgangsimpedanz Z_{aus} | 145 |
| | a Kalibriermessung | 145 |
| | b Maximale Abweichung | 145 |
| | c Z_{aus} nach Kalibrierung | 145 |
| | d $ Z_{\text{aus}} $ nach Kalibrierung | 145 |
| 5.25 | Messung Linearitätsfehler Leistungsendstufe | 147 |
| | a Langzeitmodell | 147 |
| | b Kurzzeitmodell | 147 |

| | | |
|------|--|-----|
| 5.26 | Struktur der Energieversorgung | 150 |
| 5.27 | Nachführung der Leistungsverorgung | 153 |
| 5.28 | Schutzbeschaltung der analogen Eingänge | 155 |
| 5.29 | Schutzbeschaltung Leistungsendstufe | 157 |
| 6.1 | Demonstrationssystem | 162 |
| a | Aufbau | 162 |
| b | Vorderansicht | 162 |
| c | Rückansicht | 162 |
| d | Bedienoberfläche | 162 |
| 6.2 | Emulation Kurzschluss | 167 |
| a | Ausgegebene Impedanz | 167 |
| b | Abweichung von Modellimpedanz | 167 |
| 6.3 | Aktive Zellbalancierung mit kommerziellem BMS | 169 |
| a | Zellemulator | 169 |
| b | Zellstapel mit BMS | 169 |
| 6.4 | Schaltung zum Ladungsausgleich | 169 |
| 6.5 | Kurzzeitverhalten Balancierung (Strom) | 169 |
| 6.6 | Kurzzeitverhalten Balancierung (Spannung) | 170 |
| 6.7 | Langzeitverhalten Balancierung | 171 |
| 6.8 | Synthetische Modellimpedanz | 173 |
| 6.9 | Emulation synthetische Impedanz ($R_0 + R_1 C_1$) | 174 |
| a | Ausgegebene Impedanz | 174 |
| b | Abweichung von Modellimpedanz | 174 |
| 6.10 | Emulation synthetische Impedanz ($R_0 + R_1 C_1$) | 175 |
| a | Ausgegebene Impedanz | 175 |
| b | Abweichung von Modellimpedanz | 175 |
| 6.11 | Emulation prismatische 26-Ah-Zelle | 177 |
| a | Ausgegebene Impedanz | 177 |
| b | Abweichung von Modellimpedanz | 177 |
| 6.12 | Emulation mit unterschiedlichen Parametern | 177 |
| a | Hochstromanregung | 177 |
| b | Ausgabebereich | 177 |

| | | |
|------|--|-----|
| 6.13 | Spektroskopie mit Großsignalen | 179 |
| a | Ausgegebene Impedanz | 179 |
| b | Kramers-Kronig-Residuum | 179 |
| 6.14 | Emulation synthetische Impedanz ($R_0 + R_1 C_1$) | 181 |
| a | Ausgegebene Impedanz | 181 |
| b | Abweichung von Modellimpedanz | 181 |
| 6.15 | Emulation 2,6-Ah-Rundzelle | 182 |
| a | Ausgegebene Impedanz | 182 |
| b | Abweichung von Modellimpedanz | 182 |

Tabellenverzeichnis

| | | |
|-----|---|-----|
| 2.1 | Bauformen von Li-Ionen-Zellen | 10 |
| 2.2 | Größen zur Beschreibung des Zustandes einer elektrochemischen Zelle in dieser Arbeit | 11 |
| 2.3 | Typische Parameter von Energiespeichern in Fahrzeugen mit elektrifiziertem Antriebsstrang [28,31] | 22 |
| 2.4 | Vergleich verschiedener kommerziell verfügbarer integrierter Schaltkreise zur Zellüberwachung | 26 |
| 3.1 | Vergleich verschiedener kommerziell verfügbarer Emulationssysteme | 35 |
| 3.2 | Genauigkeit und Drift der Referenzelemente | 45 |
| 4.1 | Zeitkonstanten zur Annäherung der Zellortskurve für $N=10$ | 66 |
| 4.2 | Signale des digitalen Filters im FPGA | 75 |
| 4.3 | Parameter des thermischen Modells für die exemplarisch betrachtete Li-Ionen-Zelle | 86 |
| 5.1 | Genauigkeit und Drift des Referenzpfades | 93 |
| 5.2 | Vergleich verschiedener Realisierungen der Eingangsstufe | 94 |
| 5.3 | Eigenschaften Kompositverstärker (Simulation) | 98 |
| 5.4 | Parameter Signalpfade | 106 |
| 5.5 | Spezifikation der verwendeten DAU | 120 |
| 5.6 | Aufgenommenes Kennfeld | 141 |
| 5.7 | Parameter Leistungsendstufe | 148 |
| 6.1 | Totzeit und Phasenfehler der Impedanzemulation | 164 |
| 6.2 | Fehler der Impedanzemulation (galvanostatische Messung) | 175 |
| 6.3 | Fehler der Impedanzemulation (potentiostatische Messung) | 181 |

