



Marco TEXER, BSc

Mikroprozessorgesteuertes Batteriemanagementsystem

MASTERARBEIT

zur Erlangung des akademischen Grades

Diplom-Ingenieur

Masterstudium Elektrotechnik

eingereicht an der

Technischen Universität Graz

Betreuer

Ass.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Gunter WINKLER

Institut für Elektronik

Graz, August 2017

Eidesstattliche Erklärung

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe. Das in TUGRAZonline hochgeladene Textdokument ist mit der vorliegenden Masterarbeit identisch.

Datum

Unterschrift

Kurzfassung

Moderne Akkus besitzen – verglichen zu älteren Technologien – eine hohe Energiedichte und Kapazität. Wie jedoch bei vielen technischen Anwendungen steigen mit zunehmender Performance von Akkus auch die Anforderungen, sodass der Endverbraucher häufig nichts davon hat. Das hier entworfene Batteriemanagementsystem (BMS) soll hierfür für bestimmte Anwendungsfälle Abhilfe schaffen.

Mit der entwickelten Elektronik ist es möglich, mehrere Akkus beliebig seriell und parallel zu verschalten. Durch das Parallelschalten erreicht man annähernd eine Verdoppelung der Betriebsdauer (bei gleichem Strom) und durch das Verschalten in Serie kann das Spannungsniveau deutlich erhöht werden. Auch eine Kombination ist möglich. Der Schwerpunkt der Arbeit liegt im finden eines passenden Systemkonzeptes, in der Verschaltung der Akkus sowie der dazu nötigen Elektronik. Darüber hinaus musste noch ein Auge auf den Einbau in ein Gehäuse Acht gegeben sowie die Kosten bei der Auswahl von Bauteilen und Komponenten berücksichtigt werden. Die Funktionalität des Konzepts wurde durch den Entwurf eines Prototypen belegt.

Die Erweiterung des bestehenden BMS durch die Anschlussmöglichkeit eines Solarmoduls und Speicherung überschüssiger Energie in den angeschlossenen Akkus ist möglich und würde die Einsatzmöglichkeiten und den Kreis potentieller Kunden erheblich erweitern.

Abstract

Modern batteries have a high energy density and capacity compared to older technologies. However, as with many technical applications, as the performance of rechargeable batteries increases so do the requirements, so that the end user often does not have it. The battery management system (BMS) designed here is intended to provide a solution for certain applications.

With the developed electronics it is possible to interconnect several batteries in series and parallel. Parallel switching ensures a doubling of the operating time (at the same current) and the interconnection in series can significantly increase the voltage level. A combination is also possible. The focus of the work is to find a suitable system concept, in the interconnection of the batteries as well as the necessary electronics. In addition, one had to keep an eye on the installation in a housing as well as the costs in the selection of components. The functionality of the concept was demonstrated by the design of a prototype.

The expansion of the existing BMS by the connection of a solar cell and storage of excess energy in the connected batteries is possible and would considerably expand the potential applications and the circle of potential customers.

Inhaltsverzeichnis

1	Projektbeschreibung	1
1.1	Aufgabenstellung	1
1.2	Technische Spezifikationen	3
1.3	Batteriemanagementsystem	3
1.4	Stand der Technik	4
2	Der Akkumulator	5
2.1	Begriffsdefinitionen	5
2.2	Die elektrochemische Zelle	7
2.2.1	Allgemein	7
2.2.2	Elektrochemische Spannungsreihe	8
2.2.3	Entwurfsüberlegungen	8
2.3	Der Lithium-Ionen-Akku	9
2.3.1	Aufbau	10
2.3.2	Reaktionsgleichung	10
2.3.3	Eigenschaften und Handhabung	11
2.4	Klassisches Batteriemagementsystem	12
2.4.1	Allgemein	12
2.4.2	Charge Balancing	13
2.4.3	Kontrolleinheit	16
3	Planung	18
3.1	Der Schalter	19
3.1.1	Der ideale Schalter	19
3.1.2	Anforderungen	20
3.1.3	Analoge Schalter	20
3.1.4	Der Feldeffekttransistor als Schalter	22
3.2	Systemkonzept	27
3.2.1	Steuerelektronik	29
3.2.2	Leistungselektronik	30
3.3	Elektronische Sicherung	33
3.4	Kommunikation	33
3.4.1	Der I ² C-Bus	33
3.5	Laden	36
3.6	Ausgleichsakkumulator	36

3.7	Programmierung	37
3.8	Elektromagnetische Verträglichkeit und Zuverlässigkeit	38
3.8.1	EMV	38
3.8.2	Zuverlässigkeit	39
4	Umsetzung	40
4.1	Stuerelektronik	40
4.1.1	Energieversorgung	40
4.1.2	Der Prozessor	41
4.1.3	Laden	42
4.1.4	Ausgleichsakku	42
4.2	Leistungselektronik	43
4.2.1	Die Schaltmatrix	43
4.2.2	Ansteuerung der Schaltmatrix	44
4.2.3	Weitere Peripherie	46
4.2.4	Elektronische Sicherung	50
4.2.5	Strommessung	50
4.3	Schaltverhalten	50
4.3.1	Der Umschaltvorgang	50
4.4	Probleme	51
4.4.1	Stuerelektronik	51
4.4.2	Leistungselektronik	52
5	Pläne	54
5.1	Stuerelektronik	54
5.1.1	Versorgung	54
5.1.2	Ausgleichsvorgang	56
5.1.3	Gesamtplan	56
5.2	Leistungselektronik	60
5.2.1	Versorgung	60
5.2.2	Elektronische Sicherung	60
5.2.3	Strommessung	61
5.3	Verkabelung	63
6	Berechnungen	66
6.1	Stuerelektronik	66
6.1.1	Ein/Aus-Schaltung	66
6.1.2	Spannungsmessung	69
6.1.3	Ausgleichsakku	71
6.2	Leistungselektronik	71
6.2.1	Versorgung	71
6.2.2	Ansteuerung der Schalter	71
6.2.3	Spannungsmessung	72
6.2.4	Strommessung	74
7	Ausblick	77
7.1	Einsatzmöglichkeiten	77

7.2	Verbesserungsmöglichkeiten	77
7.3	Ausblick	78
8	Anhang	80
8.1	Layout	80
	8.1.1 Steuerelektronik	81
	8.1.2 Leistungselektronik	83
8.2	Fotos	84
8.3	Bauteile	87
8.4	Bauteilliste	88
	8.4.1 Steuerelektronik	88
	8.4.2 Leistungselektronik	96

Abbildungsverzeichnis

1.1	Schematische Darstellung	2
2.1	Spannung einzelner Zellen eines Akkus	14
2.2	Schema des passiven Charge Balancing	15
2.3	Schema des aktiven Charge Balancing	16
2.4	Darstellung einer Batteriekontrolleinheit von Fraunhofer	16
3.1	Darstellung der Schalteranordnung	19
3.2	Schaltsymbol eines npn- (links) und eines pnp-Bipolartransistors (rechts) . .	21
3.3	Schaltsymbol eines n-Kanal-IGBT (links) und eines p-Kanal-IGBT (rechts)	21
3.4	Schaltsymbol eines n-Kanal-FET (links) und eines p-Kanal-FET (rechts) . .	21
3.5	Zwei anti-serielle Transistoren als Schalter	22
3.6	Ausgangskennlinienfeld eines n-Kanal Feldeffekttransistors[12]	23
3.7	Schematische Darstellung des Gate-Treibers	26
3.8	Gesamtübersicht	28
3.9	Prinzip eines Schaltreglers	30
3.10	Prinzip eines Linearreglers	31
3.11	Bustopologie des I ² C-Bus	33
3.12	Aufbau des I ² C-Bus	34
4.1	Steuerelektronik	41
4.2	Prinzip des Buck-Boost Regulator LTM8055	43
4.3	Leistungselektronik	44
4.4	Prinzipdarstellung der Verschaltung	45
4.5	Ansteuerschaltung der Transistoren	46
4.6	I ² C-Bausteine	47
4.7	Blockschaltbild des optischen Busentkopplers	48
4.8	Prinzip der Adresserweiterung	49
4.9	Prinzip des I/O-Expanders	49
4.10	Einschaltverhalten	51
4.11	Einschalten im Leerlauf und mit ohmscher Last	51
4.12	Frequenzverlauf des LTC7138	52
5.1	Versorgung	55
5.2	Beschaltung für den Ausgleichsbaustein	57
5.3	Steuerelektronik	59

5.4	Versorgung	60
5.5	Elektronische Sicherung	61
5.6	Spannung am Shunt-Widerstand	62
5.7	Beschaltung zur Strommessung	62
5.8	Differenzielle Strommessung	63
5.9	Verkabelung der Platinen	65
6.1	Ein/Aus-Schaltung der Versorgung	67
6.2	Gate-Source-Spannung von $Q1$ und $Q2$	68
6.3	Verlauf von $U_{ON/OFF}$	69
6.4	Spannungsmessung Steuerelektronik	70
6.5	Spannungsmessung Leistungselektronik	73
6.6	Strommessung Leistungselektronik	75
6.7	Spannungsverlauf der Strommessung	76
8.1	Steuerelektronik Top-Layer	81
8.2	Steuerelektronik Bottom-Layer	82
8.3	Leistungselektronik Top-Layer	83
8.4	Leistungselektronik Bottom-Layer	84
8.5	Steuerelektronik	85
8.6	Leistungselektronik	86
8.7	Prototyp für zwei Akkus	87

Tabellenverzeichnis

2.1	Elektrochemische Spannungsreihe ausgewählter Elemente	9
3.1	Betriebsmodi des I ² C-Bus	35
8.1	Bauteilliste Steuerelektronik	88
8.2	Bauteilliste Leistungselektronik	96

Kapitel 1

Projektbeschreibung

1.1 Aufgabenstellung

Die Versorgung von elektronischen Geräten mittels mobiler Energiespeicher stellt durch die mittlerweile hohe Energiedichte und daraus resultierender Betriebsdauer eine probate und komfortable Lösung dar. Dadurch entstehen auch neue Anwendungsgebiete wie z. B. gerade die Entwicklung unzähliger Elektroautos zeigt.

Wie aber auch in vielen anderen Bereichen der Technik ist es auch bei der mobilen Energieversorgung mit Akkus so, dass mit steigendem Energieinhalt auch die Anforderungen steigen. Bestes Beispiel dafür sind Smartphones. Die Anzahl der implementierten Funktionen und der damit verbundenen Zahl an Sensoren und Chips im Gehäuse steigt stetig. Für den Akku bleibt kaum noch Platz, sodass die Verwendungsdauer darunter stark leidet. Verglichen mit den davor üblichen Handys haben moderne Smartphones – was die Verwendungszeit pro Akkuladung betrifft – deutlich das Nachsehen.

Kleinere elektronische Geräte, bei denen der Akku im Gehäuse integriert ist, besitzen einen Akku der auf das Gerät abgestimmt ist und müssen damit ihre Performance erzielen. Ob diese für den Kunden zufriedenstellend ist, sei dahingestellt. Der Vorteil für den Kunden liegt darin, dass die Geräte ohne weitere von außen angeschlossene Peripherie verwendet werden können. Der Einsatz von Handys, Smartphones, Tablets u. a. wäre wesentlich unpraktischer, wenn man den Akku noch extra mit sich schleppen müsste (was jedoch notgedrungen durch den Einsatz von Powerbanks häufig gemacht wird).

Größere Geräte, die nicht ständig mitgetragen oder Geräte, die in Industrie und Gewerbe eingesetzt werden, haben meist keinen verbauten Akku. Zur Versorgung solcher Geräte kann man nun mehrere Akkus einsetzen, wobei einer gerade in Verwendung ist und der/die Reserveakku(s) zwischenzeitlich geladen wird. Diese Methode besitzt jedoch einen wesentlichen Nachteil: Das zu versorgende Gerät kann nicht kontinuierlich betrieben werden, da während des Tausches des Akkus die Energieversorgung unterbrochen werden muss. Eine andere Möglichkeit wäre das Anschließen mehrerer Akkus. Meistens ist jedoch nur ein Anschluss vorhanden und dies somit nicht möglich. Genau hier kommt die zu entwerfende Elektronik ins Spiel, welche dieses Problem umgehen soll.

Im Zuge des Projekts soll die Elektronik für einen Prototypen entworfen werden, welcher den Anschluss von bis zu sechs Akkus und die Versorgung von zwei unabhängigen Lasten ermöglicht. Außerdem soll es möglich sein die Akkus möglichst flexibel zu verschalten (Serien- und/oder Parallelschaltung mehrerer Akkus) und das dabei entstehende Problem des gegenseitigen laden/entladen von Akkus soll weitestgehend minimiert werden. Auch soll das Laden von Akkus mittels externem Ladegerät möglich sein. Zusätzlich zu diesen Grundfunktionen sollen noch einfache Möglichkeiten zur Benutzerinformation implementiert werden (z. B. Statusanzeigen). Die Steuerung soll ein Mikroprozessor übernehmen, welcher dementsprechend programmiert wird.

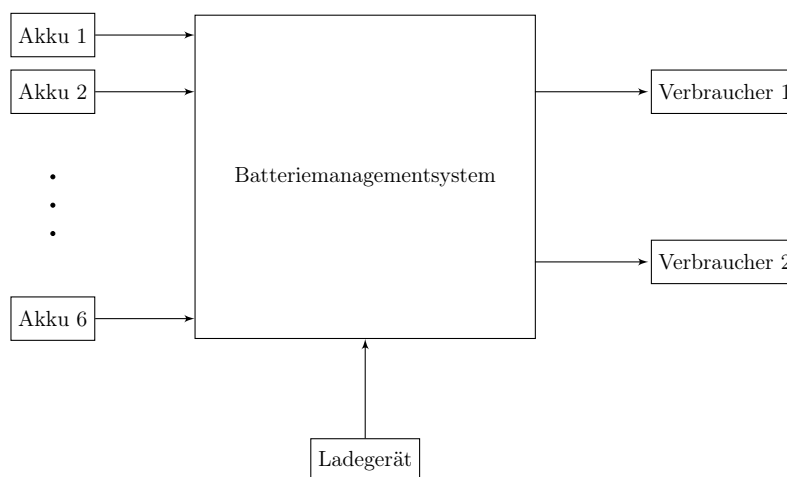


Abbildung 1.1: Schematische Darstellung

Die Verwendung von mehreren kleinen Akkus gegenüber eines großen bringt einige Vorteile mit sich. Ein wesentlicher Punkt sind hier die Transportbestimmungen. Lithiumakkus werden z. B. zum Gefahrgut der Klasse 9 eingestuft und stellen somit eine Gefahr während der Beförderung dar. Für den Transport gelten daher auch die Gefahrgutvorschriften. Für Akkus ≤ 100 Wh gelten diese nicht mehr. Auch gibt es teilweise Gewichtsbeschränkungen.

Es gibt und ergeben sich daraus sehr viele Anwendungen, in denen eine solche Elektronik (in welcher speziellen Ausführung sei hier dahingestellt) zum Einsatz kommt.

1.2 Technische Spezifikationen

Die minimalen technischen Anforderungen, welche ein Mindestmaß darstellen und somit zu erfüllen waren sind im folgenden definiert:

- Die Nennspannung der Akkus reicht von 10 V bis 30 V
- Der maximale Nennstrom beträgt 30 A
- Möglichst flexible Verschaltung (Serien- und Parallelschaltung) von Akkus
- Serienschaltung von bis zu 3 Akkus → Ausgangsspannung bis zu 90 V
- Verbraucherseitige Spannungssprünge und Überschwüngen während Umschaltvorgängen sollen möglichst vermieden bzw. minimiert werden
- Es sollen bis zu sechs Akkus angeschlossen werden können
- Um Ausgleichsströme zu verhindern, sollen die einzelnen Akkus voneinander elektrisch getrennt werden
- Um den Zustand der einzelnen Akkus abzufragen, soll eine Zustandsanzeige realisiert werden (LED, LCD)
- Programmierschnittstelle nach außen um jederzeit Änderungen vornehmen zu können
- Umgebungstemperatur im Bereich von -20°C bis $+60^{\circ}\text{C}$

Zum elektrischen Verbraucher wurden keine speziellen Angaben bzw. Vorgaben gemacht.

Die verwendeten Akkus sind primär Akkus, basierend auf Lithium-Basis. Daher werden alle einhergehenden Tests mit solchen Akku-Typen gemacht und es wird im folgenden Kapitel näher auf diesen Akku-Typ eingegangen. Die Verwendung von Akkus eines anderen Typs ist jedoch nicht ausgeschlossen.

1.3 Batteriemanagementsystem

Der Begriff des Batteriemanagementsystems ist nicht genau definiert und wird daher unterschiedlich verwendet. Der häufigste Gebrauch steht meist im Zusammenhang mit dem Balancieren der einzelnen Zellen in einem Akkupack. Gemeint ist dabei eigentlich das aus dem Englischen übernommene *Cell Balancing* oder auch *Charge Balancing*. Dabei wird die Batterie bzw. der Akku für sich intern gemanagt, sodass nach außen ein optimales Verhalten gegeben ist. Näheres dazu siehe Kapitel 2.4.2.

Das hier im Zuge dieser Arbeit erstellte Batteriemanagementsystem hat damit nichts zu tun. Es geht dabei eher um unterbrechungsfreie Spannungsversorgung, gespeist aus mehreren Quellen (Akkus). Die Elektronik soll dabei von sich aus agieren, ohne von außen beeinflusst zu werden.

Denkt man den Begriff noch etwas weiter, so ist ein Batteriemanagementsystem nicht nur bei der Versorgung, sondern auch beim Laden von Akkus vorteilhaft. So ist es zum Beispiel möglich, einen Akku nach dem anderen vollständig zu laden, ohne dass immer alle gemeinsam (sprich parallel) geladen werden. Eine weitere Einsatzmöglichkeit eines Batteriemanagementsystems wäre zum Beispiel bei Elektrofahrzeugen. Speziell bei Schwerlastfahrzeugen wären mehrere kleinere Batterien denkbar. Man könnte diese dann räumlich besser verteilen und hätte auch die Möglichkeit – anstelle von stundenlangen Wartezeiten bis zur vollständigen Ladung – einzelne Batterien zu tauschen und schnellstmöglich wieder weiterzufahren. Auch hier wäre somit ein Batteriemangement notwendig. Man sieht, dass die Einsatzmöglichkeiten breit gefächert sind und der Begriff des Batteriemagements nicht klar abgegrenzt ist.

1.4 Stand der Technik

Batteriemanagementsysteme, so, wie eines im Rahmen dieser Arbeit entwickelt wurde, sind im Moment noch sehr selten und werden nur von wenigen Anbietern vertrieben. Zwar haben schon einige Hersteller solche Systeme im Angebot, jedoch sind diese meist für bestimmte Einsatzzwecke optimiert und auch nicht für den mobilen Einsatz gedacht. Nach Geräten, welche mobil sind und ein beliebiges Verschalten ermöglichen, muss schon dezidiert gesucht werden.

Kapitel 2

Der Akkumulator

2.1 Begriffsdefinitionen

Da es im Zusammenhang mit Batterien und Akkus immer wieder zu Unklarheiten kommt und manches im täglichen Sprachgebrauch zu Verwirrungen führt werden hier einige dieser Begriffe erklärt:

- Batterie: Bezeichnung für alle galvanischen Elemente, die auf elektrochemischem Wege eine elektrische Spannung (elektromotorische Kraft) erzeugen und elektrische Energie abgeben können. Die chemischen Reaktionen verlaufen in Batterien irreversibel (d.h. nicht umkehrbar). [1]
- Akku, Akkumulator, Akkupack: Sammler, oft auch ungenau als Batterie bezeichnet, wiederaufladbarer elektrochemischer Energiespeicher. Die chemischen Reaktionen, die bei der Aufladung stattfinden, vollziehen sich bei der Entladung in umgekehrter Richtung (reversibler Prozess). [2]
- Galvanische Zelle: Elektrochemische Stromquellen, also Anordnungen, in denen durch eine chemische Umsetzung elektrische Energie erzeugt wird. Sie werden manchmal auch als elektrochemische Elemente bezeichnet. [3]
- Zelle: Eine Zelle ist die kleinste Einheit einer Batterie. Sie besteht im wesentlichen aus positiven und negativen Elektroden und den Scheidern, den für den Zusammenbau und Anschluss erforderlichen Teilen, dem Zellengefäß und Elektrolyten. [4]
- Primärzelle: Nicht wiederaufladbare galvanische Zelle
- Sekundärzelle: Wiederaufladbare galvanische Zelle
- Elektrode: Die Elektrode besteht aus einer wirksamen Elektrodenmasse (aktive Masse) auf einem Masseträger, in der es als Folge des Stromes zu chemischen Umsetzungen kommt. Unterschieden werden positive und negative Elektroden. [4]
- Elektrolyt: Der Elektrolyt ist der die Elektroden verbindende Ionenleiter. [4]

- Lithium-Ionen-Akku: Elektrochemischer Akku auf der Basis von Atomen des Lithiums und Ionen bestimmter Metalle
- Schutzelektronik: Elektronik, welche bestimmte Parameter eines Akkus wie zum Beispiel Temperatur, Lade- und Entladestrom, Klemmenspannung und andere überwacht und den Akku bei über- oder unterschreiten abschaltet, sodass dieser vor Beschädigungen geschützt wird.
- Cell Balancing: Werden mehrere Zellen zu einem Akku verschaltet, so sind diese nicht komplett identisch. Die schwächste Zelle würde das Verhalten des Akkus maßgeblich beeinflussen. So muss der Ladezustand der einzelnen Zellen aneinander angepasst werden. Vor allem bei der Serienschaltung sehr wichtig.
- Nennspannung: Spezifizierter Wert der Spannung. Der tatsächliche Wert kann davon abweichen.
- Ladeschlussspannung: Wird ein Akku vollständig geladen, so ist dessen Spannung höher als die angegebene Nennspannung. Diese führt noch nicht zum Überladen und muss begrenzt werden. Im Betrieb fällt die Spannung rasch auf die Nennspannung ab.
- Kapazität: Die Kapazität einer Batterie ist die unter den jeweiligen Bedingungen entnehmbare Elektrizitätsmenge. Sie ist im Wesentlichen abhängig von dem Entladestrom, der Entladeschlussspannung und der Temperatur. [4]
- Nennkapazität: Die Nennkapazität ist die Elektrizitätsmenge, die einer Batterie bei der Entladung unter Nennbedingungen (Entladestrom und Entladezeit, Entladeschlussspannung, Temperatur, Dichte und Füllstand des Elektrolyten) zugeordnet ist. Die Nennkapazität wird vom Hersteller festgelegt. [4]
- Wirkungsgrad: Beim Laden wird elektrische Energie in chemische Energie umgewandelt; beim Entladen verläuft der Vorgang umgekehrt. Die dabei auftretenden Verluste durch z. B. ohmsche Widerstände der Batterie, durch Gasung und Spannungsveränderungen werden durch den Wirkungsgrad der Ladung bzw. Energie beschrieben. [4]
- Ion: Elektrisch geladenes Atom, welches durch Anlagerung oder Abgabe von Elektronen entsteht.
- State of Charge (SoC): Beschreibt den aktuellen Ladezustand eines Akkus gemessen am vollen Akku und wird aus mehreren Parametern bestimmt.
- State of Health (SoH): Beschreibt den Langzeitzustand (gemessen über die Lebensdauer) eines Akkus im Vergleich zum Neuzustand.

Die ursprüngliche Definition eines Akkus war ein wiederaufladbares Speicherelement, also einer Sekundärzelle. Im heutigen Sprachgebrauch versteht man darunter im Allgemeinen einen wiederaufladbaren Speicher, egal aus wie vielen Sekundärzellen dieser besteht. Genau

genommen handelt es sich bei einem Akku, bei dem mehrere Sekundärelemente verschaltet sind um einen Akkupack.

Mit Batterien waren früher generell nicht wiederaufladbare Speicherelemente gemeint, die aus einer oder mehreren Primärzellen bestanden.

Im Alltag verschwimmen diese Grenzen und die beiden Begriffe Akku und Batterie werden meist synonym füreinander verwendet. Oftmals werden erst bei technischen Fragen die Anforderungen und Spezifikationen separat abgeklärt.

Was beide gemein haben ist die Art der Speicherung der Energie. Sowohl bei einer Batterie (Primärzelle) als auch beim Akku (Sekundärzelle) wird Energie auf Basis elektrochemischer Energie gespeichert. Beim Entladen läuft somit im Inneren ein chemischer Prozess ab, bei dem chemische Energie in elektrische Energie umgewandelt wird. Beim Laden wird der Batterie bzw. dem Akku Energie zugeführt und der chemische Vorgang im Inneren läuft in die andere Richtung. Betrachtet man nun auch noch eine Brennstoffzelle (manchmal auch Tertiärzelle genannt), so wird klar, dass in dieser dieselben Prozesse zur Erzeugung von elektrischer Energie ablaufen, wie in einem Akku. Der Unterschied besteht darin, dass bei der Brennstoffzelle der chemische Energieträger nicht im Inneren gespeichert wird, sondern kontinuierlich von außen zugeführt wird. Der Vorteil darin besteht, dass dies einen zeitlich ununterbrochenen Betrieb zulässt, solange der Energieträger zugeführt wird.

Angemerkt sei hier noch, dass sich ein Kondensator von einem Akku und einer Batterie wesentlich in der Form der Energiespeicherung unterscheidet. Beim Kondensator wird die Energie bereits in elektrischer Energie in Form eines elektrischen Feldes gespeichert. Es sind somit keinerlei chemischen Prozesse beteiligt.

In den weiteren Betrachtungen wird in diesem Dokument nur noch der Begriff des Akkus verwendet (genau genommen müsste es Akkupack heißen).

2.2 Die elektrochemische Zelle

2.2.1 Allgemein

Die Basis eines jeden Akkus stellt die elektrochemische Zelle (auch Galvanische Zelle genannt) dar. Eine elektrochemische Zelle interagiert mit ihrer Umgebung mittels zweier metallischer Anschlüsse: eine kontaktiert die positive Elektrode (Kathode, hier findet die Reduktion statt) und eine die negative Elektrode (Anode, hier findet die Oxidation statt) (aus Sicht beim Entladen). Wird die Zelle nun entladen, so fließen Elektronen von der Anode über einen Verbraucher (Widerstand) zur Kathode. Gleichzeitig fließen bei der Umwandlung von chemischer Energie in elektrische Energie Ionen im Inneren, wobei Elektronen- und Ionenfluss proportional zueinander sind. Dies ist so lange der Fall, bis das elektroche-

mische Gleichgewicht erreicht wird. Die wesentlichen Faktoren für die dabei auftretende Spannung sind die verwendeten Metalle für Anode und Kathode sowie die Konzentration des jeweiligen Elektrolyts. Sind Anode und Kathode in der Zelle nicht vollständig voneinander isoliert, so fließt ein Leckstrom (Elektronenstrom), welcher eine Reduktion des Stromes durch den Verbraucher zur Folge hat. Der Ionenfluss muss jedoch gewährleistet sein.

Beim Laden der Zelle fließt der Strom aufgrund einer extern angelegten Spannung in die andere Richtung, sodass die chemische Reaktion vertauscht wird (Oxidation am Pluspol \rightarrow Anode; Reduktion am Minuspol \rightarrow Kathode). Die von außen zugeführte elektrische Energie wird somit wieder in Form von chemischer Energie gespeichert.

Der Ionenstrom zwischen den Elektroden innerhalb der elektrochemischen Zelle erfolgt mittels Elektrolyt (Leiter 2. Klasse). Dieses muss einerseits den Ionenstrom ermöglichen und andererseits ein elektrischer Isolator sein. Ein Maß für die Qualität eines Elektrolyts ist die Überföhrungszahl (auch Hittorfsche Überföhrungszahl)

$$t_i = \frac{I_i}{I} \quad (2.1)$$

wobei I_i der Stromanteil, der von einer Ionensorte i getragen wird und I der Gesamtstrom (Ionen- und Elektronenstrom) ist. Die Überföhrungszahl jedes einzelnen Ions (für Kationen und Anionen) gibt somit den Anteil an der gesamten transportierten Elektrizitätsmenge (= Ladung Q) an. [5] [6]

2.2.2 Elektrochemische Spannungsreihe

Die elektrochemische Spannungsreihe (siehe Tabelle 2.1) beinhaltet das Standardpotential von Redoxpaaren bezogen auf Wasserstoff. Man sieht, dass edlere Metalle eine höhere Spannung aufweisen, unedlere hingegen eine niedrigere. Mit dieser Tabelle lässt sich die Richtung der Reaktion vorhersagen und welche Spannung man erhält bzw. welche Spannung für die Elektrolyse notwendig ist (also zum Laden).

Aufgrund seines extrem negativen Redoxpotentials ist Lithium ein äußerst gut geeignetes Anodenmaterial, da es dadurch sehr gerne seine Elektronen abgibt. Die edlen Metalle wie z. B. Gold hingegen lassen sich nur äußerst ungern oxidieren.

Wegen des hohen Reduktionsvermögens des Lithiums sind wässrige Elektrolyte nicht nutzbar, es müssen Elektrolyte auf Basis organischer Lösemittel eingesetzt werden. [7]

2.2.3 Entwurfsüberlegungen

Die Ausgangsleistung P eines Akkus ist das Produkt des Stromes aus dem Akku

$$P = U \cdot I \quad (2.2)$$

Element	Standardpotential
Gold	1.7 V
Silber	0.8 V
Kupfer	0.34 V
Wasserstoff	0.0 V
Blei	-0.13 V
Zinn	-0.14 V
Eisen	-0.44 V
Zink	-0.76 V
Aluminium	-1.66 V
Lithium	-3.01 V

Tabelle 2.1: Elektrochemische Spannungsreihe ausgewählter Elemente [7]

und der Spannung an den Anschlüssen. Die Spannung

$$U = U_0 - I \cdot R_i \quad (2.3)$$

ist die Quellenspannung U_0 abzüglich des Spannungsabfalls am Innenwiderstand (R_i) der Quelle. Die Quellenspannung ist aufgrund des Aufbaus und je nach verwendeten Materialien und Technologien gegeben. Um der Zelle eine möglichst große Leistung entnehmen zu können, muss folglich der Innenwiderstand

$$R_i = R_{el} + R_f(A) + R_f(K) + R_c(A) + R_c(K) \quad (2.4)$$

möglichst klein sein (wie bei anderen Spannungsquellen auch). [7]

R_{el} ist der Widerstand durch Ionentransport (durch die Membran) und Elektronentransport. R_f beschreibt den Filmwiderstand der stromführenden Ionen beim Elektrolyt-Elektroden-Übergang für jede Elektrode und R_c beschreibt den Stromsammelwiderstand beim Übergang von den inneren Elektroden auf die äußeren Anschlüsse.

Die oben genannten Einflussgrößen sind einerseits stark abhängig von der Herstellung (Geometrische Anordnung, Materialien,...) und andererseits auch abhängig von äußeren Faktoren wie Temperatur, Alter, Ladezustand,...

2.3 Der Lithium-Ionen-Akku

Da der Lithium-Ionen-Akku im Moment einer der meistverwendeten Akkus und auch in nächster Zukunft weiter von Bedeutung sein wird und der für die Elektronik zu erwartende Akku-Typ sein wird, wird hier näher auf diesen Typ eingegangen.

Lithium-Akku oder Lithium-Ionen-Akku ist nur ein übergeordneter Begriff für einen Typ von Akku auf der Grundlage von Lithiumverbindungen. Je nach verwendetem Elektrodenmaterial und dementsprechendem Elektrolyt werden Lithium-Akkus weiter unterschieden. Hier einige Beispiele:

- Lithium-Polymer-Akku
- Lithium-Cobaltdioxid-Akku
- Lithium-Eisenphosphat-Akku
- Lithium-Titanat-Akku
- Lithium-Eisenphosphat-Akku
- ...

2.3.1 Aufbau

Die Basis eines jeden Akkus bildet eine elektrochemische Zelle. Die damit erreichbare Spannung beträgt nur einige wenige Volt, je nach Art der verwendeten Materialien. Werden höhere Spannungen benötigt, so werden mehrere Zellen in Serie geschaltet. Angaben wie zum Beispiel 4s auf dem Typenschild eines Akkus bedeuten, dass vier solcher Zellen in Serie geschaltet sind und die Nennspannung des Akkus somit die vierfache Zellenspannung ist. Durch das Verschalten ergeben sich jedoch auch neue Probleme, die den Einsatz von Cell-Balancing-Systemen erfordern. Deren Aufgabe ist die Überwachung der einzelnen Zellen bzgl. Temperatur, Ladezustand und anderen Parametern, sodass nicht eine einzelne Zelle innerhalb eines Akkus zu stark beansprucht wird.

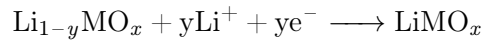
Eine Gemeinsamkeit vieler Lithium-Akkus ist die Tatsache, dass die negative Elektrode meist aus Graphit besteht. Die positive Elektrode besteht dann aus der namensgebenden Lithiumverbindung. Als spezifisch leichtestes Alkalimetall reagiert Lithium sehr heftig mit Wasser; ein wässriger Elektrolyt ist darum beim Lithium-Akku und der sehr heftigen Reaktion von Lithium ausgeschlossen. Man muss einen organischen Elektrolyt mit hoher chemischer Beständigkeit und ausreichender Löslichkeit für Lithiumsalze einsetzen. [8]

2.3.2 Reaktionsgleichung

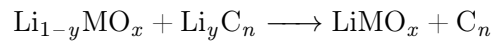
Die Tendenz von verschiedenen Metallen Elektronen abzugeben ist unterschiedlich stark (dies gilt auch für Nichtmetalle). So haben zum Beispiel die Erdalkalimetalle Lithium und Natrium ein sehr starkes Bestreben Elektronen abzugeben. Sie sind somit sehr gute Reduktionsmittel. So wird an der negativen Elektrode Lithium oxidiert:



Die Lithiumatome befinden sich dabei in genau definierten Lücken des Kohlenstoffgitters (Graphit). An der positiven Elektrode wird Lithium reduziert:



wobei MO_x für ein beliebiges Metalloxid steht aus dem die positive Elektrode besteht und in dem eine bestimmte Anzahl an Lithium-Ionen reversibel eingelagert werden kann. Daraus folgt die Redox-Gleichung:



Es ist zu sehen, dass das Lithium dabei niemals in reiner metallischer Form vorkommt. Lediglich Lithium-Ionen werden zwischen den Elektroden transferiert. Metallisches Lithium besäße zwar eine höhere Energiedichte und wäre günstiger, durch seine auftretende Form (fein verteilt) wäre es jedoch wesentlich gefährlicher. Lithium-Ionen-Akkus sind somit wesentlich sicherer als Lithium-Batterien. Anders als bei galvanischen Elementen wie z. B. dem Volta-Element sind die Ionen des Elektrolyten nicht am Redoxprozess beteiligt.

2.3.3 Eigenschaften und Handhabung

Laden

Lithium-Ionen-Akkus werden in der Regel zunächst mit einem konstanten Strom bis auf eine bestimmte Spannung und nach Erreichen dieser Spannung weiter mit einer konstanten Spannung mit abnehmendem Strom geladen. Die Steuerung dieser sogenannten Ladekurve übernimmt meist das Ladegerät. Wird der Akku überladen, so kommt es im Inneren ab bestimmten Spannungen zu Zerfallsreaktionen, welche bis zur Selbstentzündung führen können. Ladestrom und Ladeschlussspannung sind je nach Bauart unterschiedlich. Die typische Ladeschlussspannung einer Zelle beträgt 4.2 V.

Entladen

Beim Entladen sinkt die Spannung meist schnell auf die Nennspannung ab, bleibt dann aber für lange Zeit annähernd konstant. Erst wenn sich der Akku seiner vollständigen Entleerung nähert, sinkt die Spannung wieder deutlich. Entladeschlussspannungen von weniger als 2.5 V müssen unbedingt vermieden werden, da es darunter zu irreversiblen Schäden kommen kann.

Kapazität, Energiedichte und Wirkungsgrad

Die Kapazität von Lithium-Akkus im Vergleich zu anderen Technologien ist sehr hoch. Bei der Energiedichte gilt es die Energiedichte bezogen auf das Volumen und bezogen auf die Masse zu unterscheiden. Die volumetrische Energiedichte bezieht sich auf das Volumen des Akkus (Wh/l), die (gravimetrische) spezifische Energiedichte bezieht sich hingegen auf die Masse (Wh/kg). Auch bzgl. Energiedichte sind sehr gute Werte – verglichen mit anderen Technologien – zu erreichen. Es ist hier zu erwähnen, dass die theoretische Energiedichte wesentlich höher ist, als die mit den heutigen Technologien und Materialien tatsächlich erreichbare Energiedichte. Der Wirkungsgrad kann bei über 95 % liegen, sinkt jedoch bei

Schnellladung als auch durch schnelle Entladung sowie anderen Faktoren. Wesentlich hierfür ist der Innenwiderstand der Zelle(n), in dem Energie in Wärme umgesetzt wird und somit dem Verbraucher nicht zu Verfügung steht.

Lebensdauer

Akkus mit einigen tausend Lade- und Entladezyklen bei akzeptabler Abnahme der Kapazität sind bereits Standard. Die Lebensdauer hängt jedoch stark von der Handhabung ab. Häufig hohe Ströme, Tiefentladen und große Temperaturschwankungen setzen nicht nur Lithium-Akkus stark zu. Neben dem Kapazitätsverlust kommt es auch zu einem Anstieg des Innenwiderstandes, sodass die Leistung mit der Zeit ebenfalls abnimmt. Grund dafür sind chemische Prozesse in den Zellen, mechanische Belastungen und Dehnvorgänge der Aktivmaterialien bei der Einlagerung von Lithium-Ionen. [9]

Vor- und Nachteile

Lithium-Ionen-Akkus weisen einige grundlegende Vorteile auf. Zunächst ist Lithium das Element mit dem niedrigsten Redoxpotential, was auf Lithium basierenden Akkus das höchstmögliche Elektrodenpotential ermöglicht. Zudem ist Lithium das drittleichteste Element und besitzt einen der kleinsten Ionenradien. Das ermöglicht den Bau besonders kleiner und leichter Akkus. Weitere Vorteile von solchen Akkus sind eine hohe spezifische Energie und Leistung, der hohe Wirkungsgrad und eine geringe Selbstentladung. Nachteilig sind die durch die hohe Energiedichte bei mechanischen Beschädigungen auftretenden hohen Ströme und die dadurch entstehenden hohen Temperaturen. Eindringende Luft und besonders (Luft-) Feuchtigkeit können ungewollte chemische Reaktionen hervorrufen und zum Entflammen führen. Lösversuche mit Wasser sind nur bedingt erfolgreich.

2.4 Klassisches Batteriemanagementsystem

2.4.1 Allgemein

Wie bereits eingangs erwähnt, ist der Begriff des Batteriemanagementsystems nicht klar definiert (siehe Kapitel 1.3). In diesem Kapitel wird auf das klassische Batteriemanagementsystem eingegangen, welches die einzelnen Zellen und einige wichtige Parameter überwacht. Zitat aus [9]:

Die primäre Aufgabe des Batteriemanagementsystems (BMS) ist es, die Einzelzellen einer Antriebsbatterie zu schützen und die Lebenszeit sowie die Zyklenanzahl zu erhöhen. Dies ist besonders wichtig für die Lithium-Ionen-Technologie, weil hier die Batterien vor Überladung und Übertemperatur zu schützen sind um eine Zerstörung der Zelle zu vermeiden.

Als wesentliche Faktoren für die Überwachung durch ein Batteriemanagementsystem gelten die Zellspannung, die Temperatur und der Strom. Überspannungen führen zu Kapazitätsverlust und darüber hinaus im schlimmsten Fall bis zur thermischen Zerstörung. Unterspannungen haben ebenfalls Kapazitätsverluste zur Folge und können zu irreversiblen Schäden führen. Auch zu hohe Temperaturen führen zu Kapazitätsverlusten. Mit diesen drei Parametern ist es möglich, Ladezustand (State of Charge) und Alterung (State of Health) zu bestimmen, wobei ersteres für den direkten, täglichen Gebrauch wichtig ist, und zweiteres, um längerfristige Maßnahmen zu planen und setzen. Für die Ermittlung gibt es drei grundlegende Verfahren [9]:

- Elektrisches Modell
Hierbei wird die Batterie durch ein elektrisches Ersatzmodell nachgebildet; die Parameter der einzelnen Komponenten werden den Materialeigenschaften bezüglich kapazitiven, induktiven sowie rein ohmschen Verhalten angepasst, alterungsbedingte Veränderungen werden mitberücksichtigt.
- Elektro-Chemisches Modell
Dieses Modell geht von den chemischen Eigenschaften der Batteriezellen aus, um das elektrische Verhalten zu modellieren.
- Kalman Filter Methode
Diese Methode passt die Filterparameter, die das Verhalten der Batterie widerspiegeln sollen, ständig den aktuellen Gegebenheiten an.

SoC und SoH sind wichtige Parameter und für den Benutzer unerlässlich. Trotzdem ist deren exakte Bereitstellung nicht ohne Weiteres möglich. Je nach betriebenem Aufwand sind die zu Verfügung gestellten Werte mehr oder weniger zuverlässig.

2.4.2 Charge Balancing

Da zwei oder mehrere Zellen prinzipbedingt nie exakt gleich sind weisen diese eine unterschiedliche Kapazität auf und folglich einen unterschiedlichen Ladezustand. Dies kann dazu führen, dass einzelne Zellen beim Laden einer Überspannung ausgesetzt sind, andere beim Entladen zu tief entladen werden. Es ist somit nicht möglich die volle Kapazität des Akkus auszunützen. Das Verhalten des Akkus nach außen wird maßgeblich von der schwächsten Zelle bestimmt. Dieses Problem tritt vor allem bei der Serienschaltung mehrerer Zellen auf.

Um die daraus resultierenden Probleme in den Griff zu kriegen, gibt es das sogenannte Charge Balancing (Ladungsausgleich). Dieses hat zum Ziel, die einzelnen Zellen möglichst nahe aneinander anzugleichen. Generell gibt es zwei Methoden. Das passive und das aktive Charge Balancing.

In Abbildung 2.1 sind die (gerundeten) Werte der Zellenspannung eines Akkus zu sehen. Die schwächste Zelle ist Zelle 6. Ohne Charge Balancing wird diese am stärksten beansprucht.

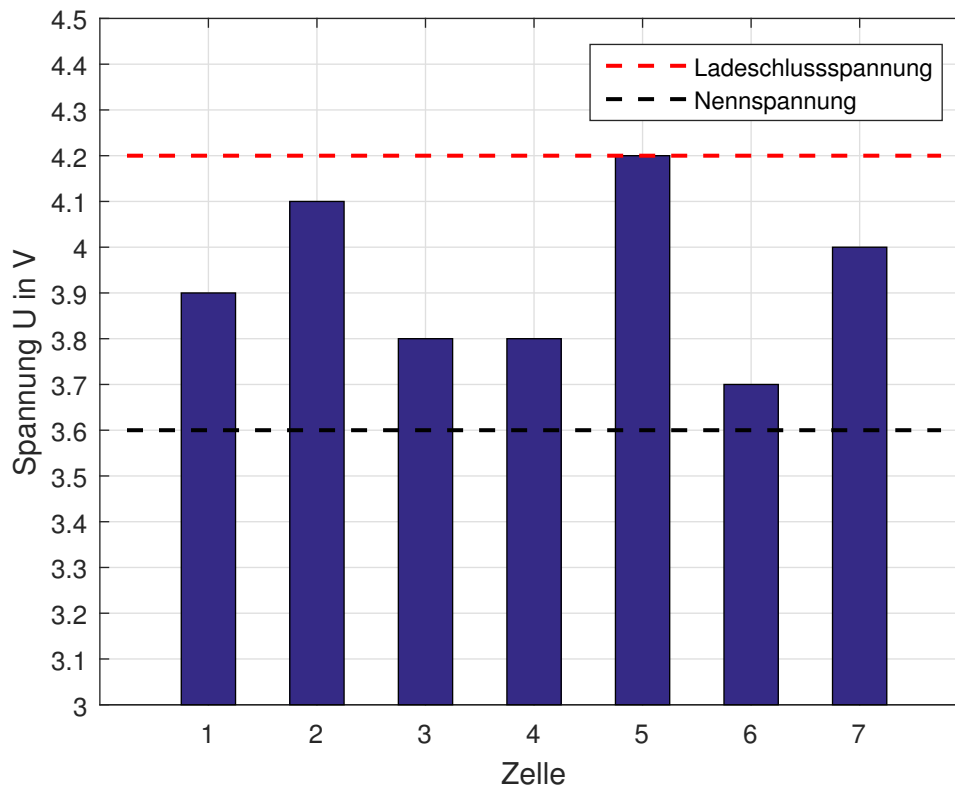


Abbildung 2.1: Spannung einzelner Zellen eines Akkus

Passives Charge Balancing

Beim passiven Charge Balancing wird der Zelle ein Widerstand parallel geschaltet. Damit fließt ein Teil des Stromes beim Laden über diesen Widerstand und die Zelle wird weniger stark geladen als jene Zellen ohne Widerstand (siehe Abbildung 2.2). Man könnte auch das Laden unterbrechen, alle Zellen auf ein Spannungsniveau bringen und das Laden erneut beginnen. Wiederholt man dies mehrmals, so werden die Zellen auch annähernd auf die gleiche Spannung geladen.

Ein wesentlicher Nachteil dieser Methode ist jedoch, dass dieses Verfahren nur beim Laden eingesetzt werden kann. Beim Entladen bleibt immer eine gewisse Restenergie in den stärkeren Zellen erhalten. Es macht keinen Sinn, diese über den Widerstand weiter zu entladen, da damit die Energie lediglich im Widerstand in Wärme umgesetzt, dem Verbraucher jedoch nicht zu Verfügung stehen würde. Mit fortschreitender Alterung des Akkus werden sich die Kapazitätsunterschiede vergrößern und somit die Gesamtkapazität zusätzlich verringern. Auch müssen die Wärmeverluste in den Widerständen berücksichtigt werden. Der Aufwand dieser Methode ist allerdings eher gering.

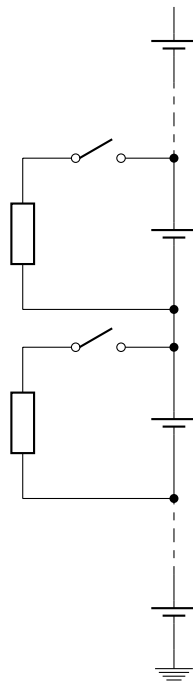


Abbildung 2.2: Schema des passiven Charge Balancing

Aktives Charge Balancing

Alternativ zum einfachen passiven Charge Balancing gibt es das aktive Charge Balancing. Diese Methode hat den wesentlichen Vorteil, dass Energie nicht einfach in Wärme umgesetzt, sondern zwischen den einzelnen Zellen umverteilt wird. Man unterscheidet hier noch das kapazitive (Energie wird in Kondensator zwischengespeichert) und das induktive (Energie wird in Induktivität zwischengespeichert) Charge Balancing (es gibt auch noch Verfahren mit DC/DC-Wandlern). Der Ladungsausgleich mit Hilfe dieses Verfahrens ist beim Laden, Entladen und auch im Ruhezustand möglich. Je nach Schaltungsaufwand (dieser kann nicht unerheblich sein) sind hier mehrere Ansätze möglich. Die Ausgleichsverluste sind deutlich geringer als beim passiven Charge Balancing.

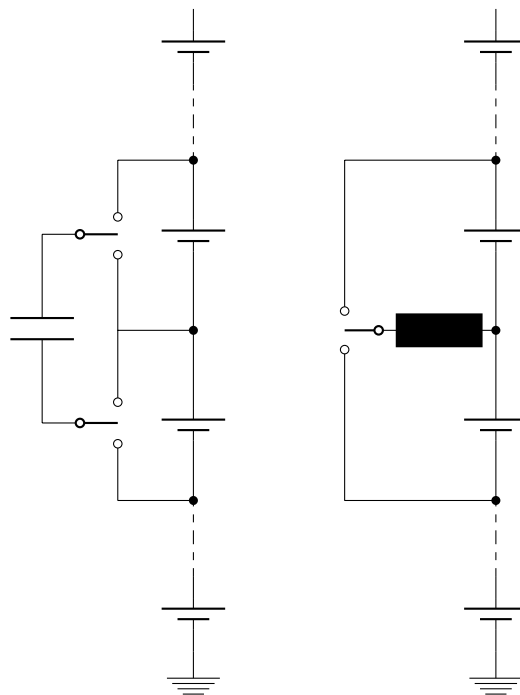


Abbildung 2.3: Schema des aktiven Charge Balancing

2.4.3 Kontrolleinheit

Alle erfassten Daten müssen ausgewertet und bei Bedarf entsprechende Maßnahmen gesetzt werden. Dafür gibt es sogenannte Battery-Protection-Ic's. Je nach Größe des Akkus können mehrere solcher oder ähnlicher IC's zum Einsatz kommen.

Bei kleineren Akkus dient ein solcher IC zur Überwachung der einzelnen Zellen und auch zur Kommunikation zum Beispiel über ein Bus-System nach außen hin. Bei großen Akkus wie zum Beispiel Antriebsbatterien von Elektrofahrzeugen besitzt jede Zelle einen eigenen

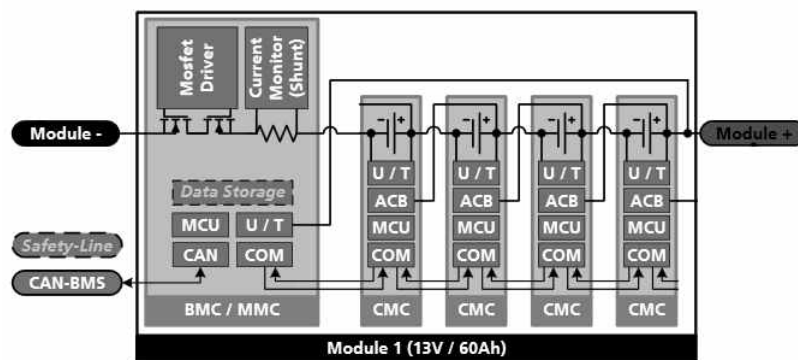


Abbildung 2.4: Darstellung einer Batteriekontrolleinheit von Fraunhofer [10]

Controller, welche die Überwachung nur für diese eine Zelle übernimmt. Diese einzelnen Controller werden synchronisiert und übertragen ihre Daten an einen Haupt-Controller. Für die Kommunikation dienen vorwiegend Bus-Systeme, wobei es jedoch keinen definierten Standard gibt.

Stellvertretend sei hier eine solche Kontrolleinheit von Fraunhofer in Abbildung 2.4 dargestellt. Der Cell-Management-Controller (CMC) dient dabei der Überwachung einzelner Zellen. Der Modul-Management-Controller (MMC) ist dem CMC übergeordnet und vereint die einzelnen zu einem Batterie-Modul. Sollen mehrere Batterie-Module benötigt werden, so gibt es einen Battery-Management-Controller (BMC), der den MMC's übergeordnet ist. Gut zu sehen sind auch die Aufgaben der einzelnen Controller. Der CMC misst die Spannung und Temperatur der Zellen und ist für das Charge Balancing sowie die Kommunikation zu anderen CMC's und zum MMC zuständig. MMC und BMC übernehmen ähnliche Aufgaben, jedoch für das gesamte Modul/die gesamte Batterie.

Kapitel 3

Planung

Ein wesentlicher Punkt der Arbeit ist die Realisierung der Serien- und Parallelschaltung der Akkus. Um größtmögliche Flexibilität bei der Verschaltung zu gewährleisten, musste ein dafür passendes Konzept gefunden werden. Es soll möglich sein, alle Akkus untereinander beliebig zu verschalten.

Um diese Anforderungen zu erfüllen, wurde das Konzept einer sogenannten Schaltmatrix angewendet wie sie in Abbildung 3.1 zu sehen ist. Somit konnten die oben genannten Bedingungen erfüllt werden. Es musste allerdings noch geklärt werden, wie der dazu passende Schalter realisiert werden kann.

Der Schalter muss durch die Anordnung in der Schaltmatrix in beide Richtungen sperren, was die Verwendung eines einzelnen Feldeffekttransistors bereits ausschließt (Substratdiode kann leitend werden). Zudem kommt noch die Frage der Ansteuerung, da sich das Spannungsniveau eines einzelnen Akkus bei unterschiedlicher Verschaltung bzgl. des Bezugspotentials ändern kann.

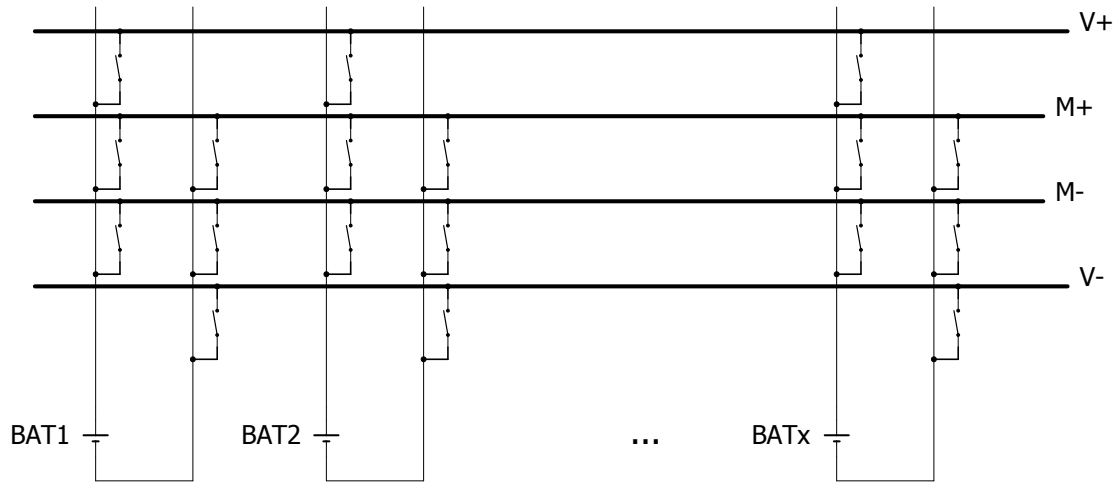


Abbildung 3.1: Darstellung der Schalteranordnung

Man sieht, dass beliebig viele Akkus parallel und bis zu drei Akkus seriell geschaltet werden können.

3.1 Der Schalter

3.1.1 Der ideale Schalter

Das Verhalten realer Schalter kann im Vergleich zum idealen Schalter deutliche Unterschiede aufweisen. Auf den ersten Blick soll ein Schalter bloß die triviale Aufgabe des Öffnens und Schließens eines Stromkreises gewährleisten. Bei genauerer Betrachtung stellt man jedoch fest, dass es in der Realität bei den Eigenschaften von Schaltern und dem dazugehörigen Schaltverhalten zu gravierenden Unterschieden kommt. Daraus ergeben sich die Eigenschaften eines idealen Schalters:

- Sperrwiderstand $R_{off} \rightarrow \infty$
- Durchgangswiderstand $R_{on} = 0 \Omega$
- Der Zustandswechsel erfolgt unverzögert und es treten keine undefinierten Zustände auf
- Kein Prellen
- Vollständige Trennung zwischen schaltendem (Steuerkreis) und geschaltetem (Last-

- kreis) Stromkreis
- Die Ansteuerung des Schalters benötigt keine Energie
- Unendliche Anzahl an Schaltspielen
- ...

Die Liste erhebt hier keinen Anspruch auf Vollständigkeit und könnte noch fortgesetzt werden. Je nach Anwendung werden verschiedene Anforderungen gestellt bzw. sind einige von besonderer Bedeutung, andere weniger.

3.1.2 Anforderungen

Die Anforderungen an den Leistungsschalter für das Batteriemanagementsystem ergeben sich teilweise aus den Grundanforderungen an die zu entwerfende Elektronik. So ist dies ein maximaler dauerhafter Betriebsstrom von 30 A womit auch der Einschaltwiderstand R_{on} möglichst klein sein soll, da ansonsten die Verlustleistung ($P = U \cdot I = I^2 \cdot R$) zu groß wird. Auch muss der Schalter in beide Richtungen sperren können. Die Ansteuerung soll möglichst einfach sein und um das Schaltverhalten bei Bedarf anpassen zu können soll auch die Möglichkeit der Ansteuerung mittels PWM gegeben sein.

3.1.3 Analoge Schalter

Relais

Ein sehr zuverlässiger und häufig verwendeter Schalter ist das Relais. Wesentliche Vorteile sind die vollständige Trennung zwischen schaltendem und geschaltetem Stromkreis sowie der geringe Einschaltwiderstand ($R_{on} \approx m\Omega$) und der große Sperrwiderstand ($R_{off} \approx T\Omega$). Mit relativ geringen Schaltgeschwindigkeiten und Kontaktprellen hat ein Relais jedoch auch wesentliche Nachteile und eine Ansteuerung mittels PWM zum kontrollierten Öffnen und Schließen des Kontaktes bei entsprechend hoher Frequenz ist auch nicht möglich. Damit ist diese Art von Schalter nicht geeignet.

Bipolar-Transistor

Bipolartransistoren im Sättigungsbetrieb eignen sich gut als schnelle Schalter, haben aber den Nachteil der Sättigungsspannung, welche mit dem zu schaltenden Strom eine nicht vernachlässigbare Verlustleistung erzeugt. Auch entkoppeln sie zwischen Steuersignal und dem geschaltetem Signal nur sehr schlecht.

Der Einsatz von solchen Transistoren in der Leistungselektronik geschieht nur sehr selten. In niedrigeren Spannungsbereichen werden Sie durch MOSFET's abgelöst, in höheren Spannungsbereichen von IGBT's.

Mit den gestellten Anforderungen schied dieser Transistor aus.

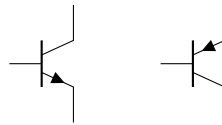


Abbildung 3.2: Schaltsymbol eines npn- (links) und eines pnp-Bipolartransistors (rechts)

IGBT

Ein IGBT (**I**solated **G**ate **B**ipolar **T**ransistor) ist ein Bipolartransistor mit isolierter Gate-Elektrode. Er vereint die Eigenschaften eines Bipolartransistors mit dem Vorteil der (beinahe) leistungslosen Ansteuerung eines Feldeffekttransistors. Auch ist der Zusammenhang zwischen der Verlustleistung und des Stromes linear, was ein deutlicher Vorteil gegenüber einem MOSFET ist. Aber auch dieser Transistor ist nicht gut geeignet, da die Verlustleistung wie beim Bipolartransistor im vorgesehenen Einsatzbereich zu groß ist (größer als bei einem MOSFET).

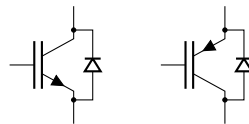


Abbildung 3.3: Schaltsymbol eines n-Kanal-IGBT (links) und eines p-Kanal-IGBT (rechts)

Da die maximale Spannung 90 V beträgt, ist der Einsatz eines solchen Transistors in der Regel nicht vorgesehen. Auch der Strom von maximal 30 A ist für einen IGBT relativ klein und dadurch ist der Spannungsabfall beim IGBT größer als bei einem MOSFET. Die Verluste eines MOSFET's sind im gegebenen Spannungs- und Strombereich geringer.

MOS-Feldeffekt-Transistor

Feldeffekttransistoren besitzen keine Sättigungsspannung und sind in diesem Fall wesentlich besser als Schalter geeignet als Bipolartransistoren. Der Spannungsabfall hängt lediglich vom Einschaltwiderstand und dem fließenden Strom ab. Einschaltwiderstände kleiner 10 mΩ sind sowohl für p- als auch für n-Kanal-Typen erhältlich. Zusätzlich bieten sie eine gute Trennung der Stromkreise und auch eine Ansteuerung mittels PWM ist möglich.

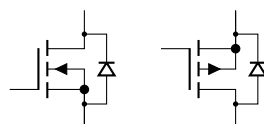


Abbildung 3.4: Schaltsymbol eines n-Kanal-FET (links) und eines p-Kanal-FET (rechts)

Aufgrund seiner Eigenschaften, Verfügbarkeit und dem Preis fiel die Wahl des Schalters

auf den MOS-Feldeffekttransistor. Der Nachteil, dass die Verlustleistung vom Quadrat des Stromes abhängt, wird in Kauf genommen.

3.1.4 Der Feldeffekttransistor als Schalter

Durch die bereits oben erwähnten Eigenschaften und Vorteile fiel die Wahl des Schalters auf den Feldeffekttransistor.

Um einen MOSFET als Schalter einzusetzen, müssen folgende grob definierten Randbedingungen beachtet werden:

- Ein MOSFET kann aufgrund seiner parasitären Substratdiode nur in eine Richtung sperren
- Die Spannungsfestigkeit ist begrenzt
- Der zulässige Strom darf nicht überschritten werden (Verlustleistung steigt mit dem Quadrat des Stromes!)
- Die Ansteuerspannung muss für den jeweils verwendeten Transistortyp passend gewählt werden

Da dieser, wie bereits erwähnt, nur in eine Richtung sperren kann, müssen zwei solcher Transistoren anti-seriell geschaltet werden wie in Abbildung 3.5 gezeigt.

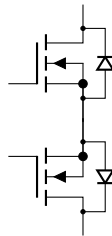


Abbildung 3.5: Zwei anti-serielle Transistoren als Schalter

Da n-Kanal-Feldeffekttransistoren bei sehr kleinem Einschaltwiderstand R_{on} zu einem vernünftigen Preis gut verfügbar sind und die Auswahl wesentlich größer ist als bei p-Kanal-Feldeffekttransistoren, wird der Schalter als n-Kanal-Typ realisiert.

Auswahlkriterien für den Transistor sind der dauerhafte Drain-Strom I_D , der Kanalwiderstand $r_{DS,on}$ (so gering wie möglich), nach Möglichkeit eine geringe Gate-Source-Kapazität C_{GS} und eine ausreichend große Drain-Source-Durchbruchspannung $V_{(BR)DSS}$ (mind. 100 V oder mehr). Des Weiteren gilt es noch die Verlustleistung zu beachten.

Arbeitspunkt

Bipolartransistoren und MOS-Feldeffekttransistoren können grob betrachtet entweder als Schalter oder als Verstärker eingesetzt werden. Je nach Verwendungsart ist der Transistor

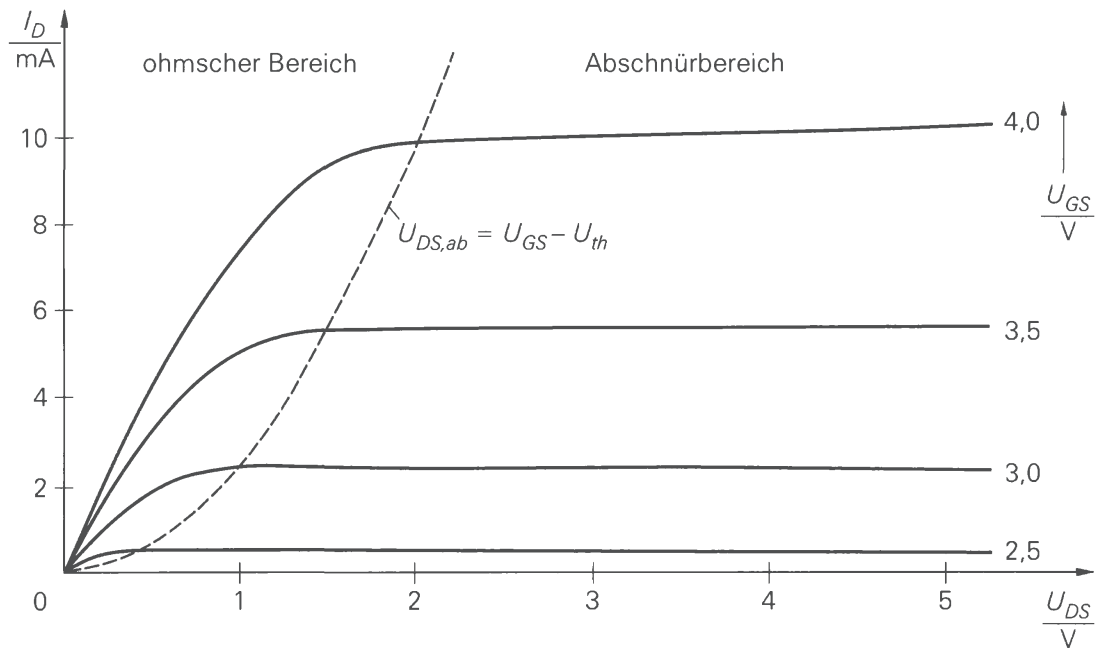


Abbildung 3.6: Ausgangskennlinienfeld eines n-Kanal Feldeffekttransistors[12]

mathematisch und bzgl. seines Verhaltens unterschiedlich zu betrachten. Abbildung 3.6 zeigt das Ausgangskennlinienfeld eines n-Kanal-MOSFET's. Man sieht schnell, dass es sich um kein lineares Bauteil handelt und dass mit steigender Gate-Source-Spannung bei gleichbleibender Drain-Source-Spannung ein wesentlich höherer Drain-Strom fließt.

Im ohmschen Bereich (auch Widerstandsbereich oder linearer Bereich genannt) verlaufen die Kennlinien annähernd linear durch den Nullpunkt und der Transistor verhält sich wie ein steuerbarer Widerstand. Der Abschnürbereich (häufig Sättigungsbereich genannt) ist jener Bereich, der für den Betrieb als Verstärker gewählt wird. In diesem Bereich dominiert die Abschnürung des Kanals. Das bedeutet, dass bei einer weiteren Erhöhung der Drain-Source-Spannung U_{DS} der Drainstrom I_D nur mehr geringfügig zunimmt.

Beim Betrieb als Schalter wird der Transistor im Bereich links der strichlierten Linie, also im ohmschen Bereich, betrieben. Aufgrund des Kanalwiderstandes wird sich bei einem fließenden Drain-Strom I_D immer ein Spannungsabfall U_{DS} zwischen Drain und Source einstellen.

Es sei hier darauf hingewiesen, dass der Sättigungsbereich beim Bipolartransistor und beim MOSFET einen anderen Bereich in der Ausgangskennlinie des jeweiligen Typs beschreiben!

Thermische Betrachtung

Die in elektronischen Bauteilen umgesetzte Verlustleistung wird in Wärme umgesetzt und kann somit zu massiven Problemen führen. Vor allem in der Leistungselektronik können aufgrund der hohen Ströme und Spannungen bereits nach kurzer Betriebsdauer hohe Tempe-

raturen an Bauteilen auftreten, die – ohne entsprechende Gegenmaßnahmen – sehr schnell über den zulässigen Grenzwerten liegen. Vor allem bei Halbleiterbauelementen und Kondensatoren ist es von besonderer Bedeutung, dass diese nicht bei zu hohen Temperaturen betrieben werden, da dies eine schnellere Alterung des betroffenen Bauteils hervorruft.

Für Elektrolytkondensatoren gilt, dass eine Erhöhung der Betriebstemperatur um 10°C eine Halbierung der Lebensdauer hervorruft (Arrhenius-Gleichung). Darum gehört es zur Arbeit eines Elektronikentwicklers, sich auch über die thermischen Verluste einzelner Bauteile Gedanken zu machen und zu berücksichtigen, als auch eine thermische Betrachtung des Gesamtsystems durchzuführen. Häufige Maßnahmen bezüglich Bauteilkühlung sind Kühlflächen (z. B. Kupfer auf der Leiterplatte) oder Kühlkörper (z. B. aufgeschraubt am Bauteil (Wärmeleitpaste)). Reicht dies nicht aus, kann auch noch z. B. der Einsatz eines Lüfters notwendig sein. Bei beschränkten Platzverhältnissen können noch weitere Probleme auf den Entwickler zukommen.

Da die zu erwartende Schalthäufigkeit der Transistoren beim geplanten Einsatz äußerst gering ist, wird für die Transistoren nur der Verlust durch den Kanalwiderstand berücksichtigt. Die Verluste, die beim Schalten entstehen, sind demgegenüber zu vernachlässigen. Die Verlustleistung beim eingeschalteten Transistor berechnet sich zu

$$P_V = U \cdot I = I^2 \cdot R,$$

wobei R der Kanalwiderstand $r_{DS,on}$ im eingeschalteten Zustand ist.