Danksagung

Diese Dissertation ist in den Jahren 2013 – 2018 während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter in der Forschungsgruppe Kfz-Elektronik am Lehrstuhl für elektronische Schaltungstechnik an der Ruhr-Universität Bochum entstanden.

Mein besonderer Dank gilt meinem Betreuer und Doktorvater Herrn **Prof. Dr.-Ing. Joachim Melbert**, der diese Arbeit überhaupt erst möglich gemacht hat. Ich bedanke mich für die gute Zusammenarbeit und das entgegengebrachte Vertrauen. Zahlreiche fachliche Diskussionen haben mein Verständnis der Schaltungstechnik erheblich vertieft und die Bearbeitung von vielseitigen Forschungsthemen hat meine Leidenschaft für die Schaltungstechnik gesteigert. Ebenfalls möchte ich Herrn **Prof. Dr.-Ing. Thomas Musch** meinen Dank aussprechen für die Möglichkeit, Teil des Lehrstuhls zu sein und für seine Mitwirkung in der Promotionskommission.

Herrn **Prof. Dr.-Ing. Andreas Steimel** danke ich für die Anfertigung des Zweitgutachtens.

Ebenfalls möchte ich Herrn **Prof. Dr.-Ing. Peter Awakowicz** und Herrn **Prof. Dr.-Ing. Nils Pohl** für das Interesse an meiner Arbeit sowie ihre Teilnahme an der mündlichen Prüfung danken.

Diese Arbeit wäre nicht möglich gewesen ohne die beachtliche Vorarbeit und die Unterstützung aus der Forschungsgruppe Kfz-Elektronik. Mein Dank gilt **Dr.-Ing. Manuel Fischnaller**, **Dr.-Ing. Nils Lohmann**, **Dr.-Ing. Patrick Weßkamp**, **M. Sc. Peter Haußmann** sowie **M. Sc. Eike Grundkötter**. Ich habe die enge fachliche Zusammenarbeit als große Bereicherung empfunden.

Auch bei allen anderen wissenschaftlichen Mitarbeitern bedanke ich mich für die gute Zusammenarbeit in Forschung und Lehre. Besonders danken möchte ich

Dr.-Ing. Robert Storch, Dr.-Ing. Martin Gevers, Dr.-Ing. Gregor Ruße, Dr.-Ing. Dirk Kuschnerus, Dr.-Ing. Malte Brandenburg, M. Sc. Marcel van Delden und **M. Sc. Gordon Notzon** für eine Zeit, an die ich mich gern zurückerinnern werde. Neben den namentlich genannten danke ich auch allen weiteren Kolleginnen und Kollegen für die gute Zusammenarbeit.

Ferner danke ich allen studentischen Hilfskräften und Studierenden, deren Abschlussarbeiten ich betreuen durfte.

Ein zusätzlicher Dank gilt den Mitarbeitern der elektronischen Werkstätten unter der Leitung von Herrn **Ralf Hanisch**. Hervorheben möchte ich zudem Herrn **Tobias Solowjew**, Herrn **Tobias Steden** und Herrn **M. Sc. Markus Wolter** für ihre tatkräftige Unterstützung. Ebenso danke ich Herrn **Richard Pust**, Frau **Regine Kupny** sowie Frau **Jacqueline Wienholt** für die Fertigung und Bestückung von Leiterkarten. Ein weiterer Dank gebührt der mechanischen Werkstatt unter der Leitung von **Joachim Fischer** und **Martin Thiede**. Auch danken möchte ich **Nicole van Rheinberg** und **Simone Niemann** für die Organisation des Lehrstuhls.

Zum Abschluss möchte ich mich ganz besonders bei meiner Familie bedanken, die mir das Studium finanziell ermöglicht hat. Ohne eure moralische Unterstützung wäre die Promotion nicht möglich gewesen.