Man sieht sofort, dass der Kanalwiderstand möglichst klein sein soll (im Bereich einiger weniger $m\Omega$), da dies die einzige Möglichkeit ist, bei gegebenem Strom die Verlustleistung zu beeinflussen. Es gibt sowohl n-Kanal als auch p-Kanal MOSFET's mit Kanalwiderständen $< 5\text{ m}\Omega$. Es ist daher sehr wichtig, dass der Transistor vollständig durchgeschaltet wird, sodass der Kanalwiderstand nicht unnötig hoch ist und es dadurch zu einer unzulässigen Erwärmung kommt.

In Kombination mit einem hohen Drain-Dauerstrom I_D und einer ausreichend hohen Drain-Source-Sperrspannung $U_{(BR)DSS}$ ist die Auswahl schon sehr gering und der Preis für einen Transistor doch schon etwas höher.

Um von der Verlustleistung auf die Erwärmung des Bauteils zu kommen, wird in den Datenblättern meist der Wert für den thermischen Widerstand ($R_{th(j-a)}$) in K/W zwischen dem Halbleitermaterial (j ... junction) und der Umgebung (a ... ambient) angegeben. Ein häufiger Wert für bedrahtete, senkrecht in Luft ohne Kühlkörper montierte Bauteile, den man in Datenblättern findet ist $R_{th(j-a)} = 60\text{ K/W}$. Wird das Bauteil auf irgendeine Weise gekühlt, so verringert sich dieser Wert dementsprechend.

Mit dem Wert für den thermischen Widerstand und der Verlustleistung lässt sich die Bauteilerwärmung berechnen:

$$\Delta T = P_V \cdot R_{th(j-a)} = I^2 \cdot R \cdot R_{th(j-a)}$$

Dabei handelt es sich um die Temperaturänderung und nicht um die Absoluttemperatur!

Um die tatsächliche Temperatur des Halbleiters zu ermitteln, muss dazu noch die Umgebungstemperatur addiert werden.

Um sich unter dem thermischen Widerstand etwas vorstellen zu können, sei hier beispielhaft erwähnt, dass die Erwärmung eines Transistors bereits bei einer Verlustleistung von einem Watt mit dem oben genannten Faktor 60°C beträgt! Bei etwas höheren Umgebungstemperaturen werden somit schnell Temperaturen von 100°C und mehr erreicht.

Eine deutliche Reduktion des thermischen Widerstandes und damit der Erwärmung erreicht man durch Verwendung eines Kühlkörpers, was jedoch platztechnisch ein Problem werden kann. Eine andere Möglichkeit zur Verringerung der Verluste wäre das Parallelschalten zweier oder sogar mehrerer Transistoren. Man erreicht dadurch eine Verringerung des Widerstandes und somit auch eine Verringerung der Verluste. Zusätzlich teilt sich der Strom annähernd auf beide Transistoren gleich auf, sodass die Verlustleistung jedes einzelnen deutlich abnimmt.

Werden zwei Transistoren parallel geschaltet, so halbiert sich die Gesamtverlustleistung (da sich der Gesamtwiderstand halbiert) und die Verlustleistung eines einzelnen Transistors beträgt nur mehr ein Viertel dessen, als wenn nur einer verwendet worden wäre. Demgegenüber stehen zusätzlicher Platzbedarf und die doppelten Kosten.

Die Transistoren sollen in der Lage sein jene Verlustleistung, welche im schlimmsten Fehlerfall, also im Kurzschluss, auftreten kann bis eine Sicherheitseinrichtung den Stromfluss unterbricht, ohne dauerhafte Beschädigung zu überstehen.

Ansteuerung des Schalters

Für die Ansteuerung des n-Kanal-Transistors ist eine positive Gate-Source-Spannung U_{GS} notwendig. Der Entwurf einer eigens dafür notwendigen Charge-pump wäre sehr aufwendig und da zu diesem Zeitpunkt des Projekts das endgültige Konzept noch nicht feststand, wurde ein optisch isolierter Gate-Treiber verwendet.

Bei dem verwendeten Gate-Treiber kann über den Strom durch eine LED die Ausgangsspannung eingestellt werden. Leuchtet die LED im Inneren des Treibers, so erzeugt ein Photodioden-Array die Ausgangsspannung (Abbildung 3.7). Zusätzlich zur optischen Entkopplung bringt das etwas träge Schaltverhalten auch den Vorteil, dass der zeitliche Spannungsanstieg beim Schalten nicht zu groß ist und somit eine PWM-Ansteuerung oder ein Filter am Ausgang vermutlich nicht notwendig ist.

Wesentliches Merkmal für den Treiber war eine zu erzeugende Spannung U_{GS} von mindestens ca. 10V damit der verwendete Transistor auch richtig angesteuert wird und somit der Einschaltwiderstand möglichst gering ist.

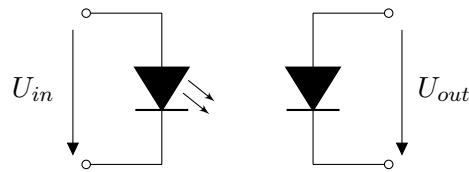


Abbildung 3.7: Schematische Darstellung des Gate-Treibers

Gate-Treiber

Bei Anwendungen, bei denen hohe Leistungen und teilweise auch hohe Spannungen geschaltet werden müssen, kommen meistens Treiber-IC's zum Einsatz, da die Steuerelektronik nicht in der Lage und auch nicht dafür ausgelegt ist/wird, die Anforderungen zu erfüllen. Zwei wesentliche Merkmale einer Treiberschaltung sind deren Ausgangsspannung und der Ausgangsstrom.

Die Schwellenspannung heutiger Leistungshalbleiter wie z. B. MOSFET und IGBT liegt ungefähr zwischen 3 V und 5 V. Durch eine weitere Erhöhung verringert sich der Einschaltwiderstand bis er ca. im Bereich des im Datenblatt angegebenen Wertes konvergiert. Eine noch weitere Erhöhung hat keinen wesentlichen Nutzen mehr. Das Gegenteil ist der Fall. Durch die weitere Erhöhung steigt die Energiemenge, die im Umschaltzeitpunkt umgeladen werden muss und dadurch kommt es zu einer Verschlechterung der Schaltzeiten. Das bedeutet, dass der Treiber auf den verwendeten Halbleiter-Schalter abgestimmt werden muss.

Der Ausgangsstrom des Treibers spielt in Bezug auf die Schaltgeschwindigkeit eine wesentliche Rolle. Generell gilt, je höher der Ausgangsstrom, umso höher die Schaltgeschwindigkeit. Bei jedem Schalten muss die Gate-Kapazität eines z. B. MOSFET's umgeladen werden. Je größer der Strom, umso schneller geschieht dies. Auch sinken mit steigender Schaltgeschwindigkeit die Schaltverluste, welche zu einer signifikanten Temperaturerhöhung führen können. Bei häufigem Schalten muss dies unbedingt berücksichtigt werden.

Der Zusammenhang

$$I = \frac{Q}{t}$$

wobei Q die Gate-Ladung, t die Schaltdauer und I der dabei fließende Strom ist, zeigt, wie die Schaltgeschwindigkeit vom Strom abhängt. Will man z. B. die Schaltdauer halbieren, so muss man den Strom verdoppeln. Man sieht auch, dass die Gate-Kapazität möglichst klein sein soll.

Mit steigender Schaltgeschwindigkeit werden jedoch auch die Störungen (EMV) immer größer, die bei solchen Anwendungen nicht außer Acht gelassen werden dürfen.

Je nach Anwendung gibt es verschiedene Arten von Gate-Treibern. Welcher geeignet ist, muss individuell den Anforderungen angepasst werden.

3.2 Systemkonzept

Der ursprüngliche Ansatz der Systemrealisierung war die der Schaltmatrix, welche optisch entkoppelt von einem Steuerteil gesteuert wird. Da aber kein zusätzlicher Akku für die Versorgung des Steuerteils verwendet werden sollte und es kein fixes Bezugspotential gibt, musste dieses Konzept wieder fallen gelassen werden.

Alternativ ergab sich das Konzept, dass alle Akkus ihre eigene Steuerung, bezogen auf deren Bezugspotential erhielten und mit einer übergeordneten Steuerung über entkoppelte Datenleitungen kommunizieren. Im weiteren Verlauf dieses Dokuments wird die Elektronik der einzelnen Akkus als Leistungselektronik und die übergeordnete Steuerung als Steuerelektronik bezeichnet.

Abbildung 3.8 zeigt eine Übersicht über die Architektur des Gesamtsystems. Der bei der Steuerelektronik angeschlossene Akku dient nicht zur Versorgung dieser, sondern fungiert als Ausgleichsakku. Näheres dazu im Kapitel 3.6.

Die Hauptaufgaben jeder Leistungselektronik sind:

- Spannungsversorgung der einzelnen Komponenten
- Kommunikation mit der Steuerelektronik
- Ansteuerung der Schalter
- Messen der Akkuspannung und des Laststroms

Die Steuerelektronik wird aus der Spannung an einem der beiden Ausgänge versorgt. Der Prozessor übernimmt die Steuerung der einzelnen Komponenten und der Leistungselektroniken.

Durch diese Modularisierung kann das Batteriemanagementsystem für eine beliebige Anzahl an Akkus gebaut werden. Es ist immer eine Steuerelektronik notwendig, die Anzahl der Leistungselektroniken kann zwischen 1 und 8 variieren. Die vorerst limitierende Anzahl von acht Akkus resultiert aus dem verwendeten Adresserweiterungsbaustein für den I²C-Bus (siehe Kapitel 3.4).

Verbindung zwischen Steuer- und Leistungselektronik

Steuer- und Leistungselektronik sind über Steckverbinder und Kabel miteinander verbunden. Es ist einerseits eine Verbindung für die Buskommunikation notwendig und dazu kommt noch die Verbindung der Schaltmatrix, welche für den Laststrom ausreichend dimensioniert sein muss.

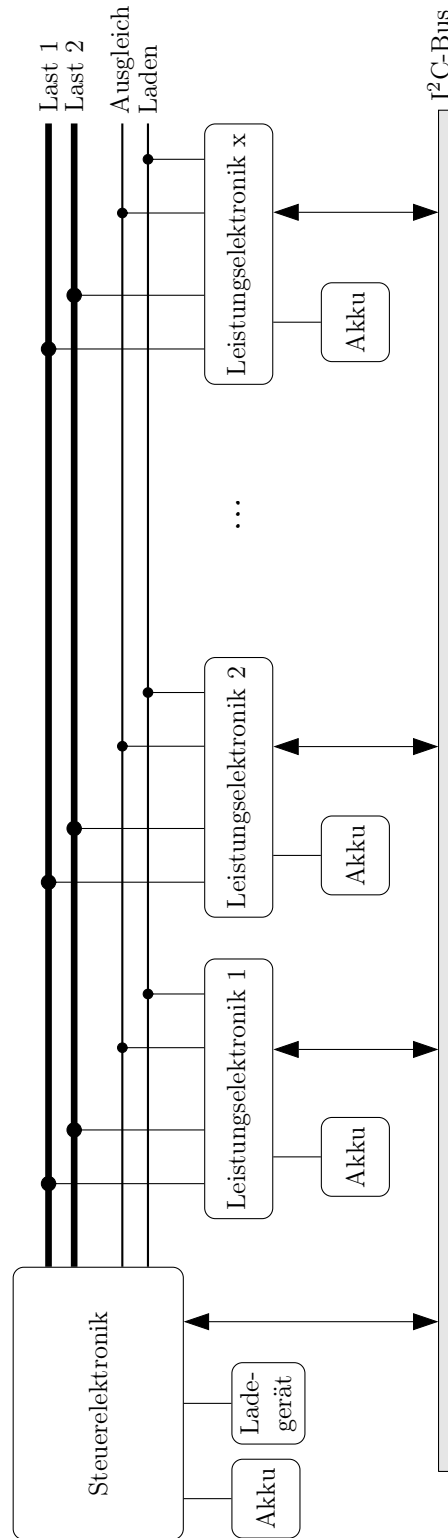


Abbildung 3.8: Gesamtübersicht

3.2.1 Steuerelektronik

Die Steuerelektronik enthält alle notwendigen Komponenten, die für den Betrieb notwendig sind. Ein Schaltregler, versorgt von der Ausgangsspannung, sorgt für die Betriebsspannung von 3.3 V. Der Prozessor übernimmt die Steuerung der gesamten Elektronik und dient der Rückmeldung an den Benutzer, welche über ein optionales LCD-Display realisiert werden kann. Des Weiteren werden alle erforderlichen Spannungen gemessen.

Zusätzlich ist noch der Baustein für den Ausgleichsakkum vorhanden, um das Anheben der Spannung einzelner Akkus zu ermöglichen (Kapitel 3.6).

Versorgung

Für die Versorgung der Steuerelektronik mit 3.3 V dient ein Schaltregler, welcher den großen Eingangsspannungsbereich von bis zu 90 V abdecken kann. Die Auswahl der verfügbaren Bauteile ist damit nicht mehr all zu groß. Der Vorteil aus der Versorgung durch die Ausgangsspannung liegt darin, dass diese immer auf Masse bezogen ist und somit sich das Bezugspotential nicht ändert. Auch wird damit nicht nur ein Akku belastet, sondern mehrere.

Schaltregler sind durch ihre äußerst hohe Effizienz von teilweise über 90 % für Anwendungen mit begrenzter Energieversorgung wie Akkus von hohem Interesse. Aufgrund ihrer geringen Verluste können sie auch relativ klein gebaut werden. Demgegenüber steht ein erhöhter Bauteilaufwand und ein höherer Preis im Vergleich zu einfachen Linearreglern.

Das grundsätzliche Prinzip besteht darin, dass ein Schalter (meist ein Feldeffekttransistor) periodisch geschlossen und wieder geöffnet wird. Um einen konstanten Ausgangsstrom zu erzeugen, muss bei geschlossenem Schalter Energie gespeichert werden, welche bei geöffnetem Schalter wieder abgegeben wird. Dazu wird häufig eine Induktivität verwendet. Mit diesem Ansatz ist es möglich, aus einer gegebenen Eingangsspannung eine niedrigere (Buck-Converter) als auch eine höhere (Boost-Converter) Ausgangsspannung zu erzeugen. Daneben gibt es auch noch Bausteine, die einen konstanten Strom treiben können und somit als Stromquelle arbeiten (Current-Mode).

Abbildung 3.9 zeigt das Prinzipschaltbild sowohl für einen Buck- (Step-down) als auch einen Boost-Converter (Step-up).

Da die interne Schaltfrequenz, mit der der Schaltregler arbeitet, abhängig vom Ausgangsstrom ist, kann diese stark variieren. Es ist darauf zu achten, dass diese nicht zu tief ist, sodass es durch die nachfolgende Induktivität nicht zu einer unerwünschten Geräuschentwicklung kommt. Dieses Problem kann vor allem dann auftreten, wenn der Regler im Leerlauf betrieben wird, da hier die Schaltfrequenz am niedrigsten ist.

Prozessor

Als Prozessor wurde der von AccuPower vorgeschlagene 32-Bit Prozessor STM32F0 von STMicroelectronics verwendet. Dieser zeichnet sich durch geringen Stromverbrauch, eine

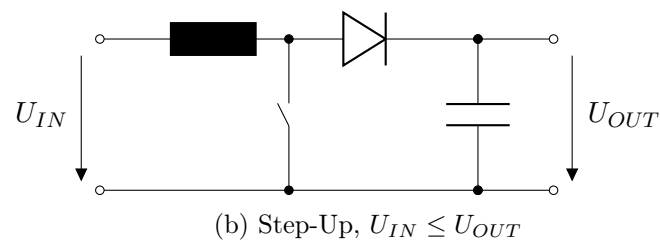
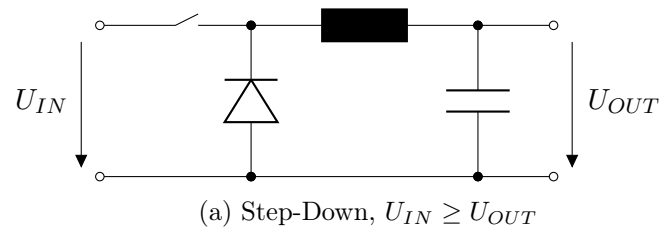


Abbildung 3.9: Prinzip eines Schaltreglers

große Anzahl an I/O-Ports und vielen weiteren Zusatzfunktionen aus.

Kommunikation

Für die Kommunikation nach außen als auch für die interne Kommunikation wurde der I²C-Bus gewählt. Dieser eignet sich für solche Anwendungen sehr gut und kann relativ einfach implementiert werden (siehe Kapitel 3.4).

Spannungsmessung

Auf der Steuerelektronik wird die Spannung der beiden Ausgänge, die Spannung des Ladegeräts (um zu erkennen, ob eines angeschlossen ist) und die Spannung des Ausgleichsakkus gemessen. Es wurde hier kein zusätzlicher AD-Wandler verwendet, sondern der interne AD-Wandler des Prozessors benutzt. Um nicht unnötig Energie zu verbrauchen wurde die Spannungsmessung schaltbar gemacht.

3.2.2 Leistungselektronik

Auf der Leistungselektronik sind alle Schalttransistoren und die nötigen Elemente für die Ansteuerung untergebracht. Für jeden Akku ist somit eine solche notwendig. Das Bezugspotential ist der jeweilige Minuspol des Akkus und nicht das Bezugspotential der Steuerelektronik. Dies macht eine Entkopplung notwendig, da sich ansonsten die Bezugspotentiale zueinander verschieben und einzelne Spannungen zu hohe Werte annehmen würden.

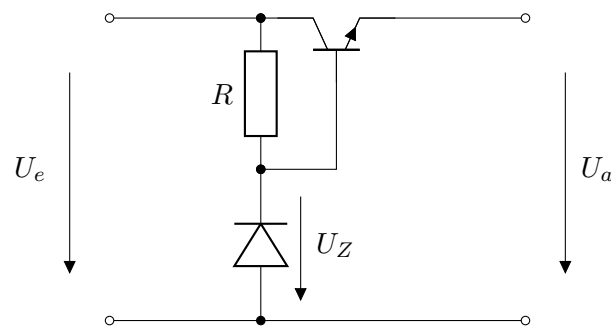


Abbildung 3.10: Prinzip eines Linearreglers

Versorgung

Die Versorgung der Leistungselektronik erfolgt aus dem Akku selbst. Um die erforderlichen 3.3 V zu erhalten wurde ein Linearregler verwendet. Dieser kann ohne großen Aufwand implementiert werden.

Linearregler: Die wesentlichen Vorteile eines Linearreglers wie der günstige Preis und die sehr einfache Beschaltung (häufig reicht ein Kondensator am Eingang und am Ausgang) sprechen deutlich für dessen Verwendung. Hinzu kommt noch ein deutlich geringeres Rauschen gegenüber Schaltreglern, da Linearregler nicht schalten. Jedoch bezahlt man dafür mit einer teilweise sehr schlechten Effizienz, die unter Umständen den Einsatz eines Kühlkörpers verlangt.

Die geringe Effizienz resultiert daraus, dass der Strom am Ausgang über einen veränderlichen Widerstand fließt und dabei die Spannungsdifferenz zwischen Eingang und Ausgang an diesem Widerstand abfällt. Der veränderliche Widerstand wird meist mit einem Transistor realisiert, der dann als Längstransistor bezeichnet wird. Die am Linearregler anfallende Verlustleistung berechnet sich dann zu

$$P_V = (U_e - U_a) \cdot I_a.$$

Man sieht, dass bei größer werdender Spannungsdifferenz zwischen Eingang und Ausgang die Verlustleistung bei konstanter Ausgangsspannung proportional mit der Eingangsspannung steigt. Diese Verlustleistung wird im Regler in Wärme umgesetzt. Auch der Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{U_a}{U_e} \cdot 100 \%$$

hängt direkt mit der Eingangs- und Ausgangsspannung zusammen. Mit schlechter werdendem Wirkungsgrad steigt auch die Erwärmung.

Eine sehr einfache Art eines Linearreglers zeigt Abbildung 3.10. Die Ausgangsspannung ist die Zenerspannung vermindert um den Wert der Basis-Emitter-Spannung des verwendeten

Transistors. Linearregler-IC's messen die Ausgangsspannung, vergleichen diese mit einer Spannungsreferenz und regeln dementsprechend den Spannungsabfall am Längstransistor.

Je nach verwendetem Transistor bzw. verwendeter Transistortechnologie benötigen Linearregler eine bestimmte Spannungsdifferenz von $U_{diff} \approx 2\text{ V}$ zwischen Eingang und Ausgang, um überhaupt zu funktionieren. Spezielle LDO-Regler (**L**ow **D**rop **O**ut) funktionieren auch mit einer wesentlich kleineren Spannungsdifferenz ($U_{diff} \approx 300\text{ mV}$ oder weniger). Moderne LDO-Regler können – je nach Einsatz – auch bereits Wirkungsgrade von deutlich über 80 % erzielen.

Kommunikation

Die Kommunikation mit der Steuerelektronik erfolgt prinzipiell über den I²C-Bus. Da aber Steuer- und Leistungselektronik unterschiedliche Bezugspotentiale haben, müssen die Datenleitungen entkoppelt werden. Dies geschieht mit einem eigens dafür vorgesehenen Baustein.

Ansteuerung der Schalter

Ein I/O-Expander, welcher über I²C angesprochen wird, dient zum Steuern der Gate-Treiber. Wird ein Ausgang auf HIGH gesetzt, so fließt der für den Treiber nötige Strom, welcher über einen Widerstand eingestellt werden kann. Ziel ist eine Gate-Source-Spannung U_{GS} für die Transistoren von ca. 10 V.

U/I-Messung

Die Spannungsmessung des Akkus erfolgt über einen 16-Bit $\Delta\Sigma$ -AD-Wandler mit interner Verstärkung. Damit lassen sich kleinere Signale mit einem gewünschten Faktor verstärken und der Eingangsspannungsbereich besser ausnützen. Die Messgenauigkeit leidet zwar etwas darunter, was aber für diesen Fall kein Problem darstellt.

Für die Laststrommessung wurde ein Shunt-Widerstand von 5 m Ω verwendet. Der entstehende Spannungsabfall wird ebenfalls mit dem AD-Wandler gemessen. Da dieser jedoch beim Laden des Akkus auch negativ sein kann, musste mit Hilfe der Referenzspannung des Wandlers dafür gesorgt werden, dass am Eingang des Wandlers keine negative Spannung anliegt.

Die Spannung von Akkus, welche gerade keine Last versorgen, muss nicht immer überwacht werden, da sie sich ja nicht innerhalb kurzer Zeit stark ändern kann.

Akkus, aus denen Strom bzw. Leistung entnommen wird, müssen regelmäßig bzgl. Spannung und Strom überwacht werden. Gerade der fließende Strom soll kontinuierlich gemessen werden, um a), den Zeitpunkt der eventuell nötigen Umschaltung auf einen anderen Akku besser vorbestimmen zu können, b) die Daten dem Nutzer zu Verfügung stellen zu können und vor allem c), bei Überschreitung des höchst zulässigen Wertes Maßnahmen wie das

Öffnen des Stromkreises zu gewährleisten. Da die Anforderung der Messwerte, Übertragung und Auswertung jedoch eine gewisse Zeit in Anspruch nimmt, ist die Überwachung des Stromes vor allem im Fehlerfall zu träge, sodass hier eine andere Lösung gefunden werden musste (siehe Kapitel 3.3).

Steckverbindungen

Geeignete Steckverbindungen für die Leiterplattenmontage zu finden, welche eine hohe Stromtragfähigkeit bei möglichst kleinen Abmessungen besitzen, ist relativ schwer. Die geforderten 30 A sind hier bereits sehr hoch gegriffen und können gerade noch erreicht werden.

3.3 Elektronische Sicherung

Da, wie bereits im Kapitel 3.2.2 erläutert, die sicherheitstechnische Überwachung des Stromes unerlässlich ist, muss eine Lösung, die möglichst schnell und zuverlässig ist, gefunden werden. Ansonsten droht im Fehlerfall die (thermische) Zerstörung von Bauteilen, welche auf jeden Fall vermieden werden soll.

3.4 Kommunikation

Jegliche Kommunikation intern (Platinen untereinander, intelligente Akkus mit dem Prozessor) als auch nach außen (mögliches LCD-Display) läuft über den I²C-Bus. Abbildung 3.11 zeigt die Topologie.

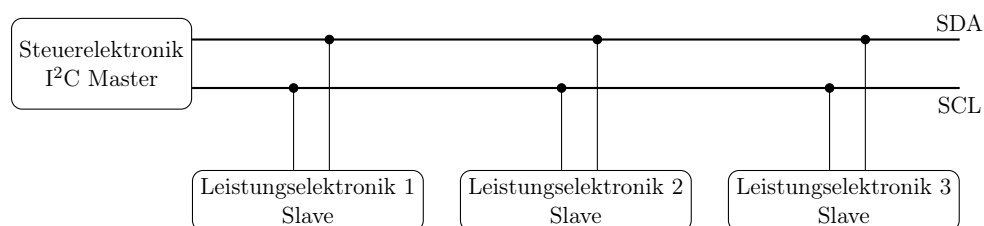


Abbildung 3.11: Bustopologie des I²C-Bus

3.4.1 Der I²C-Bus[11]

Der I²C-Bus ist für prozessorgesteuerte Anwendungen auf Platinen sehr gut geeignet und dementsprechend häufig anzutreffen. I²C steht dabei für **Inter-Integrated-Circuit** und wur-

de Anfang der 80er Jahre von Philips entwickelt. Es handelt sich um einen synchronen seriellen Zweidraht-Bus der eine bidirektionale Daten- und Taktleitung verwendet und für die Kommunikation von Prozessoren und IC's über kurze Distanzen geeignet ist. Es gibt mindestens einen Master und bis zu 127 Slaves, von denen jeder eine eindeutige Adresse besitzt und über die der Slave angesprochen werden kann. Darüber hinaus kann es auch mehrere Master geben (Multimaster-Mode). Zwei Geräte können dabei direkt miteinander kommunizieren.

Eine Datenübertragung geht immer vom Master aus. Der Datentransfer erfolgt über eine Datenleitung (SDA) und dazu ist noch zusätzlich eine Taktleitung (SCL) notwendig. Der Takt wird vom Master generiert.

Elektrische Spezifikation

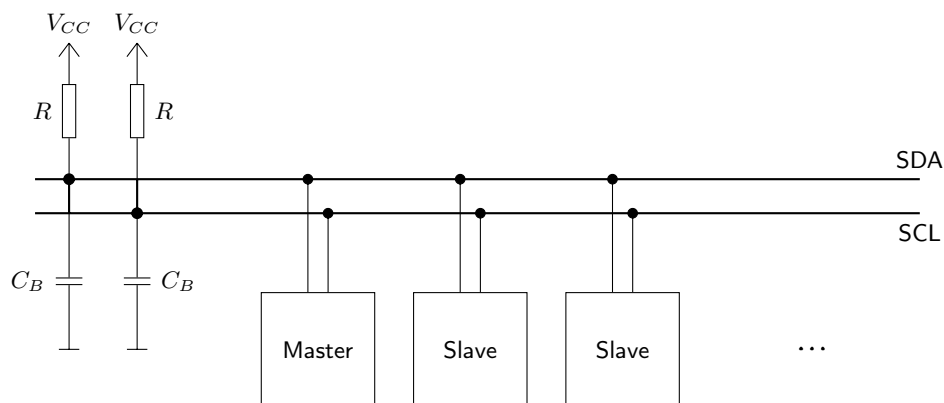


Abbildung 3.12: Aufbau des I²C-Bus

Abbildung 3.12 zeigt den relativ einfachen elektrischen Aufbau des Systems. Der Widerstand R ist ein Pull-Up-Widerstand für die Daten- und Taktleitung. Die angeschlossenen Geräte besitzen demzufolge Open-Collector bzw. Open-Drain Ausgänge. Der Widerstandswert ist nicht normiert und hängt auch von der Versorgungsspannung V_{CC} ab. Wird dieser jedoch zu groß gewählt, kann dies einen negativen Einfluss auf die Übertragungsgeschwindigkeit haben.

Die Logik des I²C-Bus ist positiv, das heißt, ein High-Pegel auf der Datenleitung entspricht einer logischen '1', ein Low-Pegel einer logischen '0'. Die minimalen und maximalen Spannungspegel für Low und High sind von der Versorgungsspannung abhängig und betragen:

- Low: max. $0.3 \cdot V_{CC}$
- High: min $0.7 \cdot V_{CC}$

Die Buskapazität C_B ist meist begrenzt auf $10 \text{ pF} \leq C_B \leq 400 \text{ pF}$. Der Grund dafür liegt in der Beeinflussung der Anstiegs- und Abfallzeiten der Signale von SCL und SDA.

Es sind folgende Betriebsmodi verfügbar:

Modus	Übertragungsrate
Standard Mode	100 kbit/s
Fast Mode	400 kbit/s
Fast Mode Plus	1.0 Mbit/s
High Speed Mode	3.4 Mbit/s
Ultra Fast-mode	5.0 Mbit/s

Tabelle 3.1: Betriebsmodi des I²C-Bus

Die Buskapazität bildet zusammen mit dem Pull-Up-Widerstand einen Tiefpass, dessen Zeitkonstante die Übertragungsgeschwindigkeit gegebenenfalls limitiert. Dadurch kann die Anzahl der verbundenen Teilnehmer aufgrund deren Kapazität begrenzt sein, bzw. kann es sein, dass der gewünschte Modus mit einer zu hohen Buskapazität nicht funktioniert. Beim Aufbau ist darauf achtzugeben!

Optional besitzen die meisten IC's, die über I²C angesprochen werden, einen Interrupt-Anschluss. Da der Datentransfer vom Master ausgeht, ist es für Slaves mit dieser Leitung möglich, den Master auf ein Ereignis hinzuweisen, sodass dieser dementsprechend reagieren kann.

Adressierung

Das erste bei einer beginnenden Datenübertragung vom Master gesendete Byte ist das Adress-Byte. Die ersten sieben Bit ($2^7 = 128$ mögliche Slaves) beinhalten die tatsächliche Slave-Adresse und mit dem achten Bit wird dem Slave mitgeteilt, ob es sich um einen Schreib- oder Lesevorgang handelt. Häufig sind bei IC's lediglich die letzten drei Adress-Bits vom Anwender frei konfigurierbar, was die Anzahl der Teilnehmer stark beschränkt. Die Ursache dafür ist, dass Adressen, die mit 0000 oder 1111 beginnen, reserviert sind. Somit können anstelle der 128 Slaves also 16 weniger, also 112, angeschlossen werden. Mit Hilfe von sogenannten Adresserweiterungsbausteinen – wie sie auch im Rahmen dieser Arbeit verwendet wurden – lässt sich die Anzahl der Teilnehmer jedoch wieder erhöhen.

Es sei hier noch erwähnt, dass es auch eine 10-Bit-Adressierung gibt, welche abwärtskompatibel ist.

Betriebsmodi

Die angegebene Übertragungsgeschwindigkeit ist der mit dem Modus maximal erreichbare Wert, dieser wird jedoch nicht garantiert.

Es sei darauf hingewiesen, dass im Ultra Fast-mode nur noch eine unidirektionale Datenübertragung möglich ist. In allen anderen Modi ist eine bidirektionale Datenübertragung möglich.

Verwendungsmöglichkeiten und Stabilität

Eine wesentliche Stärke des I²C-Bus ist dessen einfacher Aufbau. Da lediglich zwei Pins an einem Prozessor benötigt werden, ist dieser Bus vor allem bei Mikroprozessoren weit verbreitet. Dies erlaubt kleine Bauformen, spart somit Platz und Chipfläche, was sich preislich auswirkt. Auch die äußere Beschaltung lediglich mit Widerständen spricht für den Bus. Er wird meist für Zwecke genützt, bei denen keine all zu hohe Übertragungsrate nötig ist wie z. B. das Senden von Steuer- und Konfigurationsdaten, auslesen von AD-Wandlern, Multiplexern und ähnliches. In der Vergangenheit hatte das Protokoll deshalb eine wesentliche Bedeutung im Chipkartenbereich.

An sich ist das System relativ stabil, ist aber auf äußere Einflüsse wie Rauschen und EMV-Störungen empfindlich. Auch größere Entfernungen können nicht überbrückt werden. Weiterer Nachteil ist, dass es keinen Timeout gibt, sodass einzelne Teilnehmer den gesamten Bus dauerhaft lahmlegen können.

3.5 Laden

Die Möglichkeit des Ladens der Akkus sollte auch implementiert werden. Dies beschränkt sich jedoch rein auf das Herstellen einer Verbindung zwischen Ladegerät und Akku. Den Ladevorgang selbst regelt das Ladegerät.

3.6 Ausgleichsakkus

Das Konzept des Ausgleichsakkus geht mit der Problematik des Parallelschaltens zweier Akkus einher. Das Batteriemanagementsystem ermöglicht es, eine beliebige Anzahl an Akkus parallel zu schalten. Dies ist jedoch nur möglich, wenn die Differenzspannung der Akkus nicht zu groß ist. Andernfalls beginnt ein (sehr hoher) unkontrollierter Ausgleichsstrom zu fließen und die Akkus gleichen ihre Spannung aneinander an. Wird dieser Strom zu groß, so schaltet die integrierte Schutzelektronik aus Sicherheitsgründen den Akku ab. Um dieser Problematik vorzubeugen ist es möglich, einen weiteren Akku (eben diesen Ausgleichsakkus) an die Steuerelektronik anzuschließen, welcher dazu genützt werden kann, um andere Akkus zu laden und somit die Spannungsunterschiede möglichst auszugleichen. Für die Realisierung wurde dazu ein eigener Buck-Boost-Regulator implementiert, der diesen Ausgleichsvorgang übernimmt. Dieser wird mittels Spannungsteiler auf eine bestimmte Ausgangsspannung konfiguriert (entspricht der Nennspannung der Akkus) und limitiert dabei den Ausgangsstrom auf einen bestimmten einstellbaren Wert.

Ob und in wie weit dieses Konzept praxistauglich ist, kann nicht beurteilt werden, da es

noch keinerlei Erfahrungen damit gibt. Da der maximale Ausgangsstrom des Reglers auf 4 A begrenzt wird, dauert das Laden eines Akkus dementsprechend, sodass es eine gewisse Vorlaufzeit braucht, bis die Spannung angehoben wird und der Akku somit mit einem anderen parallel geschaltet werden kann.

3.7 Programmierung

Erst im Zusammenspiel mit Software kann eine Elektronik ihr volles Potential ausschöpfen. Deshalb ist eine sorgfältige Programmierung auch wesentlicher Bestandteil jeder Entwicklungsarbeit und darf in keinerlei Hinsicht unterschätzt werden. Da Mikrocontroller heute bei sehr kleiner Baugröße eine hohe Rechenleistung in Kombination mit (für die meisten Anwendungen) ausreichend Programmspeicher bei vertretbaren Kosten bieten, sind sie so gut wie in jeder Elektronik – sei es in der Industrie, im Haushalt, in Unterhaltungselektronik und sogar in Spielsachen und Wegwerfprodukten – teilweise mehrfach in irgendeiner Form zu finden. Elektroniken, die rein auf Hardware basieren und ohne jegliche Software auskommen, sind kaum noch zu finden. Das Zusammenwirken von Hard- und Software eröffnet auch sehr viele Möglichkeiten.

Die wesentlichen Punkte bei der Programmierung des Batteriemanagementsystems sind das Ver- und Umschalten von/zwischen Akkus, das Messen diverser Spannungen und Ströme sowie die Interaktion mit dem Benutzer.

Gerade das Umschalten bei der unterbrechungsfreien Versorgung einer Last muss gut durchdacht und die Schaltzeitpunkte der einzelnen Schalter klar definiert sein. Ein zu frühes oder zu spätes Schalten kann einerseits zu Versorgungsunterbrechungen bzw. andererseits zu unerwünschten Ausgleichsströmen führen, welche das Abschalten einzelner Komponenten zur Folge haben können. Ein exaktes Timing, wann welcher Schalter öffnet oder schließt ist also unerlässlich.

Zum Ein- bzw. Umschalten gibt es zwei Möglichkeiten. Eine Möglichkeit wäre das Schalten nach einem bestimmt definierten Ablauf, ohne darauf zu achten, ob Stromspitzen dabei auftreten und der zeitliche Verlauf der Spannung den Anforderungen entspricht. Dies muss im Vorhinein bei der Entwicklung so abgestimmt werden, dass sich die dabei ergebenden Signalverläufe innerhalb ihrer Grenzen bewegen.

Eine andere Möglichkeit wäre das Schalten in Abhängigkeit des dabei fließenden Stromes. Dabei würde der Schalter geschlossen werden und der fließende Strom gemessen. Überschreitet der Strom eine bestimmte Schwelle, so wird der Schalter für eine gewisse Zeit wieder geöffnet und anschließend wieder geschlossen. Dieser Vorgang wird solange wiederholt, bis das Stromlimit nicht mehr überschritten wird. Die beim Öffnen und Schließen anfallende Verlustleistung muss jedoch berücksichtigt werden, sodass der Schalter keinen Schaden nimmt.

3.8 Elektromagnetische Verträglichkeit und Zuverlässigkeit

Sowohl die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) als auch die Zuverlässigkeit eines Geräts sind Merkmale für die Qualität eines Produktes. Funktioniert ein Gerät für sich problemlos, jedoch in Verbindung mit anderen Geräten verursacht es Probleme bzw. funktioniert es nicht oder nur teilweise, so leidet die vom Benutzer empfundene Qualität enorm. Die Verfügbarkeit soll immer unter allen Umständen gegeben sein und so geht auch die Zuverlässigkeit mit der EMV einher.

Da gerade Firmen im Elektronikbereich heute unter enormem Zeit- (time-to-market) und Kostendruck stehen, bleibt für Entwicklung, Test und Qualitätssicherung bei vertretbarem Aufwand/Nutzen oft nicht genügend Zeit. Und so kommt es immer wieder vor, dass bestimmte Modellreihen eines Produkts bzw. einer Marke als fehleranfällig gelten. Trotz immer kürzer werdender Lebenszyklen von Elektronikgeräten ist die Zuverlässigkeit während der Produktlebensdauer Ziel des Herstellers, um Garantieforderungen möglichst zu vermeiden. Leider hört man in diesem Zusammenhang auch immer wieder den Begriff der geplanten Obsoleszenz (geplante, absichtliche Verringerung der Lebensdauer).

3.8.1 EMV

Die elektromagnetische Verträglichkeit eines Gerätes wird heute vom Benutzer als gegeben angesehen. Damit das auch so ist und auch bleibt, sollte dem Thema bereits bei der Entwicklung von Beginn an Aufmerksamkeit geschenkt werden, sodass nicht am Ende des Entwicklungsprozesses böse Überraschungen warten. Sowohl das Aussenden von Störsignalen als auch die Empfindlichkeit auf äußere Störsignale muss berücksichtigt werden. Da die Taktzeiten vieler Systeme immer kürzer werden und die dabei entstehenden Frequenzen bei immer kleiner werdenden Bauteilen immer höher, hat die elektromagnetische Verträglichkeit in den letzten Jahren sowohl auf Geräte- als auch auf Chipebene enorm an Bedeutung gewonnen.

Vor allem hochfrequente Signale mit schnellen zeitlichen Änderungen von Strom und/oder Spannung bereiten Probleme. Die zum Teil kleinen Abmessungen tragen ebenso dazu bei und so entstehen zum Teil sehr hohe Feldstärken, welche sich in der Umgebung ausbreiten. Auch leitungsgeführte Rückwirkungen wie z. B. von Schaltnetzteilen aufgrund ihrer hohen Schaltfrequenzen und anderer Geräte bereiten zum Teil Probleme.

Maßnahmen gegen die Störaussendung und -empfindlichkeit reichen von relativ simplen Ansätzen wie der Anordnung von Bauteilen auf Leiterplatten, die relativ einfach bei äußerst geringen Kosten umgesetzt werden kann, bis zum Einsatz spezieller (teurer) Bauteile und/oder Schirmungen.

Zwei wichtige Parameter bzgl. EMV sind die Funktstörspannung (hochfrequente leitungsgeführte Störungen z. B. über Netzzuleitungen) sowie die Funktstörstrahlung (feldgebundene Störaussendung).

Funktstörspannung

Da die Elektronik unabhängig von einer Netzversorgung betrieben wird, entfällt die Messung der relevanten Funkstörspannung, welche Auswirkungen auf die Zuleitungen hätte. Prinzipiell wird bei dieser Messung durch eine Netznachbildung die Eigenschaft des Versorgungsnetzes nachgebildet, sodass man vergleichbare Messergebnisse erhält und dabei die von dem zu prüfenden Gerät verursachten Störspannungen an einen Messempfänger auskoppelt. Der dabei betrachtete Frequenzbereich hängt von der anzuwendenden Norm ab und unterscheidet auch zwischen dem vorhergesehenen Einsatzort (z. B. Haushalt oder Industrie).

Funktstörstrahlung

Bei der Messung der Funkstörstrahlung werden die vom Prüfling ausgesendeten elektromagnetischen Störungen in einem geeigneten Prüfaufbau ermittelt. Der zu erfassende Frequenzbereich ist abhängig von den höchsten in der Schaltung vorkommenden Frequenzen und dem Einsatzbereich und muss in Einklang mit den gültigen Normen gewählt werden. Auch der dazugehörige Messaufbau ist der Norm zu entnehmen. Zur Messung und Bewertung der Messergebnisse dient ein Quasipeakdetektor.

3.8.2 Zuverlässigkeit

Viele Fehlerursachen beim Versagen von elektronischen Bauteilen/Geräten sind auf zu hohe Temperaturen zurückzuführen. Oftmals reicht es, wenn ein einzelnes Bauteil unter vielen versagt, sodass es zum Ausfall der gesamten Elektronik kommt. Somit hängt die Zuverlässigkeit des Gesamtsystems von der Zuverlässigkeit eines einzelnen Bauteils ab.

Vor allem Halbleiterbauelemente und Kondensatoren sind gegenüber erhöhten Temperaturen anfällig.

Neben der Temperatur sind auch zu knapp dimensionierte Bauteile ein weiteres Problem. Reserven hinsichtlich Spannung und Strom sind oftmals nicht gegeben, sodass bestimmte Bauteile schon im normalen Betrieb knapp an ihren Grenzwerten operieren. Bei unvorhergesehenen Ereignissen oder geringen Störungen werden diese Grenzwerte dann schnell überschritten und führen zum Ausfall.

Die Anforderungen und Einflüsse (mechanisch, elektrisch, thermisch,...) sind vielzählig und können in Summe eine ziemliche Herausforderung bei der Entwicklung darstellen.

In Bezug auf das Batteriemanagementsystem wurde darauf geachtet, dass zumindest die genannten Punkte berücksichtigt und die Bauteile nach Möglichkeit dementsprechend dimensioniert wurden. Für alle verwendeten Bauteile wurden zumindest überschlagsmäßig die Verluste berechnet, um sicher zu gehen, dass diese nicht überschritten werden. Bei den Transistoren für die Schalter wurde die Verlustleistung immer im Auge behalten, da diese dementsprechend einen Flaschenhals bilden und als Schwachstelle des Gesamtsystems gelten.

Kapitel 4

Umsetzung

Die im folgenden Kapitel gezeigten Abbildungen sind teilweise nur schematisch und vereinfacht dargestellt und dienen nur zur Veranschaulichung. Die tatsächliche Realisierung kann davon abweichen.

4.1 Steuerelektronik

Die Steuerelektronik steuert und überwacht alle Abläufe. Von hier aus werden alle angeschlossenen Leistungselektroniken angesprochen und die Befehle für das Verschalten von Akkus gegeben. Für jedes Gerät ist eine Steuerelektronik notwendig. Die Anzahl der angeschlossenen Leistungselektroniken kann beliebig erweitert werden. Eine Übersicht liefert Abbildung 4.1.

4.1.1 Energieversorgung

Damit für die Versorgung der Steuerelektronik nicht eine eigene Energiequelle bzw. ein eigener Akku erforderlich ist, wird diese aus der (höheren) Ausgangsspannung gewonnen. Dazu werden die beiden Ausgänge über Dioden mit dem Eingang des Schaltreglers verbunden. Somit versorgt jene Ausgangsspannung, welche gerade den größeren Wert besitzt, die gesamte Elektronik. Verglichen mit dem erwarteten Laststrom ist der Strom bzw. die benötigte Leistung vernachlässigbar klein.

Der Schaltregler muss einen großen Eingangsspannungsbereich besitzen (notwendig bei der Serienschaltung von Akkus), daraus die geforderten 3.3 V erzeugen und möglichst eine hohe Effizienz besitzen, um die Verluste gering zu halten.

Eine Beschaltung vor dem Schaltregler ermöglicht das Ein- und Ausschalten der Elektronik über einen Taster. Wird der Taster gedrückt, so wird der Schaltregler und damit der Prozessor versorgt. Nach setzen eines Pins am Prozessor kann der Taster losgelassen werden. Wird der Taster erneut gedrückt, so wird dies vom Prozessor erkannt, eine Shutdown-Sequenz

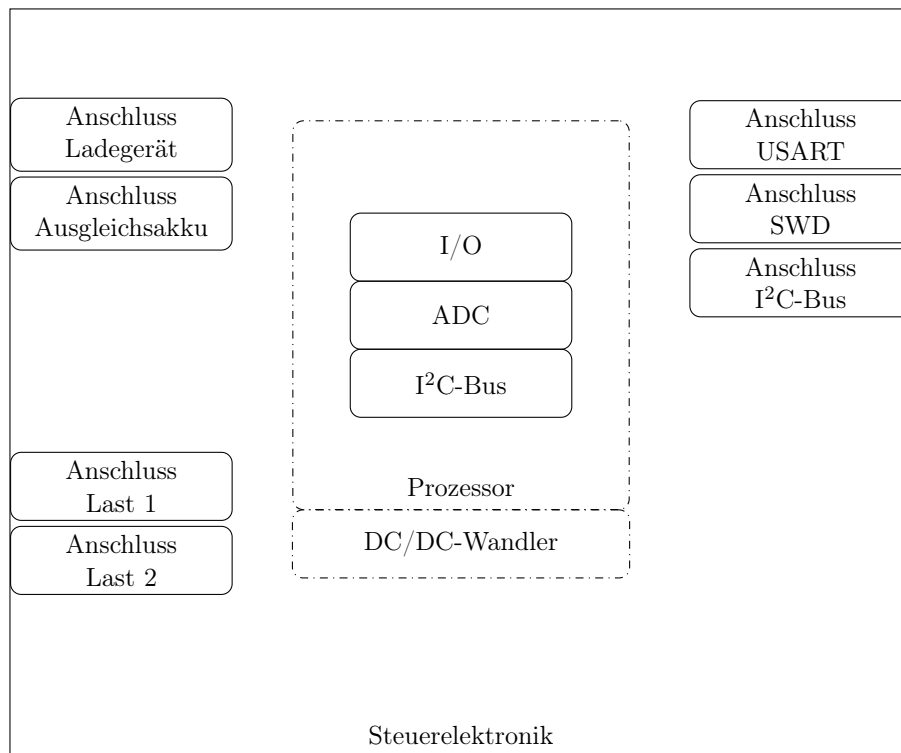


Abbildung 4.1: Steuerelektronik

eingeleitet und der Pin wird wieder rückgesetzt. Dadurch wird die Spannungsversorgung des Prozessors unterbrochen und das Gerät ausgeschaltet.

Da im ausgeschalteten Zustand keine Spannung an den Ausgängen anliegt, steht keine Spannung zur Versorgung des Prozessors zu Verfügung. Deshalb wurde eine Knopfzelle integriert, die die Energie liefert, bis der Prozessor den Pin für die Versorgung aus dem Ausgang setzt.

4.1.2 Der Prozessor

Den Kern der Steuerelektronik bildet der STM32F0-Mikrocontroller von STMicroelectronics. Dabei handelt es sich um einen 32-Bit Controller, welcher sich durch eine hohe Anzahl an Ein- und Ausgängen und geringen Energieverbrauch auszeichnet.

Der Prozessor ist ein ARM Cortex-M0 mit 48 MHz. Die ARM-Architektur ist eine der weltweit meistverbreiteten und bekannt für ihren effizienten Befehlssatz und eine geringe Stromaufnahme. Durch diese und weitere Eigenschaften wurde die ARM-Architektur fast zum Standard vor allem bei Embedded-Systems.

ARM steht für **A**dvanced **R**ISC **M**achine, was bedeutet, dass jeder Befehl des Befehlssatzes in nur einem Taktzyklus ausgeführt wird.

Der interne AD-Wandler wird dazu verwendet, um die Spannung an den Ausgängen, die

Ladegerätsspannung sowie die Spannung des Ausgleichsakkus zu messen. Dazu wird die jeweils zu messende Spannung über einen Schalter und Spannungsteiler an einen Eingang des Prozessors geschaltet. Ist der Messvorgang beendet, so wird der Schalter wieder geöffnet. Der Schalter dient dazu, dass nicht ständig ein Strom durch den Spannungsteiler fließt und somit die anfallenden Verluste möglichst gering sind.

Die Programmierung des Controllers erfolgt über die USART-Schnittstelle, während der Datentransfer zu den Leistungselektroniken über den integrierten I²C-Bus geschieht. Zusätzlich werden noch mehrere Ein- und Ausgänge für diverse Aufgaben benötigt.

I²C-Modul

Der verwendete Prozessor bietet zwei voneinander unabhängige I²C-Module, die jeweils im Standard mode und auch im Fast mode als Multimaster oder auch als Slave betrieben werden können und sowohl 7-Bit als auch 10-Bit Adressierung ermöglichen. Zusätzlich stehen auch analoge und digitale Filter zu Verfügung.

4.1.3 Laden

Für das Schalten des Ladegeräts wurde derselbe Schalter und dieselbe Ansteuerung wie in der Schaltmatrix verwendet. Die Spannung des Ladegeräts kann mittels Prozessor gemessen werden.

4.1.4 Ausgleichsakku

Um die Idee bzw. das Konzept des Ausgleichsakkus zu realisieren wurde ein Buck-Boost-Regulator verwendet, der am Ausgang einen konstanten Strom treiben kann (Current Mode). Als Referenzwert für den Ein- und Ausgangsspannungsbereich diente hierbei die maximale Akkuspannung von 30 V. Der Ausgangsstrom sollte möglichst groß sein (mind. in der Größenordnung von 4 A), sodass der Ausgleichsvorgang möglichst schnell abläuft. Die Spannung des Ausgleichsakkus kann mittels Prozessor gemessen werden.

Der große Spannungsbereich in Verbindung mit dem hohen Ausgangsstrom machte die Suche nach einem geeigneten Verfahren/Baustein schwierig. Es konnte jedoch ein Baustein gefunden werden, welcher die Anforderungen erfüllt (siehe Abbildung 4.2). Die in einer Vollbrücke angeordneten Transistoren dienen als Schalter und werden von einer Logik paarweise angesteuert, sodass sich der gewünschte Ausgangsstrom einstellt. U_{IN} ist dabei die Spannung des Ausgleichsakkus und U_{OUT} die Spannung des Akkus, welcher geladen bzw. dessen Spannung angehoben werden soll. Es ist nur ein Strom vom Ausgleichsakku zu einem anderen Akku möglich. In die andere Richtung (also laden des Ausgleichsakkus durch einen anderen Akku) ist nicht möglich.

Mit dem gewählten Baustein ist es möglich, einen Akku aus einem anderen zu laden. Über einen externen Spannungsteiler kann die Ausgangsspannung eingestellt und über einen Shunt-Widerstand der dabei maximal fließende Strom reguliert werden. Der dabei erzielte Ausgangsstrom lag etwas über 4 A.

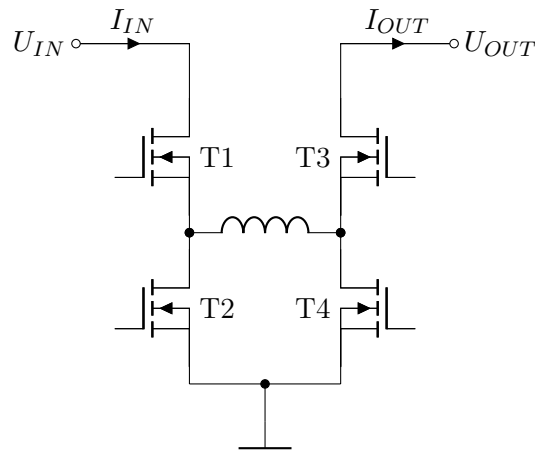


Abbildung 4.2: Prinzip des Buck-Boost Regulator LTM8055

Ein Vorteil dieses Bausteins gegenüber anderen ist die Tatsache, dass die Induktivität bereits im Baustein integriert ist. Es ist somit davon auszugehen, dass die Bauteilwerte aufeinander abgestimmt und auch keine externen Leistungsbauteile notwendig sind.

Eine weitere positive Eigenschaft des Bausteins ist die Möglichkeit, zwei Bausteine parallel schalten zu können. Damit verdoppelt sich der Ausgangsstrom. Der hohe Preis ist jedoch ein nicht zu vernachlässigender Faktor. Da der Baustein aber nur einmal (beim Parallelschalten natürlich zweimal) benötigt wird und das Ausgleichen optional ist, ist dies vertretbar.

4.2 Leistungselektronik

Der Kern jeder Leistungselektronik ist die aus Feldeffekttransistoren bestehende Schaltmatrix (siehe nächstes Kapitel). Sie übernimmt die eigentliche Aufgabe der Verschaltung. Die umgebende Peripherie dient zur Überwachung und Ansteuerung der Transistoren. Abbildung 4.3 liefert einen Überblick. Für einen jeden Akku ist eine solche Leistungselektronik notwendig. Es ist lediglich eine Bus-Verbindung zur Steuerelektronik nötig, die die Kommunikation ermöglicht.

4.2.1 Die Schaltmatrix

Das Konzept der Schaltmatrix, welches bereits kurz in Kapitel 3 erläutert wurde, bietet eine hohe Flexibilität bzgl. der Positionen, an die ein einzelner Akku geschaltet werden kann. Ein wesentlicher Nachteil demgegenüber ist der hohe Schaltungsaufwand. Da der verwendete Schalter aus zwei Transistoren besteht, steigt die Anzahl der Bauteile für die Schaltmatrix rasch an. Dies kann zu einem Platzproblem führen und die entstehenden Kosten auch in die Höhe treiben. Sollte es notwendig sein, Transistoren parallel zu schalten, um einen höheren Strom führen zu können, so verdoppelt sich der Platzbedarf beinahe.

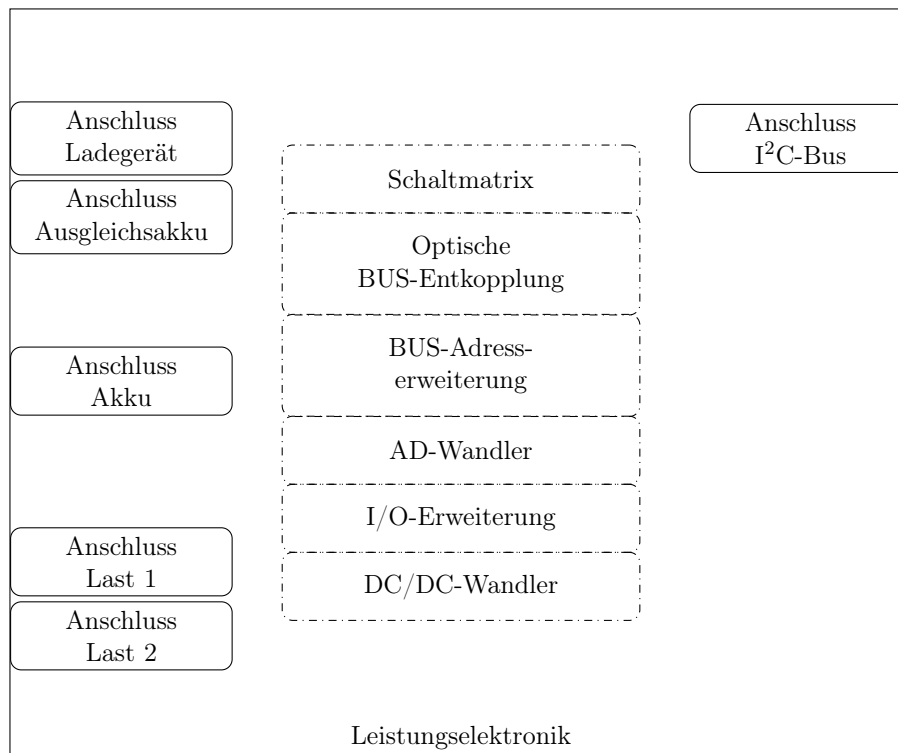


Abbildung 4.3: Leistungselektronik

Aus den Anforderungen ergab sich die in Abbildung 4.4 zu sehende Anordnung der Schalter. Wie zu sehen ist, ist es möglich zwei Lasten unabhängig voneinander zu versorgen. Der Spannungsabgriff für den Verbraucher erfolgt dabei zwischen $V1+$ und $V1-$ bzw. $V2+$ und $V2-$. Die Anordnung erlaubt es auch, eine beliebige Anzahl an Akkus zu implementieren. Auch die Einbindung eines Ladegerätes (LADEN+ und LADEN-) ist zu sehen. Das Laden eines oder mehrerer Akkus wird dadurch ermöglicht.

Die beiden Lasten sowie das Ladegerät besitzen dasselbe Bezugspotential ($V1-$, $V2-$, LADEN-) und bilden somit das GND-Potential. Der negative Pol einzelner Akkus und damit auch das Bezugspotential der dazugehörigen Leistungselektronik kann von diesem Bezugspotential bei der Serienschaltung von Akkus abweichen.

4.2.2 Ansteuerung der Schaltmatrix

Für die Ansteuerung wurde ein optisch isolierter Gate-Treiber gewählt. Die gewünschte Gate-Source-Spannung U_{GS} kann damit relativ einfach über einen externen Widerstand eingestellt werden (Abbildung 4.5). Abhängig vom fließenden Strom stellt sich die Spannung U_{GS} ein. Zum Schalten reicht das Setzen bzw. Rücksetzen eines Ausgangs des Mikrocontrollers bzw. des verwendeten I/O-Expanders.

Der Einsatz des gewählten Gate-Treibers ermöglicht einen sanften Umschaltvorgang oh-

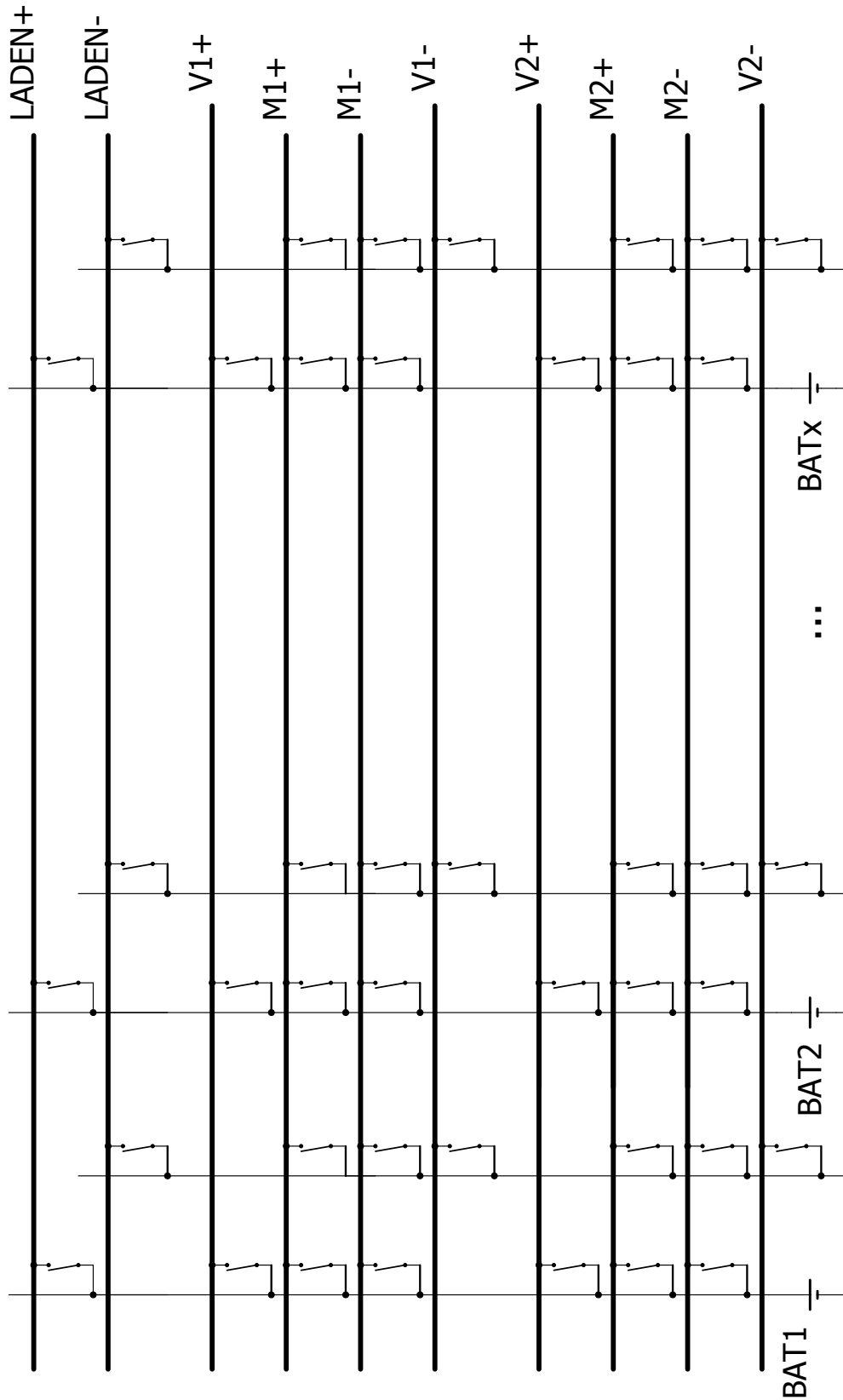


Abbildung 4.4: Prinzipdarstellung der Verschaltung

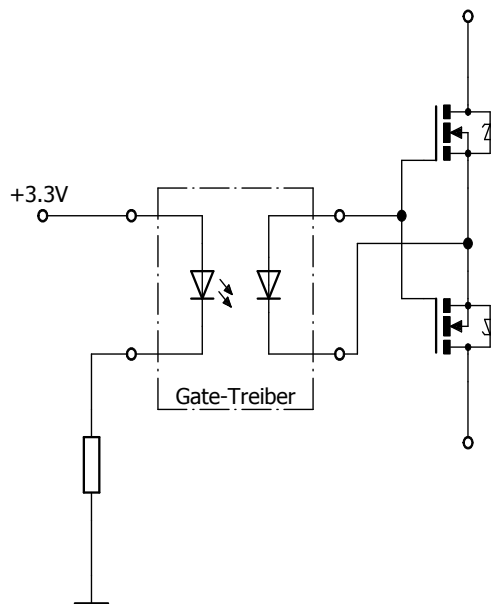


Abbildung 4.5: Ansteuerschaltung der Transistoren

ne große Spannungssprünge am Ausgang, welche unerwünscht sind. Da ein Schalten der Transistoren nur sehr selten erwartet wird, stellt die dabei entstehende Verlustleistung kein Problem dar. Weiters ist es sehr einfach, eine andere Gate-Source-Spannung zu erzeugen. Es ist jedoch darauf zu achten, dass die Transistoren vollständig durchgeschaltet werden, sodass der Kanalwiderstand $r_{DS,on}$ möglichst klein ist um unnötige Verluste zu vermeiden.

Verwendetes Bauteil:

- Gate-Treiber → FDA217

4.2.3 Weitere Peripherie

Neben den Leistungsbauteilen befinden sich auf jeder Leistungselektronik noch zusätzliche notwendige Funktionsblöcke. Die Energieversorgung einer jeden Leistungselektronik übernimmt der jeweils dazugehörige Akku. Die Betriebsspannung beträgt 3.3 V. Diese wird mittels Linearregler erzeugt, der eine möglichst hohe Effizienz aufweist.

Außerdem ist der Einsatz eines I/O-Expanders notwendig, um die Gate-Treiber anzusteuern und ein AD-Wandler um sowohl Akkuspannung als auch Akkustrom (über einen Shunt-Widerstand) zu messen.

Die Kommunikation der Bausteine zur Steuerelektronik wurde mittels I²C-Bus realisiert. Da das Bezugspotential von Leistungs- und Steuerelektronik unterschiedlich sein kann, werden die Busleitungen vom Mikrocontroller optisch isoliert. Dazu befindet sich ein eigener Baustein auf jeder Leistungselektronik (IC1, Abbildung 4.6 und 4.7). Somit spielt es keine Rolle, ob Steuer- und Leistungselektronik dasselbe Bezugspotential besitzen. Weiters

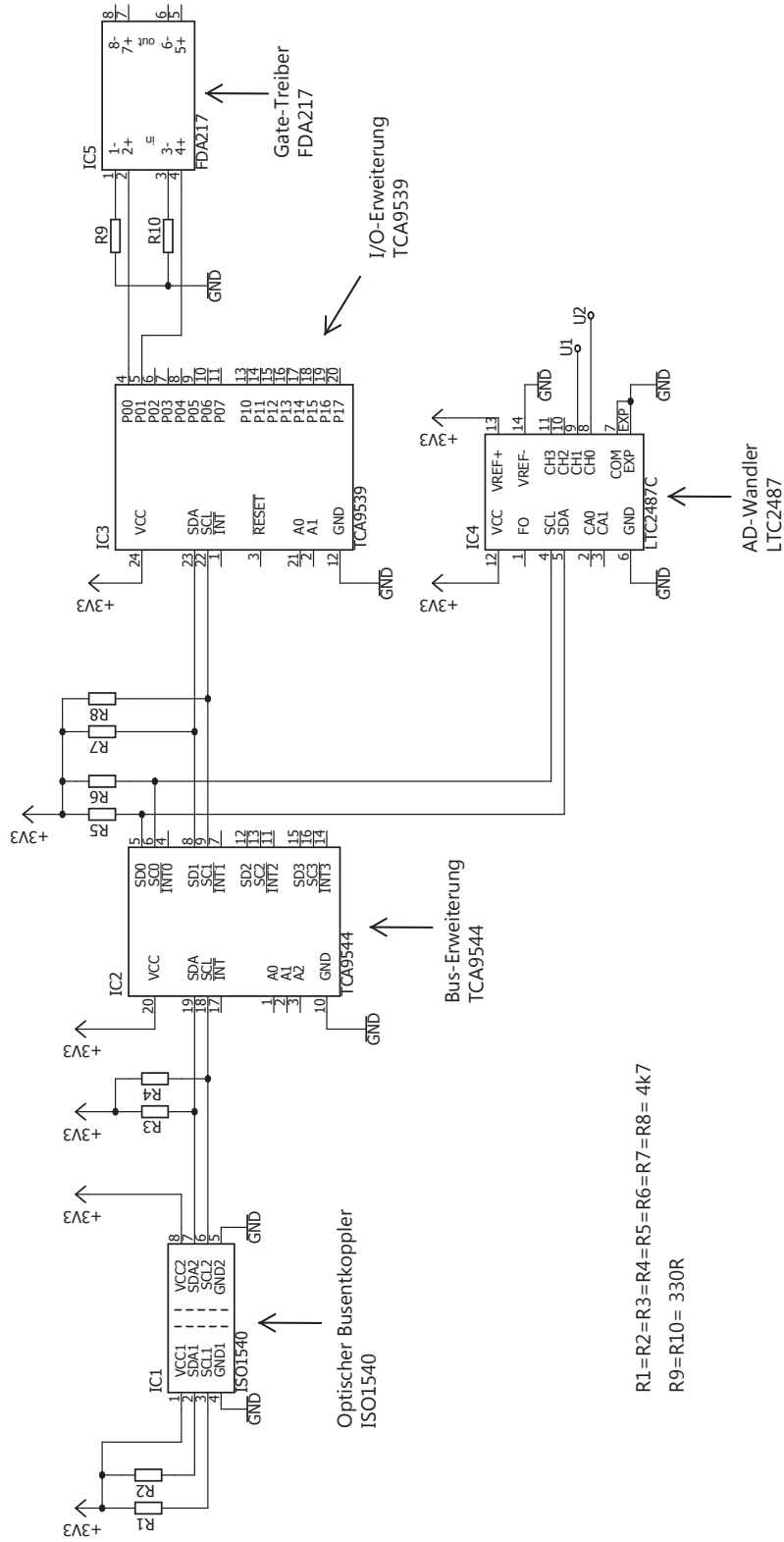


Abbildung 4.6: I²C-Bausteine

wurde ein Adresserweiterungsbaustein (IC2) verwendet. Dieser bekommt im Kommunikationssystem eine einmalige Adresse, über die er vom Bus-Master (also dem Mikrocontroller) angesprochen werden kann. Dieser erlaubt es, die Anzahl der Busteilnehmer zu erhöhen. Alle anderen Bausteine (I/O-Expander (IC3), AD-Wandler (IC4) und gegebenenfalls 'intelligenter' Akku) werden also über diesen Baustein angesprochen (siehe Abbildung 4.6). Dies hat den Vorteil, dass alle genannten Bausteine auf jeder Leistungselektronik dieselbe Adresse besitzen können und es zu keinen Adresskonflikten kommt. Vor allem bei den Akkus ist dies eine Notwendigkeit, da alle Akkus die gleiche Adresse besitzen.

Der I/O-Expander (IC3) dient zum Ansteuern der Gate-Treiber (IC5, Kapitel 4.2.2). Mit dem AD-Wandler (IC4) wird die Akkuspannung und der fließende Akkustrom (über einen Shunt-Widerstand) gemessen. U1 und U2 sind die dementsprechenden Spannungen.

Verwendete Bauteile:

- IC1 → Optischer Busenkoppler: ISO1540
- IC2 → I²C-Adresserweiterung: TCA9544
- IC3 → I/O-Expander: TCA9539
- IC4 → AD-Wandler: LTC2487C
- IC5 → Gate-Treiber: FDA217

Optischer Busenkoppler

Regulatory Approvals

PK Isolation per DIN V VDE V 0884-10 '0884-10): 2006-12

RMS Isolation for 1 Minute per UL 1577 Component Acceptance Notice 5A, IEC 61010-1 and IEC 61010-1 End Equipment

Basic Insulation per GB4943.1-2011

Applications

- ▷ Buses
- ▷ PMBus Interfaces
- ▷ Networks
- ▷ Control Systems
- ▷ Management
- ▷ Shifting

ISO1540 and ISO1541 devices offer an isolated I²C interface to be implemented in a small form factor.

The ISO1540 has two isolated bidirectional data lines while the ISO1541 has one bidirectional data line and a unidirectional clock line. The ISO1541 is useful in applications where a single Master while the ISO1540 is ideal for multi-master applications.

Isolated bidirectional communication is accomplished within these devices by using a Side 1 Low-Level Output Voltage to a Side 2 High-Level Input, thus preventing an internal logic latch that occurs with standard digital isolators.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BOD
ISO1540	SOIC (8)	4.90 mm
ISO1541		

(1) For all available packages, see the orderable part numbers at the end of the data sheet.

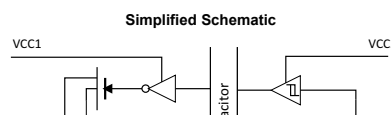


Abbildung 4.7: Blockschaltbild des optischen Busenkopplers

Der optische Busenkoppler erlaubt die Verbindung von I²C-Busteilnehmern, welche nicht dasselbe Bezugspotential besitzen (Abbildung 4.7).

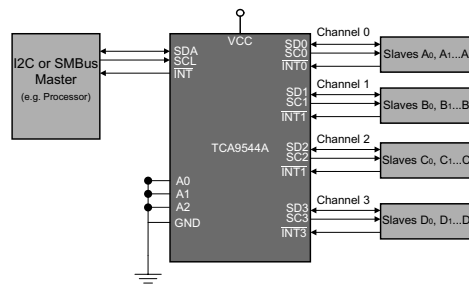


Abbildung 4.8: Prinzip der Adresserweiterung

Adresserweiterung

Die Adresse des Adresserweiterungsbausteines gibt es im Bussystem nur einmal. Somit kann der Master den gewünschten Busteilnehmer eindeutig ansprechen. Ist dies geschehen, melden sich alle anderen Busteilnehmer während der laufenden Kommunikation nicht mehr. Um einen Teilnehmer anzusprechen, der mittels Adresserweiterungsbaustein am Bus hängt, wird zuerst der Adresserweiterungsbaustein angesprochen und danach der tatsächlich gewünschte Teilnehmer. Die Adressen der Teilnehmer nach dem Erweiterungsbaustein müssen nicht eindeutig sein. Darum lässt sich die Anzahl der Busteilnehmer mit diesem Baustein erhöhen (Abbildung 4.8).

I/O-Expander

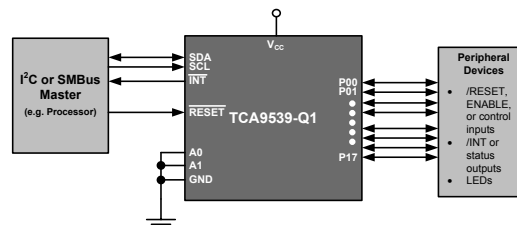


Abbildung 4.9: Prinzip des I/O-Expanders

Mit dem I/O-Expander ist es möglich, die Anzahl der Ein- und Ausgänge von Prozessoren deutlich zu erhöhen (Abbildung 4.9). Es sind Bausteine mit einer unterschiedlichen Anzahl von Ein- und Ausgängen (meist 2,4,8 oder 16) erhältlich. Für das BMS war ein Baustein mit 16 Anschlüssen notwendig.

PWM-Modul

Sollte das Umschaltverhalten wider erwarten im Betrieb nicht zufriedenstellend sein und eine PWM-Ansteuerung notwendig sein, so gäbe es I²C-PWM-Module, welche über den Bus angesprochen werden können und deren Ausgänge PWM-moduliert sind. Da der gewählte Treiber eher langsam schaltet, wäre mit diesem und einem PWM-Modul nur eine

weitere Verzögerung der Schaltgeschwindigkeit möglich. Möchte man hingegen schneller schalten, so müsste man auch einen anderen Treiber verwenden.

4.2.4 Elektronische Sicherung

Als elektronische Sicherung dient ein Komparator, welcher den Spannungsabfall über dem Shunt-Widerstand mit einer über einen Spannungsteiler einstellbaren Referenzspannung vergleicht (Kapitel 5.2.2). Ist die Spannung am Shunt größer als die Referenzspannung, so öffnet der betroffene Schalter und der Stromkreis wird unterbrochen.

Diese Lösung hat den Vorteil, dass sie unabhängig von anderen Komponenten und vor allem unabhängig vom Prozessor funktioniert, sodass sie dementsprechend sehr schnell ist. Über einen Kondensator lässt sich eine gewisse Verzögerung realisieren, sodass kurze Überströme zulässig sind, falls dies erwünscht ist und keine weiteren Probleme hervorruft.

4.2.5 Strommessung

Die Laststrommessung einzelner Akkus erfolgt mittels Shunt-Widerstand, welcher in Serie mit der Last gegen Masse geschaltet wird.

4.3 Schaltverhalten

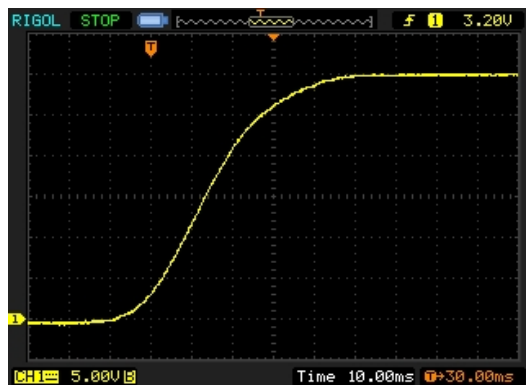
4.3.1 Der Umschaltvorgang

Da das Verhalten beim Umschalten – genauer gesagt der Spannungsverlauf an der Last – ein wesentlicher Punkt ist, wurde eine Versuchsplatine entwickelt, um das mit dem Gate-Treiber und den verwendeten Transistoren erzielte Schaltverhalten zu messen und beurteilen zu können.

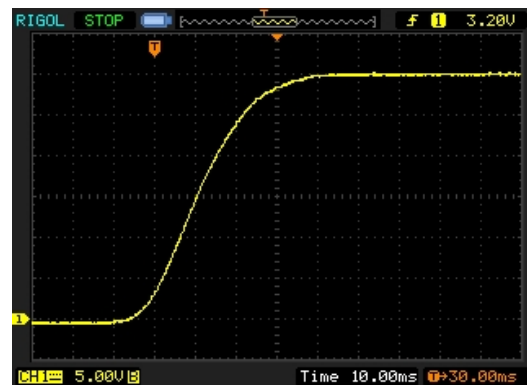
Abbildung 4.10 zeigt das Einschaltverhalten bei einer rein ohmschen Last und einem Laststrom von 5 A. Der zeitliche Spannungsanstieg $\frac{dU}{dt}$ ist zu keiner Zeit all zu groß und es gibt auch kein Überschwingen. Der gesamte Verlauf dauert knappe 50 ms. Da die zu erwartenden Lasten ohmsch bzw. ohmsch-kapazitiv sind, ist auch nicht davon auszugehen, dass es dabei weitere Probleme gibt.

Man sieht auch, dass sich mit steigendem Steuerstrom die Schaltgeschwindigkeit erhöht.

Abbildung 4.11 zeigt den Unterschied beim Einschalten im Leerlauf und mit einer ohmschen Last (jeweils bei einem Steuerstrom von 5.4 mA). Man sieht, dass die Last den Spannungsanstieg etwas dämpft.

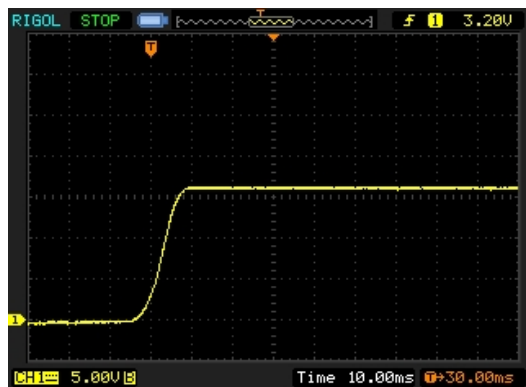


(a) Steuerstrom: 2.5 mA

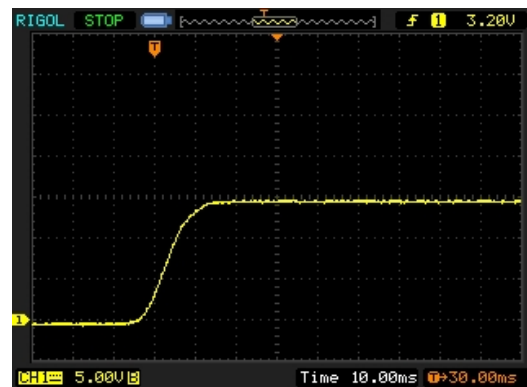


(b) Steuerstrom: 4.8 mA

Abbildung 4.10: Einschaltverhalten



(a) Leerlauf



(b) Last

Abbildung 4.11: Einschalten im Leerlauf und mit ohmscher Last

4.4 Probleme

4.4.1 Steuerelektronik

Versorgung

Der verwendete Schaltregler (LTC7138) für die Versorgung der Steuerelektronik wurde gewählt, da die Auswahl an geeigneten Bauteilen sehr limitiert ist. Durch den großen Eingangsspannungsbereich von mindestens 100 V scheiden die meisten verfügbaren Schaltregler bereits aus. Der LTC7138 kann einen Strom von bis zu 400 mA liefern. Da der Strombedarf der Steuerelektronik wesentlich kleiner ist (unter 10 mA), liegt die Schaltfrequenz so tief (bei ca. 1 kHz), sodass die nachgeschaltete Induktivität deutlich hörbare Geräusche macht, die unangenehm und nicht vertretbar sind.

Switching Frequency vs Load Current

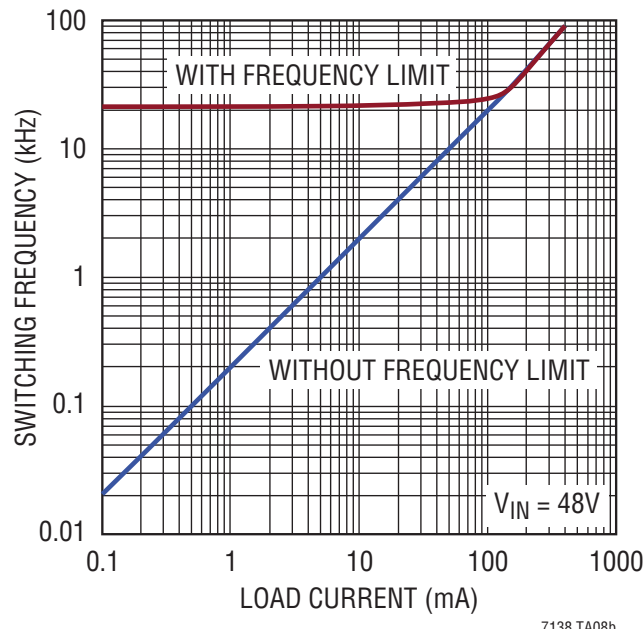


Abbildung 4.12: Frequenzverlauf des LTC7138¹

Abbildung 4.12 zeigt den Verlauf der Schaltfrequenz des verwendeten Schaltreglers in Abhängigkeit des Ausgangsstromes. Mit steigendem Strom steigt wie zu erwarten die Schaltfrequenz. Um für das menschliche Ohr nicht mehr wahrnehmbar zu sein, sollte die Frequenz über 20 kHz sein. Dies wäre erst bei einem Strom von ca. 100 mA der Fall. Da dieser Wert mit Sicherheit nicht erreicht wird, muss man sagen, dass der verwendete Schaltregler nicht geeignet ist. Eine alternative wäre der LTC3639. Dieser besitzt dieselbe Pinbelegung bei gleichem Gehäuse. Dessen maximaler Ausgangsstrom beträgt lediglich 100 mA, aber auch das ist mehr als ausreichend. Wesentlicher Vorteil ist die höhere Schaltfrequenz von mindestens 40 kHz, sodass das Problem mit der Geräusentwicklung behoben sein sollte.

4.4.2 Leistungselektronik

Strommessung

Wie bereits im Kapitel 5.2.3 beschrieben wurde, wäre es besser, die Strommessung von der aktuellen Variante (Messung der Spannung über sehr kleinen Shunt-Widerstand mit Hilfsbeschaltung) auf eine differenzielle Spannungsmessung zu ändern, sodass genauere Ergebnisse erzielt werden. Diese wäre mit dem aktuell verwendeten AD-Wandler auch möglich.

¹Quelle: Datenblatt LTC7138, www.linear.com

Da der Shunt-Widerstand sehr klein ist, verursachen Leitungs- und Übergangswiderstände Beeinflussungen des Ergebnisses.

Referenzspannung für AD-Wandler

Aus Platz- und Kostengründen wurde auf eine eigene Referenzspannungsquelle für den AD-Wandler verzichtet. Es hat sich jedoch gezeigt, dass die erzielten Ausgangsspannungen der verwendeten Linearregler doch sehr unterschiedlich sind, und somit jede einzeln bei der Inbetriebnahme händisch erfasst und im Programm hinterlegt werden. Da das nicht sehr praktikabel ist, wäre der Einsatz einer Referenzspannungsquelle ratsam und würde auch die Messgenauigkeit erhöhen.

Schalter zum Ein- und Ausschalten

Um nicht ständig Strom aus einem angeschlossenen Akku zu ziehen, wäre ein Schalter zwischen Pluspol des Akkus und dem Eingang des Linearreglers notwendig. Die Problematik ist, einen geeigneten Schalter zu finden, der von der Steuerelektronik aus angesteuert werden kann. Dabei müsste eine vollständige Trennung von schaltendem und geschaltetem Stromkreis gegeben sein.

Der Einsatz eines Relais, eines Solid-State-Relais, eines Opto-MOS oder ähnlichem wäre dafür möglich. Es müsste dann ständig ein Strom von der Steuerelektronik zur Lastelektronik fließen, was nicht gerade optimal ist.

Am besten geeignet wäre ein Schalter, der lediglich beim Schalten einen (immer positiven) Strom- oder Spannungsimpuls benötigt, sodass die Schalterstellung gewechselt wird. Wichtig dabei ist auch, dass bei Spannungsabfall im eingeschalteten Zustand (Akku wird entfernt oder schaltet sich aus) der Schalter wieder in die Aus-Stellung zurückfällt. Ansonsten könnte es passieren, dass, wenn bei ausgeschaltetem Batteriemanagementsystem eine Spannung angelegt wird (z. B. es wird ein Akku angesteckt), sofort wieder ein Strom zu fließen beginnt und den Akku entlädt.

Platzangebot

Da die Platzverhältnisse für die Platinen aufgrund des verwendeten Gehäuses beschränkt waren, musste auf ein parallel schalten zweier Transistoren für die Leistungsschalter verzichtet werden. Dadurch verringert sich die Stromtragfähigkeit der Platine pro Akku.

Kapitel 5

Pläne

Im folgenden Kapitel werden einige Schaltungsausschnitte, die zusammengehören, gezeigt und teilweise erklärt. Diese können jedoch teilweise geringfügig von den tatsächlich realisierten abweichen. Für die tatsächlichen Schaltpläne in entsprechend großem Format, auf denen sowohl Steuer- als auch Leistungselektronik komplett zu sehen sind, siehe Hülle.

5.1 Steuerelektronik

5.1.1 Versorgung

Bei der Schaltung zur Versorgung soll es möglich sein, dies mit einem Taster zu tun. Wie in Abbildung 5.1 zu sehen ist, ist dies auch möglich. Im ausgeschalteten Zustand sperren alle Transistoren. Wird Taster $S1$ gedrückt, so fließt ein Strom durch $R1$, $R4$ und $R5$. Dadurch wird Transistor $Q2$ leitend und infolgedessen auch Transistor $Q1$. Somit wird nun der Schaltregler $IC1$ versorgt und an dessen Ausgang steht die Betriebsspannung der Platine von 3.3 V zu Verfügung. Somit werden alle Bauteile mit ihrer Betriebsspannung versorgt und der Prozessor kann hochfahren. Schnellstmöglich wird HOLD durch den Prozessor auf High gesetzt und Transistor $Q3$ wird auch leitend. Nun kann der Benutzer den Taster $S1$ wieder loslassen.

Möchte man das Gerät wieder Ausschalten, so muss erneut Taster $S1$ (für eine bestimmte Zeit) gedrückt werden. Dadurch erkennt der Prozessor an ON/OFF ein High und kann so das Herunterfahren einleiten.

Da beim Programmieren meistens ein Netzgerät für die Versorgung verwendet wird, kann mit Taster $S1$ der gerade beschriebene Vorgang ausgelöst werden. Da im realen Betrieb an IN im ausgeschalteten Zustand keine Spannung anliegt, muss zuerst eine andere Quelle die Energie dafür liefern.

V1 ist ein Batteriehalter für eine Knopfzelle und dient zum Starten. Wird Taster $S2$ im realen Betrieb gedrückt, so erfolgt die Versorgung des Prozessors zu Beginn aus der Batterie

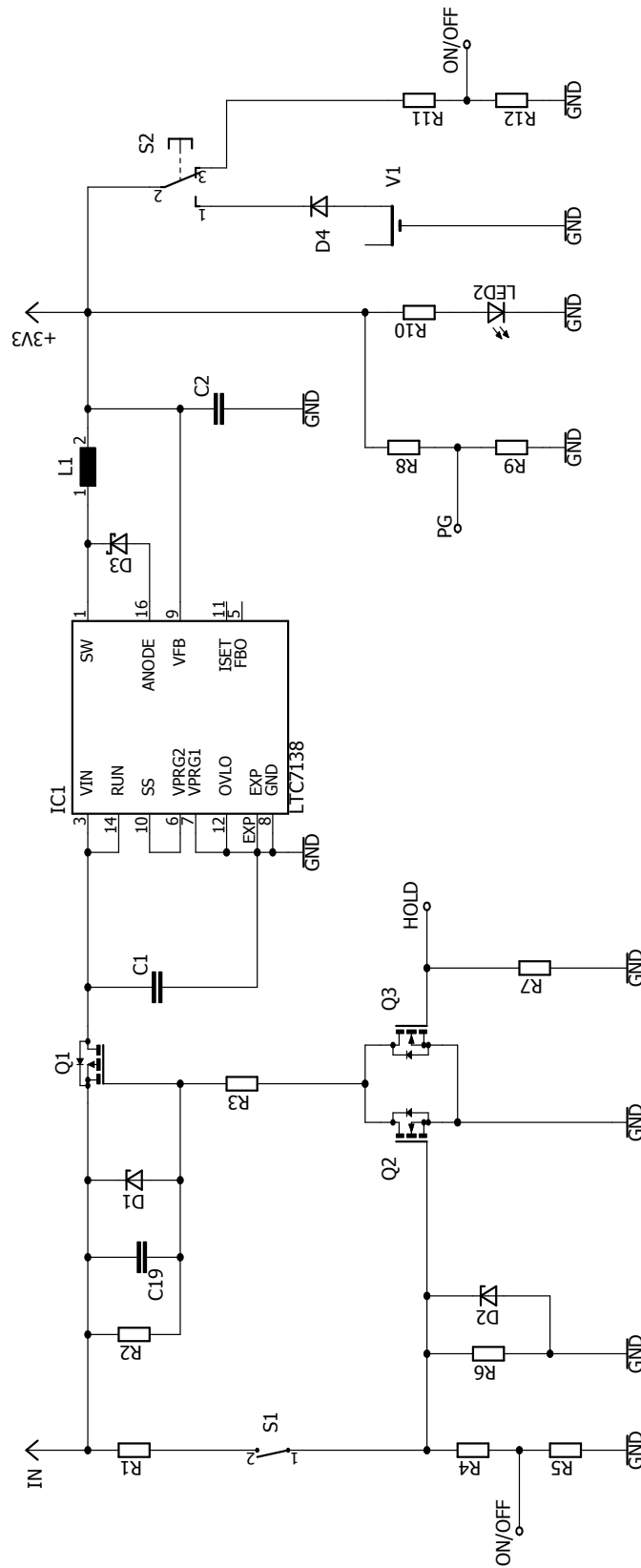


Abbildung 5.1: Versorgung

und anschließend aus der Last. Die Rückmeldung an den Prozessor erfolgt auch hier wieder über *ON/OFF*. Bei einem erneuten Tastendruck kriegt der Prozessor das Signal zum Shutdown.

Welche Variante (über *S1* oder *S2*) gewählt wird, kann optional mittels Jumper konfiguriert werden.

Durch die Verbindung der Pins *SS* und *VPRG2* sowie *VPRG1* mit *GND* des Schaltreglers werden die gewünschten 3.3V konfiguriert. Es ist dazu kein zusätzlicher Spannungsteiler oder ähnliches notwendig.

Der Pin *PG* (PowerGood) kann als Rückmeldung für den Prozessor oder andere Bauteile verwendet werden. *LED2* dient nur dem Techniker/Programmierer, sodass dieser gleich sieht, dass die Versorgung gegeben ist.

Verwendete Bauteile:

- IC1 → Schaltregler: LTC7138

5.1.2 Ausgleichsvorgang

Bei den beiden Bausteinen U4A und U4B (Abbildung 5.2) handelt es sich in der Realität lediglich um einen Baustein. Dies ist der verwendete Baustein für den Ausgleichsvorgang (siehe Kapitel 4.1.4). Vom Prozessor kommt lediglich die Freigabe dafür an *ON/OFF*. Der Ausgleichsvorgang an sich wird vom Baustein selbst gesteuert.

An *IN* wird der Ausgleichsakkum angeschlossen und an *OUT* der zu ladende Akku. Der gesamte Ladestrom fließt also von *IN* über den Ausgleichsbaustein und den Shunt-Widerstand *R27* nach *OUT*. Mittels Spannungsabfall des Shunt-Widerstandes wird der maximale Ausgangsstrom ermittelt und bei Bedarf begrenzt. Das heißt, je nach gewähltem Wert für *R27* ergibt sich der maximale Ausgangsstrom.

Mit dem Widerstand *R28* wird die interne Frequenz des Bausteins eingestellt (laut Datenblatt) und die Kondensatoren *C8* und *C10* bzw. *C9* und *C11* sind Stützkondensatoren für den Ein- bzw. Ausgang. Sowohl der Wert für *R28* als auch für die Kondensatoren wurde dem Datenblatt entnommen. Mit dem Spannungsteiler aus *R29* und *R30* lässt sich noch die maximale Ausgangsspannung einstellen.

- U4A und U4B → Ausgleichsbaustein: LTM8055

5.1.3 Gesamtplan

Abbildung 5.3 zeigt die wesentlichen Elemente der Steuerelektronik (Schematische Darstellung; Detailplan siehe Hülle). Der Prozessor ist das zentrale Element. Darüber ist jeweils eine Einheit zur Messung der Spannung von den beiden Lasten 1 und 2, vom Ladegerät und vom Ausgleichsakkum. Diese wurden schaltbar ausgeführt, sodass nicht ständig ein Leckstrom fließt.

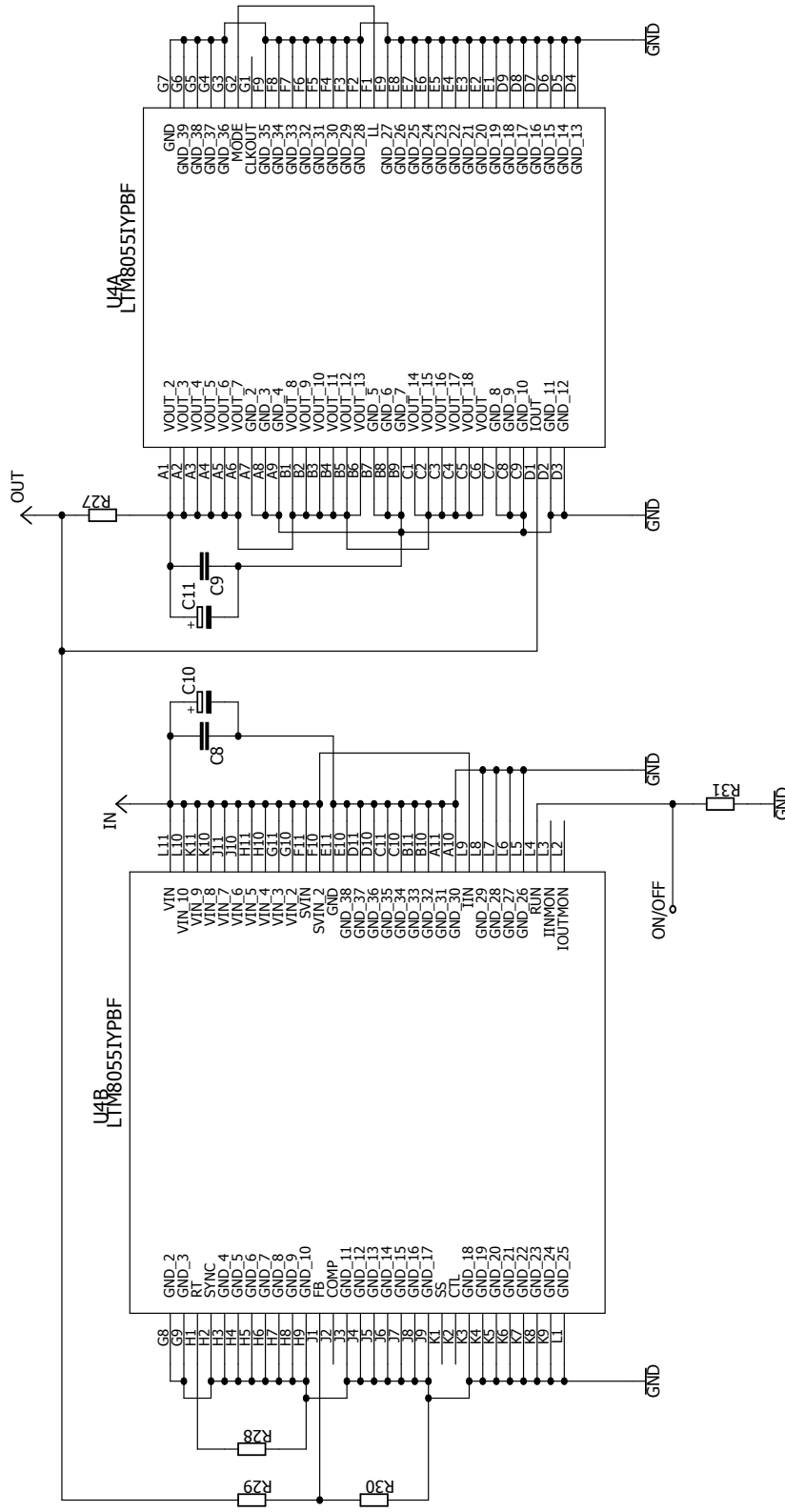


Abbildung 5.2: Beschriftung für den Ausgleichsbaustein

Des weiteren ist noch der Baustein für den Ausgleichsvorgang und dessen Beschaltung zu sehen (siehe Kapitel 5.1.2).

Verwendete Bauteile:

- IC1 → Prozessor: STM32F0
- U4A und U4B → Ausgleichsbaustein: LTM8055

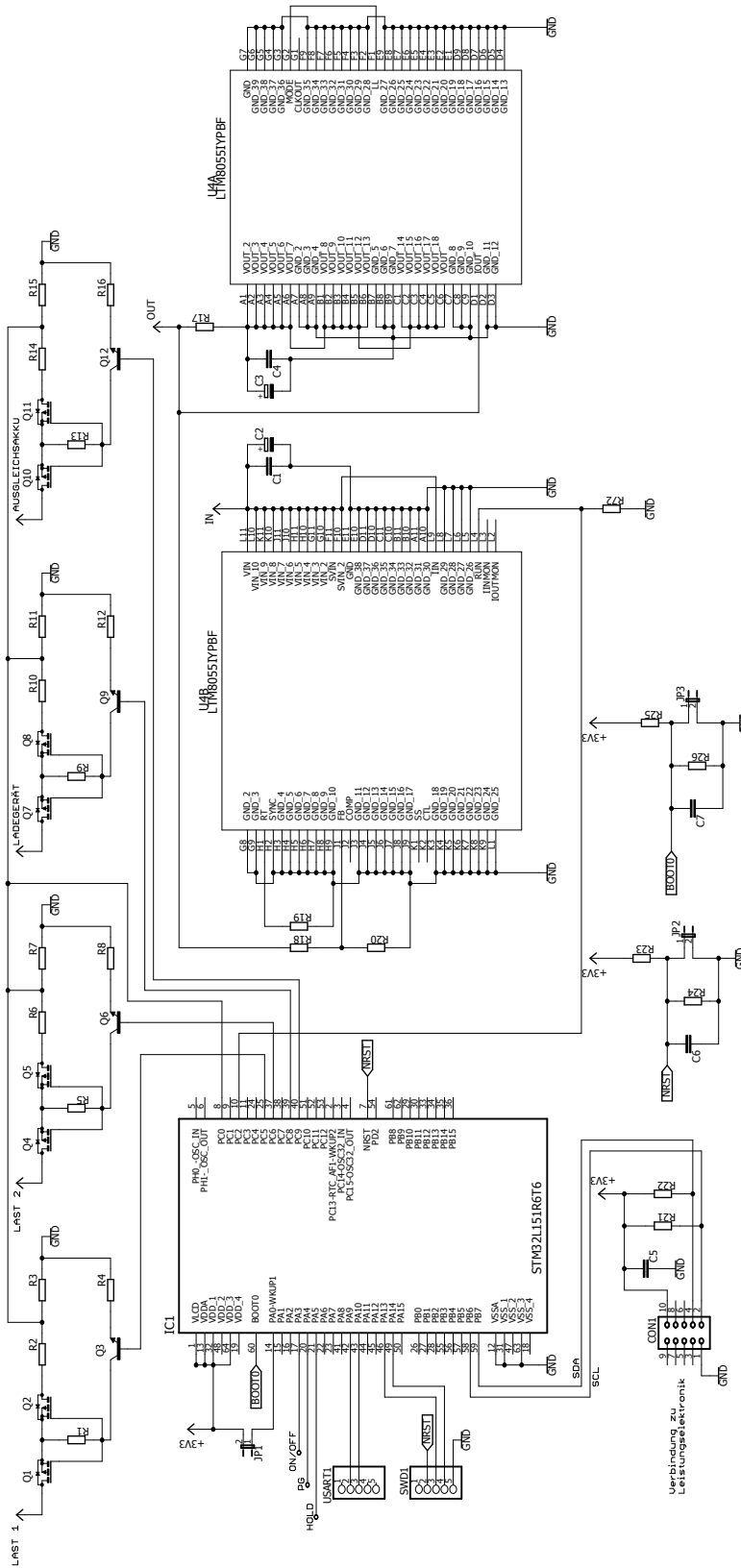


Abbildung 5.3: Steuerelektronik

5.2 Leistungselektronik

5.2.1 Versorgung

Für die Versorgung der Leistungselektronik wurde ein Linearregler gewählt, welcher mit einer geringen Anzahl an Bauteilen, somit platzsparend und auch günstig ist, betrieben wird. Abbildung 5.4 zeigt die Beschaltung. Wie auch schon bei der Steuerelektronik ist die Betriebsspannung der Leistungselektronik 3.3 V.

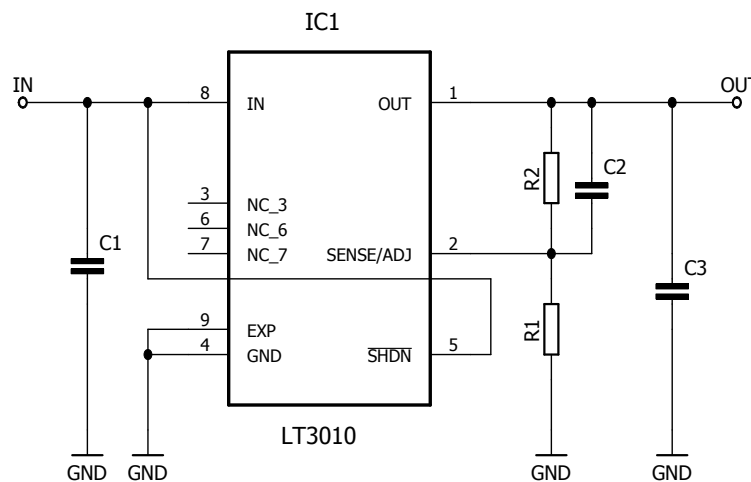


Abbildung 5.4: Versorgung

Sobald ein Akku an die Elektronik angesteckt wird, wird der Linearregler versorgt und somit auch alle weiteren Bausteine. Dies hat jedoch den Nachteil, dass immer ein Strom fließt, sobald ein Akku angeschlossen ist, auch wenn das Gerät außer Betrieb ist. Es besteht jedoch die Möglichkeit, einen Schalter zu installieren, der in Zusammenhang mit dem Schalter zum Ein- und Ausschalten ist, sodass die Verbindung zwischen Akku und Linearregler getrennt wird, sobald das Gerät ausgeschaltet wird.

Verwendete Bauteile:

- IC1 → Linearregler: LT3010

5.2.2 Elektronische Sicherung

Abbildung 5.5 zeigt die Umsetzung der elektronischen Sicherung. Über den Spannungsteiler aus $R1$ und $R2$ wird eine Schaltschwelle realisiert. Über die Dimensionierung des Spannungsteilers kann die Schaltschwelle verändert und somit der maximal zulässige Strom eingestellt werden. Wird der Laststrom im Shunt-Widerstand zu groß, so wird der Spannungsabfall über diesen größer als die Schaltschwelle und der Ausgang des Komparators

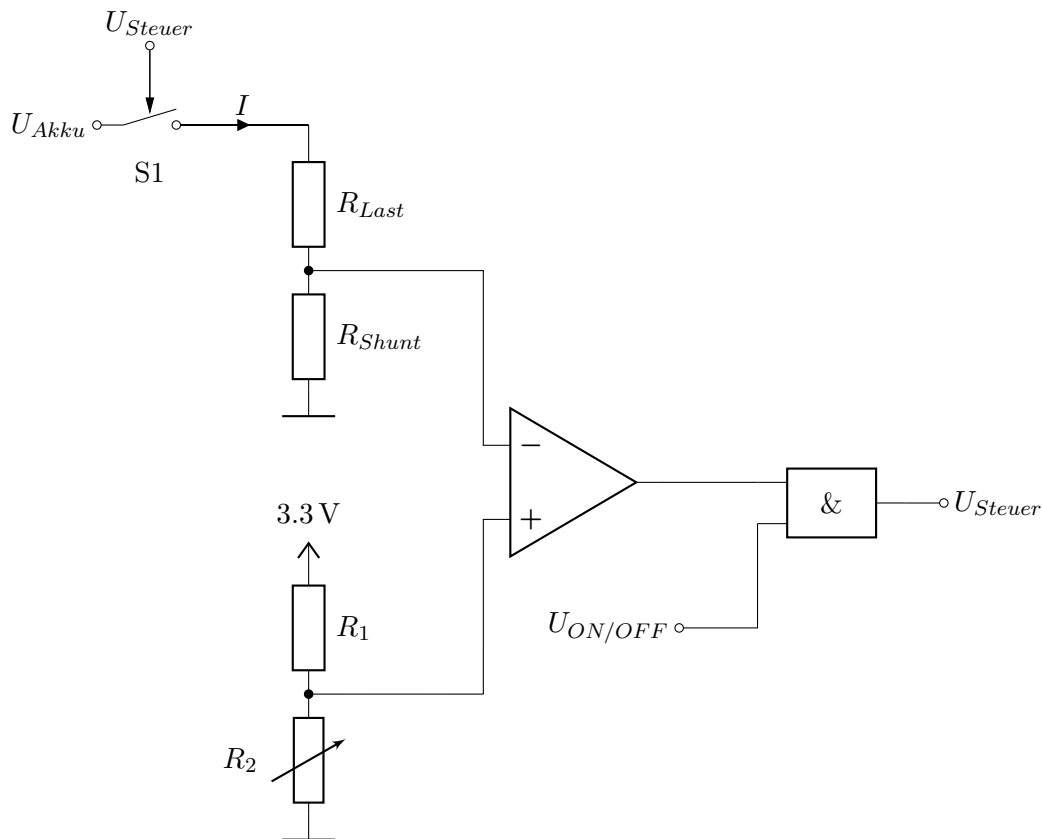


Abbildung 5.5: Elektronische Sicherung

geht von HIGH auf LOW. Somit geht auch U_{Steuer} auf LOW und der Schalter $S1$ öffnet sich.

Um ein kurzzeitiges Überschreiten des Stromlimits (z. B. beim Einschalten) zu ermöglichen, kann der Eingang des Komparators mit Hilfe eines Kondensators gedämpft werden. Um ein hin- und herschalten zu verhindern, kann der Ausgang des Komparators durch den Prozessor mittels Hardware-Interrupt überwacht werden. Wird der Interrupt ausgelöst, so wird die Freigabe des Schalters über $U_{ON/OFF}$ rückgesetzt und der Schalter endgültig geöffnet. Eine weitere Möglichkeit wäre der Betrieb mittels RS-Flipflop. Der Reset-Eingang des Flipflops würde mit dem Ausgang des Komparators verbunden. Wird dieser gesetzt, so geht der Ausgang des Flipflops auf LOW und der Schalter könnte geöffnet werden. Man müsste dazu jedoch die beiden Eingänge in Abbildung 5.5 vertauschen, oder einen Inverter am Ausgang des Komparators hinzufügen.

5.2.3 Strommessung

Die Laststrommessung eines Akkus mittels Shunt-Widerstand soll möglichst geringe Verluste verursachen, weshalb der Wert des Widerstandes bei lediglich $5\text{ m}\Omega$ liegt.

Da jedoch Strom aus dem Akku (beim Entladen) und auch in den Akku (beim Laden) flie-

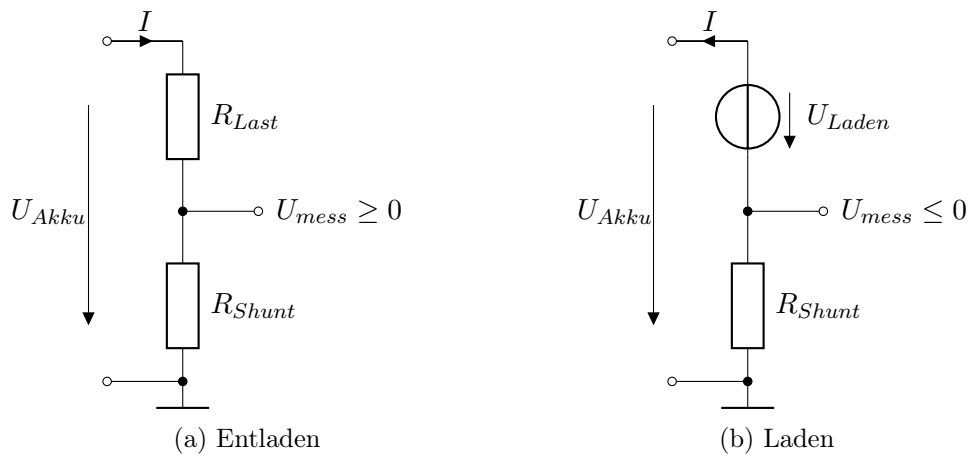


Abbildung 5.6: Spannung am Shunt-Widerstand

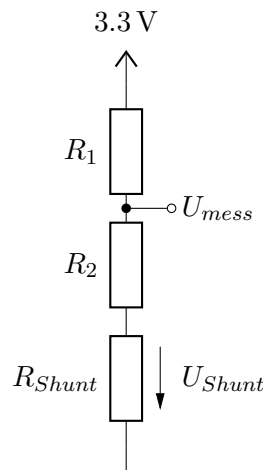


Abbildung 5.7: Beschaltung zur Strommessung

ßen kann, ist der Spannungsabfall über dem Shunt-Widerstand bezogen auf Masse einmal positiv und einmal negativ (Abbildung 5.6).

Mit dem verwendeten AD-Wandler können lediglich positive Spannungen gemessen werden. Um diese Problematik in den Griff zu kriegen, wurde eine Hilfsbeschaltung für die Strommessung verwendet (siehe Abbildung 5.7).

Der Spannungsabfall über dem Shunt-Widerstand beträgt höchstens 150 mV (bei einem maximalen Laststrom von 30 A). Der Messpunkt ist allerdings nicht direkt beim Shunt, sondern zwischen den beiden Widerständen. Die beiden Widerstände R_1 und R_2 werden so dimensioniert, dass im Leerlauf ($U_{Shunt} \approx 0$) die Spannung zwischen den Widerständen (also die Spannung über R_2) der halben Betriebsspannung entspricht (bezogen auf Masse). Fließt nun ein Lade- oder Entladestrom, so wird das Potential an diesem Punkt größer oder kleiner, jedoch nie negativ (gegenüber Masse). Somit ist es möglich, diese Spannung mit dem AD-Wandler einzulesen. Die Berechnung des daraus resultierenden Stromes geschieht

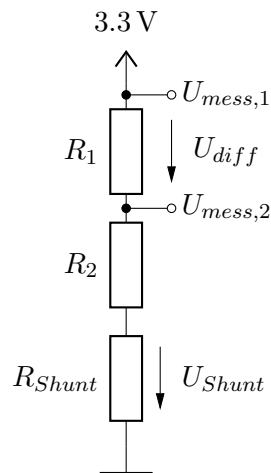


Abbildung 5.8: Differenzielle Strommessung

einfach mit dem Ohmschen Gesetz.

Bei Versuchsmessungen mit dem Prototypen stellte sich heraus, dass die Messung jedoch einer gewissen Schwankungsbreite unterliegt. Der Grund dafür sind die nicht zu vernachlässigenden Übergangs- und Leiterbahnwiderstände, die zu zusätzlichen Spannungsabfällen führten und sich zum Spannungsabfall über dem Shunt addierten, sodass die Messergebnisse beeinflusst wurden.

Um dieses Problem in den Griff zu bekommen wurde diese Single-Ended-Messung auf eine differenzielle Messung geändert (Abbildung 5.8). Es wird mit zwei Eingängen die Spannung über R_1 gemessen und daraus der Laststrom berechnet. Damit haben die oben genannten Einflüsse deutlich weniger Auswirkungen auf das Messergebnis, sodass ein besseres Resultat erzielt wird.

Für die Berechnung des tatsächlichen Stroms aus der gemessenen Spannung siehe Kapitel 6.2.4.

5.3 Verkabelung

Die einzelnen Platinen müssen miteinander verbunden werden. Dafür wurde auf der Rückseite des Gehäuses Platz gelassen. Dies ist auch der Grund, warum sämtliche Anschlüsse der Platinen auf einer Seite platziert sind. Abbildung 5.9 zeigt die Verkabelung beispielhaft für die Steuerelektronik und zwei Leistungselektroniken. Weitere Platinen werden auf dieselbe Weise hinzugefügt.

Der Anschluss für das Ladegerät wird von den einzelnen Platinen durchgeschliffen. Um einen Akku zu laden muss man lediglich einen Schalter schließen. Auch das Laden des Ausgleichsakkus ist möglich. Der Ausgleichsakku selbst wird an die Steuerelektronik an-

geschlossen. Der Ausgang des Bausteins (Kapitel 5.1.2) für den Ausgleichsakkumulator wird dann auch zu den einzelnen Leistungselektroniken durchgeschliffen. Zur Versorgung der Steuerelektronik und zum Messen der Ausgangsspannungen werden die beiden Ausgänge an die Steuerelektronik angeschlossen.

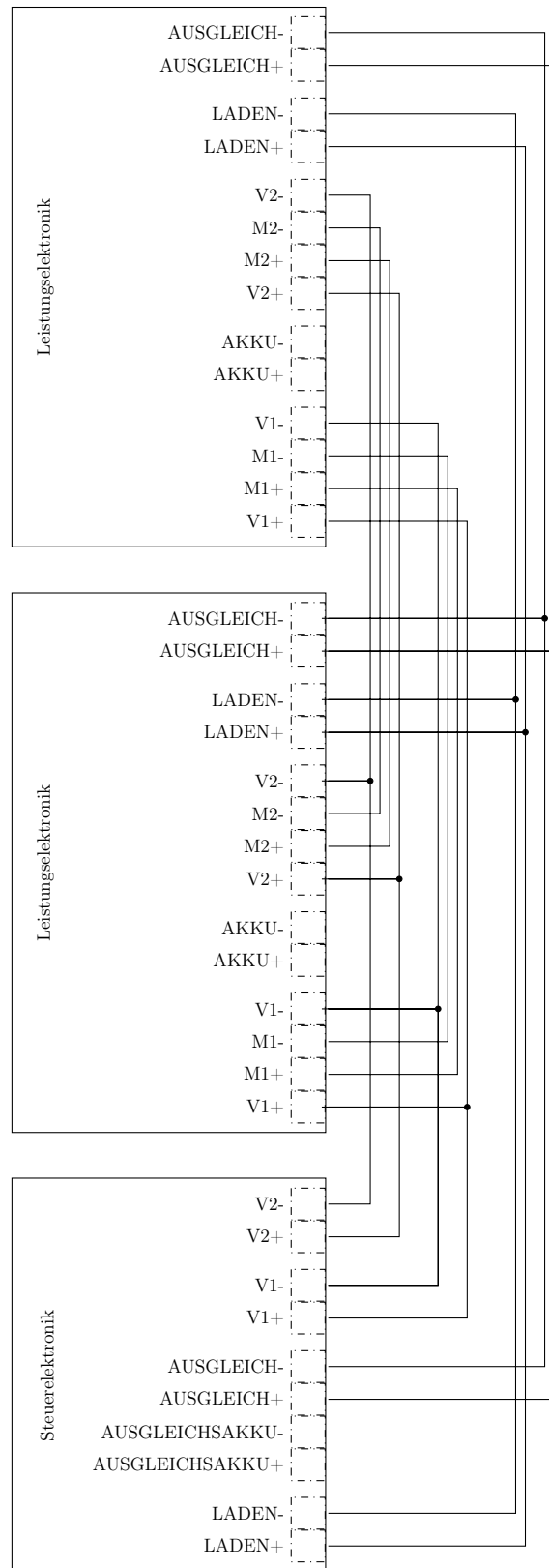


Abbildung 5.9: Verkabelung der Platinen

Kapitel 6

Berechnungen

Alle Widerstandswerte wurden nach Möglichkeit entsprechend der E-12-Reihe gewählt. Ausnahmen dazu sind einzelne exakt erforderliche Widerstände. Die tatsächlich verwendeten Bauteilwerte sind Kapitel 8 zu entnehmen.

6.1 Steuerelektronik

6.1.1 Ein/Aus-Schaltung

Die Beschaltung zum Ein- und Ausschalten soll sowohl mit der niedrigsten ($U = 20\text{ V}$) als auch mit der höchsten ($U = 90\text{ V}$) Eingangsspannung funktionieren (siehe Abbildung 6.1). Die Spannung an $R5$ ($= U_{ON/OFF}$) soll zwischen 2.3 V (sicheres erkennen eines HIGH-Zustandes am Eingang des Prozessors) und ungefähr 3.3 V (somit ist die Eingangsspannung des Pins nicht höher als die Versorgungsspannung und es gibt noch Reserven nach oben ($U_{IN,max} = 4.0\text{ V}$)) liegen, die Gate-Source-Spannung von $Q2$ soll gleich der Zenerspannung $U_Z = 12\text{ V}$ sein. Die Spannung an $R4$ ergibt sich mit $U_{ON/OFF} = 2.5\text{ V}$ zu

$$U_4 = U_Z - U_{ON/OFF} = 12\text{ V} - 2.5\text{ V} = 9.5\text{ V}.$$

Mit Annahme der Ströme I_4 und I_6 bei 20 V ergeben sich folgende Werte:

$$I_6 = 50\ \mu\text{A} \rightarrow R6 = \frac{U_Z}{I_6} = \frac{12\text{ V}}{50\ \mu\text{A}} = 240\text{ k}\Omega \rightarrow R6 = 270\text{ k}\Omega$$

$$I_4 = 150\ \mu\text{A} \rightarrow R4 = \frac{U_4}{I_4} = \frac{9.5\text{ V}}{150\ \mu\text{A}} \approx 63\text{ k}\Omega \rightarrow R4 = 68\text{ k}\Omega$$

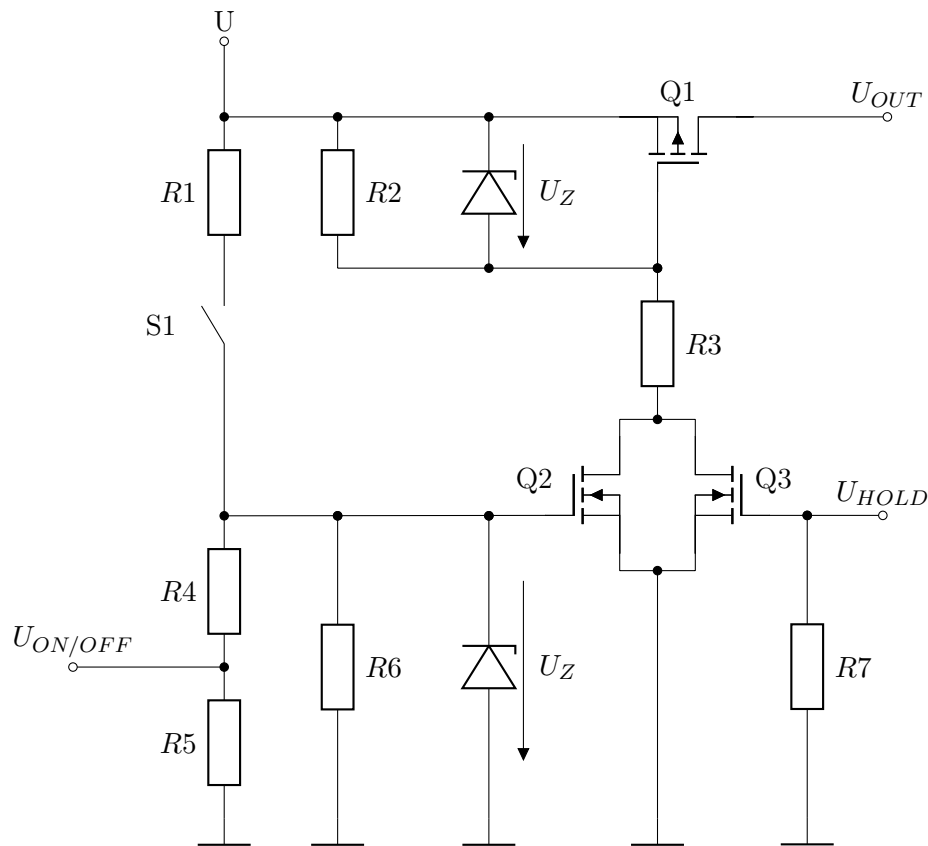


Abbildung 6.1: Ein/Aus-Schaltung der Versorgung

und

$$R_5 = \frac{U_{ON/OFF}}{I_4} = \frac{2.5 \text{ V}}{150 \mu\text{A}} \approx 17 \text{ k}\Omega \rightarrow R_5 = 18 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = \frac{U - U_Z}{I_4 + I_6} = \frac{20 \text{ V} - 12 \text{ V}}{150 \mu\text{A} + 50 \mu\text{A}} = 40 \text{ k}\Omega \rightarrow R_1 = 39 \text{ k}\Omega$$

Für R_2 wurde ein Strom von $I_2 = 100 \mu\text{A}$ angenommen. Es folgt:

$$R_2 = \frac{U_Z}{I_2} = \frac{12 \text{ V}}{100 \mu\text{A}} = 120 \text{ k}\Omega$$

R_3 wurde gleich groß gewählt wie R_2 .

Da bei der maximalen Eingangsspannung von $U = 90 \text{ V}$ der Strom durch R_1 sehr groß werden würde, wurde dieser auf $R_1 = 82 \text{ k}\Omega$ erhöht. Dadurch musste auch R_5 auf $R_5 = 22 \text{ k}\Omega$ erhöht werden.

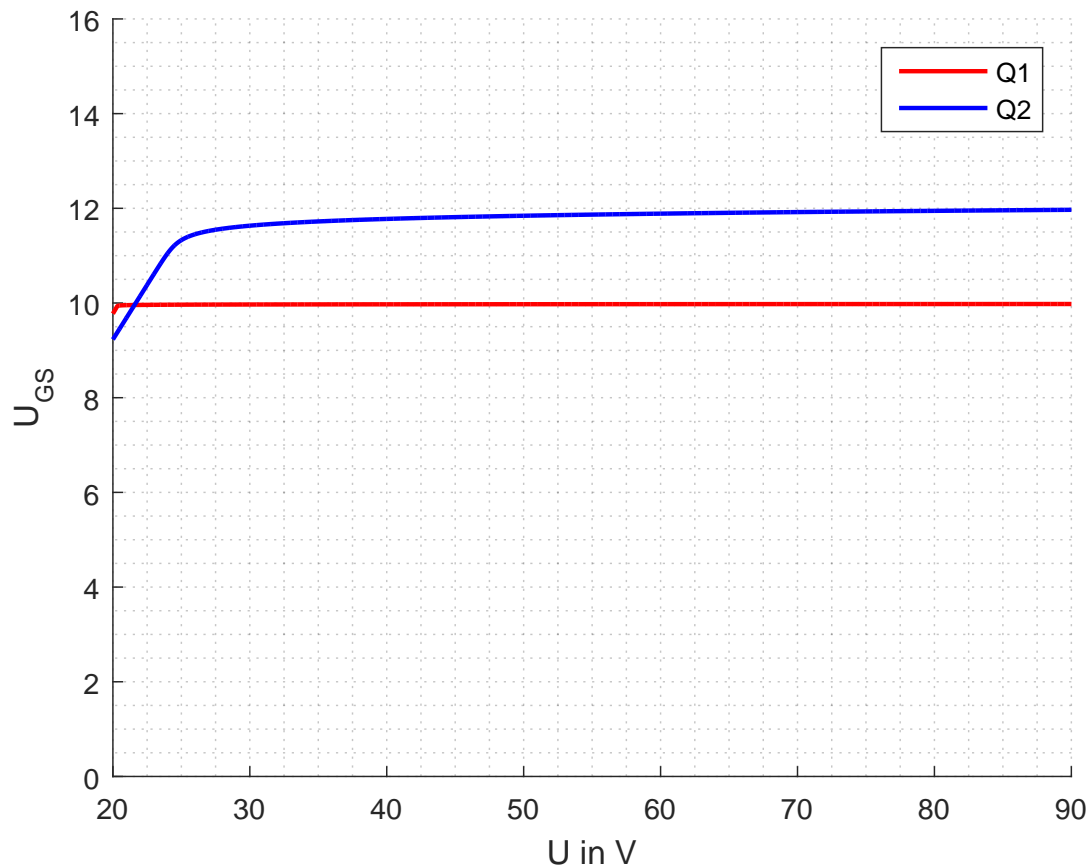
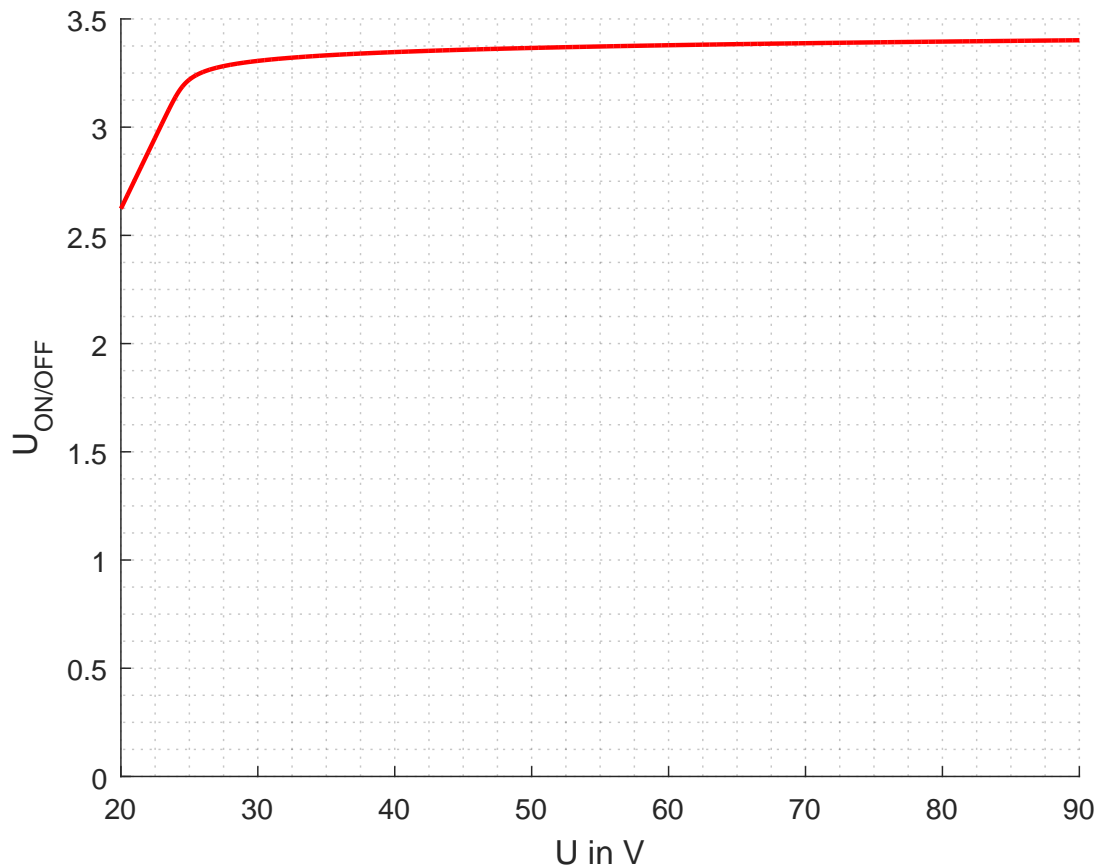


Abbildung 6.2: Gate-Source-Spannung von $Q1$ und $Q2$

Abbildung 6.2 zeigt die mit den hier berechneten Werten aus einer Simulation erhaltenen Gate-Source-Spannungen für die beiden Transistoren $Q1$ und $Q2$. Beide sind in dem erwarteten Bereich. Alle Werte über 3 V sind zulässig, da die verwendeten Transistoren ab dieser Spannung bereits vollständig durchschalten. Auch die Spannung an U_{HOLD} vom Prozessor beträgt nur 3 V, reicht aber aus, um die Funktion zu gewährleisten.

In Abbildung 6.3 ist die Spannung $U_{ON/OFF}$ zu sehen. Die geforderten Minimal- und Maximalwerte (2.3 V und 3.3 V) werden über den gesamten Eingangsspannungsbereich fast erreicht. Lediglich der Maximalwert ist etwas höher. Da dieser jedoch aufgrund der Spannungsbegrenzung durch die Zenerdiode nicht mehr höher wird, stellt das kein Problem dar.

Abbildung 6.3: Verlauf von $U_{ON/OFF}$

6.1.2 Spannungsmessung

Die Spannungsmessung besteht einfach aus einem schaltbaren Spannungsteiler wie in Abbildung 6.4 zu sehen ist. Durch den Schalter fließt nicht ständig ein Strom und es reicht ein Eingang des Prozessors für alle zu messenden Spannungen.

Der Transistor wird vom Prozessor angesteuert. Der dabei fließende Strom soll ca. $100 \mu\text{A}$ betragen, die Gate-Source-Spannung der MOSFET's ungefähr 10 V . Daraus ergibt sich für den Widerstand

$$R1 = \frac{10 \text{ V}}{100 \mu\text{A}} = 100 \text{ k}\Omega.$$

Die Ausgangsspannung $U_{ON/OFF}$ des Prozessors wird mit 3 V angenommen, die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} des Bipolartransistors mit 0.6 V . $R2$ berechnet sich dann zu

$$R2 = \frac{U_{ON/OFF} - U_{BE}}{100 \mu\text{A}} = \frac{3 \text{ V} - 0.6 \text{ V}}{100 \mu\text{A}} = 24 \text{ k}\Omega \rightarrow R2 = 27 \text{ k}\Omega.$$

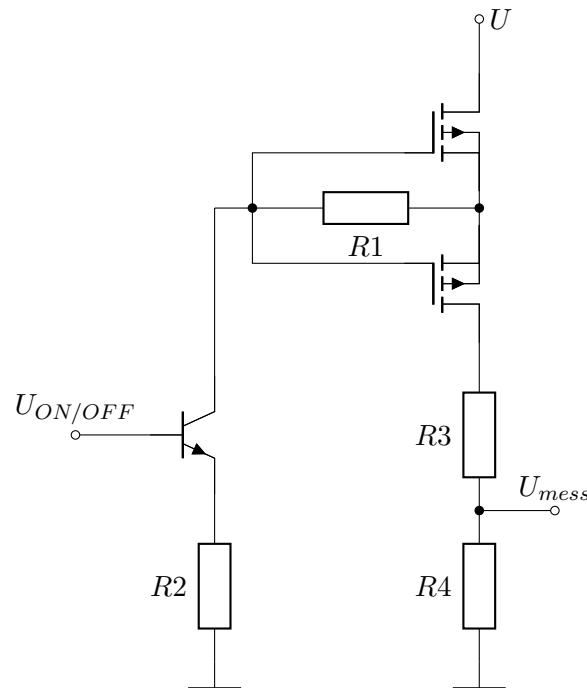


Abbildung 6.4: Spannungsmessung Steuerelektronik

Der Basisstrom wird dabei vernachlässigt.

Die minimale Messspannung beträgt 20 V (ein einzelner leerer Akku), die maximale 90 V (drei Akkus in Reihe). Der maximal fließende Strom soll in der Größenordnung von ungefähr $500 \mu\text{A}$ betragen. Somit:

$$U = U_{max} = 90 \text{ V} \rightarrow I = 500 \mu\text{A} \rightarrow R3 + R4 = \frac{90 \text{ V}}{500 \mu\text{A}} = 180 \text{ k}\Omega$$

$$U = U_{min} = 20 \text{ V} \rightarrow I = \frac{U_{min}}{R3 + R4} = \frac{20 \text{ V}}{180 \text{ k}\Omega} = 110 \mu\text{A}$$

Daraus folgt:

$$U = U_{max} = 90 \text{ V} \rightarrow U_{mess} = 2.5 \text{ V} \rightarrow R4 = \frac{U_{mess}}{I} = \frac{2.5 \text{ V}}{500 \mu\text{A}} = 5 \text{ k}\Omega \rightarrow R4 = 4.7 \text{ k}\Omega$$

und

$$R3 = 180 \text{ k}\Omega$$

und es ergeben sich folgende minimale und maximale Messspannungen:

$$U = U_{max} = 90 \text{ V} \rightarrow I = \frac{U_{max}}{R3 + R4} = \frac{90 \text{ V}}{184.7 \text{ k}\Omega} \approx 487 \mu\text{A}$$

$$U_{mess} = I \cdot R4 = 487 \mu\text{A} \cdot 4.7 \text{ k}\Omega \approx 2.29 \text{ V}$$

und

$$U = U_{min} = 20 \text{ V} \rightarrow I = \frac{U_{min}}{R3 + R4} = \frac{20 \text{ V}}{184.7 \text{ k}\Omega} \approx 108 \mu\text{A}$$

$$U_{mess} = I \cdot R4 = 108 \mu\text{A} \cdot 4.7 \text{ k}\Omega \approx 0.51 \text{ V}$$

6.1.3 Ausgleichsakkumulator

Die gewünschte Ausgangsspannung des Bausteins für den Ausgleichsvorgang (LTM8055) wird über einen Spannungsteiler eingestellt (siehe Kapitel 5.1.2). Der Pin FB des Reglers wird auf $U_{FB} = 1.2 \text{ V}$ geregelt. Als Ausgangsspannung wird die Akkuspannung von 28 V angenommen. Für $R1$ wird der im Datenblatt angegebene Widerstand von $100 \text{ k}\Omega$ verwendet. Somit ergibt sich für $R2$ ein Wert von $4.5 \text{ k}\Omega$.

Für den gewünschten Ausgangsstrom wird der Spannungsabfall über einen Shunt-Widerstand vom Regler überwacht. Dieser wird auf 58 mV geregelt. Über den Shunt-Widerstand lässt sich somit der Ausgangsstrom einstellen. Bei einem maximalen Ausgangsstrom des Reglers von 4 A ergibt sich somit ein Wert für den Shunt-Widerstand zu

$$R_{Shunt} = \frac{58 \text{ mV}}{4 \text{ A}} = 14.5 \text{ m}\Omega \rightarrow R_{Shunt} = 15 \text{ m}\Omega$$

Es ist darauf zu achten, dass der Widerstand die anfallende Verlustleistung abführen kann!

6.2 Leistungselektronik

6.2.1 Versorgung

Die Widerstands- und Kapazitätswerte für den verwendeten Linearregler (LT3010) wurden dem Datenblatt entnommen.

6.2.2 Ansteuerung der Schalter

Für die Ansteuerung der Transistoren der Schalter zur Erzeugung der nötigen Gate-Source-Spannung ist lediglich ein Widerstand in Reihe mit dem Treiber zu schalten (siehe Kapi-

tel 4.2.2). Um eine Gate-Source-Spannung von 10 V zu erreichen, ist ein Diodenstrom von $I_F = 5 \text{ mA}$ nötig. Der Spannungsabfall des Treibers (FDA217) laut Datenblatt ist dabei $U_F = 1.26 \text{ V}$. Der Widerstand ergibt sich somit zu:

$$R1 = \frac{U_B - U_F}{I_F} = \frac{3.3 \text{ V} - 1.26 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 408 \Omega \rightarrow R1 = 390 \Omega$$

6.2.3 Spannungsmessung

Die Messung der Akkuspannung ist schaltbar, um nicht all zu große Verluste durch dauerhaften Stromfluss zu haben (Abbildung 6.5). Durch das Ansteuern von Transistor $T1$ fällt am Widerstand $R1$ eine Spannung ab, die gleichzeitig die Gate-Source-Spannung $U_{GS} = 5 \text{ V}$ des Transistors $Q1$ ist und dieser dadurch durchschaltet. Der Strom durch $T1$ soll $I_C = 100 \mu\text{A}$ betragen. Der Basis-Emitter-Spannungsabfall wird mit $U_{BE} = 0.6 \text{ V}$ angenommen. Es ergibt sich:

$$R2 = \frac{U_{ON/OFF} - U_{BE}}{I_C} = \frac{3 \text{ V} - 0.6 \text{ V}}{100 \mu\text{A}} = 24 \text{ k}\Omega \rightarrow R2 = 27 \text{ k}\Omega$$

$$I_C = \frac{U_{ON/OFF} - U_{BE}}{R2} = \frac{3 \text{ V} - 0.6 \text{ V}}{27 \text{ k}\Omega} \approx 90 \mu\text{A}$$

$$R1 = \frac{U_{GS}}{I_C} = \frac{5 \text{ V}}{90 \mu\text{A}} \approx 55.5 \text{ k}\Omega \rightarrow R1 = 56 \text{ k}\Omega$$

mit $U_{ON/OFF} = 3 \text{ V}$.

Der Basisstrom wird dabei vernachlässigt.

Auch der Strom durch Transistor $Q1$ soll $100 \mu\text{A}$ betragen. Der maximale Spannungsabfall an $R4$ ist zugleich die Eingangsspannung U_{mess} des AD-Wandlers und soll bei einem vollgeladenen Akku mit knapp 30 V bei ca. 2 V liegen. Der AD-Wandler besitzt zusätzlich noch eine einstellbare interne Verstärkung.

$$R4 = \frac{2 \text{ V}}{100 \mu\text{A}} = 20 \text{ k}\Omega \rightarrow R4 = 22 \text{ k}\Omega$$

$$R3 = \frac{30 \text{ V} - 2 \text{ V}}{100 \mu\text{A}} = 280 \text{ k}\Omega \rightarrow R3 = 270 \text{ k}\Omega$$

Damit ergibt sich folgende maximale Messspannung:

$$I_D = \frac{U_{Akku}}{R3 + R4} = \frac{30 \text{ V}}{292 \text{ k}\Omega} \approx 103 \mu\text{A}$$

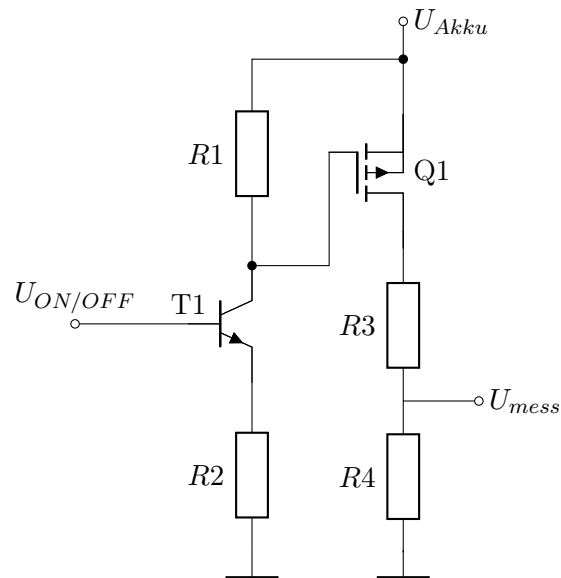


Abbildung 6.5: Spannungsmessung Leistungselektronik

$$U_{mess,max} = I_D \cdot R4 = 103 \mu\text{A} \cdot 22 \text{k}\Omega \approx 2.27 \text{V}$$

Der Kanalwiderstand r_{DS} des Transistors Q1 wird vernachlässigt.

6.2.4 Strommessung

Der Grund für die Hilfsbeschaltung wurde bereits in Kapitel 5.2.3 erklärt. Da der Strom I_B immer fließt, soll er möglichst klein sein und wird somit mit $10 \mu\text{A}$ gewählt. Im Leerlauf ($I_{Last} = 0 \text{ A}$) soll die Messspannung U_{mess} gleich der halben Betriebsspannung U_B sein. Es ergibt sich ein Widerstand für $R1$ und $R2$ von

$$R1 + R2 = \frac{U_B}{I} = \frac{3.3 \text{ V}}{10 \mu\text{A}} = 330 \text{ k}\Omega$$

$$R1 = R2 = \frac{R1 + R2}{2} = 165 \text{ k}\Omega \rightarrow R1 = R2 = 180 \text{ k}\Omega$$

$$I = \frac{U_B}{R1 + R2} = \frac{3.3 \text{ V}}{360 \text{ k}\Omega} \approx 9.2 \mu\text{A}$$

mit $U_B = 3.3 \text{ V}$.

Da der Shunt-Widerstand mit $5 \text{ m}\Omega$ sehr viel kleiner als $R1$ und $R2$ ist, wurde dieser in den Berechnungen bis hier vernachlässigt.

Für den maximalen Entlade- (30 A) und Ladestrom (10 A) ergeben sich nun folgende maximale Messspannungen:

– Entladen:

$$I_{Last,max} = 30 \text{ A} \rightarrow U_{Shunt,max} = I_{Last,max} \cdot R_{Shunt} = 30 \text{ A} \cdot 5 \text{ m}\Omega = 150 \text{ mV}$$

$$U_{mess,max} = \frac{U_B}{2} + \frac{U_{Shunt,max}}{2} = \frac{3.3 \text{ V}}{2} + \frac{150 \text{ mV}}{2} = 1.725 \text{ V}$$

– Laden:

$$I_{Laden,max} = -10 \text{ A} \rightarrow U_{Shunt,max} = I_{Laden,max} \cdot R_{Shunt} = -10 \text{ A} \cdot 5 \text{ m}\Omega = -50 \text{ mV}$$

$$U_{mess,max} = \frac{U_B}{2} + \frac{U_{Shunt,max}}{2} = \frac{3.3 \text{ V}}{2} + \frac{-50 \text{ mV}}{2} = 1.625 \text{ V}$$

Für die Berechnung des Laststromes aus der gemessenen Spannung wurde das Ersatzschaltbild in Abbildung 6.6 herangezogen. Demnach ergibt sich für die Masche M

$$M : \quad U_B = U_1 + U_{mess}$$

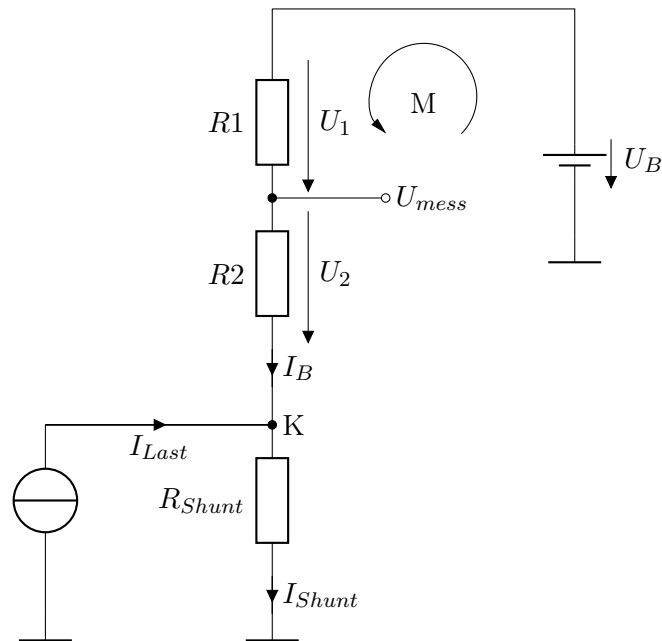


Abbildung 6.6: Strommessung Leistungselektronik

mit

$$U_{mess} = U_2 + U_{Shunt}$$

und für den Knoten K

$$K : \quad I_{Akku} = I_{Shunt} - I_B.$$

Durch Einsetzen erhält man nun

$$I_B = \frac{U_1}{R_1} = \frac{U_B - U_{mess}}{R_1}$$

und

$$I_{Shunt} = \frac{U_{Shunt}}{R_{Shunt}} = \frac{U_{mess} - U_2}{R_{Shunt}} = \frac{U_{mess}}{R_{Shunt}} - \frac{I_B \cdot R_2}{R_{Shunt}}.$$

Eingesetzt in die Formel für den Knoten erhält man für den Strom aus dem Akku oder in den Akku:

$$I_{Akku} = I_{Shunt} - I_B = \frac{U_{mess}}{R_{Shunt}} - (U_B - U_{mess}) \cdot \left(\frac{R_2}{R_1 \cdot R_{Shunt}} + \frac{1}{R_1} \right).$$

Wenn $R_1 = R_2$, vereinfacht sich die Gleichung zu:

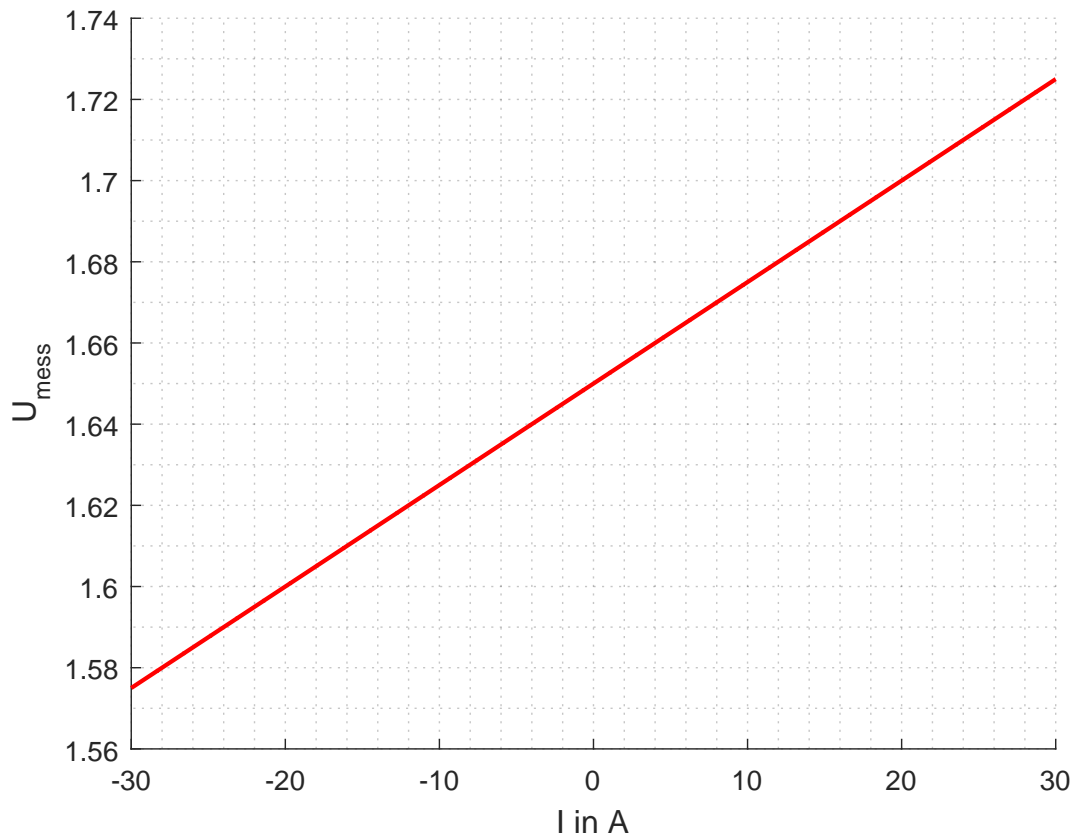


Abbildung 6.7: Spannungsverlauf der Strommessung

$$I_{Akku} = \frac{U_{mess}}{R_{Shunt}} - (U_B - U_{mess}) \cdot \left(\frac{1}{R_{Shunt}} + \frac{1}{R1} \right).$$

Mit dieser Formel lässt sich der Strom in bzw. aus einem Akku sowohl beim Laden als auch beim Entladen bestimmen. Ist das erhaltene Ergebnis positiv, so wird Energie aus dem Akku entnommen, das heißt der Akku wird entladen. Ist das Ergebnis negativ, so wird der Akku geladen.

Abbildung 6.7 zeigt eine Simulation des Spannungsverlaufs am Messpunkt U_{mess} bei einem Strom von -30 A bis 30 A mit $R1 = R2 = 50\text{ k}\Omega$ durch den Shunt-Widerstand. Die dabei am Messpunkt gemessene Spannung bewegt sich zwischen 1.575 V und 1.725 V . Die Differenzspannung beträgt dabei also lediglich 150 mV , was für den großen Messbereich relativ gering ist. Durch verändern des Widerstandsverhältnisses von $R1$ und $R2$ kann diese jedoch vergrößert werden.

Kapitel 7

Ausblick

7.1 Einsatzmöglichkeiten

Die Einsatzmöglichkeiten eines Batteriemanagementsystems, wie es im Rahmen dieser Arbeit erarbeitet wurde, sind sehr vielfältig. Durch die hohe Kapazität heutiger Akkus (die in Zukunft vermutlich noch weiter zunehmen wird) und die beliebig erweiterbare Anzahl an Eingängen des Batteriemanagementsystems ist eine Energieversorgung über einen längeren Zeitraum damit durchaus möglich. So sind standalone Anwendungen denkbar, die in der Natur abseits einer Stromversorgung sind, wie z. B. der Betrieb von Messgeräten, Überwachungskameras, Futterautomaten oder ähnlichem. Auch für den Campingurlaub auf einem abgelegenen Platz oder auf der Almhütte in den Bergen ließen sich bestimmt Anwendungen finden.

Des Weiteren wäre auch ein Einsatz für die Energieversorgung im Auto möglich, wenn das 12 V-Bordnetz nicht belastet werden soll.

Mit einer angepassten Software wäre es auch möglich, die Elektronik für die Lagerung von Akkus zu verwenden. Wird ein Akku über längere Zeit nicht benötigt, so ist es für die Lebensdauer von Vorteil, den Akku hin und wieder zu entladen und laden. Dadurch würde die Lebensdauer deutlich verlängert werden. Auch dies wäre ohne Probleme möglich.

7.2 Verbesserungsmöglichkeiten

Da neben der funktionalen Entwicklung der Elektronik auch noch auf die Mechanik geachtet werden musste, wurde für die Transistoren der Lastschalter lediglich einzelne Transistoren verwendet, um Platz zu sparen. Um die Strombelastung zu erhöhen, empfähle es sich, zwei Transistoren parallel zu schalten, was aus elektronischer Sicht kein Problem darstellt. Mit den gegebenen Platzverhältnissen lässt sich dies jedoch nicht realisieren.

Für den Betrieb des AD-Wandlers wäre der Einsatz einer Referenzspannungsquelle von

Vorteil. Dadurch hätten alle Leistungselektroniken, auf denen der Wandler zum Einsatz kommt, dieselbe Referenzspannung und man müsste nicht jede einzelne händisch vermessen.

Auch wäre die bereits zuvor im Kapitel 4 erwähnte differenzielle Spannungsmessung bei der Laststrommessung wesentlich genauer und würde eine Verbesserung darstellen.

Bezüglich EMV wurden noch keine Messungen durchgeführt, da der im Moment im Einsatz befindliche erste Prototyp dahingehend noch nicht optimiert wurde und bei diesem die Funktionalität im Vordergrund stand. Die gesamte Entwicklung wurde jedoch immer mit Bedacht auf dieses Thema angelegt, um nicht im Laufe der Überarbeitung bzw. Verbesserung auf böse Überraschungen zu stoßen.

Da die Elektronik selbst mit Gleichstrom betrieben wird und auch bei den Lade- und Lastströmen keine schnellen zeitlichen Änderungen zu erwarten sind, ist in diesem Bezug kein erhöhtes Störpotential zu erwarten. Schaltungskomponenten, die mit einer höheren Frequenz arbeiten, sind der Schaltregler sowie der Mikrocontroller (48 MHz) auf der Steuerelektronik. Hinzu kommen noch die I²C-Buskommunikation im Standard mode (100 kHz), sowie bei Bedarf der IC für den Ausgleichsvorgang. Bis auf den I²C-Bus beschränken sich alle genannten Elemente auf die Steuerelektronik, welche somit als potentielle Störquelle betrachtet werden kann.

7.3 Ausblick

Um die wesentliche Funktionalität des Batteriemanagementsystems zu garantieren und dabei ihr volles Potential auszuschöpfen, ist eine gewissenhafte Programmierung erforderlich. Erst dann kann ein Resümee gezogen werden.

Neben der Funktionalität wäre auch eine sorgfältige Messdatenaufnahme, -verarbeitung und -speicherung sowie deren Aufbereitung für den Benutzer von hohem Interesse. Im Zuge dessen kommen bestimmt noch einige weitere Betriebsmodi und Verwendungsmöglichkeiten hinzu, sodass dieser Prozess sicherlich immer wieder zu Neuerungen führt.

Ein erster Ansatz für einen wesentlichen Mehrwert wäre die Kombination mit einer Solarzelle. Überschüssige Energie der Solarzelle könnte so in den Akkus gespeichert und bei Bedarf wieder abgegeben werden. Eine solche Erweiterungsmöglichkeit würde einige neue Einsatzgebiete eröffnen und somit zugleich einen wesentlichen größeren Kreis an potentiellen Kunden ansprechen.

Der Markt für Energiespeicher in elektrochemischer Form – also in Form von Akkus (häufig Lithium-Akkus) – für den Haushalt ist gerade stark im Kommen und es finden sich auch einige Hersteller z. B. aus der Automobilindustrie darunter, die auf den ersten Blick damit nichts zu tun haben. Ein Punkt, den viele Hersteller gemein haben, ist der Ansatz der Segmentierung des Energiespeichers. Es wird also nicht ein großer Akku eingesetzt, sondern mehrere kleinere. Der Vorteil darin besteht in der wesentlich höheren Flexibilität. Einzelne Akkus können so dem Gesamtsystem beliebig hinzugefügt und entnommen werden. Meistens wird auch das Zusammenspiel mit der Photovoltaikanlage auf dem Dach

und öfters auch einem eventuell vorhandenen Elektroauto in der Garage angepriesen. Die Anforderungen an einen stationären Akku wie im Haushalt bzgl. Platzbedarf und Gewicht sind weniger hoch als bei einem Akku für ein Fahrzeug. Da ein solcher nicht ständig beschleunigt und abgebremst werden muss, kann er ruhig etwas schwerer sein.

Um all die genannten Komponenten in Einklang zu bringen und für den Endanwender einen tatsächlichen Nutzen darzustellen, wird ebenfalls ein Batteriemanagementsystem benötigt, welches im Hintergrund die Aufgaben der Steuerung und Überwachung übernimmt. Ein solches ist zwar wesentlich komplexer aufgebaut als jenes hier in der Arbeit beschriebene, die Grundideen und -überlegungen sind allerdings dieselben.

Kapitel 8

Anhang

8.1 Layout

Die folgenden Kapitel beinhalten die Layouts der Steuer- und Leistungselektronik für den Prototypen. Die Maße waren aufgrund des Gehäuses vorgegeben.

8.1.1 Steuerelektronik

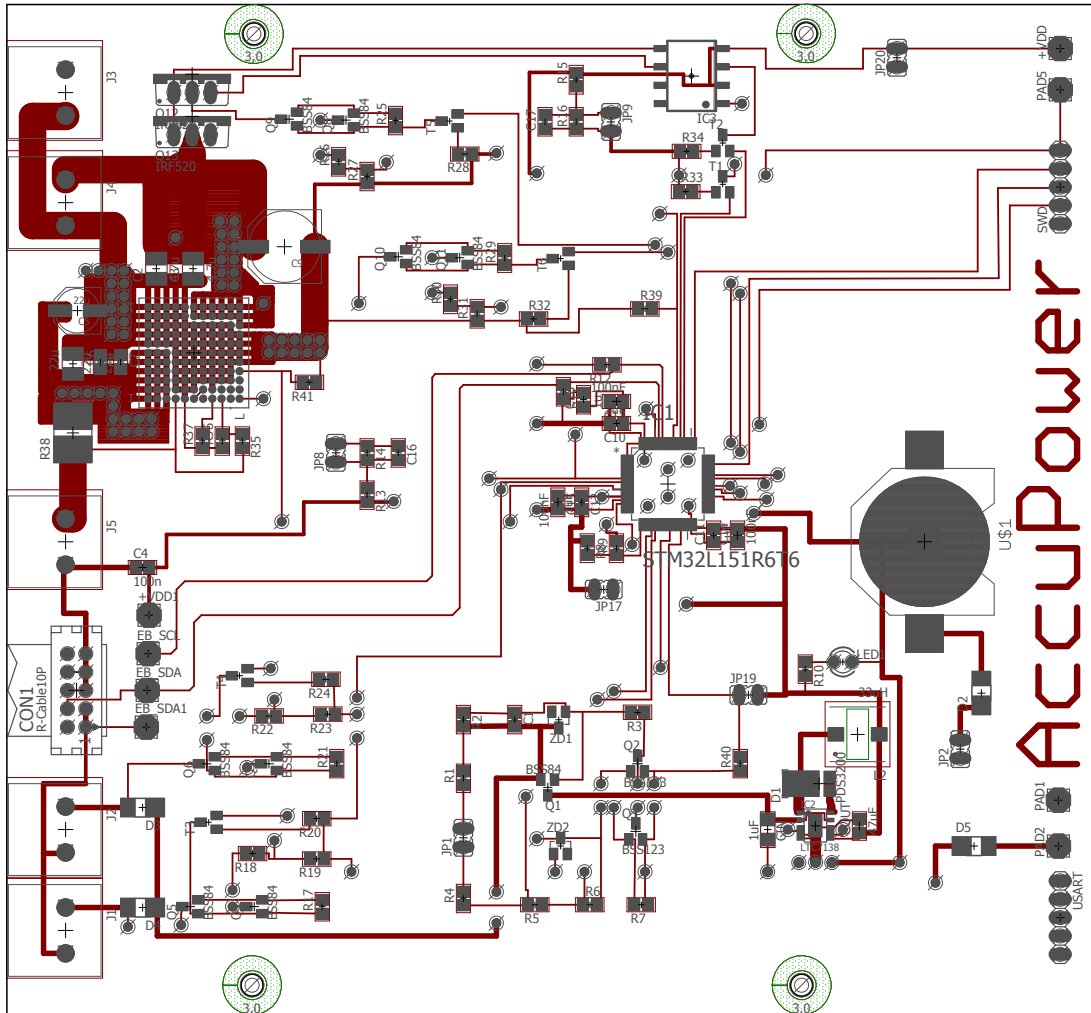


Abbildung 8.1: Steuerelektronik Top-Layer

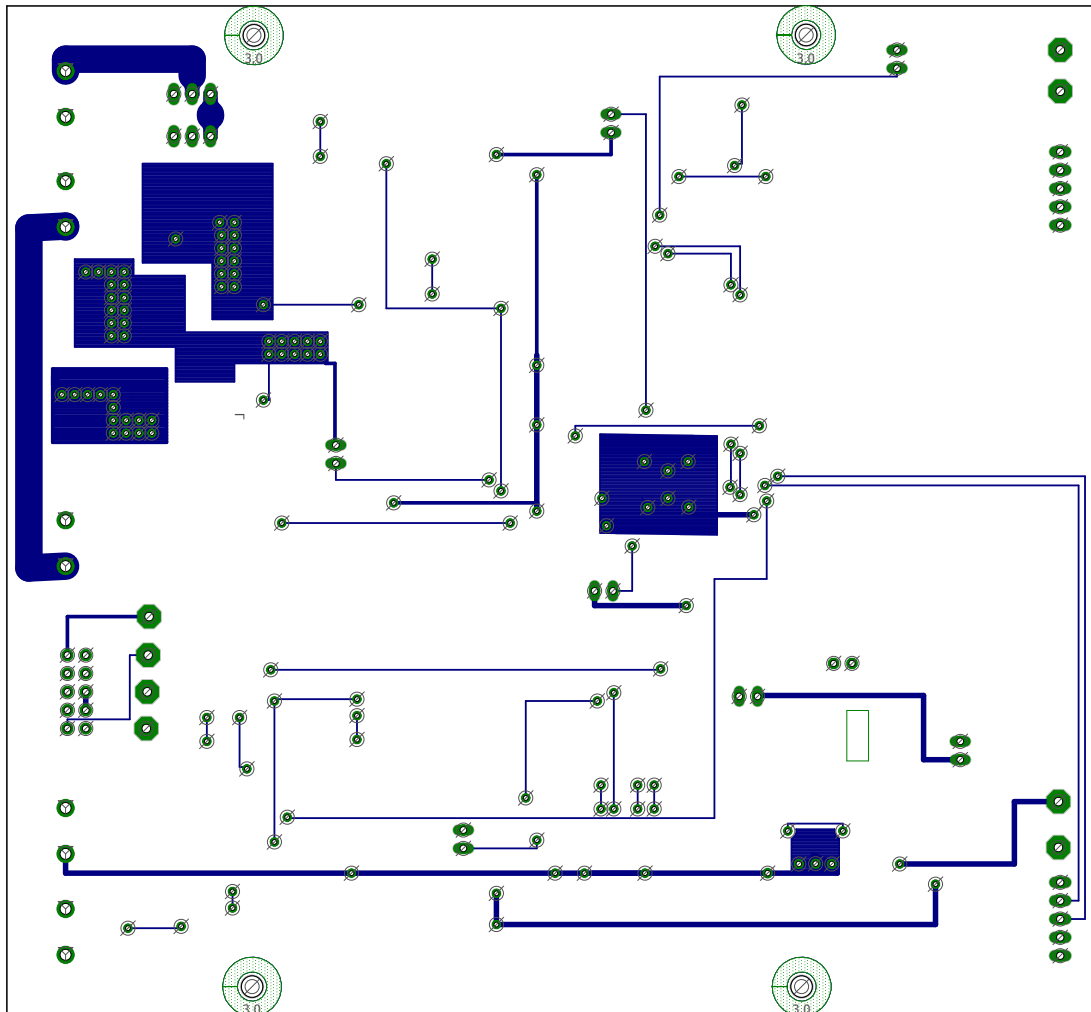


Abbildung 8.2: Steuerelektronik Bottom-Layer

8.1.2 Leistungselektronik

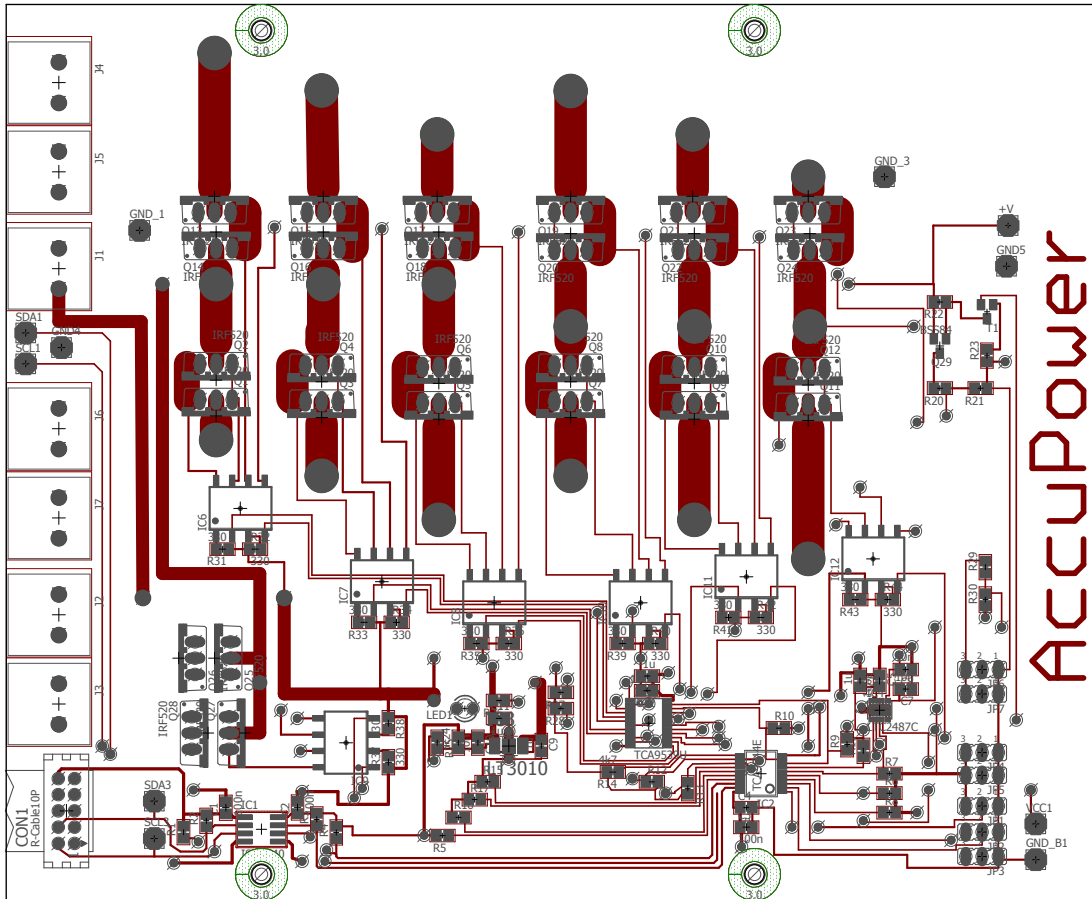


Abbildung 8.3: Leistungselektronik Top-Layer

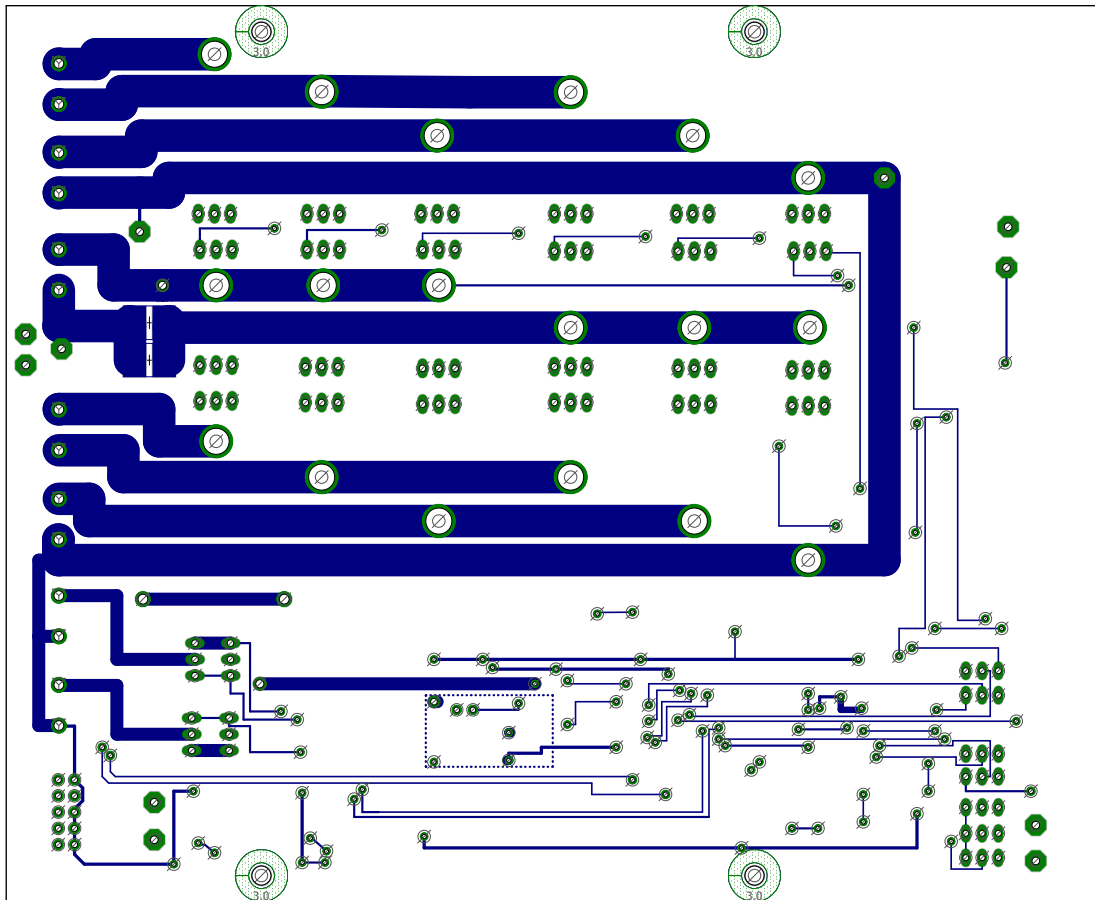


Abbildung 8.4: Leistungselektronik Bottom-Layer

8.2 Fotos

Das Foto in Abbildung 8.5 zeigt die Steuerelektronik, Abbildung 8.6 die Leistungselektronik. In Abbildung 8.7 ist ein Aufbau des Prototypen für zwei Akkus zu sehen. Das Flachbandkabel dient der Kommunikation zwischen den Platinen, die restliche Verkabelung ist für den Leistungsteil bzw. die Anschlüsse an die Platinen.

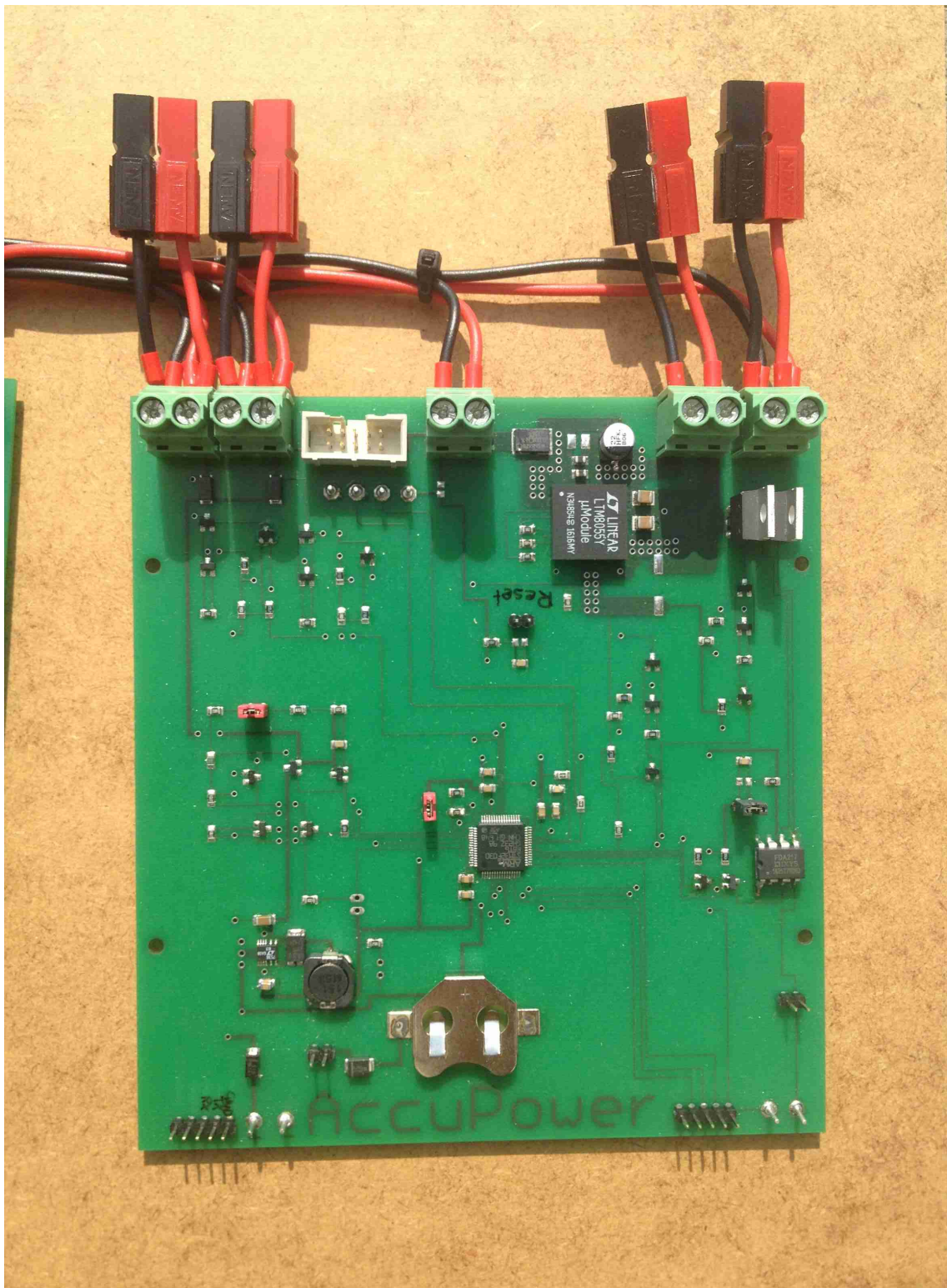


Abbildung 8.5: Steuerelektronik

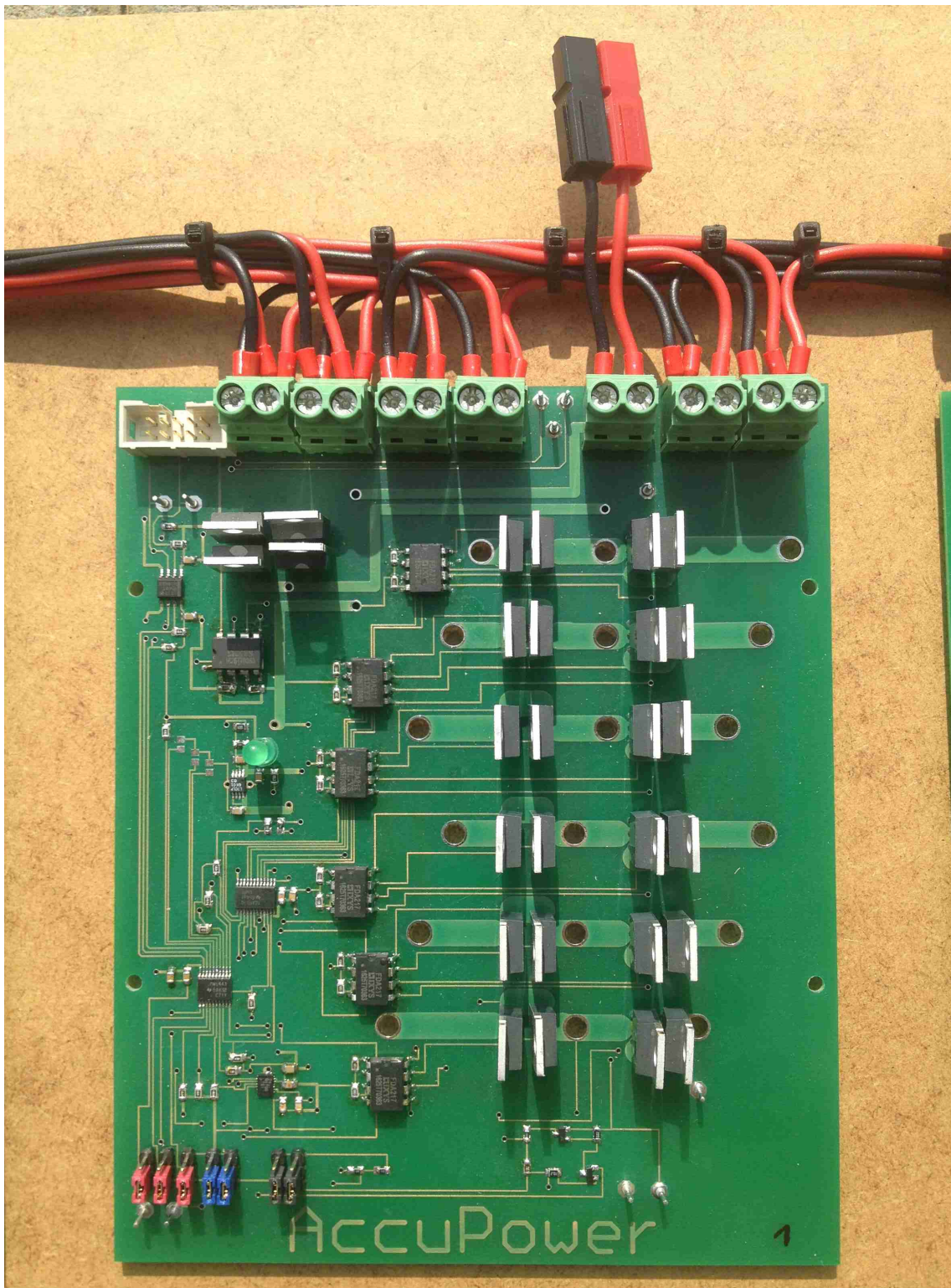


Abbildung 8.6: Leistungselektronik

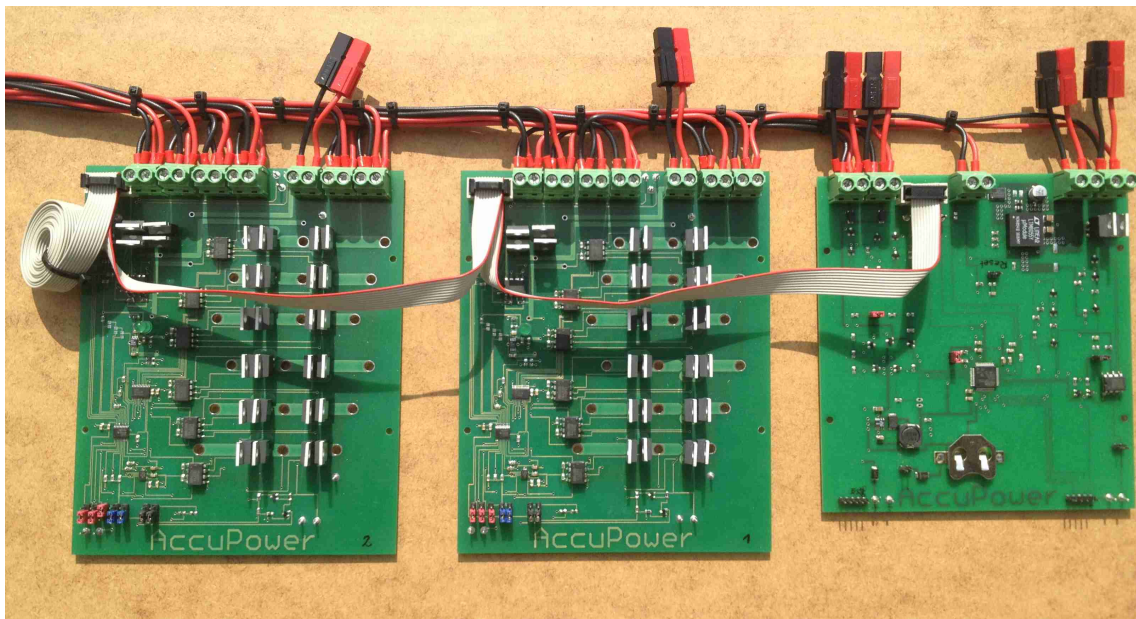


Abbildung 8.7: Prototyp für zwei Akkus

8.3 Bauteile

Die in den folgenden Tabellen aufgelisteten Bauteile beziehen sich auf den ersten Prototypen, welcher mit den genannten Bauteilen bzw. Bauteilwerten gefertigt wurde. Die in den vorhergehenden Kapiteln hergeleiteten/berechneten Bauteilwerte können davon abweichen. Der Grund darin sind die durch Versuche gewonnenen Erkenntnisse, welche eine Anpassung notwendig machten.

Bei Widerständen und Kondensatoren wurde die Größe 0805 (entspricht metrisch 20 mmx12 mm) verwendet, sofern nicht anders angegeben. Diese ist jedoch nicht bindend. Wurde eine andere Größe verwendet, so ist dies hier auch angegeben.

Bei speziellen Bauteilen ist die dementsprechende Herstellerbezeichnung angegeben und/oder die Bestellnummer eines oder mehrerer Händler. Zusätzlich findet sich bei den meisten dieser Bauteile eine kurze Notiz, worauf beim jeweiligen Bauteil zu achten ist.

8.4 Bauteilliste

8.4.1 Steuerelektronik

Nr.	Name	Bauteil	Hersteller	Herstellerbez.	Wert	Beschreibung	farnell.at	mouser.at
1	C1	Kondensator			100n	C0805		
2	C10	Kondensator			1u	Stützkondensator für Prozessor, C0805		
3	C11	Kondensator			1u	Stützkondensator für Prozessor, C0805		
4	C12	Kondensator			1u	Stützkondensator für Prozessor, C0805		
5	C13	Kondensator			100n	Stützkondensator für Prozessor, C0805		
6	C14	Kondensator			100n	Stützkondensator für Prozessor, C0805		
7	C15	Kondensator			100n	Stützkondensator für Prozessor, C0805		
8	C16	Kondensator			100n			

Nr.	Name	Bauteil	Hersteller	Herstellerbez.	Wert	Beschreibung	farnell.at	mouser.at
9	C17	Kondensator			100n			
10	C18	Kondensator				Stützkondensator für BUS-Leitung		
11	C2	Kondensator	Murata	GRM32ER71H 475KA88L	4.7 μ F, 50 V, $\pm 10\%$, X7R	Keramikkondensator, SMD 1210	1828841	81-GRM32R71H 475KA88L
12	C3	Kondensator	Murata	GRM32ER71H 475KA88L	4.7 μ F, 50 V, $\pm 10\%$, X7R	Keramikkondensator, SMD 1210	1828841	81-GRM32R71H 475KA88L
13	C4	Kondensator				Stützkondensator für BUS-Leitung		
14	C5	Kondensator	Panasonic	EEE-FK1H220P	22u	22 μ F, 50 V, Baureihe AEC-Q200 FK; Durchm: 6,3mm	9695915	667-EEE-FK1H220P
15	C6	Kondensator	Kemet	T495D226K035ATE200	22u	22 μ F, 35 V, Baureihe T495, $\pm 10\%$; 2917 [Metrisch 7343]; Alternativ zu Panasonic	1650985	80-T495D226K35E200
16	C7	Kondensator	TDK	C2012X5R1V 226M125AC	22u	Keramikkondensator, 0805	2528773	810-C2012X5R1V 226MAC
17	C8	Kondensator	TDK	C2012X5R1V 226M125AC	22u	Keramikkondensator, 0805	2528773	810-C2012X5R1V 226MAC

Nr.	Name	Bauteil	Hersteller	Herstellerbez.	Wert	Beschreibung	farnell.at	mouser.at
18	C9	Kondensator				Option Eagle: CPOL-EUG; Panasonic_G; Durchmesser: 10mm		
19	Cin	Kondensator	Murata	GRM31CR72A 105KA01L	1u	C1206	1735543	81- GRM31CR72A1
20	CON1	Pfostenstecker				Stecker für Flach- bandkabel zur Kommunikation		
21	Cout	Kondensator	Murata	GRM21BR60J 107ME15L	100u	C0805	2494476	81-GRM21BR60J 107ME5L
22	D1	Diode	Diodes Inc.	PDS3200-13			1713904	621-PDS3200-13
23	D2	Diode	Vishay	VS-10BQ015-M3/5BT			2612709	78-VS-10BQ015- M35BT
24	D3	Diode	Multicomp	S1B			4085078	
25	D4	Diode	Multicomp	S1B			4085078	
26	D5	Diode	Multicomp	S1B			4085078	
27	IC1	Schaltregler	Linear	LTC7138		Erzeugung 3,3V		
28	IC2	Gate-Treiber	IXYS	FDA217S		Gate Treiber für Vgs		849-FDA217S
29	J1	Leistungstecker	Würth	691250610002		für min. 30A		
30	J2	Leistungstecker	Würth	691250610002		für min. 30A		
31	J3	Leistungstecker	Würth	691250610002		für min. 30A		
32	J4	Leistungstecker	Würth	691250610002		für min. 30A		
33	J5	Leistungstecker	Würth	691250610002		für min. 30A		

Nr.	Name	Bauteil	Hersteller	Herstellerbez.	Wert	Beschreibung	farnell.at	mouser.at
34	JP1	Jumper				Platzhalter für Ein/Aus-Taster		
35	JP19	Jumper				Platzhalter für event. Schalter		
36	JP20	Jumper				Platzhalter für event. Schalter		
37	JP8	Jumper						
38	JP9	Jumper						
39	L2	Induktivität	Sumida	CDRH104RNP-151NC	150u		851-CDRH104RNP-151NC	
40	LED1	LED						
41	Q1	Kleinsignal-FET	Diodes Inc.	ZXMP10A13FTA		p-Kanal	1843777	522-ZXMP10A13FTA
42	Q10	Kleinsignal-FET	Diodes Inc.	ZXMP10A13FTA		p-Kanal	1843777	522-ZXMP10A13FTA
43	Q11	Kleinsignal-FET	Diodes Inc.	ZXMP10A13FTA		p-Kanal	1843777	522-ZXMP10A13FTA
44	Q12	Leistungstransistor	NXP	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
45	Q13	Leistungstransistor	NXP	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
46	Q2	Kleinsignal-FET	Diodes Inc.	BSS123-7-F		n-Kanal	1843725	621-BSS123-F
47	Q3	Kleinsignal-FET	Diodes Inc.	BSS123-7-F		n-Kanal	1843725	621-BSS123-F
48	Q4	Kleinsignal-FET	Diodes Inc.	ZXMP10A13FTA		p-Kanal	1843777	522-ZXMP10A13FTA

Nr.	Name	Bauteil	Hersteller	Herstellerbez.	Wert	Beschreibung	farnell.at	mouser.at
49	Q5	Kleinsignal-FET	Diodes Inc.	ZXMP10A13FTA		p-Kanal	1843777	522- ZXMP10A13FTA
50	Q6	Kleinsignal-FET	Diodes Inc.	ZXMP10A13FTA		p-Kanal	1843777	522- ZXMP10A13FTA
51	Q7	Kleinsignal-FET	Diodes Inc.	ZXMP10A13FTA		p-Kanal	1843777	522- ZXMP10A13FTA
52	Q8	Kleinsignal-FET	Diodes Inc.	ZXMP10A13FTA		p-Kanal	1843777	522- ZXMP10A13FTA
53	Q9	Kleinsignal-FET	Diodes Inc.	ZXMP10A13FTA		p-Kanal	1843777	522- ZXMP10A13FTA
54	R1	Widerstand			82k	R0805		
55	R10	Widerstand			330	R0805		
56	R11	Widerstand			4,7k	Pull-Down für BUS-Leitung		
57	R12	Widerstand			4,7k	Pull-Down für BUS-Leitung		
58	R13	Widerstand			100k			
59	R14	Widerstand						
60	R15	Widerstand			100k			
61	R16	Widerstand						
62	R17	Widerstand			100k	R0805		
63	R18	Widerstand			150k	R0805		
64	R19	Widerstand			3,9k	R0805		
65	R2	Widerstand	Multicomp	MC01W0805168K	68k	R0805	9333487	
66	R20	Widerstand			27k	R0805		

Nr.	Name	Bauteil	Hersteller	Herstellerbez.	Wert	Beschreibung	farnell.at	mouser.at
67	R21	Widerstand			100k	R0805		
68	R22	Widerstand			150k	R0805		
69	R23	Widerstand			3,9k	R0805		
70	R24	Widerstand			27k	R0805		
71	R25	Widerstand			100k	R0805		
72	R26	Widerstand			150k	R0805		
73	R27	Widerstand			3,9k	R0805		
74	R28	Widerstand			27k	R0805		
75	R29	Widerstand			100k	R0805		
76	R3	Widerstand			120k	R0805		
77	R30	Widerstand			150k	R0805		
78	R31	Widerstand			3,9k	R0805		
79	R32	Widerstand			27k	R0805		
80	R33	Widerstand			470	R0805		
81	R34	Widerstand			470	R0805		
82	R35	Widerstand	Multicomp	MCWR08X1003FTL	100k	R0805, ±1%	2447551	
83	R36	Widerstand	Multicomp	MC01W080514K3	4,3k	R0805, ±1%	9333215	
84	R37	Widerstand	Multicomp	MC01W0805131K6	31,6k	Einstellen der Schaltfrequenz von U1; R0805, ±1%	2141872	
85	R38	Widerstand	Vishay	WSHM2818R0100FEA	10m	Shunt-Widerstand für Strommessung; R2818; farnell: 5W; mouser: 7W	2474445	71-WSHM2818R0100FEA

Nr.	Name	Bauteil	Hersteller	Herstellerbez.	Wert	Beschreibung	farnell.at	mouser.at
86	R4	Widerstand			68k	R0805		
87	R5	Widerstand			18k	R0805		
88	R6	Widerstand			270k	R0805		
89	R7	Widerstand			270k	R0805		
90	R8	Widerstand			100k	R0805		
91	R9	Widerstand			270k	R0805		
92	SWD	Stiftleiste				für Programmierung		
93	T1	Bipolartransistor	Nexperia	BF820		npn	1081284	771-BF820235
94	T2	Bipolartransistor	Nexperia	BF820		npn	1081284	771-BF820235
95	T3	Bipolartransistor	Nexperia	BF820		npn	1081284	771-BF820235
96	T4	Bipolartransistor	Nexperia	BF820		npn	1081284	771-BF820235
97	T5	Bipolartransistor	Nexperia	BF820		npn	1081284	771-BF820235
98	T6	Bipolartransistor	Nexperia	BF820		npn	1081284	771-BF820235
99	U\$1	Batteriehalter	Multicomp	BC-2001		Batteriedurchm: 20 mm; Bi-bliothek: adafruit.lbr; Bauteil: CR2032SMT	2064713	
100	U1 A/B	Lade-IC	Linear	LTM8055		Laderegler für den Ausgleichsaku		
101	U2	Prozessor	STMICRO-ELECTRONICS	STM32F030R8T6		ARM Cortex-M0, 32bit, 48 MHz, 64 KB, 8 KB, 64 Pin(s)	2393636	511-STM32F030R8T6

Nr.	Name	Bauteil	Hersteller	Herstellerbez.	Wert	Beschreibung	farnell.at	mouser.at
102	USART	Stiftleiste				für Programmierung		
103	ZD1	Zenerdiode	Nexperia	BZX84-B12,215	12V		1757844	771-BZX84-B12T/R
104	ZD2	Zenerdiode	Nexperia	BZX84-B12,215	12V		1757844	771-BZX84-B12T/R

8.4.2 Leistungselektronik

Nr.	Name	Bauteil	Hersteller	Herstellerbez.	Wert	Beschreibung	farnell.at	mouser.at
1	C1	Kondensator			100n	Stützkondensator BUS-Versorgung		
2	C10	Kondensator			10n	Stützkondensator		
3	C11	Kondensator			1u	Stützkondensator		
4	C12	Kondensator			100n	Stützkondensator		
5	C13	Kondensator			1u	Stützkondensator		
6	C2	Kondensator			100n	Stützkondensator BUS-Versorgung		
7	C3	Kondensator			100n	Stützkondensator		
8	C4	Kondensator			1u	Stützkondensator		
9	C5	Kondensator			100n	Stützkondensator		
10	C6	Kondensator			1u	Stützkondensator		
11	C7	Kondensator			10n/100n	Entkopplung AD- Eingang		
12	C8	Kondensator			10n/100n	Entkopplung AD- Eingang		
13	C9	Kondensator			1u	Stützkondensator		

Nr.	Name	Bauteil	Hersteller	Herstellerbez.	Wert	Beschreibung	farnell.at	mouser.at
14	CON1	Pfostenstecker				10-polig; für Flachbandkabel; Kommunikation zu Steuerelektronik conrad: 741648 - 62; Gegenstück: 742106 - 62		
15	IC1	Optischer Trenner I2C-BUS	Texas Instruments	Instruments ISO1540D		Optisches entkopplern des BUS von Steuerelektronik und Leistungselektronik	2496652	595-ISO1540D
16	IC10	Gate-Treiber	IXYS	FDA217S		Gate Treiber für Vgs		849-FDA217S
17	IC11	Gate-Treiber	IXYS	FDA217S		Gate Treiber für Vgs		849-FDA217S
18	IC12	Gate-Treiber	IXYS	FDA217S		Gate Treiber für Vgs		849-FDA217S
19	IC2	BUS-Erweiterungsbausteine	Texas Instruments	Instruments TCA9544APWR		Erweitern der BUS-Teilnehmer		595-TCA9544APWR
20	IC3	Linearregler	Linear Technology	Technology LT3010HMS8E#PBF		Generierung 3.3V aus Akkuspg.	2295239	
21	IC4	AD-Wandler	Linear Technology	Technology LTC2487IDE#PBF		Messung Akkuspg., und Akkustrom	2294648	

Nr.	Name	Bauteil	Hersteller	Herstellerbez.	Wert	Beschreibung	farnell.at	mouser.at
22	IC5	I/O-Erweiterung	Texas ments	Instru- TCA9539QPWRQ1		I/O-Erweiterung über I2C-BUS	2580143	595-TCA9539 QPWRQ1
23	IC6	Gate-Treiber	IXYS	FDA217S		Gate Treiber für Vgs		849-FDA217S
24	IC7	Gate-Treiber	IXYS	FDA217S		Gate Treiber für Vgs		849-FDA217S
25	IC8	Gate-Treiber	IXYS	FDA217S		Gate Treiber für Vgs		849-FDA217S
26	IC9	Gate-Treiber	IXYS	FDA217S		Gate Treiber für Vgs	-	849-FDA217S
27	J1	Leistungsstecker	Würth	691250610002		für min. 30 A		
28	J2	Leistungsstecker	Würth	691250610002		für min. 30 A		
29	J3	Leistungsstecker	Würth	691250610002		für min. 30 A		
30	J4	Leistungsstecker	Würth	691250610002		für min. 30 A		
31	J5	Leistungsstecker	Würth	691250610002		für min. 30 A		
32	J6	Leistungsstecker	Würth	691250610002		für min. 30 A		
33	J7	Leistungsstecker	Würth	691250610002		für min. 30 A		
34	JP1	Jumper				Adressierung des Bausteins		
35	JP2	Jumper				Adressierung des Bausteins		
36	JP3	Jumper				Adressierung des Bausteins		
37	JP4	Jumper				Adressierung des Bausteins		

Nr.	Name	Bauteil	Hersteller	Herstellerbez.	Wert	Beschreibung	farnell.at	mouser.at
38	JP5	Jumper				Adressierung des Bausteins		
39	JP6	Jumper				Adressierung des Bausteins		
40	JP7	Jumper				Adressierung des Bausteins		
41	LED1	LED				Rückmeldung 3,3V		
42	Q1	Leistungstransistor	NXF	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
43	Q10	Leistungstransistor	NXF	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
44	Q11	Leistungstransistor	NXF	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
45	Q12	Leistungstransistor	NXF	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
46	Q13	Leistungstransistor	NXF	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
47	Q14	Leistungstransistor	NXF	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
48	Q15	Leistungstransistor	NXF	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
49	Q16	Leistungstransistor	NXF	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
50	Q17	Leistungstransistor	NXF	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127

Nr.	Name	Bauteil	Hersteller	Herstellerbez.	Wert	Beschreibung	farnell.at	mouser.at
51	Q18	Leistungs transistor	NXP	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
52	Q19	Leistungs transistor	NXP	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
53	Q2	Leistungs transistor	NXP	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
54	Q20	Leistungs transistor	NXP	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
55	Q21	Leistungs transistor	NXP	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
56	Q22	Leistungs transistor	NXP	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
57	Q23	Leistungs transistor	NXP	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
58	Q24	Leistungs transistor	NXP	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
59	Q25	Leistungs transistor	NXP	BUK755R4-100E		n-Kanal; Akku laden	2215769	771-BUK755R4-100E127
60	Q26	Leistungs transistor	NXP	BUK755R4-100E		n-Kanal; Akku laden	2215769	771-BUK755R4-100E127
61	Q27	Leistungs transistor	NXP	BUK755R4-100E		n-Kanal; Ausgang gleich Akku	2215769	771-BUK755R4-100E127
62	Q28	Leistungs transistor	NXP	BUK755R4-100E		n-Kanal; Ausgang gleich Akku	2215769	771-BUK755R4-100E127
63	Q29	Kleinsignal-FET				p-Kanal Kleinsignal	1094997	512-BSS84

Nr.	Name	Bauteil	Hersteller	Herstellerbez.	Wert	Beschreibung	farnell.at	mouser.at
64	Q3	Leistungstransistor	NXP	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
65	Q4	Leistungstransistor	NXP	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
66	Q5	Leistungstransistor	NXP	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
67	Q6	Leistungstransistor	NXP	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
68	Q7	Leistungstransistor	NXP	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
69	Q8	Leistungstransistor	NXP	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
70	Q9	Leistungstransistor	NXP	BUK755R4-100E		n-Kanal; Last	2215769	771-BUK755R4-100E127
71	R1	Widerstand			4,7k	Pull-Up derstand für BUS-Komm.		Wi- für
72	R10	Widerstand			4,7k	Pull-Up derstand für BUS-Komm.		Wi- für

Nr.	Name	Bauteil	Hersteller	Herstellerbez.	Wert	Beschreibung	farnell.at	mouser.at
73	R11	Widerstand			4,7k	Pull-Up derstand Interrupt; terrupt nicht überwacht, Widerstand ist trotzdem notwen- dig		
74	R12	Widerstand			4,7k	Pull-Up derstand BUS-Komm.		
75	R13	Widerstand			4,7k	Pull-Up derstand BUS-Komm.		
76	R14	Widerstand			4,7k	Pull-Up derstand Interrupt; terrupt nicht überwacht, Widerstand ist trotzdem notwen- dig		
77	R15	Widerstand			0	Dummy		
78	R16	Widerstand			0	Dummy		
79	R17	Widerstand			0	Dummy		

Nr.	Name	Bauteil	Hersteller	Herstellerbez.	Wert	Beschreibung	farnell.at	mouser.at
80	R18	Widerstand	Vishay	WSHM2818R0100FEA	10m	Shunt-Widerstand für Strommessung; R2818; farnell: 5W; mouser: 7W	2474445	71-WSHM2818R0100FEA
81	R19	Widerstand	Vishay	WSHM2818R0100FEA	10m	Shunt-Widerstand für Strommessung; möglichst klein; Achtung auf Leistung	2474445	71-WSHM2818R0100FEA
82	R2	Widerstand			4,7k	Pull-Up Widerstand für BUS-Komm.		
83	R20	Widerstand			270k	Spannungsteiler für Messung Akku-Spg.		
84	R21	Widerstand			22k	Spannungsteiler für Messung Akku-Spg.		
85	R22	Widerstand			56k	Spannungsabfall entspricht Vgs		
86	R23	Widerstand			27k	Einstellen des Stromes durch BJT-Trans.		

Nr.	Name	Bauteil	Hersteller	Herstellerbez.	Wert	Beschreibung	farnell.at	mouser.at
87	R24	Widerstand			180k	Spg.-Teiler zum Einstellen der 3,3V		
88	R25	Widerstand			120k	Spg.-Teiler zum Einstellen der 3,3V		
89	R26	Widerstand			330	Vorwiderstand LED		
90	R27	Widerstand			330k	Pull-Up für INT		
91	R28	Widerstand			330k	Pull-Up für RE-SET		
92	R29	Widerstand			180k	Spannungsteiler zur Erzeugung einer positiven Spg. am AD-Eingang, wenn Spannung an Shunt-Wid. beim Laden negativ wird		
93	R3	Widerstand			4,7k	Pull-Up Widerstand für BUS-Komm.		

Nr.	Name	Bauteil	Hersteller	Herstellerbez.	Wert	Beschreibung	farnell.at	mouser.at
94	R30	Widerstand			180k	Spannungsteiler zur Erzeugung einer positiven Spg. am AD-Eingang, wenn Spannung an Shunt-Wid. beim Laden negativ wird		
95	R31	Widerstand			330	Einstellen des Stromes für Gate-Treiber		
96	R32	Widerstand			330	Einstellen des Stromes für Gate-Treiber		
97	R33	Widerstand			330	Einstellen des Stromes für Gate-Treiber		
98	R34	Widerstand			330	Einstellen des Stromes für Gate-Treiber		
99	R35	Widerstand			330	Einstellen des Stromes für Gate-Treiber		
100	R36	Widerstand			330	Einstellen des Stromes für Gate-Treiber		

Nr.	Name	Bauteil	Hersteller	Herstellerbez.	Wert	Beschreibung	farnell.at	mouser.at
101	R37	Widerstand			330	Einstellen des Stromes für Gate-Treiber		
102	R38	Widerstand			330	Einstellen des Stromes für Gate-Treiber		
103	R39	Widerstand			330	Einstellen des Stromes für Gate-Treiber		
104	R4	Widerstand			4,7k	Pull-Up derstand für Wi-BUS-Komm.		
105	R40	Widerstand			330	Einstellen des Stromes für Gate-Treiber		
106	R41	Widerstand			330	Einstellen des Stromes für Gate-Treiber		
107	R42	Widerstand			330	Einstellen des Stromes für Gate-Treiber		
108	R43	Widerstand			330	Einstellen des Stromes für Gate-Treiber		
109	R44	Widerstand			330	Einstellen des Stromes für Gate-Treiber		

Nr.	Name	Bauteil	Hersteller	Herstellerbez.	Wert	Beschreibung	farnell.at	mouser.at
110	R5	Widerstand			4,7k	Pull-Up derstand Interrupt; terrupt nicht überwacht, Widerstand ist trotzdem notwen- dig		
111	R6	Widerstand			4,7k	Pull-Up derstand BUS-Komm.		
112	R7	Widerstand			4,7k	Pull-Up derstand BUS-Komm.		
113	R8	Widerstand			4,7k	Pull-Up derstand Interrupt; terrupt nicht überwacht, Widerstand ist trotzdem notwen- dig		
114	R9	Widerstand			4,7k	Pull-Up derstand BUS-Komm.		
115	T1	npn-Transistor	NXP	BC846B,215		Vce mind. 20V, wenn möglich grö- ßer	1081229	771-BC846B-T/R

Literaturverzeichnis

- [1] Batterie (Elektrotechnik), Die Brockhaus Enzyklopädie Online, April 2017, BROCKHAUS / NE GmbH, <https://tugraz.brockhaus.de/sites/default/files/pdfpermlink/batterie-elektrotechnik--a6b94bd8.pdf>]
- [2] Akkumulator (Elektrotechnik), Die Brockhaus Enzyklopädie Online, April 2017, BROCKHAUS / NE GmbH, <https://tugraz.brockhaus.de/sites/default/files/pdfpermlink/akkumulator-elektrotechnik--3966106d.pdf>
- [3] Galvanische Elemente, Die Brockhaus Enzyklopädie Online, April 2017, BROCKHAUS / NE GmbH, <https://tugraz.brockhaus.de/sites/default/files/pdfpermlink/galvanische-elemente-2fd59c3a.pdf>
- [4] Deutsche Normen, DIN 40729, DIN 57510, 1977, Beuth
- [5] Elektrochemie, Theoretische Grundlagen und Anwendungen, Dr. G. Milazzo, 1952, Springer, ISBN 978-3-7091-7575-0
- [6] Gase Nanosysteme Flüssigkeiten, Bergmann and Schaefer, 2. Auflage, 2006, de Gruyter, ISBN 978-3-11-017484-7
- [7] Lithium Ion Batteries, M. Wakihara and O. Yamamoto, 1998, Wiley-VCH, ISBN 3-527-29569-0
- [8] Batterien und Akkumulatoren: Mobile Energiequellen für heute und morgen, Lucien F. Trueb and Paul Rüetschi, 1998, Springer, ISBN 978-3-540-62997-9
- [9] Handbuch Lithium-Ionen-Batterien, Reiner Korthauer, 2013, Springer, ISBN 978-3-642-30652-5
- [10] Fraunhofer Systemforschung Elektromobilität www.elektromobilitaet.fraunhofer.de, 2017
- [11] NXP Semiconductors, April 2014, <http://www.nxp.com/docs/en/user-guide/UM10204.pdf>

- [12] Halbleiter-Schaltungstechnik, Ulrich Tietze und Christoph Schenk,
11. Auflage, 1999, Springer, ISBN 3-540-64192-0